

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO SUPERIOR DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

THIAGO SCHÜRAUS

**CONCEPÇÃO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
SISTEMA DE TESTES E AQUISIÇÃO DE DADOS DE CÉLULAS E
BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

FLORIANÓPOLIS, 2026.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO SUPERIOR DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

THIAGO SCHÜRAUS

**CONCEPÇÃO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
SISTEMA DE TESTES E AQUISIÇÃO DE DADOS DE CÉLULAS E
BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido
ao Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia de Santa Catarina como parte
dos requisitos para aprovação na unidade
curricular TCC22009.

Orientador:
Prof. Márcio S. Ortmann, Dr. Eng.

Coorientador:
Prof. Cesar A. Penz, Dr. Eng.

FLORIANÓPOLIS, 2026.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

Schüraus, Thiago

CONCEPÇÃO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE TESTES E AQUISIÇÃO DE DADOS DE CÉLULAS E BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO / Thiago Schüraus; orientação de Márcio Silveira Ortmann; coorientação de Cesar Alberto Penz. - Florianópolis, SC, 2026.

225 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado em Engenharia Elétrica. Departamento Acadêmico de Eletrotécnica.

Inclui Referências.

1. Armazenamento de energia. 2. Teste de baterias.
 3. Baterias de íons de lítio. 4. Instrumentação virtual.
- I. Ortmann, Márcio Silveira. II. Penz, Cesar Alberto. III. Instituto Federal de Santa Catarina. IV. **CONCEPÇÃO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE TESTES E AQUISIÇÃO DE DADOS DE CÉLULAS E BATERIAS**

**CONCEPÇÃO, DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
TESTES E AQUISIÇÃO DE DADOS DE CÉLULAS E BATERIAS DE ÍONS DE
LÍTIO**

THIAGO SCHÜRAUS

**ESTE TRABALHO FOI JULGADO ADEQUADO PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE ENGENHEIRO ELETRICISTA E APROVADO NA SUA FORMA FINAL PELA
BANCA EXAMINADORA DO CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA DO INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
DE SANTA CATARINA.**

FLORIANÓPOLIS, 14 DE JULHO, 2026.

BANCA EXAMINADORA:

PROF. MÁRCIO SILVEIRA ORTMANN, Dr. Eng.

PROF. CESAR ALBERTO PENZ, Dr. Eng.

PROF. RICARDO LUIZ ALVES, Dr. Eng.

PROF. VALDIR NOLL, Dr. Eng.

À minha avó, Maria do Carmo da Silva (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, à minha família, pelo apoio incondicional, pelo incentivo e pela compreensão ao longo de toda a minha trajetória acadêmica, especialmente durante a elaboração deste trabalho.

À memória de minha avó, Maria do Carmo da Silva (*in memoriam*), cujo carinho e ensinamentos permanecem como fonte de inspiração em minha vida.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Márcio S. Ortmann, pela orientação, confiança, paciência e pelos conhecimentos compartilhados durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. Cesar, pela coorientação, pelo auxílio durante o desenvolvimento deste trabalho e pelos conhecimentos compartilhados, especialmente relacionados ao LabVIEW.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina (IFSC), pela disponibilização da infraestrutura, em especial, do Laboratório do Grupo de Pesquisas em Eletrônica de Potência e Acionamentos Industriais (GEPAI), fundamentais para o desenvolvimento e a validação experimental deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Adriano de Andrade Bresolin e ao Laboratório de Mobilidade Elétrica (EMOL), pela disponibilização das baterias utilizadas na validação deste trabalho.

À Nataly, pelo apoio, carinho, amizade e incentivo ao longo de toda a trajetória acadêmica. Obrigado por estar presente em todos os momentos.

Aos colegas e amigos que estiveram presentes durante essa caminhada, pelo companheirismo, apoio, incentivo e pela troca de experiências.

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho e para a conclusão desta importante etapa da minha vida.

"Pale Blue Dot"

Carl Sagan

RESUMO

Com o aumento da utilização de sistemas de armazenamento de energia por meio de baterias, principalmente em veículos elétricos e em sistemas elétricos de potência, percebe-se uma tendência de aumento de estudos e manutenção de tal tecnologia. Tais fatos geram a necessidade do levantamento de informações e compreensão da operação das células de baterias. Dessa forma, instrumentos capazes de realizar testes em células de baterias para aquisição de dados e caracterização das condições dos elementos testados tornam-se imprescindíveis. Sendo assim, este trabalho apresenta a concepção, o desenvolvimento e a implementação de um sistema de testes e aquisição de dados de baterias. O trabalho parte da análise das características das baterias de íons de lítio e circuitos eletrônicos aptos para tal função, os quais, juntamente com os requisitos operacionais desejados, permitem a definição dos critérios de projeto, o dimensionamento dos elementos do sistema, a elaboração do *hardware*, do *firmware* e da interface gráfica. Por fim, testes em bancada verificam o comportamento e funcionamento do protótipo, validando as escolhas e o projeto desenvolvido.

Palavras-chave: Armazenamento de energia. Teste de baterias. Baterias de íons de lítio. Instrumentação virtual.

ABSTRACT

The increasing use of energy storage systems — particularly in electric vehicles and power systems — through batteries, has created a growing trend of increased maintenance for these types of systems, leading to the need for gathering information and characterizing the conditions of the battery cells that comprise them. Thus, an instrument capable of performing tests on battery cells for data acquisition and characterization of the tested elements' conditions becomes necessary. In this work, we aim to develop a battery testing and data acquisition system, in which a prototype will be created after an analysis of the characteristics of lithium-ion batteries and electronic circuits, which will enable the definition of the design criteria, the sizing of the system elements, and the development of the hardware, firmware, and graphical user interface. Finally, bench tests will be performed to verify the behavior and functionality of the prototype for validation against the project criteria.

Keywords: Energy storage. Battery testing. Lithium-ion batteries. Virtual instrumentation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Capacidade de fabricação de baterias de íons de lítio, 2022-2030.....	26
Figura 2 – Exemplo de perfis de carga de baterias	37
Figura 3 – Exemplo de perfil genérico de carga para bateria de íons de lítio.....	41
Figura 4 – Influência da corrente de descarga na tensão e na capacidade da bateria	41
Figura 5 – Influência da temperatura na capacidade da bateria.....	42
Figura 6 – Exemplo de circuito linear para a realização do processo de carga de bateria	46
Figura 7 – Topologias de circuitos de cargas eletrônicas baseadas em AMPOP para realização de descarga de baterias	47
Figura 8 – Classificação em relação à operação de conversores	50
Figura 9 – Ilustração da topologia do conversor CC-CC <i>Buck</i> e do Conversor CC- CC <i>Boost</i>	51
Figura 10 – Estrutura do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes em relação aos conversores unidirecionais <i>buck</i> e <i>boost</i>	52
Figura 11 – Exemplo de topologia de uma carga dinâmica baseada em resistores	54
Figura 12 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa	55
Figura 13 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa	55
Figura 14 – Topologia definida para o projeto.....	56
Figura 15 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa	57
Figura 16 – Topologia escolhida para realização de carga e descarga da bateria....	64
Figura 17 – Topologia escolhida para realização do balanceamento da bateria.....	64
Figura 18 – Visão geral das principais funcionalidades do sistema proposto	68
Figura 19 – LAUNCHXL-F28069M.....	73
Figura 20 – Ilustração da topologia do filtro L, filtro LC e filtro LCL	75
Figura 21 – Diagrama de Bode assintótico genérico de magnitude para ilustração da capacidade de atenuação em dB dos filtros L, LC e LCL. Caráter meramente ilustrativo.....	80
Figura 22 – Topologia escolhida para o sistema proposto contendo o controle de tensão do Barramento A por resistores comutados e o conversor CC- CC bidirecional de dois quadrantes com filtro LCL em T para carga e descarga da bateria	81
Figura 23 – Ondulação da corrente na indutância parametrizada em função da razão cíclica	82
Figura 24 – Diagrama de Bode de magnitude com valores utilizados para o filtro LCL; (dB/Hz).	85

Figura 25 – Corrente média nos MOSFETs S1 (curva azul) e S2 (curva vermelha), com corrente no eixo y (A/%)	88
Figura 26 – Corrente eficaz nos MOSFETs S1 (curva azul) e S2 (curva vermelha), com corrente no eixo y (A)	89
Figura 27 – Topologia do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes com filtro LCL e resistores comutados para permitir a bidirecionalidade com aplicação de alimentação unidirecional	94
Figura 28 – Topologias de de limitação de corrente utilizadas com <i>gate drivers</i>	96
Figura 29 – Gráfico da tensão de saída do sensor de corrente para a faixa de operação de -25 A à 25 A	98
Figura 30 – Erro de linearidade da faixa de medição do sensor de corrente CASR 25-NP	98
Figura 31 – Ilustração do amplificador subtrator	99
Figura 32 – Resultado da simulação numérica, realizada no <i>software</i> PSIM, do circuito de condicionamento de sinais para medição de corrente, considerando uma corrente triangular variando de -25 A a 25 A, utilizada para ilustrar o comportamento do circuito ao longo da faixa de operação	101
Figura 33 – Ilustração do circuito de condicionamento de sinais para medição de tensão dos barramentos	102
Figura 34 – Topologia do circuito de medição de tensão diferencial de células de baterias conectadas em série	103
Figura 35 – Circuito com ganho variável para medição de tensões de packs de baterias	104
Figura 36 – Topologia do sistema de medição das tensões das células e módulos de baterias	106
Figura 37 – Topologia utilizada no sistema de medição de temperatura	107
Figura 38 – Ilustração do amplificador subtrator	108
Figura 39 – Resultado da simulação numérica no <i>software</i> PSIM, para o circuito de balanceamento considerando o resistor <i>shunt</i> de 56 Ω e resistência de canal do relé de estado sólido nominal de 3,3 Ω . A tensão de entrada foi variada por meio de um sinal triangular, permitindo avaliar o comportamento do circuito ao longo da faixa de operação.	109
Figura 40 – Capacidade de condução de corrente do GAQY221R2S em relação a temperatura ambiente	110
Figura 41 – Topologia do circuito para balanceamento de módulos de baterias e resultado de simulação numérica no <i>software</i> PSIM, com resistor <i>shunt</i> de 56 Ω , resistência de canal do relé de estado sólido de 3,3 Ω , resistor de polarização de 1 k Ω e diodo Zener com tensão de ruptura de 5,1 V	111
Figura 42 – Circuito de condicionamento de sinais para botão tátil	113

Figura 43 – Topologia do circuito de pré-carga dos barramentos	115
Figura 44 – Elementos da malha de controle de corrente	117
Figura 45 – Diagrama de bode do ganho de malha não compensado	124
Figura 46 – Diagrama de bode do ganho de malha para o sistema compensado ..	125
Figura 47 – Resultado obtido para o teste da lei de controle utilizando um degrau de referência de corrente variando de -15 A (em regime permanente) para + 15 A, utilizando-se limite de derivada de 400 A/s. Onde a variável m1 representa a variação do valor de referência (A) limitada pela derivada e $I(L2)$ correspondente a corrente da bateria (A).....	128
Figura 48 – Resultado obtido para o teste da lei de controle, com o tempo morto dos interruptores eletrônicos de 1 μ s e utilizando um degrau de referência de corrente variando de -15 A (em regime permanente) para + 15 A, utilizando-se limite de derivada de 400 A/s. Onde a variável m1 representa a variação do valor de referência (A) limitada pela derivada e $I(L2)$ correspondente a corrente da bateria (A).....	129
Figura 49 – Estrutura do fluxo de ações que o <i>firmware</i> deve executar.....	142
Figura 50 – Fluxograma simplificado do laço principal do sistema proposto.....	144
Figura 51 – Fluxograma da ISR do sistema proposto	146
Figura 52 – Fluxograma do algoritmo utilizado como base para balanceamento passivo.....	147
Figura 53 – Fluxograma do algoritmo utilizado para aplicação da lei de controle de corrente no sistema proposto.....	148
Figura 54 – Ilustração da tela inicial da IHM.....	152
Figura 55 – Fluxograma geral de interação do usuário com a interface gráfica para execução de um teste	154
Figura 56 – Tela <i>Execution</i> durante a execução de um teste de células de baterias	155
Figura 57 – Tela <i>Execution</i> durante a execução de um teste de células de baterias	157
Figura 58 – <i>Setup</i> utilizado para a realização de testes do sistema projetado.....	163
Figura 59 – Visualização do protótipo elaborado e montado para execução de testes de funcionamento	164
Figura 60 – Aba de configurações da interface gráfica com os parâmetros utilizados para os testes.....	165
Figura 61 – Formas de onda modo buck: tensão do Barramento A (CH1, 5 V/div), tensão do Barramento B (CH2, 5 V/div), tensão sobre o diodo de S2 (CH3, 10 V/div) e, corrente na carga (CH4, 1 A/div)	166
Figura 62 – Corrente na carga (CH4, 2 A/div) e tensões sobre os semicondutores: a) tensão sobre o MOSFET S1 (CH3, 5 V/div) e; b) tensão sobre o MOSFET S2 (CH3, 5 V/div)	167
Figura 63 – Forma de onda da operação no modo <i>buck</i> com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída	

(10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div).....	168
Figura 64 – Forma de onda da operação no modo <i>boost</i> com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída (10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div).....	169
Figura 65 – Pontos de medição e sentido das correntes utilizados para validação do funcionamento com alimentação do sistema com fonte unidirecional; ICH3 corrente da fonte de alimentação, ICH2 corrente drenada pelo banco de resistores comutados, ICH4 corrente da bateria.....	170
Figura 66 – Forma de onda da operação no modo <i>boost</i> com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída (10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div).....	171
Figura 67 – Medição tensão dos barramentos e das tensões das baterias do teste realizado através da interface gráfica desenvolvida; gráfico <i>Current: Amplitude (A), Time (s)</i> ; gráfico <i>Voltage: Amplitude (V), Time (s)</i>	171
Figura 68 – Resultado obtido na transição de referência de corrente de -15 A para +15 A; Corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div).....	172
Figura 69 – Resultado obtido para um perfil de corrente aleatório; corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div).....	174
Figura 70 – Resultado obtido para um perfil de corrente aleatório, com visualização dos sinais por meio da interface gráfica; gráfico <i>Current: Amplitude (A), Time (s)</i> ; gráfico <i>Voltage: Amplitude (V), Time (s)</i>	175
Figura 71 – Resultado obtido para a execução referências em rampas pelo sistema projetado. Corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div).....	176
Figura 72 – Medição das tensões das células de bateria.....	178
Figura 73 – Medição das tensões das células de bateria durante a execução do balanceamento.....	179
Figura 74 – Medição da corrente de <i>inrush</i> no Barramento B. Corrente na bateria (CH4, 2 A/div); Tensão no Barramento B (CH3, 5 V/div); Tensão no Barramento A (CH2, 5 V/div); Tensão de alimentação do sistema (CH1, 5 V/div).....	181
Figura 75 – Medição de temperatura com sensores em temperatura ambiente; Gráfico <i>Temperature: Amplitude em °C e Time em s</i>	182
Figura 76 – Medição de temperatura com variação de temperatura em um dos sensores e os demais em temperatura ambiente; Gráfico <i>Temperature: Amplitude em °C e Time em s</i>	183
Figura 77 – Schematic PCB1 folha 01/03: circuitos de alimentação não isolados..	200
Figura 78 – Schematic PCB1 folha 02/03: conversor e circuitos de acionamentos.....	201

Figura 79 – Schematic PCB1 folha 03/03: circuitos de alimentação isolados	202
Figura 80 – Schematic PCB2 folha 01/02: circuitos de aquisição de dados.....	203
Figura 81 – Schematic PCB2 folha 02/02: microcontrolador e circuitos <i>drivers</i>	204
Figura 82 – Schematic PCB3 folha 01/01: circuito de controle de corrente de <i>inrush</i>	205
Figura 83 – Aba inicial da interface gráfica	222
Figura 84 – Aba para configuração dos diretórios para salvar os dados do sistema e os aquisitados	222
Figura 85 – Aba para configuração da comunicação serial.....	223
Figura 86 – Aba para configuração dos parâmetros do sistema	223
Figura 87 – Aba para implementação do mapa de testes para execução.....	224
Figura 88 – Aba para execução e monitoramento dos dados aquisitados	224
Figura 89 – Aba informativa sobre atuação das funções de proteção.....	225
Figura 90 – Aba para visualização de dados salvos após a execução dos testes ..	225

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Circuitos elétricos equivalentes de baterias de íons de lítio	34
Quadro 2 – Exemplo de topologias para as classificações dos tipos de balanceamento.....	59
Quadro 3 – Possíveis cenários de operação avaliados.....	66
Quadro 4 – Recursos relevantes para o projeto do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.....	73
Quadro 5 – Principais características do sensor de corrente CASR 25-NP	97
Quadro 6 – Portas de comunicação disponibilizadas em <i>hardware</i>	114
Quadro 7 – <i>layout</i> e visualização 3D da PCB1.....	133
Quadro 8 – <i>layout</i> e visualização 3D da PCB2.....	135
Quadro 9 – <i>layout</i> e visualização 3D da PCB3.....	137
Quadro 10 – Estimativa de custos para aquisição de componentes e fabricação das PCB1, PCB2 e PCB3, com valores expressos em dólares americanos	139
Quadro 11 – Estimativa de custos totais para aquisição de componentes e fabricação das PCB1, PCB2 e PCB3, com valores expressos em dólares americanos.....	139
Quadro 12 – Equipamentos utilizados para o teste do protótipo	161
Quadro 13 – Perfil de corrente utilizado para o teste com referência de corrente aleatória e transição em rampa.....	176
Quadro 14 – Lista de materiais da PCB1	206
Quadro 15 – Lista de materiais da PCB2	210
Quadro 16 – Lista de materiais da PCB3	215
Quadro 17 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J1 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	217
Quadro 18 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J3 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	218
Quadro 19 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J5 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	218
Quadro 20 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J7 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	219
Quadro 21 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J4 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	219
Quadro 22 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J2 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	220
Quadro 23 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J8 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	221

Quadro 24 – Compatibilização do <i>pinout</i> do conector J6 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.	221
--	-----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características padrão para diferentes tecnologias de baterias de íons de lítio	36
Tabela 2 – Número máximo de células conectadas em série em relação a tensão máxima do Barramento B	69
Tabela 3 – Especificações elétricas da plataforma de testes	70
Tabela 4 – Parâmetros utilizados para o dimensionamento dos filtros	82
Tabela 5 – Resultado do dimensionamento dos elementos dos filtros LCL	83
Tabela 6 – Parâmetros utilizados para o dimensionamento do filtro capacitivo <i>CA</i> e resultado obtido.....	84
Tabela 7 – Valores utilizados nos filtros do sistema proposto	84
Tabela 8 – Valores dos resistores escolhidos para a topologia do amplificador subtrator	100
Tabela 9 – Ganhos e faixa de operação, com margem de segurança, para o sistema elaborado, considerando a resistência $R = 10\text{ k}\Omega$ e multiplexador de oito canais.....	105
Tabela 10 – Perfil de corrente utilizado para o teste com referência de corrente aleatória	173

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico-Digital
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
BOM	<i>Bill of Materials</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
<i>D</i>	<i>Duty cycle</i>
DOD	<i>Depth of Discharge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ePWM	<i>Enhanced Pulse Width Modulation</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
FIFO	<i>First-In, First-Out</i>
FSM	<i>Finite State Machine</i>
FPU	<i>Floating-Point Unit</i>
GND	<i>Ground</i>
GNL	<i>General Nonlinear Model</i>
HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
ID	<i>Identifier</i> (Identificador)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IHM	<i>Interface Homem-Máquina</i>
I/O	<i>Input/Output</i> (Entrada/Saída)

I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
ISR	<i>Interrupt Service Routine</i>
JFET	<i>Junction Field-Effect Transistor</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LCO	<i>Lithium Cobalt Oxide</i> (Óxido de Lítio-Cobalto)
LFP	<i>Lithium Iron Phosphate</i> (Fosfato de Ferro-Lítio)
LMO	<i>Lithium Manganese Oxide</i> (Óxido de Lítio-Manganês)
LTO	<i>Lithium Titanate Oxide</i> (Titanato de Lítio)
MCU	<i>Microcontroller Unit</i> (microcontrolador)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
NCA	<i>Lithium Nickel Cobalt Aluminum Oxide</i> (Óxido de Lítio-Níquel-Cobalto-Alumínio)
NMC	<i>Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide</i> (Óxido de Lítio-Níquel-Manganês-Cobalto)
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)
PI	Proportional-Integral
PIE	<i>Peripheral Interrupt Expansion</i>
PNGV	<i>Partnership for a New Generation of Vehicles</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SOC	<i>Start of Conversion</i>
SoH	<i>State of Health</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção

UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
UN	<i>United Nations</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
USD	<i>United States Dollar (Dólar dos Estados Unidos)</i>
VISA	<i>Virtual Instrument Software Architecture</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	Justificativa	25
1.2	Definição do Problema	27
1.3	Objetivo Geral.....	28
1.4	Objetivos Específicos	28
1.5	Estrutura do Trabalho.....	29
2	FUNDAMENTOS DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO E CONVERSORES ESTÁTICOS.....	30
2.1	Conceitos básicos sobre baterias de íons de lítio	30
2.1.1	Parâmetros básicos das baterias	30
2.1.2	Circuitos equivalentes	32
2.1.3	Tipos de baterias de Lítio-íon.....	35
2.1.4	Métodos de carregamento de baterias.....	37
2.1.5	Métodos de descarga de baterias	41
2.1.6	Balanceamento de baterias.....	43
2.2	Fundamentos de Circuitos de Eletrônicos de Potência	45
2.2.1	Circuitos Eletrônicos Lineares para Carga e Descarga de Baterias.....	46
2.2.2	Circuitos Comutados para Carga e Descarga de Baterias.....	48
2.2.3	Características e Arquitetura para operação de carga e descarga de baterias	53
2.2.4	Circuitos para realização de balanceamento de baterias.....	56
2.3	Conclusões do Capítulo	62
3	PROJETO DO SISTEMA.....	64
3.1	Descrição geral do sistema e especificações	65
3.2	Projeto dos elementos de <i>hardware</i>.....	71
3.2.1	Escolha do microcontrolador.....	72
3.2.2	Escolha e dimensionamento do filtro do conversor.....	74
3.2.3	Dimensionamento dos elementos semicondutores de potência	85
3.2.3.1	<i>Dimensionamento dos MOSFETs e diodos de roda livre do conversor</i>	<i>86</i>
3.2.3.2	<i>Circuito de comutação do banco de resistências</i>	<i>92</i>
3.2.3.3	<i>Circuito de acionamento dos MOSFET</i>	<i>94</i>
3.2.4	Circuito para medição de corrente	96
3.2.5	Circuito para medição de tensão.....	101
3.2.6	Circuito para medição de temperatura	106
3.2.7	Circuito de balanceamento.....	108
3.2.8	Sistemas auxiliares	112
3.2.8.1	<i>Saídas auxiliares.....</i>	<i>112</i>
3.2.8.2	<i>Entrada de comandos manuais.....</i>	<i>113</i>
3.2.8.3	<i>Portas de comunicação.....</i>	<i>113</i>
3.2.8.4	<i>Circuito de pré-carga dos barramentos.....</i>	<i>114</i>
3.3	Projeto de controle do conversor.....	116
3.3.1	Diagrama de blocos para controle de corrente	117
3.3.2	Determinação do modelo dinâmico da planta	118
3.3.3	Projeto do controlador	121
3.3.4	Validação do sistema por simulações numéricas.....	127
3.4	Conclusões do Capítulo	130

4	DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA.....	131
4.1	Desenvolvimento do <i>hardware</i>	131
4.2	Desenvolvimento do <i>firmware</i>	140
4.3	Desenvolvimento da interface gráfica.....	150
4.4	Desenvolvimento da comunicação entre o <i>firmware</i> e a interface gráfica	155
4.5	Conclusões do Capítulo	158
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	161
5.1	Avaliação inicial da operação do conversor CC-CC bidirecional	166
5.2	Avaliação do modo <i>buck</i> com controle em malha fechada e alimentação com fonte bidirecional.....	167
5.3	Avaliação do modo <i>boost</i> com controle em malha fechada e alimentação com fonte bidirecional	168
5.4	Avaliação da operação no modo <i>boost</i> com alimentação do sistema por meio de fonte unidirecional e dissipação de energia por meio do circuito de resistores comutados.....	169
5.5	Avaliação da velocidade de transição de referências	172
5.6	Avaliação do sistema com referência aleatória de corrente	173
5.7	Avaliação do sistema com referência aleatória de corrente e rampas de referência.....	175
5.8	Avaliação do sistema de balanceamento das células de baterias e medição de temperatura.....	177
5.9	Avaliação do subsistema de controle da corrente de <i>inrush</i> dos capacitores dos barramentos e medições de temperatura.....	180
5.10	Conclusões do Capítulo	183
6	CONCLUSÕES.....	185
	REFERÊNCIAS	188
	APÊNDICES	199
	APÊNDICE A – <i>Schematics</i> dos circuitos utilizados no sistema proposto	200
	APÊNDICE B – Lista de materiais utilizados para o desenvolvimento das placas de circuito impresso do sistema proposto.....	206
	APÊNDICE C – Compatibilização do <i>pinout</i> do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos necessários para controle do sistema proposto.....	217
	APÊNDICE D – Ilustração das abas da interface desenvolvida no LabVIEW	222

1 INTRODUÇÃO

A busca por métodos de conversão, utilização e armazenamento de energia elétrica desempenha um papel fundamental na evolução tecnológica da humanidade. Esses avanços têm impulsionado grandes saltos tecnológicos, tornando a eletricidade cada vez mais presente na vida cotidiana da sociedade moderna e gerando uma crescente demanda por energia elétrica, assim como por seu armazenamento.

O armazenamento de energia mostrou-se, ao longo do tempo, um grande desafio. Por esse motivo, diversas tecnologias foram desenvolvidas com o objetivo de viabilizar esse processo, dentre as quais destacam-se as baterias. Esses dispositivos armazenam energia na forma química e produzem energia elétrica por meio de reações de oxidação-redução, nas quais uma substância perde elétrons por oxidação enquanto outra ganha elétrons por redução (Heth, 2019).

Embora as baterias tenham ganhado relevância nas últimas décadas, encontram-se evidências de uma bateria primitiva datada de cerca de 250 a.C. denominada de bateria Parta. Contudo, a primeira bateria funcional convencional é atribuída a Alessandro Volta, que, no ano de 1800, apresentou uma bateria formada por camadas de zinco e cobre imersas em solução de salmoura ou ácido sulfúrico (Rust, 2017).

Desde sua invenção, as baterias passaram por significativas evoluções tecnológicas. Entre os primeiros avanços, destaca-se o trabalho do químico inglês William Cruickshank (1760–1811), responsável pelo desenvolvimento da primeira bateria produzida em larga escala. Posteriormente, surgiram as baterias recarregáveis e, ao longo do tempo, diferentes tecnologias foram desenvolvidas, como as baterias de chumbo-ácido, níquel-cádmio e íons de lítio (B-cycle, 2022), ampliando suas possibilidades de aplicação.

Com a evolução tecnológica das baterias, suas aplicações passaram a abranger desde equipamentos eletrônicos portáteis até sistemas elétricos de potência e veículos elétricos (Silva, 2021). Nesse contexto, sua utilização nos setores elétrico e de transportes torna-se cada vez mais relevante, uma vez que a transição energética de baixo carbono não depende exclusivamente da expansão de fontes renováveis,

mas também da implementação de sistemas de armazenamento capazes de conferir flexibilidade e estabilidade aos sistemas elétricos frente ao aumento da participação dessas fontes na matriz elétrica. Ademais, projeta-se que os veículos elétricos com armazenamento de energia em baterias se consolidem como o principal meio de transporte até 2050 (IRENA, 2025).

Impulsionado pela transição energética de baixo carbono e pelo aumento do uso de baterias para atender às demandas da sociedade (Silva, 2022), o mercado global registrou, no ano de 2021, uma demanda superior a 300 GWh (IEA, 2022), resultando na inserção de um elevado número de células de baterias no mercado global.

Devido ao grande volume de baterias atualmente em utilização pela sociedade, se torna fundamental a análise de desempenho e a manutenção desses dispositivos, a fim de garantir o atendimento às demandas operacionais e prolongar sua vida útil. Nesse contexto, surge a necessidade de equipamentos voltados para gerenciamento, análise e testes de baterias.

1.1 Justificativa

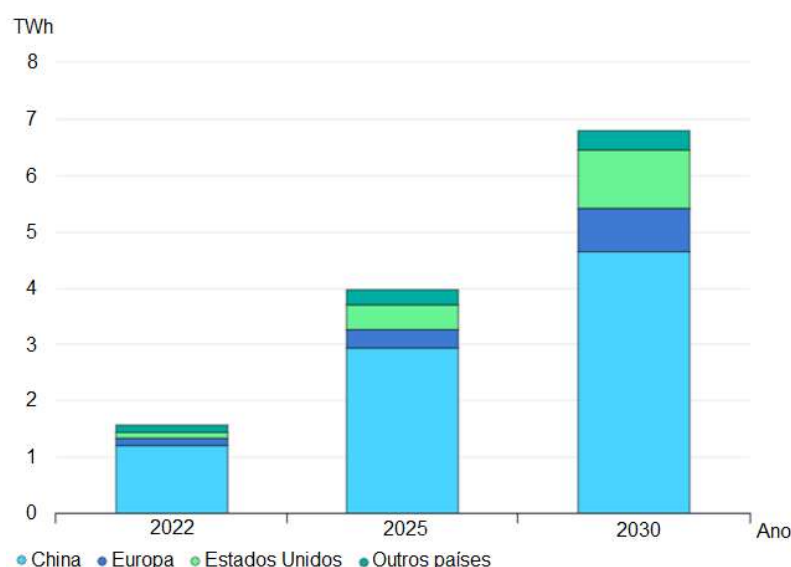
O mercado de baterias, em especial o de baterias de íons de lítio, vem crescendo de forma acelerada, ultrapassando US\$ 150 bilhões em 2025, o que representa um aumento de 20% em relação a 2024 (Lombardo *et al.*, 2026). Esse crescimento é impulsionado principalmente pela expansão do setor de veículos elétricos, cuja demanda por baterias atingiu 340 GWh em 2021 (IEA, 2022).

No Brasil, o cenário também evidencia um elevado potencial de crescimento. Segundo estudo da Associação Brasileira de Armazenamento de Energia, o mercado de sistemas de armazenamento de energia por baterias poderá movimentar aproximadamente R\$ 77 bilhões até 2034, alcançando uma capacidade instalada de 72 GWh. (Guerra, 2025). Paralelamente, o mercado de veículos eletrificados vem registrando expansão contínua. De acordo com a Associação Brasileira do Veículo Elétrico, foram comercializadas 49.245 unidades de veículos leves eletrificados em 2022, correspondendo a aproximadamente 2,5% das vendas de automóveis e comerciais leves no país. Esse volume representa um aumento de

40% em relação a 2021 e de 149% em comparação com 2020, evidenciando a crescente eletrificação da frota brasileira (Chaves *et al.*, 2023).

Para atender a essa demanda crescente por baterias de íons de lítio, a capacidade mundial de produção tem se expandido significativamente nos últimos anos. Projeções indicam que essa capacidade poderá alcançar aproximadamente 7 TWh até 2030 (IEA, 2023), conforme apresentado na Figura 1.

Figura 1 – Capacidade de fabricação de baterias de íons de lítio, 2022-2030



Fonte: Adaptado de IEA (2023).

Nesse contexto, há um aumento na demanda por métodos de avaliação do desempenho e da segurança de baterias, visando à caracterização de seu funcionamento e à verificação de sua confiabilidade desses dispositivos (Pfrang *et al.*, 2017). Além da necessidade de caracterização, baterias de íons de lítio devem atender a requisitos normativos.

Existem diferentes normas aplicáveis a baterias, dentre as quais se destacam a norma *International Electrotechnical Commission* (IEC) 62660-1, que especifica os ensaios de desempenho e vida útil de células secundárias de íons de lítio utilizadas em veículos elétricos (IEC, 2018), e a norma IEC 62133, que estabelece procedimentos de ensaio para avaliação da segurança elétrica, mecânica e térmica de células e baterias recarregáveis (IEC, 2017).

Além das normas, existem regulamentações como a *United Nations 38.3*, que define testes obrigatórios para a certificação de baterias destinadas ao transporte, incluindo ensaios de vibração, choque mecânico, variações de temperatura, curto-circuito externo e sobrecarga (United Nations, 2009).

Desse modo, surge uma ampla gama de testes aos quais as baterias podem ser submetidas, incluindo ensaios de ciclagem de carga e descarga, caracterização eletroquímica, entre outros (Analog Devices, 2011). Torna-se necessário, para a realização desses ensaios, o uso de equipamentos capazes de controlar condições de carga e descarga, bem como adquirir e registrar parâmetros elétricos de forma confiável.

Dessa forma, o desenvolvimento de uma plataforma de baixo custo, versátil e modular, adaptável a uma ampla gama de ensaios e capaz de operar com diferentes tecnologias de baterias de íons de lítio, apresenta relevância no atual cenário tecnológico. Uma plataforma com essas características pode contribuir para o estudo do comportamento das baterias, a avaliação de seu desempenho, a validação experimental e o desenvolvimento de sistemas de gerenciamento.

1.2 Definição do Problema

As baterias são sistemas eletroquímicos complexos compostos por diversos elementos suscetíveis a falhas. Assim como em outros processos de fabricação, mesmo sendo produzidas sob rigorosos padrões de qualidade, apresentam certo grau de imprevisibilidade em seu desempenho (Megger, 2021).

Nesse contexto, torna-se indispensável a utilização de equipamentos especializados para análise e testes, considerando que as baterias requerem cuidados específicos durante seu manuseio e necessitam de diferentes tipos de ensaios para avaliar sua segurança, confiabilidade e desempenho (HBK, 2024).

Os ensaios em baterias desempenham um papel fundamental na avaliação do desempenho das baterias em diferentes condições de operação, possibilitando a análise de diferentes cenários de utilização (National Instruments, 2023). Além disso, esses testes contribuem para a extensão da vida útil e confiabilidade dos bancos de baterias, bem como a otimização do seu projeto (SelectScience, 2023).

Entre os principais procedimentos de ensaio destacam-se a ciclagem de carga e descarga, a determinação da capacidade, a caracterização da resistência interna e a análise térmica, entre outros, os quais permitem avaliar diferentes aspectos do comportamento e do desempenho das baterias (Megger, 2021).

Embora existam equipamentos destinados à realização de ensaios em baterias, muitos são desenvolvidos para aplicações específicas ou apresentam elevado custo de aquisição, restringindo sua utilização, especialmente em atividades de pesquisa e desenvolvimento caracterizadas pela limitação de recursos financeiros.

Dessa forma, evidencia-se a necessidade de uma plataforma para ensaios em baterias de íons de lítio, capaz de executar diferentes perfis de ensaio, monitorar e registrar as principais grandezas elétricas e térmicas durante a execução dos ensaios e oferecer flexibilidade para integração com dispositivos externos, atendendo às demandas de pesquisa, desenvolvimento e validação experimental.

1.3 Objetivo Geral

Desenvolver uma plataforma configurável para análise e testes de baterias, com foco em tecnologias de íons de lítio, por meio da elaboração e implementação de um protótipo configurável, capaz de executar diferentes perfis de ensaio definidos pelo usuário, bem como monitorar e registrar grandezas elétricas e térmicas relevantes ao longo dos testes.

1.4 Objetivos Específicos

Com o intuito de alcançar o objetivo geral e delimitar o escopo deste trabalho, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

- a) Revisar conceitos fundamentais sobre baterias de íons de lítio;
- b) Avaliar topologias de circuitos eletrônicos aptos para o processo de carga e descarga;
- c) Estabelecer as grandezas físicas a serem medidas e controladas;
- d) Definir as características operacionais e técnicas do protótipo;

- e) Realizar o projeto dos diversos subsistemas do protótipo;
- f) Elaborar uma interface gráfica para monitoramento e parametrização do sistema eletrônico;
- g) Desenvolver um sistema flexível para utilização com diferentes tipos de baterias de íons de lítio;
- h) Demonstrar as funcionalidades do sistema projetado;
- i) Validar o sistema projetado por meio de simulações e testes laboratoriais.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está estruturado em seis capítulos, com o primeiro capítulo apresentando a introdução, os objetivos, as justificativas e a definição do problema abordado.

O segundo capítulo exhibe fundamentos relacionados às baterias de íons de lítio, abordando seus principais conceitos, parâmetros e características relevantes para realização de ensaios. Além disso, são introduzidos conceitos básicos de circuitos elétricos, conversores e cargas eletrônicas, circuitos de balanceamento de células de baterias.

No terceiro capítulo é apresentada a elaboração do projeto, incluindo a definição dos critérios de projetos e o dimensionamento dos elementos que compõe o *hardware* do sistema proposto.

O quarto capítulo é destinado ao desenvolvimento do *hardware* do protótipo e dos *softwares* necessários ao funcionamento do sistema, contemplando a elaboração do *firmware*, da interface gráfica e da comunicação entre ambos.

No quinto capítulo são apresentados os resultados obtidos na validação parcial dos elementos de *hardware* e *software*, bem como os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido.

No sexto capítulo apresentam-se as considerações finais do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTOS DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO E CONVERSORES ESTÁTICOS

Para a elaboração de um sistema de testes e aquisição de dados de baterias, é fundamental a compreensão de suas principais características e parâmetros, assim como o entendimento dos métodos e circuitos de carga e descarga destas. Desse modo, a seguir, estão apresentadas as principais informações que fundamentam o desenvolvimento deste trabalho.

2.1 Conceitos básicos sobre baterias de íons de lítio

As baterias são equipamentos capazes de armazenar energia na forma química com capacidade de transformar essa energia diretamente em energia elétrica (Linden *et al.*, 2002). Esses dispositivos são divididos em duas classes, as primárias, baterias não recarregáveis, e as secundárias, baterias recarregáveis (STA, 2020).

A bateria é um arranjo de uma ou mais células eletroquímicas ligadas em série/paralelo, sendo as células a unidade básica de conversão de energia. (Linden *et al.*, 2002). Entretanto, muitas vezes é necessário ligar múltiplos arranjos de baterias, o que dá origem aos *packs* de baterias (STA, 2020).

2.1.1 Parâmetros básicos das baterias

As baterias apresentam diferentes parâmetros que as caracterizam e definem suas condições de operação, com os principais parâmetros resumidos como segue:

- a) Capacidade da bateria: é a carga que pode ser removida de uma bateria totalmente carregada (Coleman *et al.*, 2008), sendo utilizada a unidade Ah;
- b) Taxa C: é a corrente normalizada por unidade da capacidade da bateria, apresentada na Equação (1) (Coleman *et al.*, 2008);

$$C_R = \frac{I}{AHC} \quad (1)$$

onde,

C_R = corrente normalizada

I = corrente da bateria

AHC = capacidade da bateria

- c) Profundidade de descarga, ou *Depth of Discharge* (DOD): definida como a proporção entre a energia drenada de uma bateria e sua capacidade nominal (STA, 2020);
- d) Descarga profunda, ou *Deep Discharge*: é a descarga da bateria acima de 80% da capacidade nominal da bateria (STA, 2020);
- e) Tensão de corte ou *Cutoff Voltage*: menor tensão permitida para operação durante a descarga, utilizada como critério para interromper o processo de descarga e evitar danos à bateria (STA, 2020);
- f) Estado de carga ou *State of Charge* (SoC): é a capacidade remanescente da bateria (Coleman *et al.*, 2008), definida conforme a Equação (2), definida por (Piller *et al.*, 2001);

$$SOC(t) = SOC(t_0) - \frac{1}{AHC} \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau \quad (2)$$

onde,

SOC = estado de carga

$SOC(t_0)$ = estado de carga inicial

AHC = capacidade da bateria

i = corrente da bateria

τ = variável temporal de integração

Estado de saúde ou *State of Health* (SoH), é definida como a relação entre a capacidade de uma bateria envelhecida pela capacidade de uma nova (Coleman *et al.*, 2008), apresentada na Equação (3) (Coleman *et al.*, 2006).

$$SOH = \frac{AHC_{Aged}}{AHC_{Nom}} \quad (3)$$

onde,

SOH = estado de saúde

AHC_{Aged} = capacidade da bateria envelhecida

AHC_{Nom} = capacidade nominal da bateria

2.1.2 Circuitos equivalentes

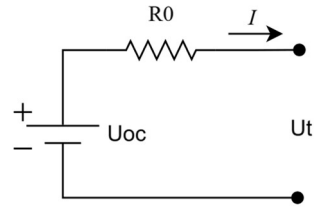
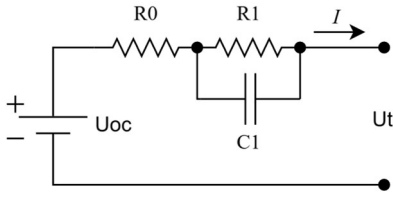
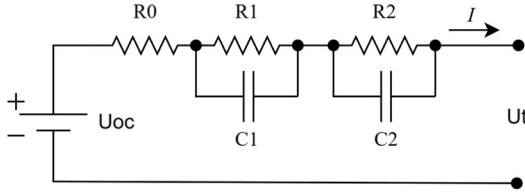
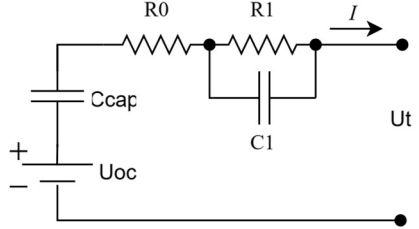
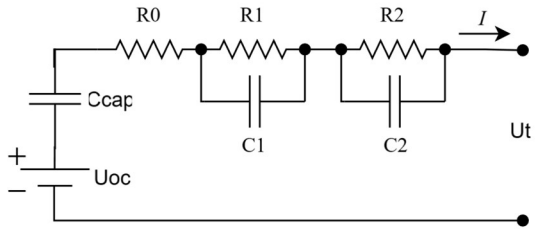
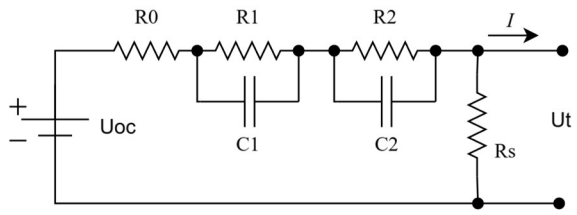
Os modelos de bateria são essenciais para o desempenho de simulações, o desenvolvimento de sistemas de gerenciamento de baterias e a otimização da estrutura de pacotes de baterias (Santos *et al.*, 2017).

Existem diferentes modelos de circuitos elétricos equivalentes de baterias, que representam diversos comportamentos das reações químicas internas e simulam a resposta dinâmica externa (Xu, 2023). No entanto, focando especificamente nas baterias de íons de lítio, listam-se a seguir alguns dos principais modelos encontrados na literatura com suas representações apresentadas no Quadro 1:

- a) *Rint model*: é um modelo elétrico que implementa uma fonte de tensão ideal U_{oc} , representando a tensão de circuito aberto da bateria, e uma resistência R_o para modelar a resistência interna (He *et al.*, 2011);
- b) *Thévenin model*: é baseado no modelo *Rint*, adiciona uma resistência R_1 em paralelo com um capacitor C_1 , representando a resistência de polarização e a capacitância equivalente da bateria, respectivamente (He *et al.*, 2011). Isso permite a representação das características dinâmicas da bateria durante o regime transitório de carga e descarga (Feng *et al.*, 2013);

- c) *Second order Thévenin model*: é baseado no modelo *Thévenin*, adicionando um segundo circuito *RC* paralelo, formado pela resistência R_2 e pela capacitância C_2 . Os dois ramos *RC* representam os efeitos de polarização eletroquímica e de polarização por concentração, permitindo descrever fenômenos dinâmicos que ocorrem em diferentes escalas de tempo (Chen *et al.*, 2023);
- d) *Partnership for a New Generation of Vehicles model* (PNGV), adiciona uma capacitância C_{cap} em série ao circuito do modelo *Thévenin* para descrever a tensão de circuito aberto gerada pela corrente de carga (He *et al.*, 2011), melhorando assim a precisão da resposta do comportamento físico da bateria (Feng *et al.*, 2013);
- e) *Improved PNGV model*, consiste no modelo PNGV em série com uma resistência R_2 em paralelo com uma capacitância C_2 , para descrever as características de carga e descarga da bateria (Feng *et al.*, 2013);
- f) *General Nonlinear model* (GNL), diferente dos outros modelos apresentados, este considera a resistência interna de autodescarga da bateria R_s , melhorando a precisão na representação das características dinâmicas. Além disso, este modelo também inclui a tensão de circuito aberto U_{oc} , a resistência ôhmica R_e , a resistência de polarização R_1 e a capacitância C_1 , assim como a resistência R_2 e a capacitância C_2 , caracterizando a reação interna do eletrodo da bateria (Yan *et al.*, 2018).

Quadro 1 – Circuitos elétricos equivalentes de baterias de íons de lítio

Modelo	Circuito elétrico equivalente	Adaptado de
<i>Rint</i>		(He; Xiong; Fan, 2011).
Thévenin		(Wu <i>et al.</i> , 2014), (Rael <i>et al.</i> , 2014)
<i>Second order</i> Thévenin		(Chen <i>et al.</i> , 2023)
PNGV		(Jin <i>et al.</i> , 2013)
<i>Improved</i> PNGV		(Feng <i>et al.</i> , 2017)
GNL		(Yan <i>et al.</i> , 2018)

Fonte: Elaboração própria (2026).

Os circuitos equivalentes apresentados representam diferentes características operacionais das baterias, sendo empregados conforme os fenômenos analisados e o nível de detalhamento requerido. As diferenças entre os modelos estão relacionadas à sua estrutura e aos fenômenos representados pelos elementos do circuito. Sua aplicação requer a definição dos respectivos parâmetros, que variam conforme a tecnologia da célula, sua capacidade e demais características construtivas. Trabalhos como os de He, Xiong e Fan (2011) e Navas *et al.* (2023) foram utilizados como referência para a estimativa desses parâmetros. Além disso, foi empregado o modelo de célula de íons de lítio disponibilizado pelo software PSIM, que permite reproduzir as curvas características da bateria a partir da parametrização definida pelo usuário ou dos parâmetros padrão do software, possibilitando a análise dos circuitos e do sistema de controle.

2.1.3 Tipos de baterias de Lítio-íon

As baterias de lítio foram um grande avanço no armazenamento de energia por meio de sua energia específica, além de possibilitar a produção em diferentes estruturas: cilíndricas, prismáticas e bolsa, que acarretam diferentes performances na densidade de potência e ciclo de vida, e proporcionam diferentes modelagens químicas na composição de seus cátodos (Milagre, 2023).

O nome Lítio-íon é usado para descrever uma grande variedade de baterias baseadas no elemento lítio. No entanto, existem diferentes tipos de baterias de lítio-íon, que se distinguem pelos elementos químicos utilizados em seus eletrodos (STA, 2020). Algumas configurações comuns estão listadas a seguir:

- a) Óxido de Lítio Cobalto (LCO) foi a primeira bateria de íons de lítio desenvolvida e apresenta a maior densidade de energia entre as tecnologias baseadas em lítio. Contudo, possui baixa estabilidade térmica, podendo sofrer superaquecimento em condições severas de operação (Vicente, 2018). Essa tecnologia pode atingir energia específica de até 200 Wh/kg (STA, 2020);
- b) Óxido de Lítio Manganês (LMO) apresenta baixa resistência interna, permitindo a recarga e a descarga com correntes superiores à sua

nominal podendo chegar a 3 vezes a sua taxa C para recarga e 10C para descarga contínua. Essa tecnologia possui energia específica de até 150 Wh/kg (STA, 2020);

- c) Óxido de Lítio Manganês cobalto (NMC) possui suas características melhoradas em relação à bateria de LCO, apresentando melhor estabilidade térmica e apresenta energia específica de até 220 Wh/kg (Milagre, 2023);
- d) Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA) apresenta, dentre as diferentes configurações de eletrodos mais comuns, uma das maiores energias específicas, podendo chegar até 260 Wh/kg. Entretanto, possui baixa estabilidade térmica e baixa vida útil (Milagre, 2023);
- e) Titanato de Lítio (LTO) possui uma vida útil longa, alcançando de 3000 a 7000 ciclos, além de permitir descargas com correntes de até 10C e recargas de até 5C. Essa bateria apresenta baixa energia específica, chegando somente até 80 Wh/kg (STA, 2020);
- f) Fosfato de Lítio Ferro (LFP) apresenta boa estabilidade térmica, com baixa resistência elétrica. Além do fato de que sua vida útil pode chegar a 2000 ciclos. Possui energia específica de até 120 Wh/kg (STA, 2020).

A variação dos elementos químicos na composição dos eletrodos das baterias gera diferentes tensões nominais. Na Tabela 1, estão apresentados os níveis de tensão para as principais tecnologias de baterias de íons de lítio expostas anteriormente.

Tabela 1 – Características padrão para diferentes tecnologias de baterias de íons de lítio

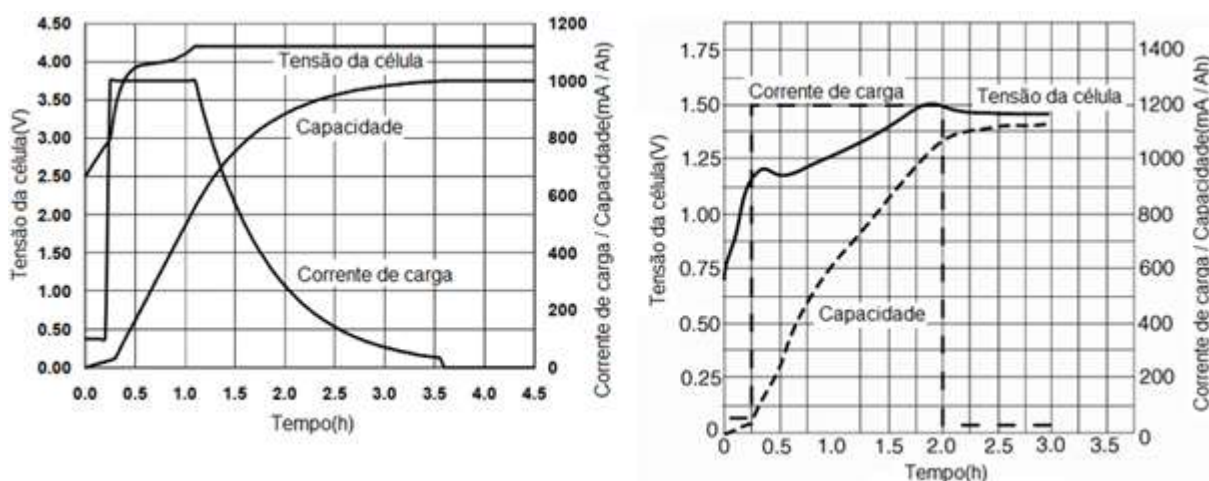
Tipo de Bateria de Lítio íon	LCO	LMO	NMC	LFP	NCA	LTO
Tensão Nominal (V)	3,6	3,7	3,6	3,2	3,6	2,4
Tensão máxima de Carga (V)	4,2	4,2	4,2	3,65	4,2	2,85
Tensão Mínima na Descarga (V)	3	3	3	2,5	3	1,8
Tensão Mínima (V)	2,5	2,5	2,5	2	2,5	1,5

Fonte: Adaptado de STA (2020).

2.1.4 Métodos de carregamento de baterias

Os carregadores de baterias regulam a corrente e a tensão de acordo com as características da bateria e o método de carregamento adotado, impondo perfis específicos de corrente e tensão durante o processo de carga (Sporck, 2022). Diferentes métodos de carregamento são empregados conforme a tecnologia da bateria, resultando em perfis de carga distintos. A Figura 2 apresenta, respectivamente, os perfis de carga para baterias de íons de lítio e de hidreto metálico de níquel.

Figura 2 – Exemplo de perfis de carga de baterias



Fonte: Adaptado de Cleveland *et al.* (2024).

Dentre os métodos existentes, vale ressaltar os métodos de corrente semi-constante, corrente constante, tensão e corrente constantes e tensão constante de dois estágios (Hitachi Chemical, 2024), que são empregados para diferentes tecnologias de baterias.

Entretanto, as baterias íons de lítio, utilizam métodos que realizam o controle de tensão e corrente impostas à bateria, sendo os mais comuns:

- Corrente e Tensão Constantes:** Este método divide o processo de carregamento em duas etapas. Na primeira etapa, utiliza-se corrente constante para carregar rapidamente a bateria até atingir a tensão determinada pelo fabricante, que marca o início da segunda etapa.

Nessa fase, o carregador muda para controle de tensão, mantendo um valor constante até que a corrente seja reduzida ao nível especificado pelo fabricante (Chen *et al.*, 2023);

- b) Corrente e Tensão Constantes tipo I, tipo II e tipo III: esses métodos funcionam de maneira análoga ao método Corrente e tensão constantes, entretanto diferenciam-se na troca entre as etapas de corrente constante e tensão constante, sendo o tipo I realizando a comutação entre os estágios quando a bateria atingi seu valor de tensão nominal ou superior, e o tipo II quando a tensão for inferior. Já o tipo III emprega o modelo de circuito equivalente linear da bateria, que permite o cálculo de tensão de circuito aberto por meio da Equação (4), para a realização da comutação (Chen *et al.*, 2023);

$$VOC = Vt - Ichg \cdot Req(SOC) \quad (4)$$

onde,

VOC = tensão de circuito aberto

Vt = tensão da bateria

$Ichg$ = corrente de carga

$Req(SOC)$ = resistência equivalente da bateria

- a) Corrente Constante Multietapa e Tensão Constante: esse método utiliza múltiplas etapas com diferentes níveis de corrente constante, visando a redução da corrente conforme a elevação da tensão da bateria, que ao atingir o seu valor nominal o carregador passa a impor tensão constante até que corrente reduza a níveis estabelecidos pelo fabricante (Tomaszewska *et al.*, 2019);
- b) Perfis de Corrente Variável: consiste em um método de difícil implementação devido ao fato de o carregamento da bateria ser realizado por um perfil de corrente variável determinado conforme o modelo específico da bateria, (Tomaszewska *et al.*, 2019);

- c) Método de Carregamento de Perda Constante–Tensão Constante: esse método emprega o circuito equivalente de *Thévenin* da bateria para calcular a corrente imposta na primeira etapa de carregamento por meio da Equação (5) e Equação (6), ao se atingir o valor nominal de tensão da bateria é realizada a comutação do carregador para controle de tensão iniciando assim a segunda etapa que impõe um nível de tensão constante até a corrente atingir um valor estipulado pelo fabricante (Chen *et al.*, 2023);

$$P_{chg_Loss} = I_1^2 \cdot R_1 = I_2^2 \cdot R_2 \quad (5)$$

$$I_{chg} = \sqrt{\frac{P_{chg_Loss}}{R_{eq}(SOC)}} \quad (6)$$

onde,

P_{chg_Loss} = perda da bateria

I_1 = corresponde a corrente da primeira SOC

I_2 = corresponde a corrente da segunda SOC

R_1 = corresponde a resistência da primeira SOC

R_2 = corresponde a resistência da segunda SOC

I_{chg} = corrente de carregamento da bateria

$R_{eq}(SOC)$ = resistência equivalente da bateria

- d) Método de Carregamento de Potência Constante–Tensão Constante: nesse método na fase inicial a bateria é carregada com potência constante determinada pela Equação (7), e ao se atingir o valor nominal de tensão da bateria, o carregador passa para modo de controle de tensão, impondo tensão constante até a redução da corrente para um valor estipulado pelo fabricante (Chen *et al.*, 2023);

$$P = V_1 \cdot I_1 = V_2 \cdot I_2 \quad (7)$$

Onde,

P = potência

V_1 = tensão do intervalo 1

V_2 = tensão do intervalo 2

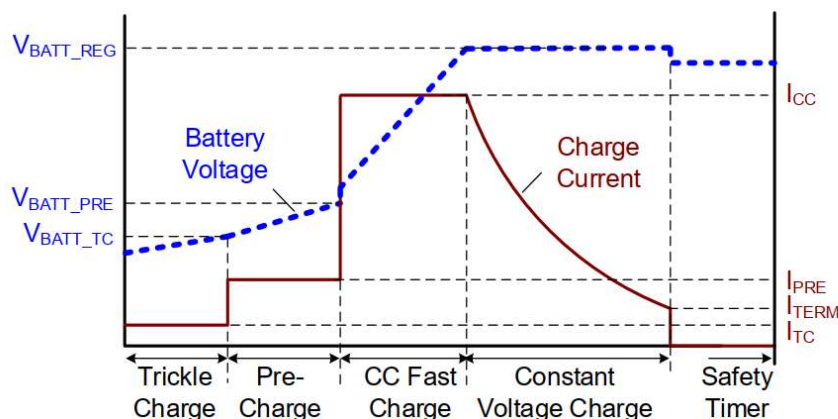
I_1 = corrente do intervalo 1

I_2 = corrente do intervalo 2

Contudo, observa-se que a principal diferença entre os modelos encontrados na literatura é a fase de carregamento inicial da bateria que emprega diferentes métodos de imposição de corrente, e em sua maioria realizam a finalização do carregamento com o controle de tensão.

Dessa forma ao se analisar os modelos comerciais, encontra-se uma preferência de utilização para uma ou múltiplas etapas de corrente constante e a finalização da carga com o controle de tensão ao se atingir o nível de tensão da bateria. Conforme ilustrado na Figura 3, observa-se uma fase carregamento lento para tensões próximas ao limite mínimo de tensão da bateria, uma fase de pré-carga para elevação da tensão a níveis que permitem maiores níveis de corrente, fase de carregamento rápido até a tensão nominal da bateria e por fim impõe tensão constante até a redução da corrente determinada pelo fabricante (Sporck, 2022). Cabe destacar que os níveis de corrente e tensão adotados durante o processo de carregamento não são universais, sendo definidos em função da química da bateria, de sua capacidade nominal, da taxa C de carregamento especificada pelo fabricante, do estado de carga, entre outros parâmetros da bateria, bem como dos requisitos particulares da aplicação.

Figura 3 – Exemplo de perfil genérico de carga para bateria de íons de lítio



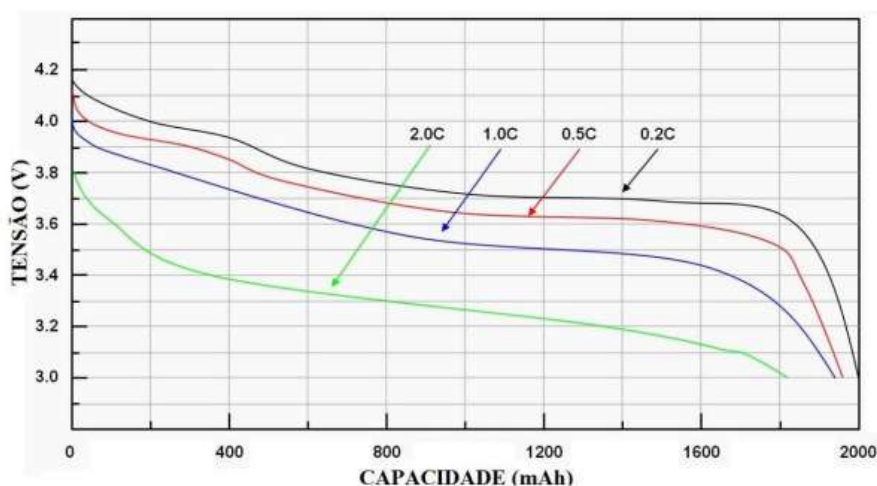
Fonte: Sporck (2022).

2.1.5 Métodos de descarga de baterias

A descarga da bateria é um processo influenciado por diversas características, sendo as principais o limite de tensão inferior, a corrente de descarga, a temperatura e o tipo de descarga (Ferreira, 2014).

A intensidade da corrente de descarga influencia diretamente na tensão da bateria, reduzindo o valor de tensão conforme a taxa C de descarga, como ilustrado na Figura 4 para uma bateria de íons de lítio (STA, 2020).

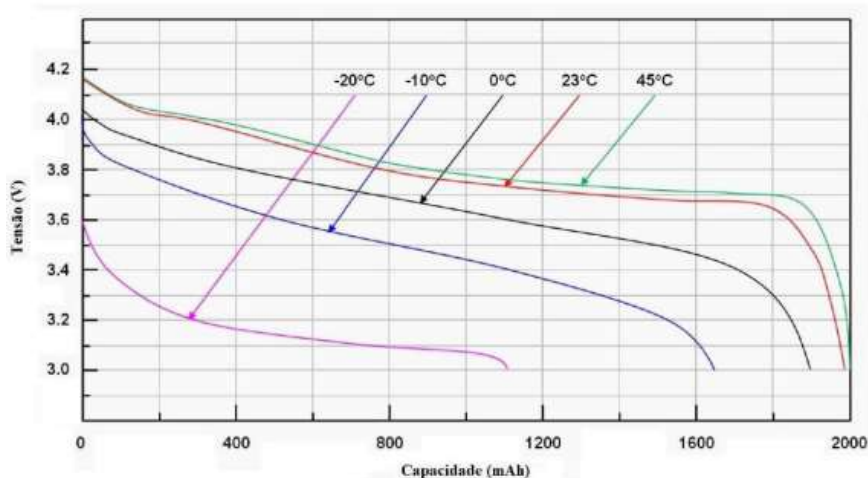
Figura 4 – Influência da corrente de descarga na tensão e na capacidade da bateria



Fonte: STA (2020).

A temperatura influencia diretamente na capacidade da bateria, proporcionando quedas de tensão acentuadas para baixas temperaturas (STA, 2020), além de alterar a capacidade da bateria. Deve-se observar que a área sob as curvas de carga versus tensão representa a energia entregue. A Figura 5 ilustra a influência da temperatura para uma bateria de íons de lítio, para uma corrente constante de descarga.

Figura 5 – Influência da temperatura na capacidade da bateria



Fonte: STA (2020).

Existem diferentes métodos de descargas de baterias que influenciam no comportamento da tensão e corrente de descarga, Segundo Ferreira (2014), os métodos de descarga de baterias são:

- a) Intermitente ou pulsada que é a descarga com intervalos para a estabilização da tensão da bateria;
- b) Contínua, ou seja, sem intervalos de estabilização de tensão;
- c) Corrente constante;
- d) Livre, ou seja, sem o controle da corrente de descarga;
- e) Potência constante.

Todos esses métodos possuem como limitante a tensão inferior da bateria, na qual é realizada a interrupção da descarga ao se atingir esse valor.

2.1.6 Balanceamento de baterias

A montagem de sistemas de armazenamento de energia por meio de baterias conectadas em série, visando atingir os níveis desejados de tensão, está sujeita ao surgimento de desequilíbrios no estado de carga das baterias, fenômeno conhecido como desbalanceamento do estado de carga (Monolithic Power Systems, 2025).

O desbalanceamento é prejudicial aos sistemas de armazenamento de energia, pois reduz a vida útil das baterias ao submeter estas a diferentes condições de operação dentro do mesmo conjunto de baterias, podendo ocasionar situações de sobretensão e subtensão. Além disso, pode resultar no encerramento prematuro dos processos de carga e descarga devido às diferenças de tensão entre as células da bateria (Barsukov, 2005).

Esse fenômeno surge em decorrência de variações em propriedades químicas e características construtivas das baterias (Monolithic Power Systems, 2025). Outro fator contribuinte é a degradação das baterias, a qual pode ser acelerada por condições de sobrecarga e sobreaquecimento (Wen, 2009).

Conforme apresentado por Barsukov (2005), o desbalanceamento das baterias pode ser dividido em três categorias:

- a) Desbalanceamento de estado de carga: ocorre quando as baterias apresentam diferentes estados de carga, resultando em diferenças na tensão de circuito aberto. Esse efeito torna-se mais pronunciado durante os processos de carga e descarga devido à influência da resistência interna das baterias;
- b) Diferenças de capacidade total: decorrem das variações nas propriedades químicas e construtivas das baterias, resultando em diferentes capacidades de armazenamento de carga entre os elementos do conjunto;
- c) Diferenças de impedância interna: esse tipo de desbalanceamento não provoca diferenças na tensão de circuito aberto, porém ocasiona variações na tensão terminal das baterias durante os processos de carga e descarga.

Para mitigar esse problema, emprega-se o balanceamento de baterias, cuja finalidade é equalizar a tensão de circuito aberto e o estado de carga das baterias do conjunto (Wen, 2009). Os métodos de balanceamento podem ser classificados em duas categorias principais (Arendarik, 2012):

- a) Balanceamento passivo: método no qual a energia excedente das células de baterias mais carregadas é dissipada na forma de calor, geralmente por meio de resistores;
- b) Balanceamento ativo: método baseado na transferência de energia entre as células da bateria, visando redistribuir a carga do sistema.

Os métodos de balanceamento ativo podem ainda ser classificados de acordo com a direção do fluxo de energia durante o processo de redistribuição de carga conforme apresentado por Li *et al.* (2025):

- a) *Cell By-pass*: redistribui a corrente do sistema por meio do desvio das células de baterias que atingiram o limite superior de tensão ou estado de carga;
- b) *Adjacent Cell-to-Cell*: realiza a transferência de energia excedente entre duas células de baterias adjacentes;
- c) *Direct Cell-to-Cell*: permite a transferência de energia entre quaisquer duas células de baterias do *pack*;
- d) *Cell-to-Pack*: transfere a energia excedente das células mais carregadas para o *pack*;
- e) *Pack-to-Cell*: transfere energia do *pack* de baterias para as células menos carregadas;
- f) *Cell-to-Pack-to-Cell*: seu funcionamento integra os métodos *Cell-to-Pack* e *Pack-to-Cell* de forma a transferir a energia das células de baterias mais carregadas para *pack* e a posteriormente redistribui para as células com menor estado de carga;
- g) *Multicell-to-Multicell*: permite a transferência direta da energia excedente entre grupos de células de baterias com maior estado de carga para grupos de células com menor estado de carga.

Entretanto, vale ressaltar que nenhum método de balanceamento é capaz de corrigir diferenças de resistência interna entre as baterias. Além disso, esse efeito pode comprometer a precisão do balanceamento do estado de carga (Barsukov, 2005).

2.2 Fundamentos de Circuitos de Eletrônicos de Potência

Com as informações expostas sobre baterias de íons de lítio, e considerando-se o objetivo proposto da elaboração de um sistema para testes e aquisição de dados de baterias, percebe-se a necessidade de circuitos eletrônicos para realização de carga, descarga e balanceamento destas. Desse modo, esta seção apresenta os fundamentos de circuitos eletrônicos para auxiliarem a elaboração do projeto do sistema proposto, a serem abordados nos capítulos 3 e 4.

Em uma aplicação real, o processo de carga é concebido com base nas características da bateria, tendo por foco aspectos como segurança, limitação de temperatura, vida útil, dentre outros. Por outro lado, a descarga está vinculada com as características da aplicação em questão, sobretudo em termos de solicitações de corrente. Há de se observar também que, em alguns casos como aplicações para veículos elétricos, o processo de carga da bateria está também vinculado com as características da aplicação, neste caso em particular com a frenagem regenerativa. De todo modo, pode-se dizer genericamente que em ambos os processos, carga e descarga, há necessidade de controle da corrente e/ou tensão da bateria, o que no sistema de testes proposto será realizado por meio de circuitos eletrônicos. É importante observar ainda que os circuitos de descarga operam como cargas eletrônicas, as quais podem ser classificadas como dissipativas ou regenerativas. As cargas dissipativas convertem a energia drenada da fonte ou da bateria em calor, por meio da utilização de resistores ou de interruptores eletrônicos operando na região linear, através do efeito Joule, ou ainda em outra forma de energia não reaproveitável. Por outro lado, as cargas regenerativas transferem a energia drenada para outra fonte, como a rede elétrica, possibilitando que essa energia seja reutilizada posteriormente (Pedroso, 2010).

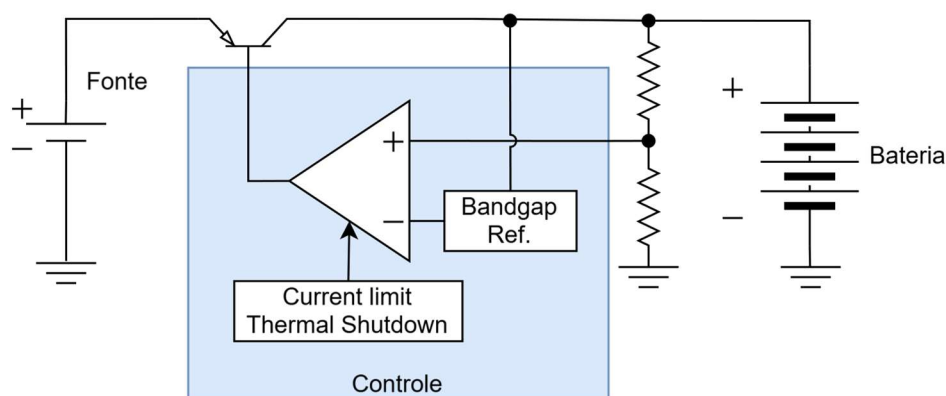
De forma geral, os circuitos para avaliação de baterias podem ser classificados em dois grupos principais: circuitos lineares e chaveados. Os circuitos

lineares operam seus dispositivos semicondutores de potência na região linear (região ativa em transistores bipolares de junção (TBJ) ou região de saturação em transistores de efeito de campo (*Field-Effect Transistor* - FET), o que leva a uma grande dissipação de energia nos dispositivos, afetando sua eficiência. Contudo, há pouco ruído gerado e a resposta dinâmica pode ser muito rápida. Por outro lado, os circuitos chaveados preconizam que os dispositivos semicondutores de potência operam como interruptores, no modo desligado (região de corte) ou ligado (região de saturação em TBJs e transistores bipolares de porta isolada (*Insulated-Gate Bipolar Transistor* - IGBTs) ou região ôhmica em FETs. Assim, os interruptores operam com perdas reduzidas, o que permite a obtenção de elevados níveis de rendimento, todavia o ruído gerado pode ser relevante.

2.2.1 Circuitos Eletrônicos Lineares para Carga e Descarga de Baterias

Um exemplo genérico de circuito linear para a carga de bateria é ilustrado na Figura 6. Um circuito de controle monitora a tensão e corrente sobre a bateria e aciona o interruptor de forma a controlar a corrente e/ou tensão, com base em parâmetros predefinidos. Observa-se que energia necessária para a carga e operação provém de uma fonte de tensão contínua.

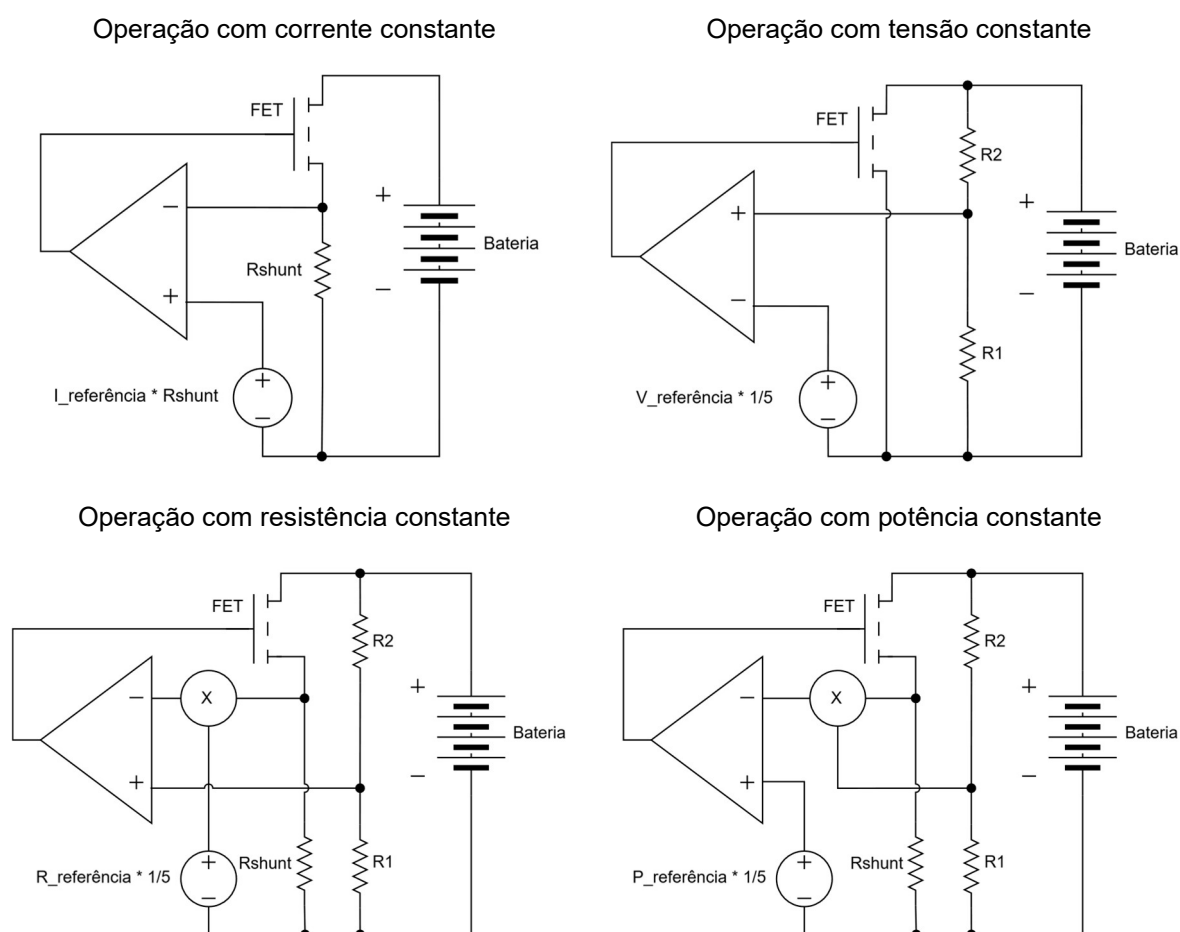
Figura 6 – Exemplo de circuito linear para a realização do processo de carga de bateria



Fonte: Adaptado de Microchip Technology Inc. (2017).

Para ilustrar a operação de descarga, diferentes circuitos lineares para operação como carga eletrônica são exemplificados na Figura 7. São circuitos baseados em amplificadores operacionais e transistores de efeito de campo para diferentes modos de operação. Em linhas gerais operam com o controle de corrente conduzida pelo interruptor eletrônico, por meio da operação do transistor na região linear, como apresentado por (Keysight Technologies, 2019).

Figura 7 – Topologias de circuitos de cargas eletrônicas baseadas em AMPOP para realização de descarga de baterias



Fonte: Adaptado de Keysight Technologies (2019).

Ressalta-se que nas topologias lineares uma parcela significativa da energia é dissipada no circuito eletrônico.

2.2.2 Circuitos Comutados para Carga e Descarga de Baterias

Devido à possibilidade de operar com elevados rendimentos, os circuitos de eletrônica de potência se tornam uma opção viável para o sistema em questão. De forma genérica pode-se dizer que os conversores convertem uma forma de onda de tensão ou de corrente em outra, podendo ser em corrente contínua (CC) ou em corrente alternada (CA), além de servirem como interface entre fonte e carga (Hart, 2010). Para o melhor entendimento dos tipos de configurações de conversores, seguem abaixo aquelas expostas por Daniel W. Hart em seu livro *Power Electronics*, em 2010:

- a) Conversor CA-CC;
- b) Conversor CC-CA;
- c) Conversor CC-CC;
- d) Conversor CA-CA.

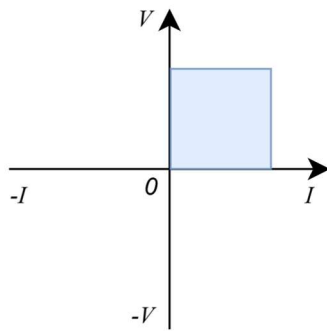
O conversor CA-CC transforma um sinal de entrada CA em um sinal de saída CC, sendo classificado como um retificador. Já o conversor CC-CA converte um sinal CC de entrada em um sinal de saída CA, sendo classificado como inversor (Hart, 2010). Enquanto isso, o conversor CC-CC transforma um sinal CC em outro sinal CC com parâmetros diferentes, como tensão, corrente, forma de onda, entre outros. Similarmente, o conversor CA-CA converte um sinal CA em outro sinal CA, podendo variar uma miríade de parâmetros, dentre eles tensão, corrente, forma de onda e frequência (Hart, 2010).

Uma característica importante dos conversores estáticos é a isolação. Nesse contexto, são classificados em dois tipos: isolados e não isolados. Nos conversores não isolados, os sinais de entrada e saída compartilham a mesma referência elétrica. Já os isolados apresentam entre sua entrada e saída um isolamento galvânico, por meio de transformadores de alta frequência (Rashid, 2011), ou seja, não possuem conexão elétrica entre sua entrada e saída, possibilitando, assim, a construção de conversores de múltiplas saídas com diferentes tensões e aterramentos, além de permitir a utilização da relação de espiras do transformador como um ganho fixo para o conversor (Umanand, 2009).

Outra característica importante dos conversores, apresentada por Rashid (2014), é a sua classificação em função do sentido do fluxo de corrente e da polaridade da tensão em seus terminais, fonte e carga. Essa classificação é determinada pela capacidade do conversor de operar em diferentes regiões do plano tensão-corrente ($V-I$), permitindo classificá-los em cinco tipos:

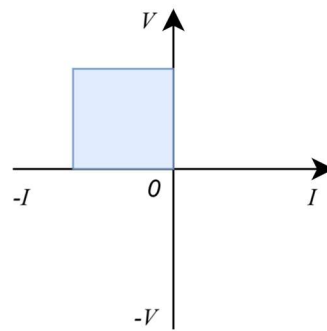
- a) Operação em primeiro quadrante: tanto a tensão quanto a corrente da carga são positivas, conforme mostrado na Figura 8(a), implicando em um fluxo de potência unidirecional da fonte para a carga;
- b) Operação em segundo quadrante: a tensão na carga é positiva, porém a corrente da carga é negativa, conforme mostrado na Figura 8(b), de forma a inferir em um fluxo de potência unidirecional da carga para a fonte;
- c) Operação em primeiro e segundo quadrante: a corrente da carga pode assumir valores positivos ou negativos, conforme mostrado na Figura 8(c), enquanto a tensão da carga permanece sempre positiva, esse modo de operação permite o fluxo de potência bidirecional com tensão fixa positiva;
- d) Operação em terceiro e quarto quadrante: a tensão na carga é sempre negativa, enquanto a corrente da carga pode ser positiva ou negativa, conforme mostrado na Figura 8(d), esse modo de operação permite o fluxo de potência bidirecional com tensão fixa negativa;
- e) Operação em quatro quadrantes: A corrente da carga pode ser positiva ou negativa, conforme mostrado na Figura 8(e), e a tensão da carga também pode assumir valores positivos ou negativos, de forma a permitir o fluxo de potência bidirecional e operação completa com tensão e corrente reversíveis.

Figura 8 – Classificação em relação à operação de conversores



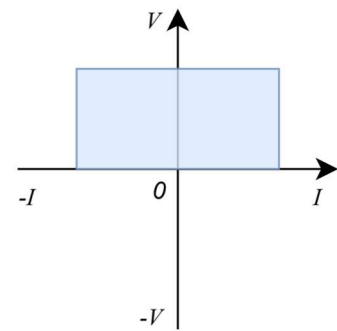
Operação em primeiro
quadrante

(a)



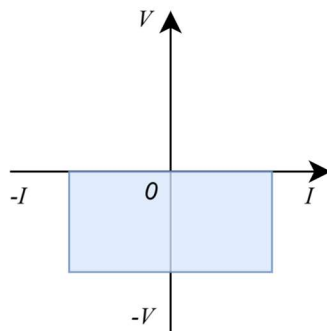
Operação em segundo
quadrante

(b)



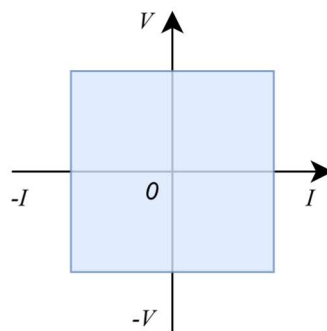
Operação em primeiro e
segundo quadrantes

(c)



Operação em terceiro e quarto
quadrantes

(d)



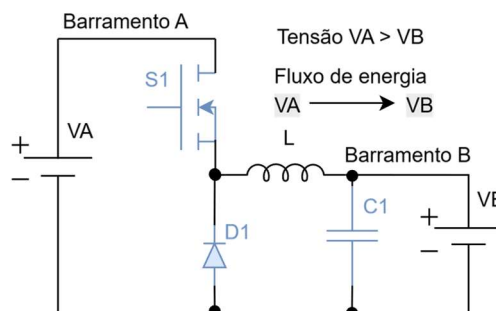
Operação em quatro
quadrantes

(e)

Fonte: Adaptado de Rashid (2014).

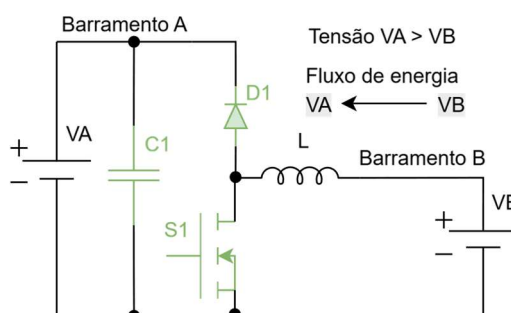
Em particular, dois conversores CC-CC mostram-se interessantes para o sistema em questão devido a sua simplicidade de implementação: o conversor *buck* e o conversor *boost*, mostrados respectivamente na Figura 9(a) e Figura 9(b).

Figura 9 – Ilustração da topologia do conversor CC-CC *Buck* e do Conversor CC-CC *Boost*



Conversor *Buck*

(a)



Conversor *Boost*

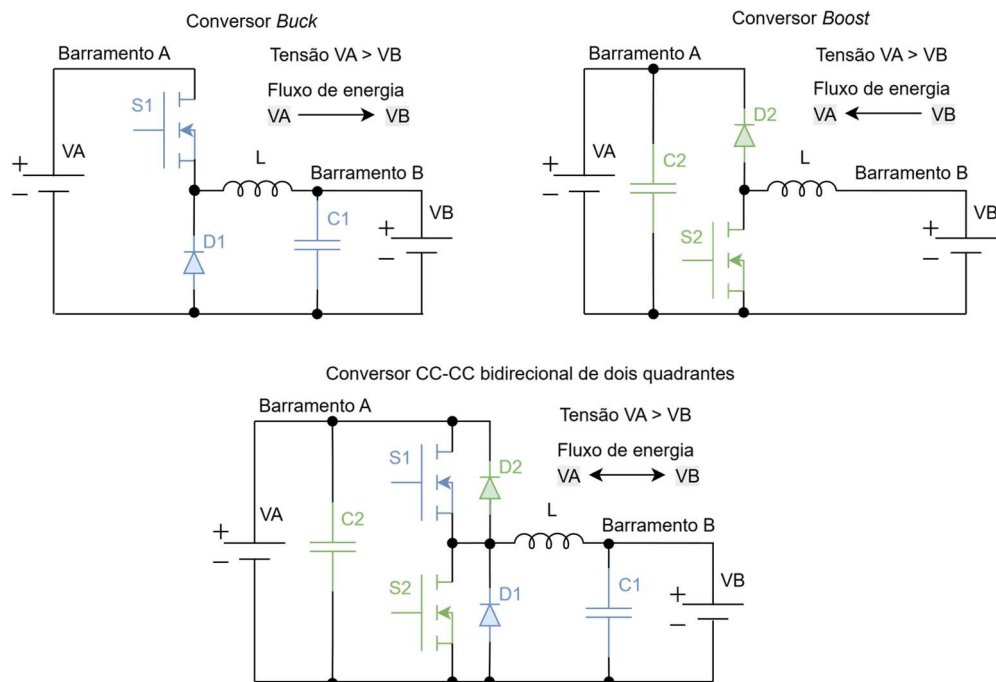
(b)

Fonte: Adaptado de Barbi (2015).

O conversor *step-down*, ou *buck*, é um conversor abaixador de tensão que apresenta em seus terminais uma tensão de saída inferior à tensão de entrada (Umanand, 2009). Sua configuração, apresentada na Figura 9(a), é composta por um interruptor eletrônico S1, um diodo D1, um indutor L e um capacitor C1 responsável pela filtragem da tensão de saída (Petry, 2013). O conversor *step-up*, ou *boost*, por sua vez, é considerado o dual do conversor *buck* e caracteriza-se por elevar a tensão de entrada, fornecendo uma tensão de saída superior à tensão de alimentação (Umanand, 2009). Sua configuração, apresentada na Figura 9(b), utiliza os mesmos elementos básicos do conversor *buck*, porém dispostos de forma distinta, resultando em um comportamento dual com a característica elevadora de tensão.

Devido à presença e posição do indutor nas topologias, o conversor *buck* apresenta características de fonte de corrente na saída, enquanto o conversor *boost* apresenta característica de fonte de corrente na entrada. Ressalta-se que a característica de fonte de corrente é desejada no sistema em questão, uma vez que minimiza perdas e ruído na bateria. De todo modo, ainda que simples, nenhuma das topologias é bidirecional em termos do fluxo de energia, logo não poderiam ser utilizadas em suas formas naturais. Por outro lado, o conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes, também conhecido como conversor *Half-Bridge* e apresentado na Figura 10, pode ser interpretado como a interconexão em antiparalelo das topologias clássicas *buck* e *boost*, resultando em uma estrutura capaz de operar com fluxo bidirecional de potência. Esse fluxo é determinado pela relação de comutação dos dispositivos semicondutores, a qual define também o modo de operação do conversor. Dessa forma, em um sentido do fluxo de potência, o conversor opera como abaixador de tensão, de maneira análoga à topologia *buck*, enquanto no sentido oposto opera como elevador de tensão, conforme a topologia *boost* (Pathak e Sahu, 2015).

Figura 10 – Estrutura do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes em relação aos conversores unidirecionais *buck* e *boost*



Fonte: Adaptado de Pathak e Sahu (2015).

Tendo em vista as características apresentadas, esta será a topologia escolhida para o sistema de testes proposto neste trabalho. Ressalta-se que devido a característica de fonte de corrente imposta pelo indutor, as baterias serão conectadas ao Barramento B no lugar da fonte VB.

2.2.3 Características e Arquitetura para operação de carga e descarga de baterias

A operação de carga consiste fundamentalmente em drenar energia de uma fonte de alimentação e entregar à bateria, por meio de um circuito que entregue uma corrente e/ou tensão controlada, conforme parâmetros predefinidos, tipicamente com corrente controlada e com tensão controlada.

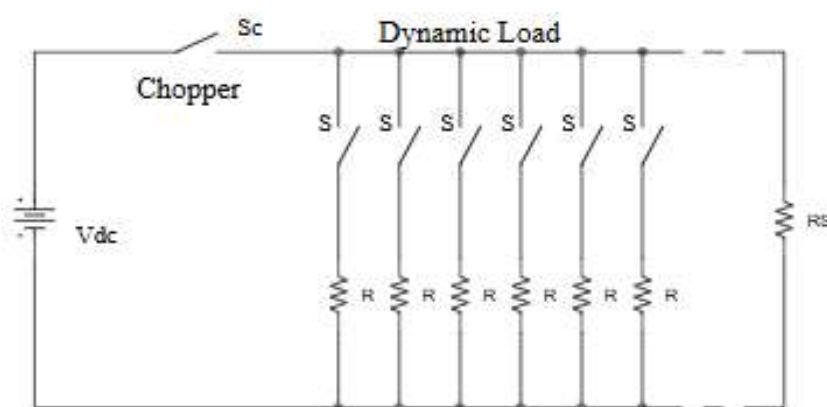
Da mesma forma, para as avaliações de descargas de baterias no sistema aqui proposto, os circuitos devem operar como cargas eletrônicas, sendo projetados para absorver energia da bateria (Keysight Technologies, 2019). Esses circuitos possibilitam o controle da corrente drenada mesmo com a redução de tensão que ocorre conforme a drenagem da energia armazenada na bateria (Agilent Technologies, 2002), essa característica possibilita a emulação dos mais variados tipos de cargas, por meio de diferentes modos de operação, como os apresentados por (Keysight Technologies, 2019):

- a) Tensão constante, em que a carga eletrônica define uma tensão fixa em seus terminais independente da corrente que varia conforme estabelecida pela fonte conectada;
- b) Corrente constante, em que a carga eletrônica define uma corrente fixa independentemente da tensão da fonte conectada;
- c) Potência constante, caracterizada pela drenagem de um valor de potência constante da fonte conectada, por meio da regulação da tensão e da corrente;
- d) Resistência constante, a qual a carga eletrônica opera como um resistor de potência programável, adequando-se à tensão e à corrente imposta de modo a manter o valor da resistência constante.

Observa-se que, independentemente do modo escolhido para descarga, a energia drenada da bateria deve ter um fim. Idealmente deseja-se que a energia seja reaproveitada, como por exemplo devolvendo para a rede elétrica ou para outro elemento armazenador. No entanto, em contextos reais em laboratório nem sempre isso é possível, sendo que a alternativa mais fácil consiste em dissipar a energia, de forma controlada, em elementos como resistores.

Uma análise na literatura revela diversas possibilidades. Dentre as topologias analisadas, destacam-se as cargas dinâmicas baseadas em resistores comutados, como apresentado na Figura 11, nas quais a variação da carga é realizada por meio da dinâmica de comutação e da relação entre os valores dos resistores utilizados (Seixas *et al.*, 2006). Essa topologia apresenta como principal característica a simplicidade de implementação, permitindo a obtenção de diferentes níveis de carga a partir da combinação de resistores e dispositivos de chaveamento.

Figura 11 – Exemplo de topologia de uma carga dinâmica baseada em resistores

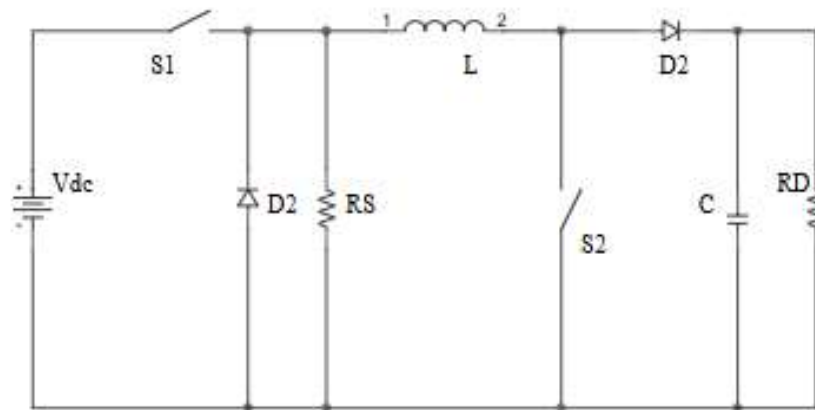


Fonte: Seixas *et al.* (2006).

Outra possibilidade consiste na utilização de cargas eletrônicas baseadas em conversores estáticos. Esses conversores podem operar de forma unidirecional ou bidirecional, conforme discutido anteriormente e exemplificado por Daniel W. Hart em *Power Electronics* (2010). As cargas eletrônicas baseadas em conversores estáticos podem ser utilizadas em conjunto com cargas resistivas estáticas (R_S) e dinâmicas (R_D), conforme ilustrado na Figura 12, em que a carga equivalente é determinada pela comutação dos conversores. Alternativamente, essas cargas podem

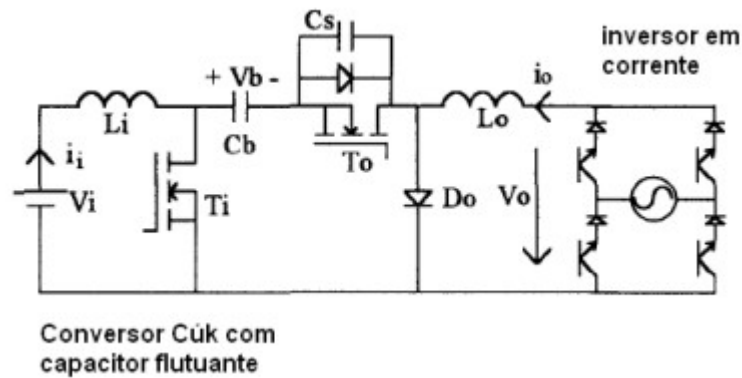
ser conectadas à rede elétrica ou a um elemento armazenador de energia, como mostrado na Figura 13 (Pedroso, 2010).

Figura 12 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa



Fonte: Seixas *et al.* (2006).

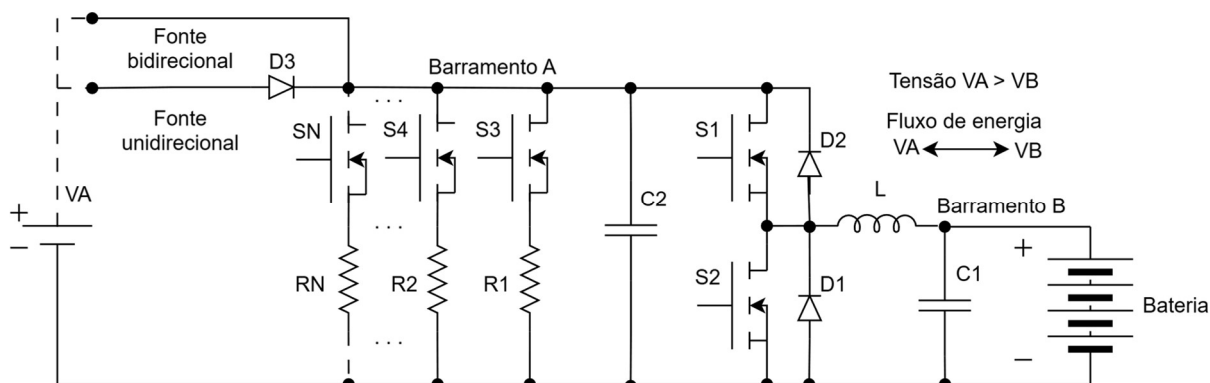
Figura 13 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa



Fonte: Pedroso (2010).

Para o projeto em questão, considerou-se, de modo a expandir sua versatilidade, a utilização de cargas dinâmicas baseadas em resistores comutados em conjunto com o conversor CC-CC bidirecional determinado anteriormente, para operação conjunta no processo de descarga de baterias, resultando na topologia apresentada na Figura 14. De todo modo, também se considerou disponibilizar acesso ao barramento A para conexão de elementos armazenadores ou de um inversor, de forma a gerar uma interface bidirecional com a rede elétrica.

Figura 14 – Topologia definida para o projeto

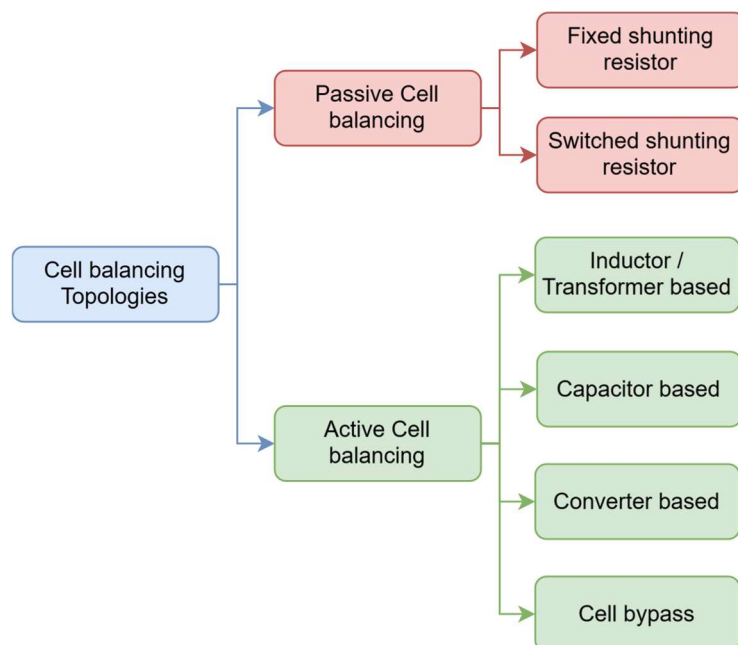


Fonte: Elaboração própria (2026).

2.2.4 Circuitos para realização de balanceamento de baterias

Com as informações apresentadas no subtópico 2.1.6 sobre balanceamento de baterias, observa-se que a implementação dos métodos de balanceamento passivo ou ativo requerem circuitos eletrônicos capazes de gerenciar a energia excedentes em células de baterias. Dessa forma, a literatura apresenta uma ampla gama de topologias de circuitos destinadas à realização do balanceamento, as quais podem ser classificadas por suas características de construção e funcionamento, conforme ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Topologia de uma carga eletrônica regenerativa



Fonte: Adaptado de Ashraf *et al.* (2024).

Como pode ser verificado na Figura 15, as topologias de balanceamento passivo podem ser divididas em dois grupos:

- a) *Fixed shunting resistor*: utiliza resistores conectados permanentemente em paralelo com cada célula, de forma a dissipar a energia excedente na forma de calor. Algumas variações de circuitos empregam diodos Zener de forma a definir ou limitar a tensão de atuação do balanceamento (Kumar *et al.*, 2023);
- b) *Switched shunting resistor*: utiliza resistores associados a interruptores eletrônicos para controlar a dissipação da energia excedente das baterias (Kumar *et al.*, 2023).

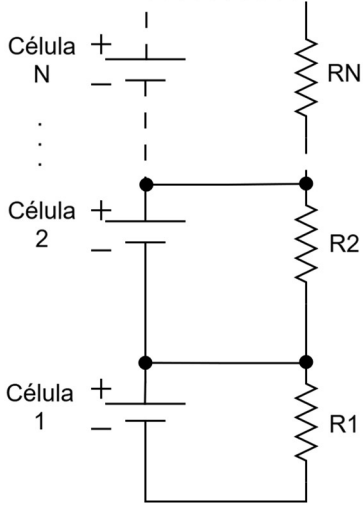
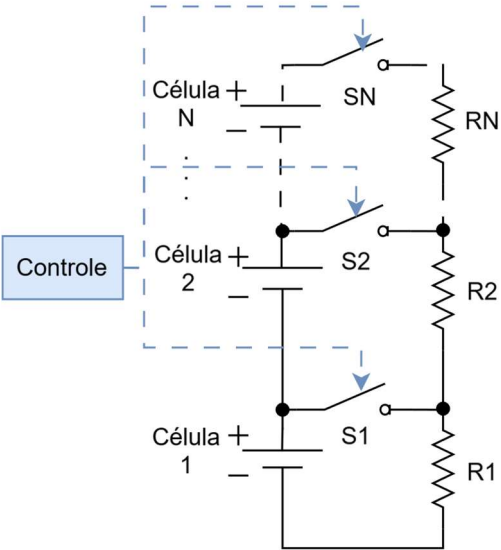
Já as topologias para o balanceamento ativo podem ser divididas em quatro grupos de circuitos:

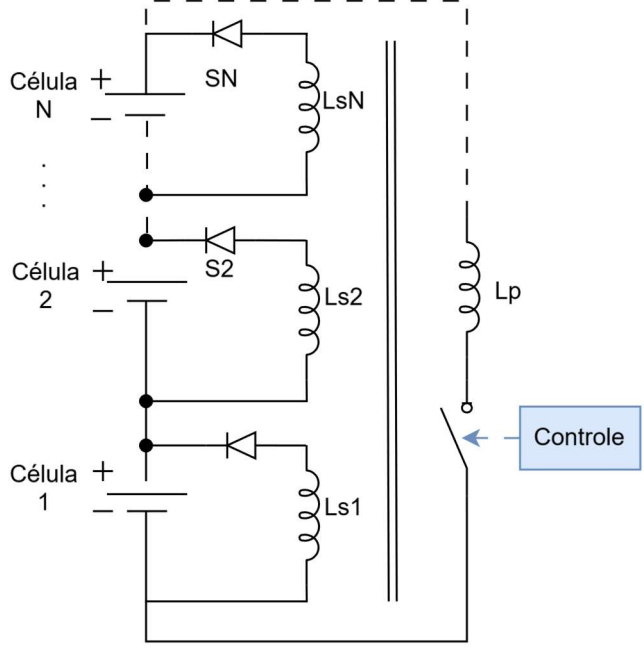
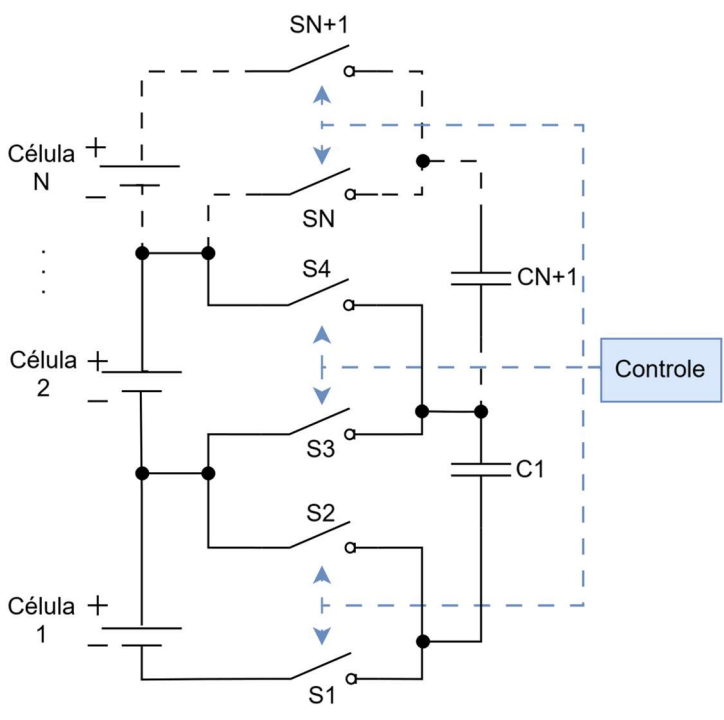
- a) *Inductor/transformer based*: circuitos que utilizam elementos indutivos para a conversão e transferência de energia (Li *et al.*, 2025). Alguns autores subdividem essa categoria em circuitos baseados em indutores e circuitos baseados em transformadores;

- b) *Capacitor based*: circuitos que utilizam capacitores para armazenar e transferir energia de forma intermitente entre as baterias do *pack* (Li *et al.*, 2025);
- c) *Converter based*: circuitos que utilizam conversores estáticos para a realização do balanceamento (Li *et al.*, 2025);
- d) *Cell by-pass*: circuitos que utilizam interruptores eletrônicos para permitir a desconexão das células de baterias com maior estado de carga, mantendo a conexão em série da bateria (Ashraf *et al.*, 2024).

De forma a exemplificar a classificação supracitada, o Quadro 2 apresenta exemplos de topologias para suas correspondentes classificações.

Quadro 2 – Exemplo de topologias para as classificações dos tipos de balanceamento

Grupo - Topologia	Topologia
<i>Fixed shunting resistor - Resistores fixos</i>	
<i>Switched shunting resistor – Resistores shunts chaveados</i>	

Grupo - Topologia	Topologia
<i>Inductor/transformer based - transformador de múltiplos enrolamentos</i>	
<i>Capacitor based - Múltiplos capacitores chaveados</i>	

Grupo - Topologia	Topologia
Converter based - Buck-boost	
Cell by-pass	

Fonte: Adaptado de Ashraf et al. (2024).

Diante das topologias apresentadas, observa-se uma significativa variação na complexidade de implementação, sendo o balanceamento passivo composto pelas topologias de menor complexidade, enquanto o balanceamento ativo engloba as mais complexas, variando conforme suas características e métodos de operação. Contudo, a complexidade de implementação está diretamente associada aos custos do sistema, tornando-se um dos fatores determinantes na escolha da topologia para aplicações eletrônicas. Dessa forma, para este trabalho, optou-se pela utilização da topologia de resistores chaveados, pertencente à categoria *Switched Shunting Resistor*, por apresentar uma relação custo-benefício superior às demais ao se considerar os objetivos propostos neste trabalho, além de ser uma solução amplamente empregada comercialmente em sistemas de gerenciamento de baterias.

2.3 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou os principais conceitos e fundamentos teóricos que embasam a definição da topologia adotada neste trabalho, bem como os requisitos necessários para sua operação em conjunto com baterias. Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre as principais características das baterias de íons de lítio, abordando suas diferentes composições químicas e a influência dessas tecnologias em parâmetros como tensão nominal, capacidade de armazenamento e características operacionais. Na sequência, foram analisados os principais processos aos quais as baterias são submetidas durante sua operação, compreendendo as etapas de carga, descarga e balanceamento. A partir dessa revisão, foram apresentadas diferentes topologias de circuitos capazes de executar essas funções, considerando aspectos como princípio de funcionamento, operação linear ou chaveada, direcionalidade do fluxo de potência, complexidade de implementação e eficiência. Essa análise forneceu os subsídios necessários para a seleção das topologias mais adequadas aos objetivos propostos.

A revisão evidenciou que o desenvolvimento de uma plataforma de testes para baterias deve contemplar a diversidade de características das diferentes químicas de íons de lítio, permitindo sua operação em uma ampla faixa de tensões, capacidades e condições de funcionamento. Também foi verificado que os processos de carga e descarga dependem, fundamentalmente, do controle da corrente aplicada

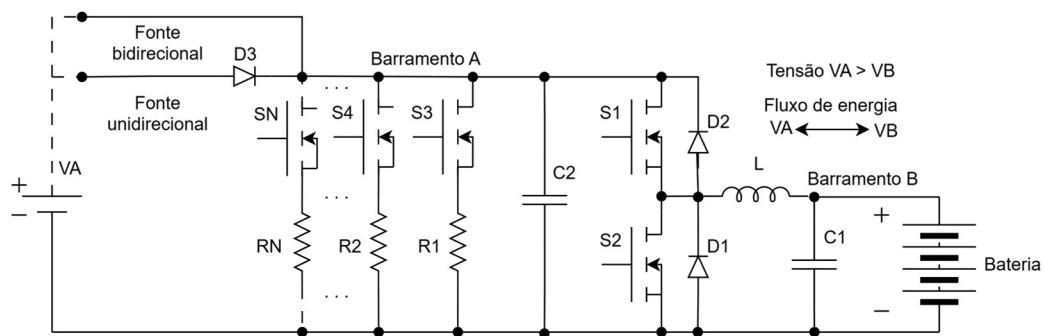
à bateria, além da adoção de estratégias que garantam a segurança e a integridade dos elementos durante sua operação. No que se refere aos circuitos eletrônicos, foram analisadas diferentes topologias capazes de atender aos requisitos identificados, abrangendo tanto soluções lineares quanto chaveadas. As topologias chaveadas mostraram-se mais adequadas à aplicação proposta, principalmente em razão da maior flexibilidade de controle dos parâmetros elétricos e menor dissipação de potência. Para o sistema de balanceamento, foram avaliadas diferentes topologias, tanto passivas quanto ativas.

Com base nos fundamentos apresentados e nas análises realizadas ao longo deste capítulo, definiu-se a utilização de um conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes para a execução dos processos de carga e descarga. Adicionalmente, visando possibilitar a realização de ensaios de descarga utilizando fontes de alimentação unidirecionais, adotou-se um circuito auxiliar constituído por resistores comutados, responsável pela dissipação da energia extraída da bateria. Para o sistema de balanceamento, optou-se pela utilização da topologia de balanceamento passivo por meio de resistores shunt comutados. Essas soluções foram selecionadas com base nas características e necessidades identificadas durante a revisão bibliográfica, constituindo o embasamento para o projeto e a implementação da plataforma de testes, apresentados nos capítulos seguintes.

3 PROJETO DO SISTEMA

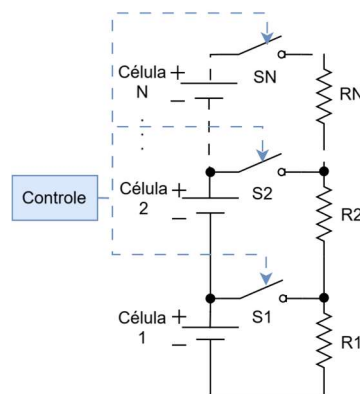
A partir das informações apresentadas sobre baterias de íons de lítio, suas principais características e os diferentes circuitos empregados em sua operação, foram definidas as estruturas necessárias para a elaboração do sistema proposto. Como resultado, adotou-se a topologia ilustrada na Figura 16, para a realização de carga e descarga, e na Figura 17, para realização do balanceamento. As escolhas foram realizadas com base na relação custo-benefício e nos objetivos estabelecidos para o trabalho, optando-se pela utilização de um conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes em conjunto com cargas dinâmicas baseadas em resistores comutados e um sistema de balanceamento por resistores chaveados.

Figura 16 – Topologia escolhida para realização de carga e descarga da bateria



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 17 – Topologia escolhida para realização do balanceamento da bateria



Fonte: Elaboração própria (2026).

Como a eficiência energética não constitui o foco principal deste trabalho, priorizou-se a utilização de circuitos de menor complexidade, visando facilitar a replicação do sistema e reduzir os custos de implementação. Dessa forma, optou-se por topologias que dissipam parte da energia na forma de calor, aceitando-se a consequente redução da eficiência em favor da simplificação da implementação e da diminuição dos custos associados.

Assim, neste capítulo é apresentada a metodologia de projeto adotada para o desenvolvimento do protótipo proposto, destinado à realização de ensaios em baterias e à aquisição de seus dados elétricos. Inicialmente, são definidas as especificações gerais de funcionamento e as características elétricas do sistema, estabelecendo os requisitos de projeto que servirão de base para o dimensionamento dos componentes e para o desenvolvimento dos circuitos. Por questões de concisão, não são apresentados todos os circuitos desenvolvidos ao longo deste trabalho. Entretanto, o **APÊNDICE A – Schematics dos circuitos utilizados no sistema proposto** reúne os diagramas esquemáticos de todos os circuitos desenvolvidos, enquanto o **APÊNDICE B – Lista de materiais utilizados para o desenvolvimento das placas de circuito impresso do sistema proposto** apresenta a lista de materiais (*Bill of Materials* - BOM) correspondente.

3.1 Descrição geral do sistema e especificações

Com base nas topologias definidas, pode-se levantar as possíveis funcionalidades para o sistema em questão e à luz de possibilidades típicas de ambientes laboratoriais, considera-se neste projeto que o sistema proposto deve ser capaz de operar em quatro configurações distintas de alimentação, descritas a seguir:

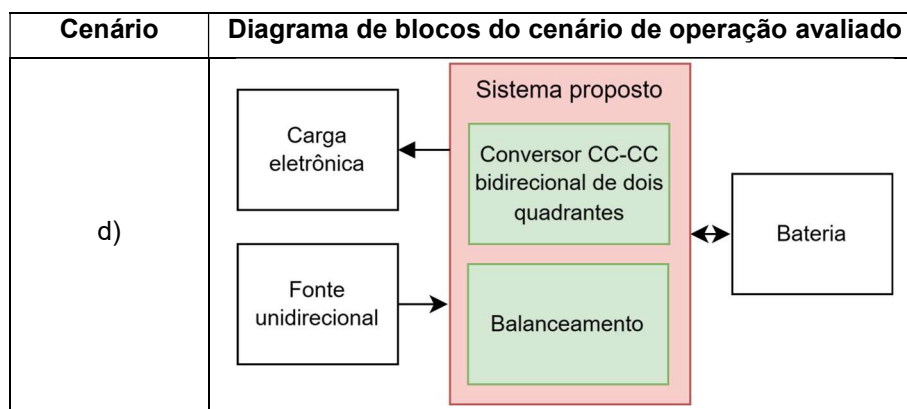
- a) Uma fonte CC unidirecional alimenta o sistema. Neste caso a fonte impõe a tensão de entrada, todavia há necessidade de operar com elementos dissipativos na saída da fonte, de forma a manter o fluxo unidirecional quando no modo de descarga;
- b) Uma fonte CC bidirecional de dois quadrantes alimenta o sistema. Neste caso, devido à operação bidirecional natural desta fonte de energia, não são necessários outros elementos;

- c) Uma segunda bateria alimenta o sistema. Neste caso, devido à característica bidirecional natural da bateria, não são necessários outros elementos;
- d) Uma carga eletrônica é utilizada em paralelo com a fonte de alimentação, provendo fluxo bidirecional.

De forma a elucidar as funcionalidades, o Quadro 3 apresenta diagramas exemplificando os possíveis cenários de operação.

Quadro 3 – Possíveis cenários de operação avaliados

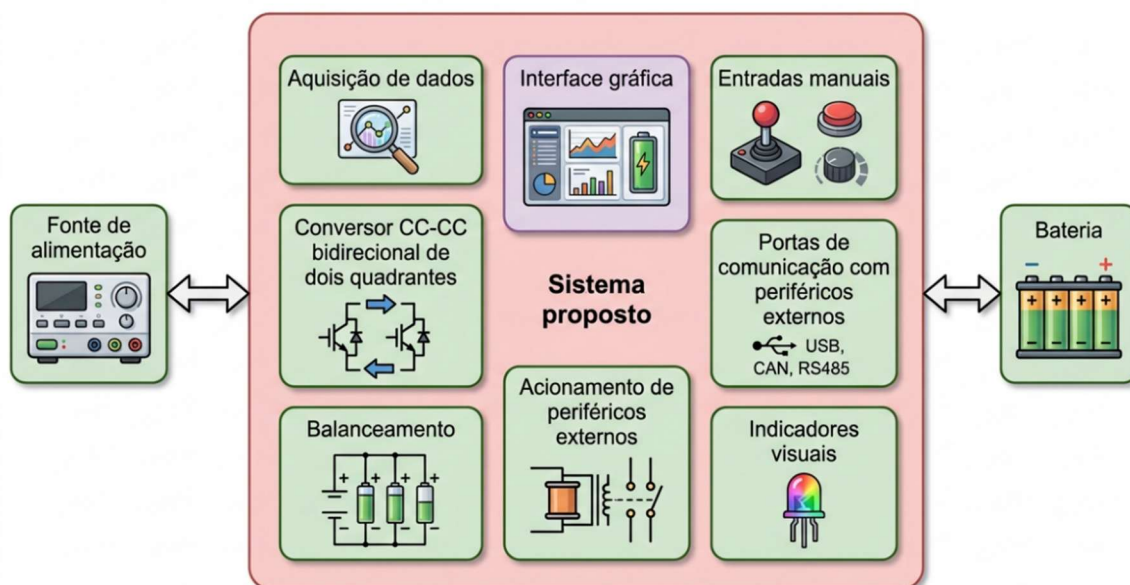
Cenário	Diagrama de blocos do cenário de operação avaliado
a)	Diagrama de blocos para o cenário a): O sistema proposto (caixa vermelha) contém um conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes (caixa verde superior) e um bloco de balanceamento (caixa verde inferior). À esquerda, há um banco de resistores e uma fonte unidirecional. À direita, há uma bateria. O banco de resistores está conectado ao conversor por uma seta apontando para a esquerda. A fonte unidirecional está conectada ao balanceamento por uma seta apontando para a direita. O conversor está conectado à bateria por uma seta bidirecional.
b)	Diagrama de blocos para o cenário b): O sistema proposto (caixa vermelha) contém um conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes (caixa verde superior) e um bloco de balanceamento (caixa verde inferior). À esquerda, há uma fonte bidirecional. À direita, há uma bateria. A fonte bidirecional está conectada ao conversor por uma seta bidirecional. O conversor está conectado à bateria por uma seta bidirecional.
c)	Diagrama de blocos para o cenário c): O sistema proposto (caixa vermelha) contém um conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes (caixa verde superior) e um bloco de balanceamento (caixa verde inferior). À esquerda, há uma bateria (Alimentação). À direita, há uma bateria (Teste). A bateria (Alimentação) está conectada ao conversor por uma seta bidirecional. O conversor está conectado à bateria (Teste) por uma seta bidirecional.



Fonte: Elaboração própria (2026).

Além de atuar como interface entre a bateria e a fonte de alimentação e viabilizar a operação bidirecional quando empregadas fontes de alimentação unidirecionais, estabeleceu-se que, a fim de ampliar a versatilidade da plataforma, o sistema deve dispor de interfaces de comunicação com sistemas externos e de saídas para acionamento de periféricos, possibilitando sua integração com dispositivos auxiliares e a implementação de diferentes estratégias de ensaio. Adicionalmente, a plataforma deve possuir indicadores visuais para facilitar a identificação de seu estado de operação, entradas para comandos manuais, capacidade de realização de balanceamento das células de baterias e de aquisição e armazenamento dos dados gerados durante os ensaios. É também parte do sistema uma interface gráfica destinada à configuração e parametrização do sistema e dos perfis de ensaio, bem como à visualização dos dados adquiridos, apresentada no Capítulo 4. A Figura 18 apresenta uma visão geral das principais funcionalidades do sistema proposto.

Figura 18 – Visão geral das principais funcionalidades do sistema proposto



Fonte: Elaboração própria com auxílio de ferramenta de inteligência artificial (2026).

Como o sistema proposto atua como uma interface entre uma fonte de alimentação e um conjunto de baterias, foram analisados catálogos de fabricantes de fontes de alimentação amplamente utilizadas em ambientes laboratoriais, como Rohde & Schwarz, Minipa, Keysight Technologies, Tektronix entre outras marcas. A análise mostrou uma ampla disponibilidade de fontes de alimentação com tensão máxima de saída de 32 V. Adicionalmente, essa faixa de tensão corresponde, em geral, aos modelos de menor custo comercial. Desse modo utilizou-se como referência para o projeto a tensão máxima de alimentação de 32 V.

Considerando que a topologia selecionada requer que a tensão do Barramento A, conectado à fonte de alimentação, seja superior à tensão do Barramento B, correspondente ao conjunto de baterias, adotou-se como critério de projeto que a tensão máxima do Barramento B fosse limitada a 90% da tensão máxima de alimentação. Dessa forma, garante-se uma margem operacional adequada para o correto funcionamento do conversor em toda a faixa especificada.

Com base nesse critério de dimensionamento, foi determinada a quantidade máxima de células conectadas em série compatível com o sistema proposto. A Tabela 2 apresenta os limites obtidos para as diferentes tecnologias de

baterias de íons de lítio analisadas, utilizando como base os dados apresentados na Tabela 1 mostrada no subtópico 2.1.3.

Tabela 2 – Número máximo de células conectadas em série em relação a tensão máxima do Barramento B

Tipo de Bateria de Lítio íon	Tensão máxima da célula da bateria (V)	Número máximo de células conectadas em série	Tensão total do conjunto de células de baterias conectadas em série (V)
LCO	4,2	6	25,2
LMO	4,2	6	25,2
NMC	4,2	6	25,2
LFP	3,65	7	25,55
NCA	4,2	6	25,2
LTO	2,85	10	28,5

Fonte: Elaboração própria (2026).

Levando-se em consideração a necessidade de medição da tensão das células da bateria para fins de monitoramento e aquisição de dados e, de forma a simplificar o projeto e reduzir os custos com componentes eletrônicos, optou-se por limitar o sistema de medição de tensão a seis canais. Dessa forma, o sistema é capaz de atender diferentes configurações de baterias de íons de lítio de até 6S, além de evitar a conexão de um número maior de células em série, o que poderia danificar o equipamento. Contudo, ressalta-se que, conforme apresentado na Tabela 2, para as tecnologias de baterias LFP e LTO seria possível conectar até 7S e 10S, respectivamente. Entretanto, o sistema permanece limitado a seis pontos de medição.

Outra definição importante para o projeto refere-se à corrente fornecida ou drenada do conjunto de baterias. Embora encontrem-se uma ampla gama de fontes comerciais com diferentes capacidades de fornecimento de corrente, estabeleceu-se a corrente máxima do sistema em 25 A, em função das características do sensor CASR 25-NP do fabricante LEM *sensors*, escolhido para o projeto por disponibilidade prévia, para a medição e monitoramento da corrente da bateria.

Como a topologia escolhida para carga e descarga das baterias é um conversor chaveado, torna-se necessário a escolha da frequência de comutação dos interruptores eletrônicos. Diferentes critérios são utilizados no projeto de conversores chaveados para definição da frequência de comutação, como máximas perdas admissíveis e impacto no rendimento, tecnologia dos dispositivos semicondutores, densidade de potência (potência por volume) e potência específica (potência por massa) do sistema, dentre outros. De forma geral o projeto pode ser conduzido em termos de um problema de otimização, cujos objetivos e critérios podem variar de projeto para projeto. Todavia, neste projeto a escolha será mais simples, tendo em vista que não são colocadas maiores restrições de peso, volume e rendimento, por ser um equipamento de testes, bem como os níveis elétricos envolvidos (baixas tensões e correntes moderadas) permitem o uso de dispositivos convencionais de baixas tensões (menores de 100 V), bem consolidados no mercado. Desse modo, escolheu-se a frequência de 40 kHz por ser comumente utilizada na literatura, limitando as perdas por comutação, mas ainda assim beneficiando o projeto dos filtros, além de estar acima do limite audível para o ser humano, mitigando ruídos sonoros que possam ser emitidos pelo sistema.

Com base nos critérios de dimensionamento adotados, a Tabela 3 apresenta um resumo dos principais parâmetros definidos para o sistema proposto.

Tabela 3 – Especificações elétricas da plataforma de testes

Parâmetro	Valor
Tensão máxima do Barramento A	32 V
Tensão máxima do Barramento B	28,8 V
Corrente máxima	25 A
Limite de número de células conectadas em série	6S
Frequência de comutação dos interruptores eletrônicos	40 kHz

Fonte: Elaboração própria (2026).

Outra definição importante é a escolha dos interruptores eletrônicos. Os transistores podem ser classificados em quatro categorias principais: transistores

bipolares, transistores de efeito de campo, transistores bipolares de porta isolada e fototransistores. Os TBJs são dispositivos controlados por corrente, enquanto os FETs e IGBTs são controlados por tensão. Dentro da família FET destacam-se os *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET), *Junction Field-Effect Transistor* (JFET) e *High Electron Mobility Transistor* (HEMT), cada um otimizado para diferentes aplicações de potência, frequência e eficiência. Devido à facilidade de acionamento, possibilidade de operação em frequências mais elevadas, baixo custo e disponibilidade, optou-se neste projeto por utilizar dispositivos MOSFETs para a implementação da ponte de interruptores (ROHM Semiconductor, 2024).

Além das definições apresentadas, adotou-se como critério de projeto o dimensionamento dos elementos semicondutores para operação em temperatura ambiente de 40 °C e com capacidade de suportar sobretensões de até 50 % da tensão máxima de alimentação.

3.2 Projeto dos elementos de *hardware*

As especificações iniciais do *hardware* foram definidas com base nos estudos e critérios de projeto estabelecidos no capítulo anterior, os quais permitiram determinar os requisitos elétricos e operacionais do sistema proposto. A partir dessas definições, realizou-se a seleção dos componentes eletrônicos e o dimensionamento dos circuitos necessários para a implementação da plataforma.

Para o desenvolvimento do *hardware*, optou-se pela utilização de *application notes*, *datasheets* e demais documentações técnicas dos fabricantes como principais referências para o dimensionamento e projeto dos circuitos. Essa abordagem foi adotada em virtude da construção de um protótipo, tornando necessário o conhecimento detalhado das características de operação, limitações e recomendações de aplicação dos componentes eletrônicos empregados.

Além dos parâmetros obtidos durante o dimensionamento, a seleção dos componentes também considerou critérios como disponibilidade comercial, características de funcionamento e custo de aquisição. Para a seleção, cotação e aquisição dos componentes, utilizou-se como referência a empresa LCSC Electronics,

que apresentou os menores custos durante o período de desenvolvimento do projeto dentre os fornecedores analisados.

3.2.1 Escolha do microcontrolador

Ao se analisar os requisitos do projeto, percebe-se a necessidade de uma unidade de processamento digital capaz de realizar o controle e a interação com os recursos do sistema proposto.

Dessa forma, buscou-se a utilização de um microcontrolador (*Microcontroller Unit* - MCU), pois, conforme apresentado por Kardam (2024), os microcontroladores são circuitos integrados compostos por um processador e periféricos integrados com ampla gama de funções podendo ser entrada e saída de dados (I/O), temporizadores, contadores e conversores analógico-digitais (A/D), entre outras funcionalidades, tornando-os amplamente utilizados em sistemas embarcados.

Existem diversas famílias de microcontroladores disponíveis comercialmente, que diferem quanto à capacidade de processamento, arquitetura, memória e periféricos integrados. Assim, a escolha do dispositivo deve ser realizada de acordo com os requisitos da aplicação. Para o projeto desenvolvido, são necessários recursos como módulos PWM (*Pulse Width Modulation*), conversores A/D e interfaces de comunicação serial, além de capacidade de processamento adequada à execução dos algoritmos de controle, requisitos estes atendidos pelos dispositivos da família C2000 da Texas Instruments. Assim, dentre as opções disponíveis para o projeto, escolheu-se o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M, da Texas Instruments, ilustrado na Figura 19, devido à sua disponibilidade local e por integrar o microcontrolador TMS320F28069M, o qual, em conjunto com o kit, dispõe dos recursos relevantes ao projeto apresentados no Quadro 4:

Figura 19 – LAUNCHXL-F28069M



Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 4 – Recursos relevantes para o projeto do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M

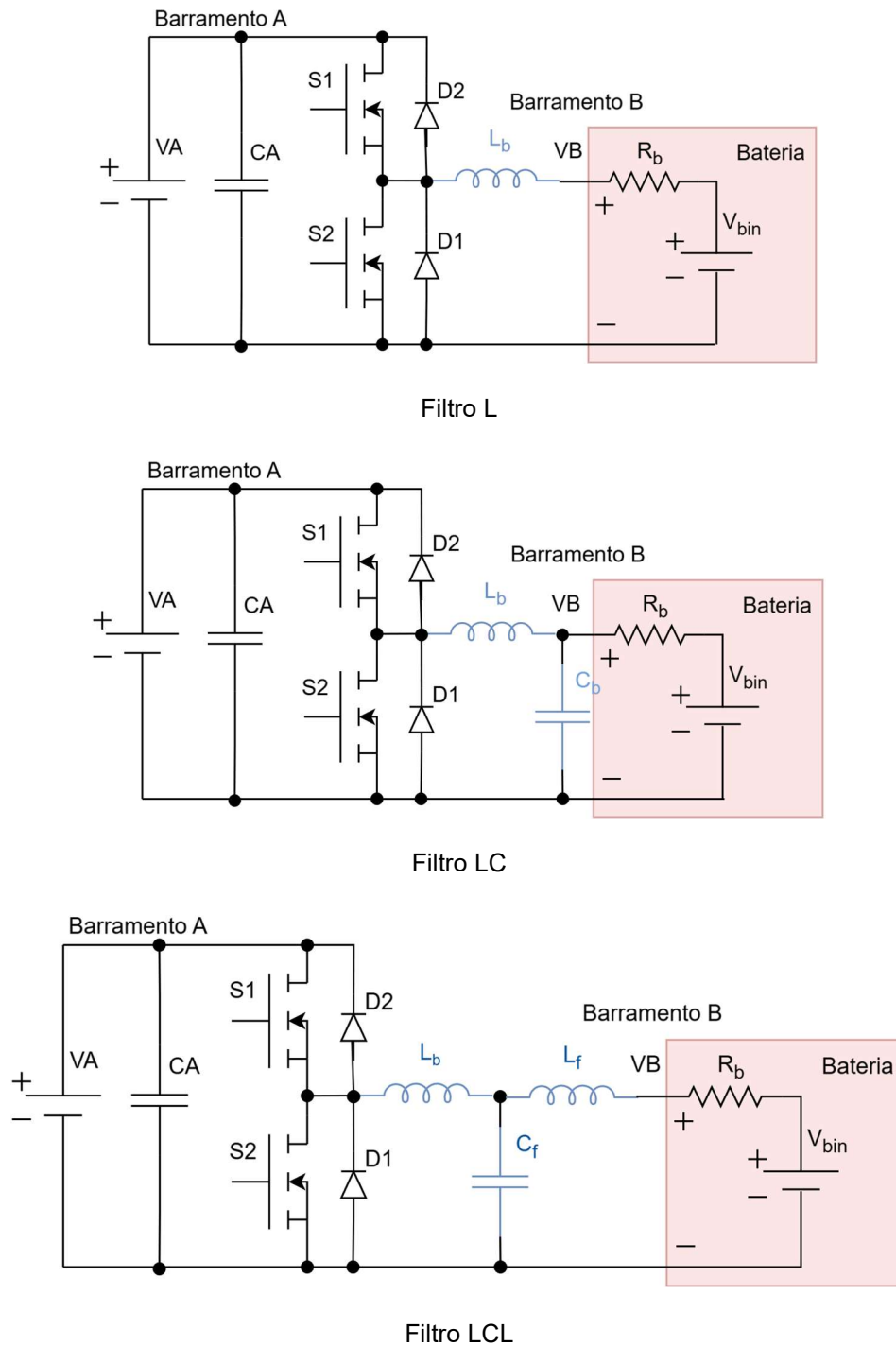
Característica	Descrição
Processador	<i>Digital Signal Processor (DSP)</i> de 90 MHz com unidade de ponto flutuante (<i>Floating-Point Unit - FPU</i>)
Conversor A/D	Resolução de 12 <i>bits</i> com canais multiplexados, com faixa de operação de 0 a 3,3 V, <i>dual sample-and-hold</i> , 45 MHz 3,46 MSPS, janela de amostragem de 7 ciclos de <i>clock</i>
PWM	Módulos PWM com resolução de 16 <i>bits</i>
Comunicação serial	<i>Serial Communication Interface (SCI)</i>
Entradas e saídas digitais	Pinos de I/O de uso geral
Temporizadores	Temporizadores integrados ao microcontrolador
Depuração e gravação	Emulador <i>Joint Test Action Group (JTAG)</i> XDS100 V2 integrado para gravação e depuração <i>on-board</i>
Comunicação USB	Interface USB isolada, com canais independentes para comunicação serial e depuração JTAG
Expansão	Pinos de expansão acessíveis ao usuário
Gestão de energia	Circuito de gerenciamento de energia integrado ao kit

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2022).

3.2.2 Escolha e dimensionamento do filtro do conversor

Definidas as topologias de carga e descarga da bateria, realizou-se uma revisão da literatura com o objetivo de identificar os filtros mais empregados em conversores CC-CC destinados a sistemas de armazenamento de energia. Como resultado, foram selecionadas três topologias em razão da simplicidade de implementação, do amplo emprego na literatura e da disponibilidade de metodologias consolidadas de dimensionamento. As topologias selecionadas foram os filtros L, LC e LCL, apresentados na Figura 20. Os respectivos métodos de dimensionamento são descritos a seguir assim como suas funções de transferência. Em todas as análises, a bateria foi representada por uma fonte ideal de tensão v_{bin} em série com a resistência interna equivalente R_b .

Figura 20 – Ilustração da topologia do filtro L, filtro LC e filtro LCL



Fonte: Elaboração própria (2026).

- a) Filtro L: o dimensionamento da indutância do filtro L_b pode ser realizado por meio da Equação (8), apresentada por Bardi (2015);

$$L_b = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot V_A}{f \cdot \Delta iL} \quad (8)$$

onde,

L_b = indutância do indutor L_b

D = ciclo de trabalho

V_A = tensão do Barramento A

f = frequência de comutação das chaves eletrônicas

ΔiL = ondulação de corrente no indutor L_b

b) Filtro LC: o dimensionamento dos elementos do filtro LC pode ser realizado por meio da Equação (9) e Equação (10), correspondentes aos modos *Buck* e *Boost*, respectivamente, utilizadas para o cálculo da indutância, e da Equação (11), empregada para o cálculo da capacitância, todas apresentadas por Cheng *et al.* (2021);

$$L_b = \frac{V_B \cdot (1 - D)}{f \cdot \Delta iL} \quad (9)$$

onde,

L_b = indutância do indutor L_b

V_B = tensão do Barramento B

D = ciclo de trabalho

f = frequência de comutação das chaves eletrônicas

ΔiL = ondulação de corrente no indutor L_b

$$L_b = \frac{V_A \cdot D \cdot (1 - D)^2}{f \cdot \Delta iL} \quad (10)$$

onde,

L_b = indutância do indutor L_b

V_A = tensão do Barramento A

D = ciclo de trabalho

f = frequência de comutação das chaves eletrônicas

ΔiL = ondulação de corrente no indutor

$$C_b = \frac{V_B \cdot (1 - D)}{8 \cdot L_b \cdot f^2 \cdot \Delta Vg_b} \quad (11)$$

onde,

C_b = Capacitância do capacitor C_b

V_B = tensão do Barramento B

D = ciclo de trabalho

L_b = indutância do indutor L_b

f = frequência de comutação das chaves eletrônicas

ΔVg_b = ondulação de tensão no Barramento B

- c) Filtro LCL: o dimensionamento dos elementos do filtro LCL pode ser realizado com base na metodologia proposta por Schuch *et al.* (2004). Nessa abordagem, a indutância L_b é obtida por meio da Equação (12), a indutância L_f deve apresentar valor entre 50 e 150 vezes inferior ao de L_b , e a capacitância C_f é calculada pela Equação (13).

$$L_b = \frac{100 \cdot V_B^2 \cdot (V_A - V_B)}{f \cdot \Delta iL_b \cdot V_A \cdot V_B \cdot I_B} \quad (12)$$

onde,

L_b = indutância do indutor L_b

$V_B = \text{tensão do Barramento B}$

$V_A = \text{tensão do Barramento A}$

$f = \text{frequência de comutação das chaves eletrônicas}$

$\Delta I_{L_b} = \text{ondulação de corrente no indutor } L_b$

$I_B = \text{corrente do Barramento B}$

$$C_f = \frac{L_b + L_f}{4 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{f}{10}\right)^2 \cdot L_b \cdot L_f} \quad (13)$$

onde,

$L_b = \text{indutância do indutor } L_b$

$L_f = \text{indutância do indutor } L_f$

$f = \text{frequência de comutação das chaves eletrônicas}$

As funções de transferência para cada filtro são apresentadas a seguir, obtidas com base nas equações diferenciais dos circuitos equivalentes de cada topologia. Em todos os casos, as respectivas funções de transferência relacionam a tensão de entrada do filtro, correspondente à tensão comutada produzida pelo conversor, com a tensão alternada gerada sobre a bateria V_B , que é a tensão sobre a resistência equivalente dada pelo produto da corrente pela resistência equivalente da bateria. Nesta análise, o ganho estático do conversor CC-CC não foi considerado, uma vez que o interesse está restrito ao comportamento dinâmico dos filtros conectados à resistência equivalente da bateria R_b .

As funções de transferência obtidas para cada filtro são apresentadas a seguir:

a) Função de transferência do filtro L, apresentada na Equação (14);

$$GL(s) = \frac{R_b}{L_b \cdot s + R_b} \quad (14)$$

onde,

$GL(s)$ = função de transferência do filtro L

R_b = resistência equivalente da bateria

L_b = Indutância do indutor L_b

b) Função de transferência do filtro LC, apresentada na Equação (15);

$$GLC(s) = \frac{R_b}{C_b \cdot L_b \cdot R_b \cdot s^2 + L_b \cdot s + R_b} \quad (15)$$

onde,

$GLC(s)$ = função de transferência do filtro LC

C_b = capacitância do capacitor C_b

L_b = Indutância do indutor L_b

R_b = resistência equivalente da bateria

c) Função de transferência do filtro LCL, apresentada na Equação (16).

$$GLCL(s) = \frac{R_b}{C_f \cdot L_b \cdot L_f \cdot s^3 + C_f \cdot L_b \cdot R_b \cdot s^2 + (L_b + L_f)s + R_b} \quad (16)$$

onde,

$GLCL(s)$ = função de transferência do filtro LCL

R_b = resistência equivalente da bateria

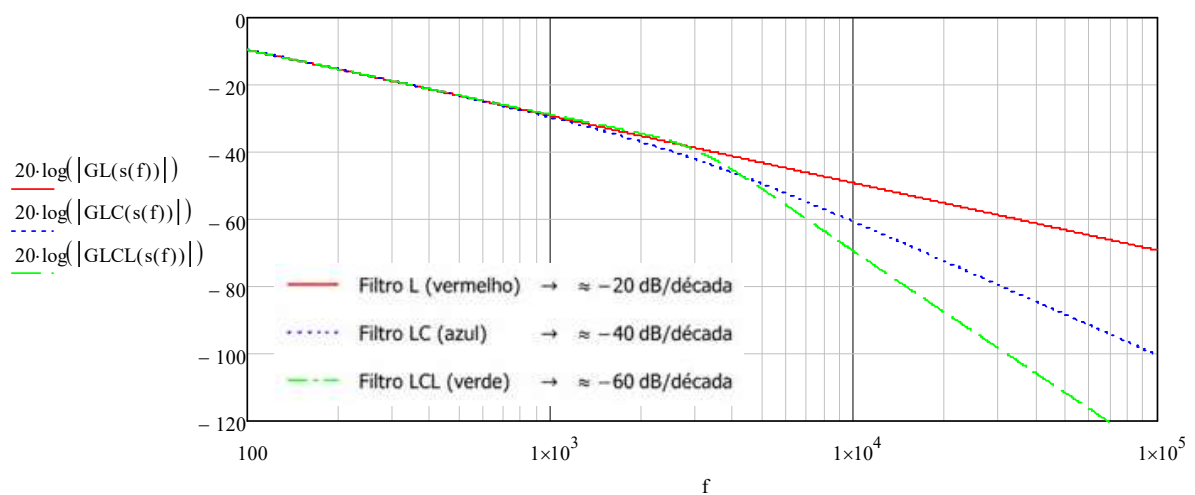
C_f = capacitância do capacitor C_f

L_b = Indutância do indutor L_b

L_f = Indutância do indutor L_f

Para facilitar a interpretação das funções de transferência obtidas, elaborou-se o diagrama de Bode assintótico genérico de magnitude apresentado na Figura 21. O diagrama foi elaborado para ilustrar o comportamento típico das topologias L, LC e LCL, não correspondendo aos parâmetros dimensionados neste trabalho. Assim, evidencia-se qualitativamente a influência da ordem do filtro sobre a taxa de atenuação em altas frequências.

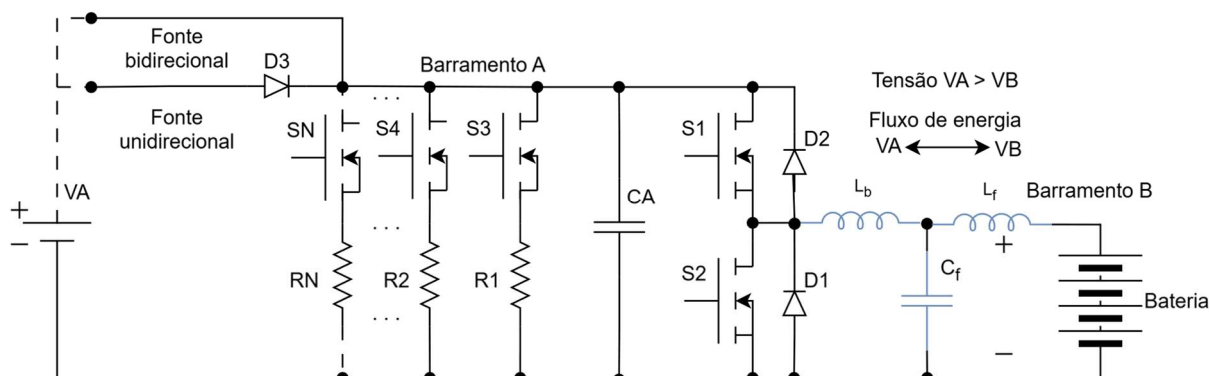
Figura 21 – Diagrama de Bode assintótico genérico de magnitude para ilustração da capacidade de atenuação em dB dos filtros L, LC e LCL. Caráter meramente ilustrativo



Fonte: Elaboração própria (2026).

Considerando a necessidade de minimizar a influência das componentes de comutação sobre a corrente da bateria, optou-se pela utilização do filtro LCL em T, resultando na estrutura apresentada na Figura 22, devido à sua elevada capacidade de atenuação em altas frequências. Essa característica reduz a ondulação de corrente imposta à bateria, favorecendo a realização de ensaios com maior fidelidade às condições de operação especificadas.

Figura 22 – Topologia escolhida para o sistema proposto contendo o controle de tensão do Barramento A por resistores comutados e o conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes com filtro LCL em T para carga e descarga da bateria

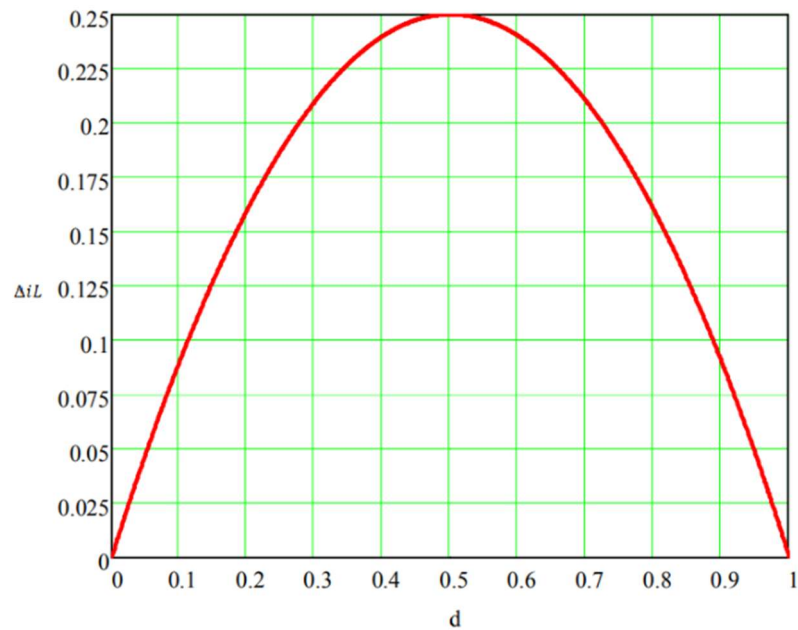


Fonte: Elaboração própria (2026).

O dimensionamento do filtro LCL foi realizado com base na metodologia apresentada anteriormente, utilizando como critérios de projeto os parâmetros listados na Tabela 4. A seleção desses parâmetros foi realizada a partir das especificações definidas no subtópico 3.1.

Tendo em vista que a tensão V_B varia em função do número de células conectadas e da tecnologia da bateria empregada, para o cálculo do ciclo de trabalho (D), escolheu-se a utilização $D = 0,5$, pois ao se analisar o comportamento da ondulação de corrente na indutância parametrizada em função de D , como apresentado na Figura 23, observa-se que esse é o ponto de maior ondulação da corrente.

Figura 23 – Ondulação da corrente na indutância parametrizada em função da razão cíclica



Fonte: Adaptado de Barbi (2015).

Tabela 4 – Parâmetros utilizados para o dimensionamento dos filtros

Parâmetro	Valor
D	0,5
V_A	32 V
V_B	$V_A \cdot D = 16 \text{ V}$
I_B	25 A
f	40 kHz
ΔiL	20 %
L_f	100 vezes menor que L_b

Fonte: Elaboração própria (2026).

A Tabela 5 apresenta os resultados finais obtidos no dimensionamento do filtro LCL.

Tabela 5 – Resultado do dimensionamento dos elementos dos filtros LCL

Elemento	Valor calculado (μH)
L_b	40 μH
L_f	400 nH
C_f	4 mF

Fonte: Elaboração própria (2026).

O dimensionamento do capacitor (C_A), do barramento A, foi realizado por meio da Equação (17), apresentada por Cheng *et al.* (2021), que estabelece o valor mínimo de capacitância necessário para atender aos critérios de projeto adotados. Os parâmetros utilizados no dimensionamento e o resultado obtido são apresentados na Tabela 6.

$$C_A = \frac{D \cdot I_A}{f \cdot \Delta V_A} \quad (17)$$

onde,

C_A = capacitância mínima do Barramento A

D = ciclo de trabalho

ΔV_A = ondulação de tensão do Barramento A

f = frequência de comutação das chaves eletrônicas

I_A = corrente do Barramento A

Tabela 6 – Parâmetros utilizados para o dimensionamento do filtro capacitivo C_A e resultado obtido

Parâmetro	Valor
D	0,5
I_A	12,5 A
f	40 kHz
ΔV_A	1 %
C_A	~1 mF

Fonte: Elaboração própria (2026).

Definida a topologia do filtro, procedeu-se à seleção de componentes comerciais cujos valores fossem compatíveis com aqueles obtidos no dimensionamento teórico. Ressalta-se que o valor de C_A foi aumentado durante a etapa de elaboração do *layout* da placa, apresentada no próximo capítulo, com o objetivo de proporcionar maior estabilidade ao barramento e reduzir os efeitos da indutância parasita das trilhas da placa de circuito impresso. Essa alteração foi motivada pela extensão física do Barramento A, que aumenta as indutâncias parasitas. Apesar do aumento significativo da capacitância, essa modificação não compromete o desempenho do filtro LCL em T. Os valores selecionados são apresentados na Tabela 7.

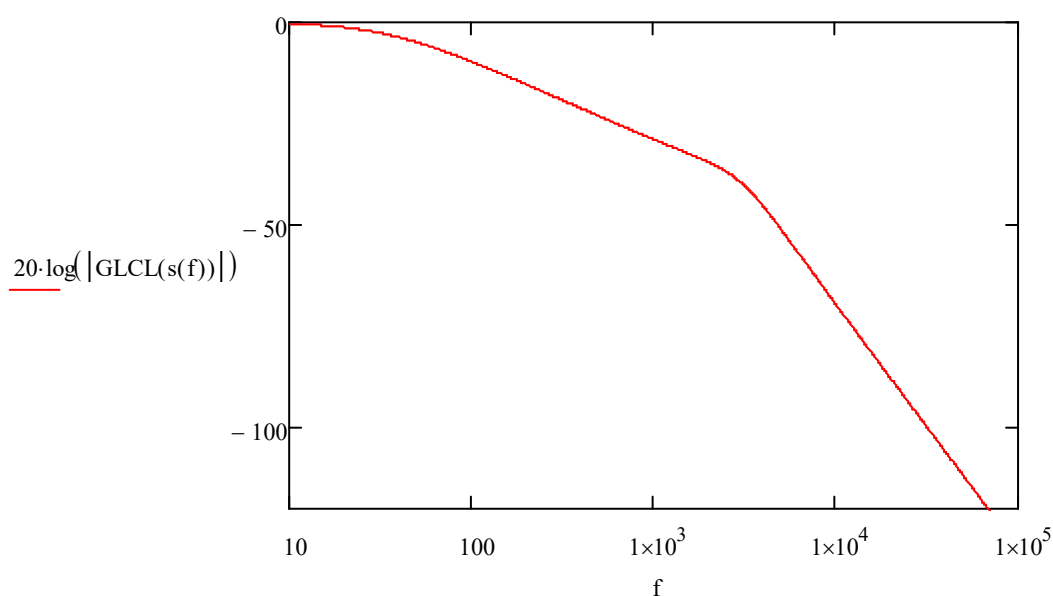
Tabela 7 – Valores utilizados nos filtros do sistema proposto

Elemento	Valor utilizado
L_b	46 μ H
L_f	470 nH
C_f	5,8 mF
C_A	10,24 mF

Fonte: Elaboração própria (2026).

Visando validar a adequação dos componentes escolhidos, realizou-se a elaboração do diagrama de Bode de magnitude para avaliação de comportamento entre os valores calculados e escolhidos para os elementos do filtro, com o resultado apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de Bode de magnitude com valores utilizados para o filtro LCL; (dB/Hz).



Fonte: Elaboração própria (2026).

3.2.3 Dimensionamento dos elementos semicondutores de potência

A seleção dos semicondutores de potência e a escolha de seus circuitos de acionamento constituem etapas fundamentais do projeto do conversor, uma vez que esses dispositivos devem suportar os esforços elétricos impostos durante a operação. Assim, nesta seção são apresentadas as metodologias adotadas para o dimensionamento dos MOSFETs e dos diodos de roda livre, abrangendo a determinação dos esforços elétricos, a estimativa das perdas e a definição dos circuitos de acionamento.

3.2.3.1 Dimensionamento dos MOSFETs e diodos de roda livre do conversor

Tendo em vista que o conversor vai operar majoritariamente no modo contínuo de condução, bem como o fato de que apenas um semiconductor está conduzindo corrente em um dado instante de tempo, logo em cada instante, genericamente apenas um dos elementos equivalentes está em condução, ou seja, S1, S2, D1 ou D2. Por outro lado, como os interruptores escolhidos são MOSFETs, deve-se observar que os diodos D1 e D2 na realidade correspondem aos diodos de corpo (*body diode*) dos respectivos MOSFETs S1 e S2. Tal fato abre diferentes possibilidades de operação que, por sua vez, afetam o dimensionamento dos semicondutores. Ocorre que se S1 ou S2 são acionados seguindo a lógica simples de operação do modo *buck* ou *boost*, logo quando estão bloqueados a corrente circulará pelos diodos D2 ou D1, respectivamente. Neste caso as perdas de condução são calculadas considerando o modelo equivalente de cada dispositivo (canal do MOSFET ou diodo). Por outro lado, é possível reduzir as perdas em condução quando a corrente circula pelos diodos, bastando para tal acionar o respectivo MOSFET, o que na prática significa acionar os MOSFETs S1 e S2 com comandos complementares, realizando o a chamada comutação síncrona. Essa forma de operação permite que uma parcela da corrente que circula pelo diodo passe a circular de forma inversa (operação no terceiro quadrante) pelo canal do respectivo MOSFET, reduzindo as perdas. No entanto, como um pequeno tempo morto (intervalo de tempo entre o bloqueio de um semiconductor e comando do dispositivo complementar) deve ser adicionado para evitar o curto de braço (fenômeno de *shoot-through*), logo por um pequeno intervalo de tempo a corrente pode fluir pelos diodos de corpo, então esta perda deve ser calculada também.

Nesse sentido, para a seleção dos MOSFETs, é necessário analisar os esforços elétricos aos quais esses dispositivos são submetidos. Para isso, utilizou-se como base a metodologia apresentada em Microchip Technology (2004), por meio da qual são determinadas a tensão teórica máxima de bloqueio e as correntes média e eficaz dos semicondutores. Considerando que os interruptores eletrônicos operam de forma complementar, a soma dos ciclos de trabalho é igual à unidade, isto é, o ciclo de trabalho de S1 é D e de S2 $1 - D$. Assim, tendo em vista as diversas possibilidades de operação, determina-se aqui os esforços com os interruptores operando com ciclo

D , sendo que a análise se estende facilmente à $1 - D$, como mostrado nos gráficos e análises que seguem.

A tensão máxima teórica de bloqueio dos MOSFETs corresponde à tensão do Barramento A e, portanto, pode ser determinada pela Equação (18):

$$V_{SW(pk)} = V_A \quad (18)$$

onde,

$V_{SW(pk)}$ = tensão teórica máxima de bloqueio nos MOSFETs

V_A = tensão do Barramento A

A Equação (19) descreve a corrente média conduzida pelos MOSFETs, enquanto a Figura 25 apresenta sua variação para os limites de operação do projeto.

$$I_{SW(AVG)} = I_B \cdot D \quad (19)$$

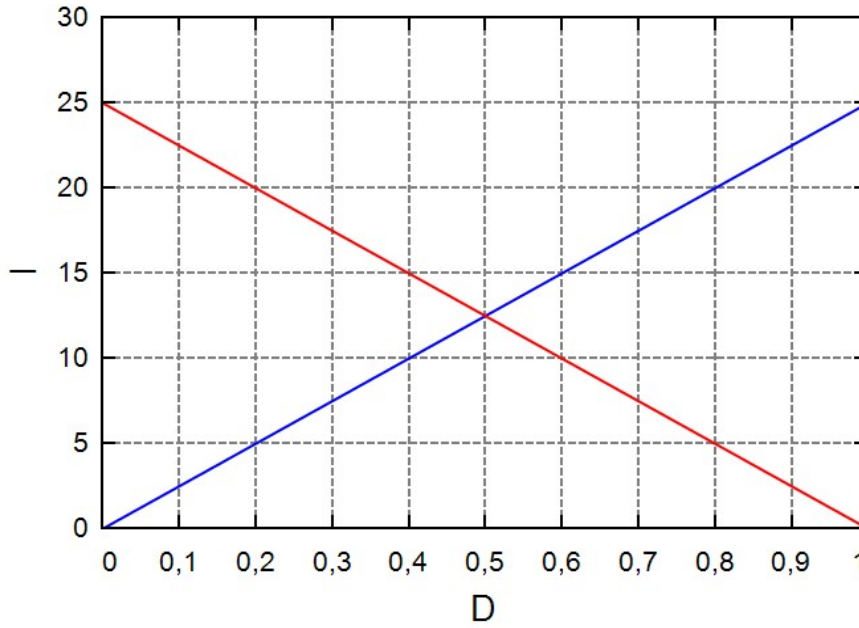
onde,

$I_{SW(AVG)}$ = corrente média no MOSFET

I_B = corrente do Barramento B

D = ciclo de trabalho

Figura 25 – Corrente média nos MOSFETs S1 (curva azul) e S2 (curva vermelha), com corrente no eixo y (A/%)



Fonte: Elaboração própria (2026).

A corrente eficaz é obtida pela Equação (20), sendo sua variação para os mesmos limites de operação apresentada na Figura 26.

$$I_{SW(RMS)} = I_B \cdot \sqrt{D \cdot \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{1-D}{2 \cdot \frac{L_B + L_f}{\frac{D \cdot V_A}{I_B} \cdot T_{SW}}} \right)^2 \right)} \quad (20)$$

onde,

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz no MOSFET

D = ciclo de trabalho

L_B = Indutância L_B do filtro LCL

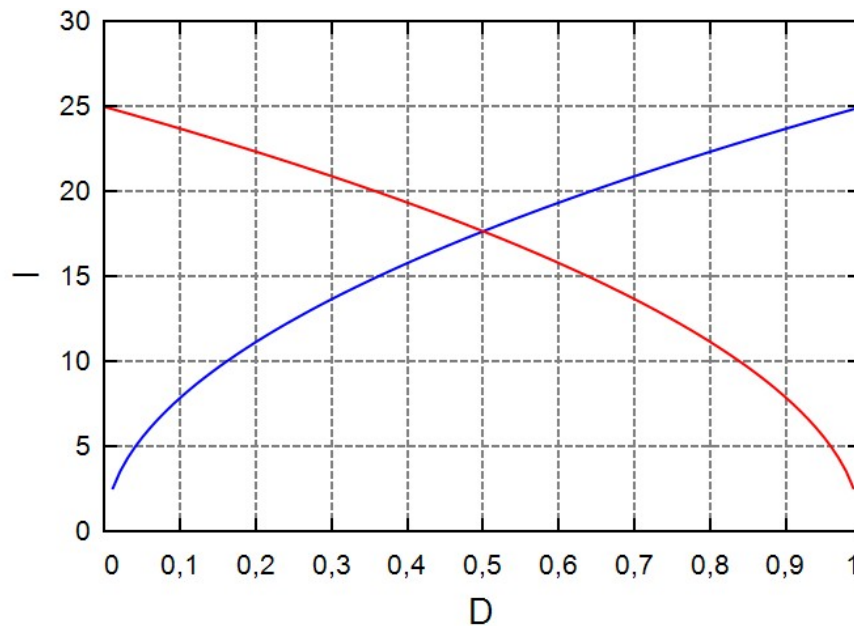
L_f = Indutância L_f do filtro LCL

V_A = tensão do Barramento A

I_B = corrente do Barramento B

T_{SW} = período de chaveamento

Figura 26 – Corrente eficaz nos MOSFETs S1 (curva azul) e S2 (curva vermelha), com corrente no eixo y (A)



Fonte: Elaboração própria (2026).

Com base nos critérios de projeto estabelecidos, selecionou-se o MOSFET MOT1113T. Ressalta-se que, além das características elétricas do dispositivo, foram consideradas as perdas associadas à operação do semiconductor. Dentre os dispositivos avaliados, esse modelo apresenta tensão máxima dreno-fonte (V_{DS}) de 100 V, resistência típica em condução ($R_{DS(on)}$) de 0,9 mΩ e corrente contínua máxima de dreno (I_D) de 399 A, especificada para temperatura de cápsula de 25 °C.

Para a estimativa das perdas dos MOSFETs do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes, utilizou-se a metodologia apresentada por Dearborn (2001), que considera a retificação síncrona e cujas equações apresentadas a seguir:

- a) As perdas por condução para o MOSFET S1 poder ser determinado pela Equação (21) e para o MOSFET S2 pela Equação (22);

$$P_{ON_H} = \left(I_{SW(RMS)}^2 + \left(\frac{\Delta I L_b}{12} \right) \right) \cdot R_{DS(on)} \cdot \frac{V_B}{V_A} \quad (21)$$

onde,

P_{ON_H} = perda por condução do MOSFET superior

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET

$\Delta I L_b$ = ondulação de corrente no indutor L_b

$R_{DS(on)}$ = resistência de canal do MOSFET em condução

V_B = tensão do Barramento B

V_A = tensão do Barramento A

$$P_{ON_L} = \left(I_{SW(RMS)}^2 + \left(\frac{\Delta I L_b}{12} \right) \right) \cdot R_{DS(on)} \cdot \left(1 - \frac{V_B}{V_A} \right) \quad (22)$$

onde,

P_{ON_L} = perda em condução do MOSFET inferior

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET

$\Delta I L_b$ = ondulação de corrente no indutor L_b

$R_{DS(on)}$ = resistência de canal do MOSFET em condução

V_B = tensão do Barramento B

V_A = tensão do Barramento A

- b) As perdas por comutação podem ser determinadas para o MOSFET S1 através da Equação (23) e para o MOSFET S2 com a Equação (24);

$$P_{SW_H} = \frac{1}{2} \cdot V_A \cdot I_{SW(RMS)} \cdot (t_r - t_f) \cdot f \quad (23)$$

onde,

P_{SW_H} = perda por comutação do MOSFET superior

V_A = tensão do Barramento A

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET

t_r = tempo de subida do MOSFET

t_f = tempo de descida do MOSFET

f = frequência de comutação das chaves simicondutoras

$$P_{SW_L} = \frac{1}{2} \cdot V_D \cdot I_{SW(RMS)} \cdot (t_r - t_f) \cdot f \quad (24)$$

onde,

P_{SW_L} = perda por comutação do MOSFET inferior

V_D = queda de tensão de polarização direta do diodo de corpo do MOSFET

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET

t_r = tempo de subida da tensão durante o acionamento do MOSFET

t_f = tempo de descida da tensão durante o desligamento do MOSFET

f = frequência de comutação das chaves simicondutoras

c) As perdas por tempo morto podem ser determinadas pela Equação (25).

$$P_{SW_D} = V_D \cdot I_{SW(RMS)} \cdot (t_{Dr} - t_{Df}) \cdot f \quad (25)$$

onde,

P_{SW_D} = perda por tempo morto do MOSFET

V_D = queda de tensão de polarização direta do diodo de corpo do MOSFET

$I_{SW(RMS)}$ = corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET

t_{Dr} = tempo de condução do diodo de corpo na transição de subida

t_{Df} = tempo de condução do diodo de corpo na transição de descida

f = frequência de comutação das chaves simicondutoras

Já em relação as perdas no diodo de corpo dos MOSFETs, para o projeto em questão considerou-se desprezíveis, uma vez que o MOSFET escolhido para o projeto apresenta elevada tensão de polarização direta do diodo, desse modo optou-se em adicionar um diodo *schottky* em paralelo com os MOSFETs do conversor de modo a reduzir as perdas, com a potência média dissipada nos diodos *schottky* sendo determinada pela Equação (26) apresentada por Daprà (2022).

$$P_{DAVG} = V_F \cdot I_F \cdot \frac{t_{on}}{T_{SW}} + V_R \cdot I_R \cdot \frac{t_{off}}{T_{SW}} \quad (26)$$

onde,

P_{DAVG} = potência média dissipada no diodo

V_F = tensão direta de polarização do diodo durante a condução

I_F = corrente que circula pelo diodo quando ele está em condução

t_{on} = tempo de condução do diodo em um período de chaveamento

T_{SW} = período de chaveamento

V_R = tensão reversa aplicada ao diodo quando em bloqueado

I_R = corrente de fuga reversa do diodo

t_{off} = tempo em que o diodo permanece bloqueado

3.2.3.2 Circuito de comutação do banco de resistências

Para possibilitar a descarga das baterias em cenários nos quais seja necessário dissipar a energia do sistema ao invés de ser absorvida por uma fonte bidirecional, optou-se pela utilização de um banco de resistências comutadas conforme supracitado. Essa topologia permite variar a potência dissipada por meio da

combinação dos resistores conectados ao barramento, proporcionando maior flexibilidade na realização dos ensaios.

Considerando a versatilidade requerida pelo sistema proposto, a corrente máxima de descarga de 25 A e as perturbações introduzidas no barramento de alimentação pela comutação das cargas resistivas, o banco de resistências foi dividido em três canais independentes, cada um composto por um MOSFET operando como chave de dreno aberto. Essa configuração permite ao usuário selecionar diferentes combinações de resistência de acordo com as necessidades do ensaio ou, alternativamente, conectar sistemas externos destinados à dissipação da energia.

Ressalta-se que o projeto prevê a disponibilidade de sinais PWM para o acionamento independente de cada canal. Entretanto, para fins de dimensionamento e validação do sistema, considerou-se apenas a operação em modo binário, ou seja, com cada canal operando exclusivamente nos estados ligado ou desligado.

Devido à generalidade da aplicação proposta, os MOSFETs foram dimensionados de modo que cada canal seja capaz de conduzir individualmente a corrente máxima do barramento. As perdas por condução foram estimadas por meio da Equação (27), apresentada por Lakkas (2016).

$$P_{condução} = R_{DS(on)} \cdot I_{SW(RMS)}^2 \quad (27)$$

onde,

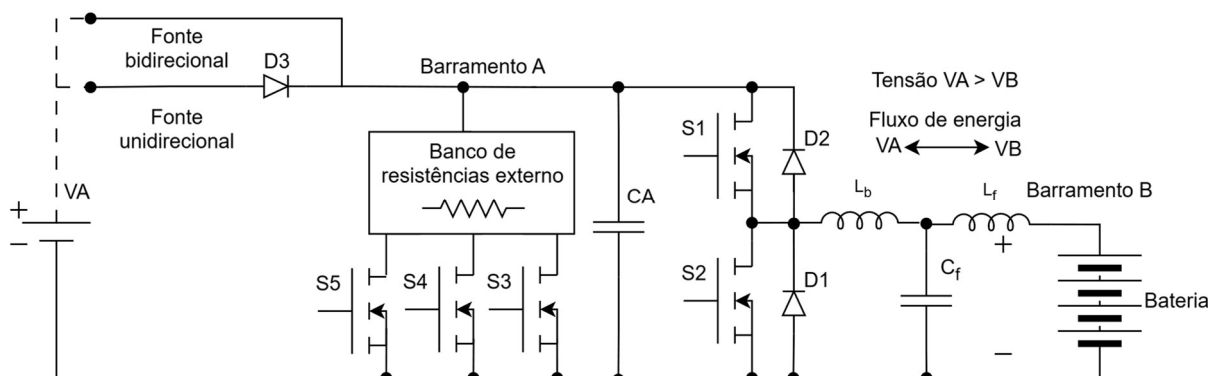
$$P_{condução} = \text{perda em condução do MOSFET}$$

$$R_{DS(on)} = \text{resistência de canal do MOSFET em condução}$$

$$I_{SW(RMS)} = \text{corrente eficaz conduzida pelo canal do MOSFET}$$

A Visando simplificar o projeto, aumentar sua robustez e facilitar eventuais substituições em caso de falha, optou-se pela utilização do mesmo modelo de MOSFET empregado no conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes. A Figura 27 apresenta a topologia adotada para o circuito de comutação do banco de resistências em conjunto com o conversor.

Figura 27 – Topologia do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes com filtro LCL e resistores comutados para permitir a bidirecionalidade com aplicação de alimentação unidirecional



Fonte: Elaboração própria (2026).

3.2.3.3 Circuito de acionamento dos MOSFET

Para a operação de MOSFETs são necessários circuitos de acionamento, conhecidos como *gate drivers*, devido ao comportamento capacitivo do terminal *gate*. O carregamento e a descarga dessa capacitância determinam, respectivamente, o acionamento e o desligamento do dispositivo. Embora a condução se inicie na tensão de limiar, é necessário aplicar uma tensão de *gate* significativamente superior para reduzir a resistência de condução e, conseqüentemente, as perdas. Nesse contexto, a capacidade de fornecimento de corrente do *gate driver* é um dos principais parâmetros de projeto, pois determina a velocidade de carga e descarga da capacitância de *gate* (Sapre, 2018).

Em conversores meia ponte, como o conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes adotado neste projeto, o acionamento do interruptor eletrônico superior (S1) apresenta um desafio adicional. O MOSFET inferior (S2) possui seu terminal *source* conectado a referência do circuito, de modo que sua tensão *gate-source* é referenciada ao potencial de referência do circuito. Já o transistor superior possui seu terminal de *source* conectado ao nó de comutação, cujo potencial varia entre a referência do circuito e a tensão do barramento de alimentação. Dessa forma, para manter a tensão *gate-source* necessária ao acionamento, o potencial aplicado ao *gate* deve acompanhar essa variação, podendo assumir valores superiores à tensão do barramento CC. Assim, o acionamento do interruptor eletrônico superior requer

circuitos capazes de realizar o deslocamento de nível da tensão de comando ou fornecer uma alimentação flutuante ao *gate driver* (Sapre, 2018).

Para atender a esse requisito, as soluções mais empregadas consistem na utilização de *gate drivers* com alimentação isolada ou por meio da técnica de *bootstrap*. Nos circuitos com alimentação isolada, cada estágio de acionamento possui uma fonte independente galvanicamente isolada, permitindo o acionamento do interruptor eletrônico superior independentemente do potencial do nó de comutação. Já na técnica de *bootstrap*, um circuito auxiliar composto tipicamente por um diodo e um capacitor armazena energia durante determinados intervalos de operação e a utiliza para elevar temporariamente a tensão de alimentação do *gate driver* acima da tensão do barramento, possibilitando o acionamento do interruptor eletrônico superior sem a necessidade de uma fonte isolada dedicada. Contudo a técnica de *bootstrap* não pode ser aplicada com ciclos de trabalho elevado devido ao tempo necessário para a carga do capacitor de *bootstrap* (Green e Zheng, 2022).

Assim, como o conversor em questão pode operar com ciclo de trabalhos elevados, escolheu-se a utilização de alimentação isolada para os *gate drives* do conversor. Já para os MOSFETs do banco de resistores comutados, não é necessário alimentação isolada uma vez que se encontram seu terminal de *source* conectados a referência do circuito, para a topologia escolhida.

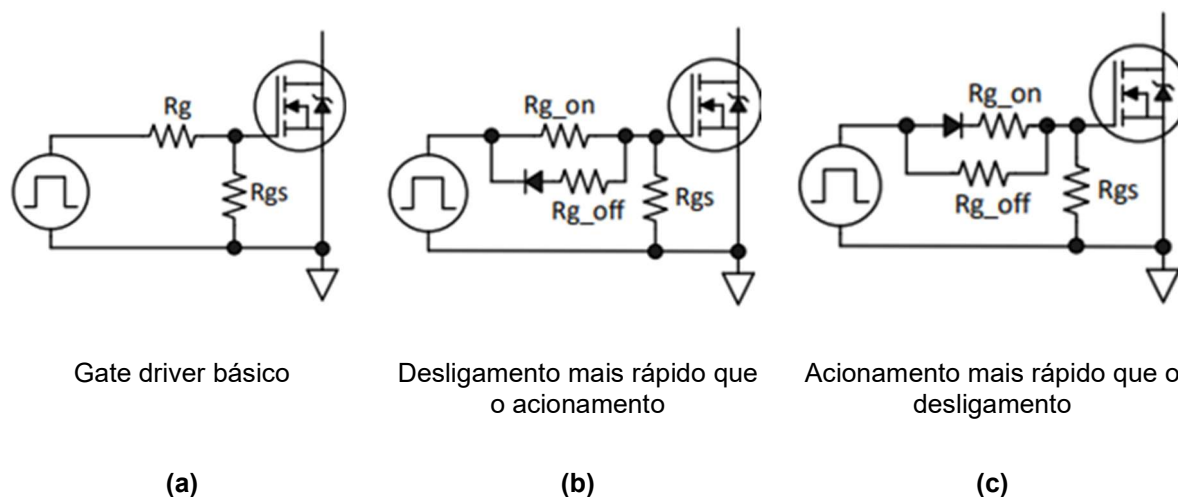
Além dos aspectos relacionados à alimentação dos *gate drivers*, o comportamento dinâmico dos interruptores eletrônicos pode ser ajustado por meio do controle das correntes de carga e descarga da capacitância de *gate*. Como ilustrado na Figura 28, três topologias são comumente empregadas no acionamento de MOSFETs:

- a) Configuração convencional, em que os tempos de *turn-on* e *turn-off* são semelhantes, uma vez que a carga e a descarga da capacitância de *gate* ocorrem através do mesmo resistor de limitação de corrente;
- b) Configuração com desligamento mais rápido que o acionamento, em que é adicionado um ramo auxiliar formado por um diodo e um resistor, conectado em paralelo ao resistor de *gate* da topologia básica. Esse ramo é utilizado apenas durante a descarga da capacitância de *gate*,

proporcionando uma corrente de descarga mais elevada e reduzindo o tempo de *turn-off*,

- c) Configuração com acionamento mais rápido que o desligamento, em que a posição do diodo no ramo auxiliar é invertida em relação à configuração anterior, fazendo com que esse ramo seja utilizado durante a carga da capacitância de *gate*. Dessa forma, obtém-se uma corrente de carga mais elevada e, conseqüentemente, reduz-se o tempo de *turn-on*.

Figura 28 – Topologias de de limitação de corrente utilizadas com *gate drivers*



Fonte: Adaptado de Green e Zheng (2022).

Com as informações apresentadas escolheu-se para o sistema proposto a utilização da topologia com a configuração que permite o desligamento mais rápido que o acionamento para juntamente com o tempo morto evitar *shoot-through*.

3.2.4 Circuito para medição de corrente

Considerando a disponibilidade do sensor e sua adequação aos requisitos de projeto, optou-se pela utilização do sensor de corrente CASR 25-NP, do fabricante LEM. As principais características do dispositivo são apresentadas no Quadro 5.

Quadro 5 – Principais características do sensor de corrente CASR 25-NP

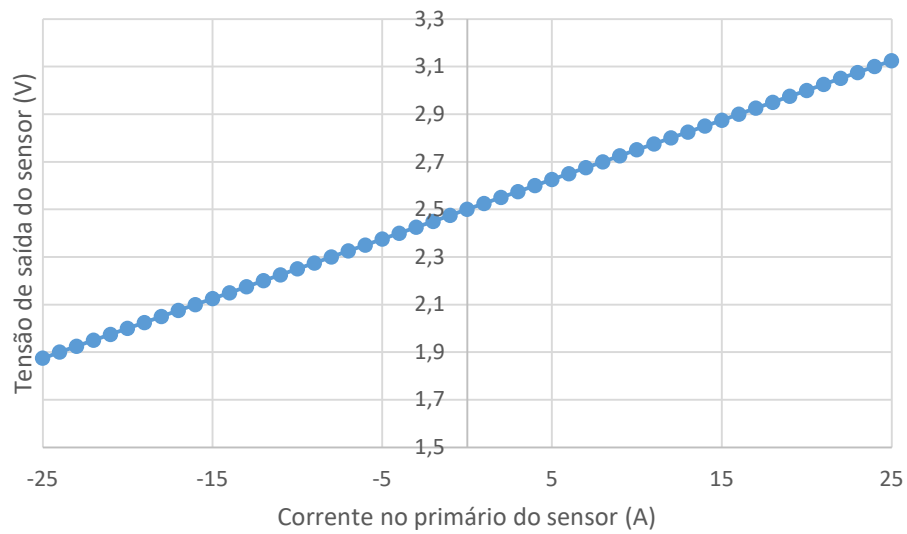
Corrente nominal	25 A
Faixa de medição	85 A
Sinal do secundário	Tensão
Saída do secundário	2,5 V +/- 0,625 V/A
Sinal do primário	CC + CA
Tensão de alimentação	5 V

Fonte: Adaptado de LEN (2017).

Com o objetivo de medir a corrente de carga e descarga da bateria, bem como fornecer a variável necessária para a malha de controle do conversor, o sensor foi instalado entre o Barramento B e a bateria. Dessa forma, torna-se possível medir diretamente a corrente imposta à bateria, variável de interesse para o monitoramento e controle do sistema.

A partir dos dados disponibilizados pelo fabricante, foi elaborado o gráfico apresentado na Figura 29, que relaciona a tensão de saída do sensor com a corrente medida na faixa de operação de -25 A à 25 A. Observa-se que a tensão de saída apresenta comportamento aproximadamente linear em toda a faixa de operação considerada.

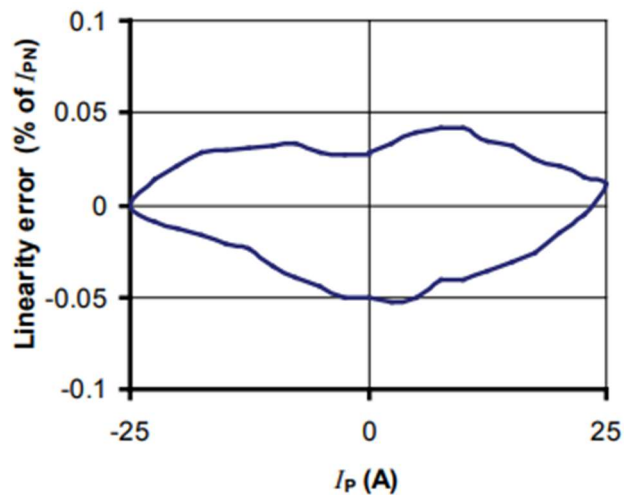
Figura 29 – Gráfico da tensão de saída do sensor de corrente para a faixa de operação de -25 A à 25 A



Fonte: Elaboração própria (2026).

Contudo, o sensor apresenta desvios de linearidade ao longo de sua faixa de medição, os quais introduzem erros na medição da corrente. A estimativa do erro de linearidade, fornecida pelo fabricante em seu datasheet, é apresentada na Figura 30.

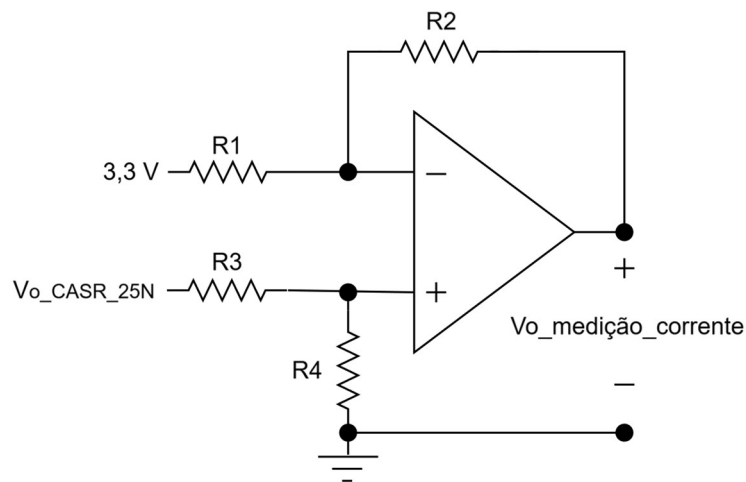
Figura 30 – Erro de linearidade da faixa de medição do sensor de corrente CASR 25-NP



Fonte: LEM (2017).

Embora a tensão de saída do sensor esteja compreendida dentro da faixa de operação do conversor analógico-digital utilizado, buscou-se maximizar a resolução de medição e implementar uma interface de proteção entre o circuito de potência e o sistema de aquisição de dados. Para isso, optou-se pela utilização de um circuito de condicionamento de sinais baseado em um amplificador subtrator, conforme a topologia apresentada na Figura 31.

Figura 31 – Ilustração do amplificador subtrator



Fonte: Elaboração própria (2026).

A escolha dessa topologia foi motivada pela possibilidade de realizar simultaneamente o ajuste de offset e ganho do sinal proveniente do sensor, adequando-o à faixa de entrada do conversor A/D. Assim, a partir da análise do circuito, obtém-se a função de transferência apresentada na Equação (28) (UFRGS,[s. d.]).

$$V_{o_{medição_corrente}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{o_{CASR_{25N}}} - \frac{R_2}{R_1} \cdot 3,3 \quad (28)$$

onde,

$V_{o_{medição_corrente}}$ = tensão de saída do amplificador subtrator

R_1 = resistência R_1

$R2 = \text{resistência } R2$

$R3 = \text{resistência } R3$

$R4 = \text{resistência } R4$

$Vo_CASR_25N = \text{ sinal de saída do sensor de corrente } CASR_25N$

Para o dimensionamento dos resistores do circuito foram utilizados como base os resultados analíticos obtidos pela Equação (28), simulações numéricas realizadas no *software* PSIM e os valores comerciais disponíveis para aquisição. Os valores finais adotados são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores dos resistores escolhidos para a topologia do amplificador subtrator

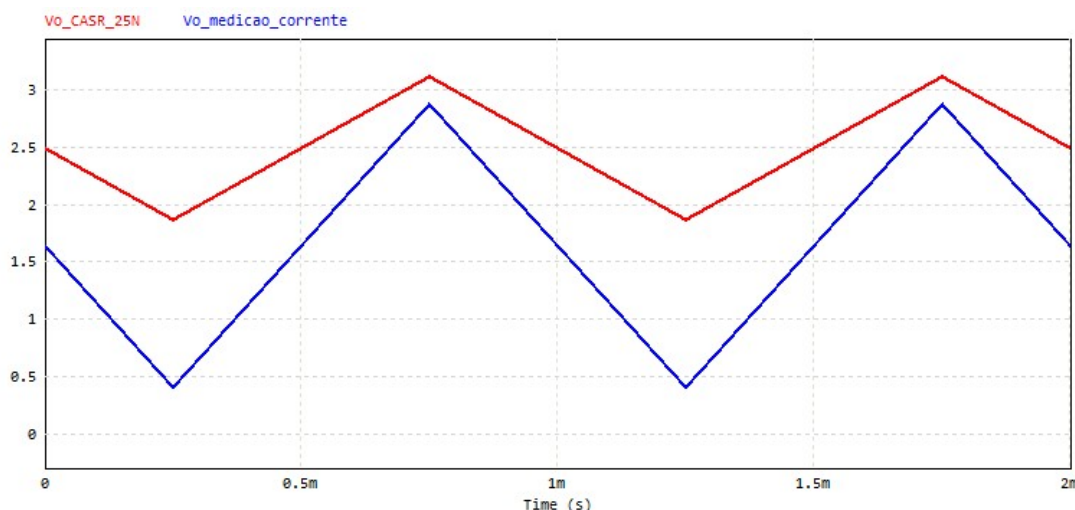
Resistor	Resistência
R1	10 kΩ
R2	10 kΩ
R3	499 Ω
R4	47 kΩ

Fonte: Elaboração própria (2026).

Após o dimensionamento dos elementos, realizou-se a validação do circuito por meio de simulação numérica no *software* PSIM. A simulação teve como objetivo verificar a relação entre a corrente medida e a tensão aplicada ao conversor A/D, bem como confirmar o ganho e o offset projetados para o circuito.

Os resultados obtidos são apresentados na Figura 32, demonstrando a adequação do circuito à faixa de operação especificada para o sistema.

Figura 32 – Resultado da simulação numérica, realizada no *software* PSIM, do circuito de condicionamento de sinais para medição de corrente, considerando uma corrente triangular variando de -25 A a 25 A, utilizada para ilustrar o comportamento do circuito ao longo da faixa de operação



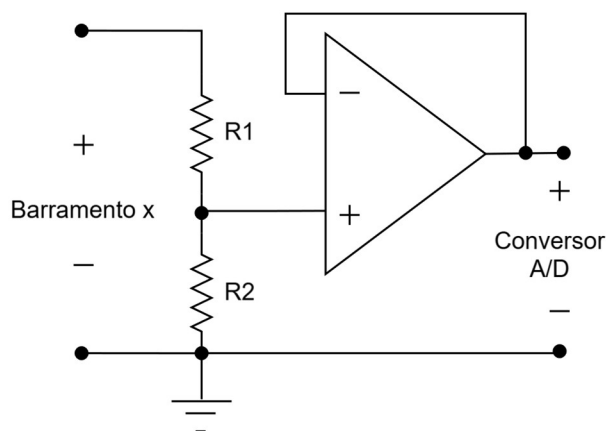
Fonte: Elaboração própria (2026).

3.2.5 Circuito para medição de tensão

A partir da análise das topologias selecionadas para o sistema, verificou-se a necessidade de monitorar a tensão do Barramento A, do Barramento B e das células de baterias de forma individual.

Para a medição das tensões dos barramentos, considerando os limites de operação do sistema e do conversor analógico-digital utilizado, optou-se pela utilização de divisores tensão resistivos para adequação dos níveis de tensão à faixa de entrada do conversor. Adicionalmente, foi incorporado um circuito buffer com o objetivo de reduzir a influência na impedância do divisor de tensão e fornecer uma interface de proteção entre os circuitos de potência e o conversor A/D. A topologia adotada é apresentada na Figura 33.

Figura 33 – Ilustração do circuito de condicionamento de sinais para medição de tensão dos barramentos



Fonte: Elaboração própria (2026).

A relação entre a tensão aplicada ao circuito e a tensão disponibilizada ao conversor A/D é determinada pela razão dos resistores do divisor de tensão, conforme apresentado na Equação (29)

$$V_{A/D} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot V_X \quad (29)$$

onde,

$V_{A/D}$ = valor de tensão resultante do divisor de tensão

$R1$ = resistência conectada ao barramento de interesse

$R2$ = resistência conectada à referência do circuito

V_X = valor de tensão do barramento de interesse

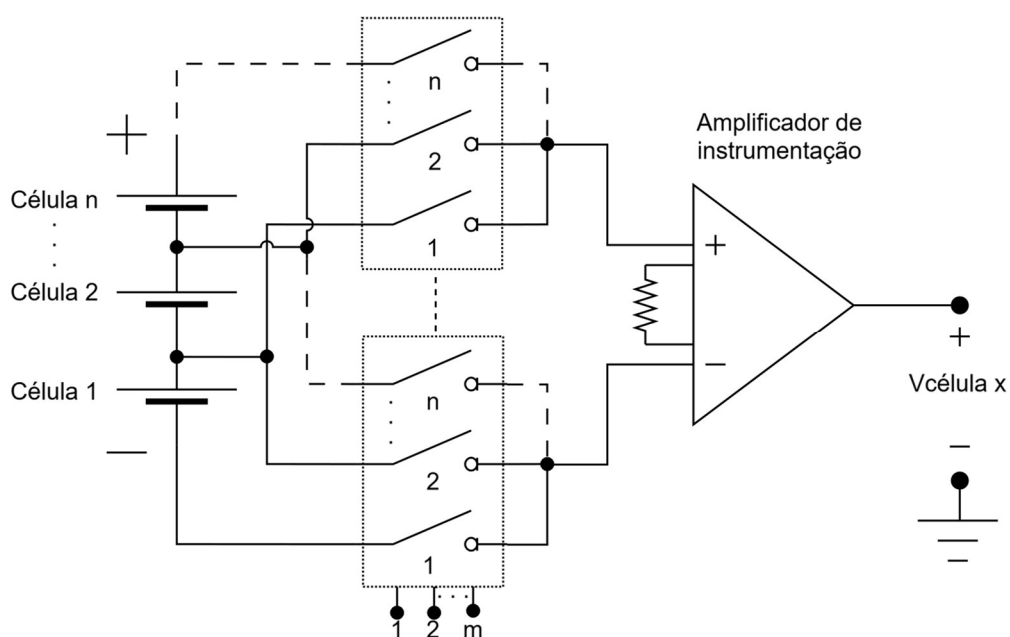
A partir dessa relação, foram dimensionados os resistores de forma que as tensões máximas dos barramentos permanecessem dentro da faixa de operação do conversor A/D, garantindo a integridade do sistema de aquisição de dados, sendo atribuído os valores de $R1$ e $R2$ de 100 k Ω e 10 k Ω respectivamente.

Para a medição individual das tensões das células de bateria, buscou-se uma solução capaz de realizar medições diferenciais, permitindo determinar

diretamente a tensão de cada célula presente no arranjo em série. Dentre as alternativas analisadas, adotou-se a topologia proposta por Analog Devices (2024), desenvolvida especificamente para aplicações em sistemas de gerenciamento de baterias.

O circuito apresentado na Figura 34 é composto por dois multiplexadores de sinais analógicos operando de forma sincronizada, permitindo a seleção dos terminais de uma célula específica dentre aquelas conectadas no arranjo série. Além de um circuito de leitura diferencial conectado de modo a disponibilizar em sua saída a medição de tensão das células de baterias.

Figura 34 – Topologia do circuito de medição de tensão diferencial de células de baterias conectadas em série

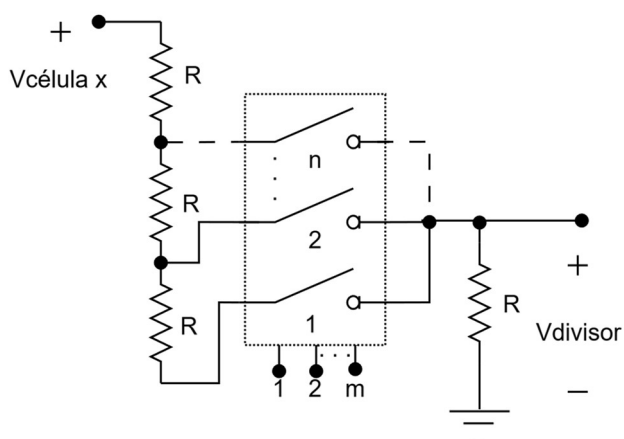


Fonte: Adaptado de Analog Devices (2024).

Com o objetivo de ampliar a flexibilidade da plataforma e possibilitar a medição de *packs* de baterias sem acesso aos terminais individuais das células, desenvolveu-se um estágio adicional de condicionamento de sinais para adequação da tensão medida à faixa de operação do conversor A/D. Para o dimensionamento do circuito, considerou-se como tensão máxima de entrada o valor máximo do Barramento B, correspondente a 28,8 V.

Para isso, utilizou-se como base o princípio dos divisores de tensão resistivos associado à seleção eletrônica de diferentes razões de divisão por meio de um multiplexador de sinais analógicos. Dessa forma, tornou-se possível alterar o ganho do circuito de medição de acordo com a faixa de tensão desejada, maximizando a utilização da faixa dinâmica do conversor A/D.

Figura 35 – Circuito com ganho variável para medição de tensões de packs de baterias



Fonte: Elaboração própria (2026).

A relação entre a tensão de entrada e a tensão disponibilizada ao conversor A/D para cada configuração do multiplexador pode ser obtida a partir da Equação (29). Dessa forma, cada canal seleciona uma razão de divisão específica, resultando em diferentes ganhos de medição. Os ganhos obtidos para cada canal do multiplexador e suas respectivas faixas de medição são apresentados na Tabela 9.

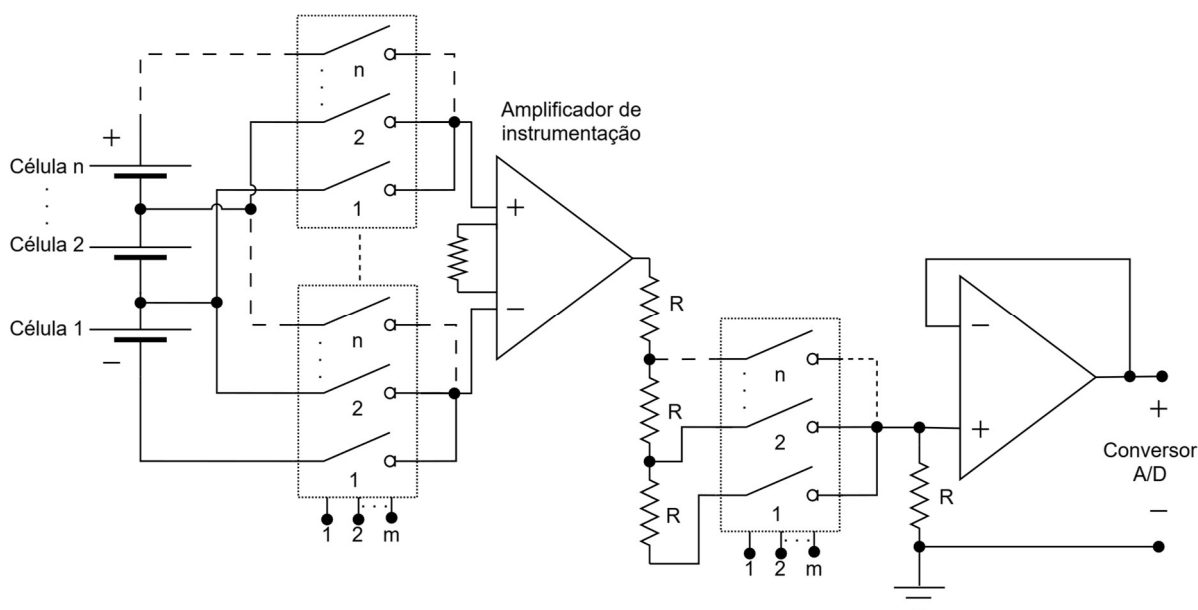
Tabela 9 – Ganhos e faixa de operação, com margem de segurança, para o sistema elaborado, considerando a resistência $R = 10\text{ k}\Omega$ e multiplexador de oito canais

Canal do multiplexador	Ganho do divisor resistivo	Faixa de operação (V)
8	0,5	0-6
7	0,3333	0-9
6	0,25	0-12
5	0,2	0-15
4	0,1666	0-18
3	0,1428	0-21
2	0,125	0-24
1	0,1111	0-29

Fonte: Elaboração própria (2026).

Por fim, adicionou-se um estágio buffer à saída do circuito, de modo a fornecer proteção entre o circuito de condicionamento de sinais e o conversor A/D, além de reduzir os efeitos do carregamento sobre a rede resistiva. A topologia final adotada para a medição de tensão é apresentada na Figura 36.

Figura 36 – Topologia do sistema de medição das tensões das células e módulos de baterias



Fonte: Elaboração própria (2026).

3.2.6 Circuito para medição de temperatura

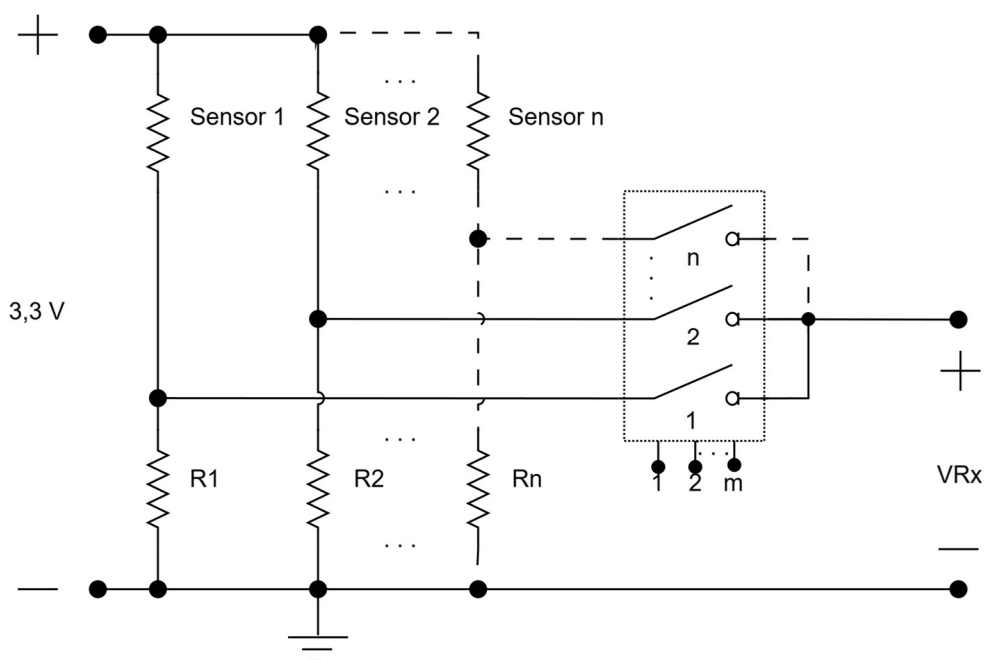
Para a medição de temperatura, foram analisados diferentes sensores, sendo selecionado o sensor *negative temperature coefficient* (NTC) MF55 103F3950, do fabricante Nanjing Shiheng Elec. A escolha desse componente ocorreu devido às suas características físicas, que facilitam sua fixação, além de possuir resistência nominal de 10 k Ω a 25 °C, valor amplamente utilizado e que facilita uma eventual substituição por sensores de modelos equivalentes.

O circuito de condicionamento de sinais para a medição de temperatura foi desenvolvido por meio de divisores de tensão formados pelo sensor e por um resistor. Com base na análise do comportamento do sensor apresentada em seu datasheet (Nanjing Shiheng Electronic Technology Co., Ltd., 2019), optou-se pela utilização de um resistor de 10 k Ω no divisor de tensão. O resistor foi conectado à referência de potencial (GND), de modo que, em caso de desconexão ou falha do sensor, ele atue como um resistor de *pull-down*, evitando leituras flutuantes na entrada do conversor A/D.

Para atender ao número mínimo de canais necessários para a leitura de temperatura, optou-se pela utilização de um multiplexador, permitindo a expansão da capacidade de leitura do conversor A/D. Foi selecionado um circuito integrado com

oito canais, possibilitando a aquisição de até oito medições de temperatura. Cada canal foi conectado a um divisor de tensão formado pelo sensor e por seu respectivo resistor, conforme ilustrado na Figura 37.

Figura 37 – Topologia utilizada no sistema de medição de temperatura



Fonte: Elaboração própria (2026).

Para a conversão do sinal de tensão adquirido pelo conversor A/D em temperatura, foi utilizada a Equação (30), obtida a partir da equação fornecida no datasheet do fabricante (Nanjing Shiheng Electronic Technology Co., Ltd. 2019).

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_0} + \frac{1}{B} \cdot \ln\left(\frac{R_T}{R_0}\right)} \quad (30)$$

onde,

T = temperatura medida

T_0 = temperatura de referência do termistor

B = constante do termistor

$R_T = \text{resistência medida}$

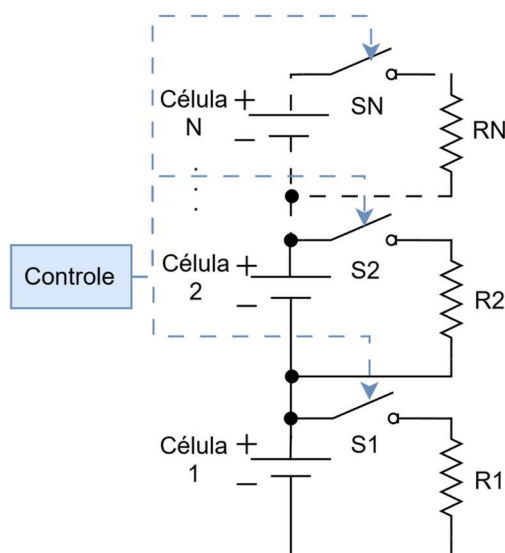
$R_0 = \text{resistência nominal da temperatura } T_0$

3.2.7 Circuito de balanceamento

Para a implementação da topologia escolhida para o balanceamento, buscou-se formas de realizar o chaveamento das células de forma a garantir a isolamento entre as células e com os demais circuitos, sendo encontrada topologias com a utilização de relés de estado sólido isolados, conforme os apresentados por Relay Electronic Co., Ltd. (2016).

De forma a adaptar a o circuito escolhido para utilização com os relés de estado sólido isolado, alterou-se a topologia de balanceamento conforme a apresentado na Figura 38.

Figura 38 – Ilustração do amplificador subtrator

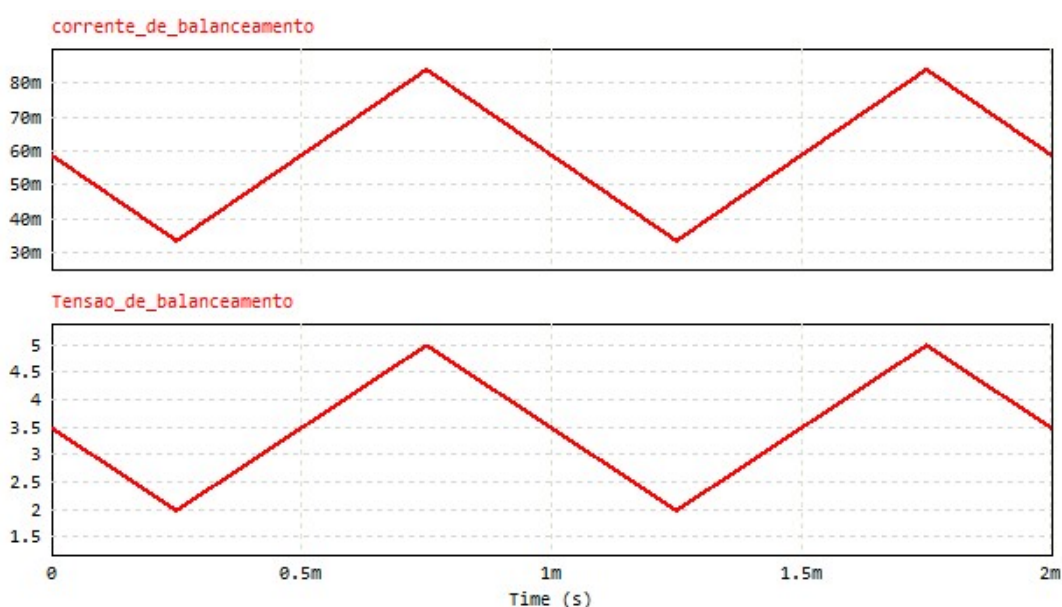


Fonte: Elaboração própria (2026).

O relé de estado sólido escolhido foi o GAQY221R2S, desenvolvido para aplicações de balanceamento de células em sistemas de gerenciamento de baterias. Considerando a flexibilidade da plataforma proposta para operar com diferentes tecnologias de células de íons de lítio e os limites elétricos do componente, optou-se

pela utilização de resistores shunt de $56\ \Omega$. A escolha desse valor foi baseada na disponibilidade prévia dos componentes e na necessidade de manter a corrente de balanceamento dentro dos limites suportados pelo GAQY221R2S para as diferentes configurações de baterias avaliadas. De modo a avaliar o comportamento do circuito durante o processo de balanceamento das células, foram realizadas simulações numéricas no *software* PSIM, conforme apresentado na Figura 39.

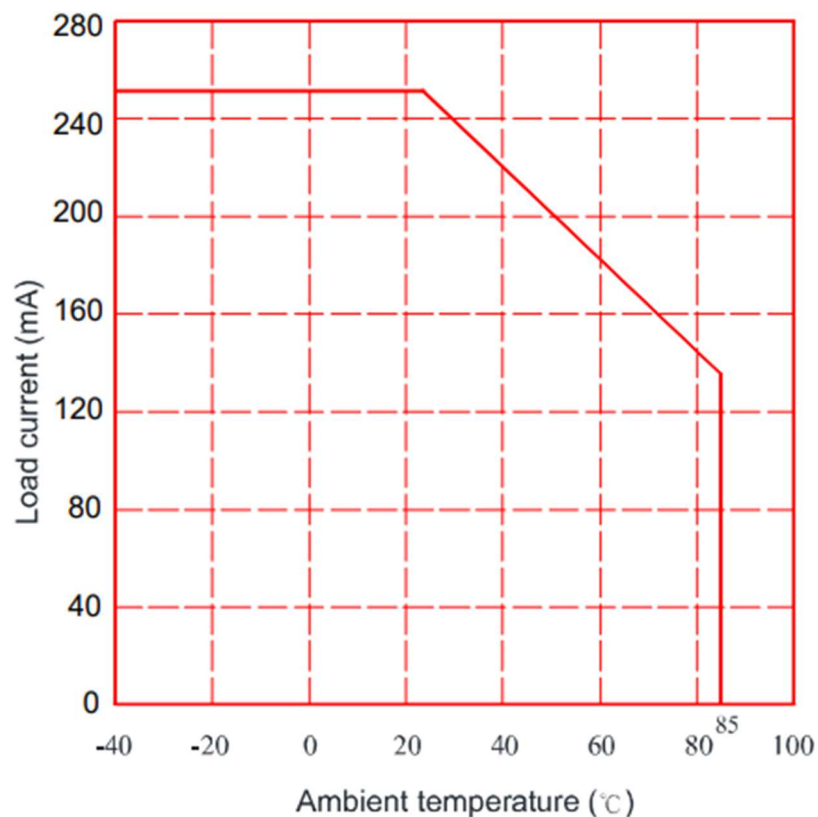
Figura 39 – Resultado da simulação numérica no *software* PSIM, para o circuito de balanceamento considerando o resistor *shunt* de $56\ \Omega$ e resistência de canal do relé de estado sólido nominal de $3,3\ \Omega$. A tensão de entrada foi variada por meio de um sinal triangular, permitindo avaliar o comportamento do circuito ao longo da faixa de operação.



Fonte: Elaboração própria (2026).

Ressalta-se que o sistema permite a alteração dos valores dos resistores *shunt*, possibilitando o ajuste da corrente de balanceamento conforme a aplicação desejada. Entretanto, a corrente de balanceamento é limitada pela capacidade de condução do relé de estado sólido, a qual varia em função da temperatura ambiente, conforme apresentado na Figura 40.

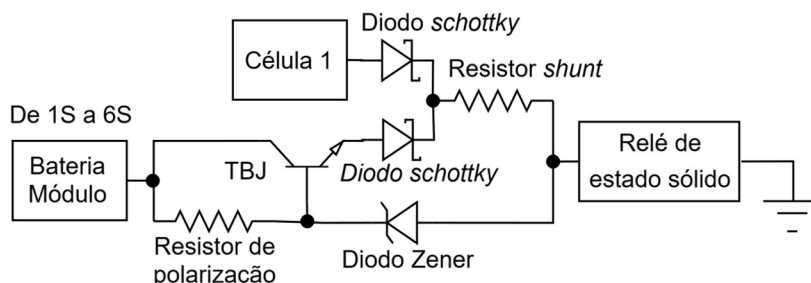
Figura 40 – Capacidade de condução de corrente do GAQY221R2S em relação a temperatura ambiente



Fonte: Relay Electronic Co., Ltd. (2016).

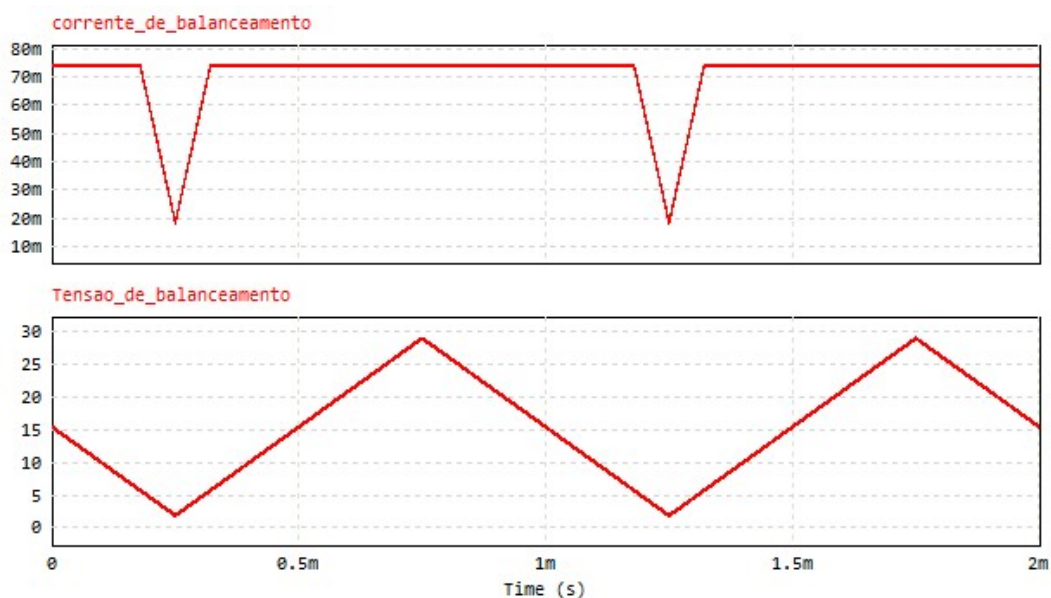
Levando em consideração a flexibilidade de utilização do sistema com *packs* de baterias, optou-se em elaborar um circuito para limitar a corrente de balanceamento para diferentes níveis de tensão limitando-se a 28,8 V, por meio do grampeamento de tensão de base de um transistor de junção bipolar com diodo Zener e resistor para limitação de corrente dimensionados através de análises de circuitos elétricos. A topologia do circuito é apresentada na Figura 41(a) e a corrente em relação tensão é apresentada na Figura 41(b), elaborada por meio de simulações numéricas no *software* PSIM. Ressalta-se que, para a operação com *packs* de baterias, foi considerada a conexão de apenas um módulo; dessa forma, o circuito foi aplicado a somente um dos canais de balanceamento.

Figura 41 – Topologia do circuito para balanceamento de módulos de baterias e resultado de simulação numérica no *software* PSIM, com resistor *shunt* de 56 Ω , resistência de canal do relé de estado sólido de 3,3 Ω , resistor de polarização de 1 k Ω e diodo Zener com tensão de ruptura de 5,1 V



Topologia do circuito para balanceamento de módulos de baterias

(a)



Resultado da simulação numérica para validação do circuito, com limitação de corrente projetada para 75 mA para tensões de baterias superiores a 5,1V. Valores utilizados na simulação: resistor shunt de 56 Ω , resistência de canal do relé de estado sólido nominal de 3,3 Ω , resistor de polarização de 1 k Ω e diodo Zener com tensão de ruptura de 5,1 V. A tensão de entrada foi variada por meio de um sinal triangular ao longo da faixa de operação projetada para ilustrar o comportamento da corrente de balanceamento.

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

3.2.8 Sistemas auxiliares

Considerando as funcionalidades previstas para a plataforma de testes e a necessidade de integração com equipamentos externos, optou-se pela implementação de recursos auxiliares de comunicação e acionamento de dispositivos periféricos.

Adicionalmente, visando à proteção do kit de desenvolvimento e ao aumento da imunidade dos sinais de controle a ruídos elétricos, foram empregados circuitos comparadores com histerese (*Schmitt Trigger*) e *drivers* de corrente para o acionamento dos circuitos do sistema.

Também foi elaborado um circuito para detecção de inversão de polaridade na conexão da bateria ao sistema de medição diferencial, com o objetivo de proteger o sistema contra conexões realizadas de forma incorreta. O diagrama desse circuito é apresentado na Figura 80 do **APÊNDICE A – Schematics dos circuitos utilizados no sistema proposto**.

3.2.8.1 Saídas auxiliares

Considerando a necessidade de acionamento de periféricos externos à plataforma de testes, foram disponibilizadas duas saídas dedicadas ao acionamento de relés, com capacidade de corrente de até 2 A por canal, além de duas saídas opticamente isoladas para interface com equipamentos externos.

Para as saídas destinadas ao acionamento de relés, optou-se pela utilização de MOSFETs em configuração de dreno aberto — com o dimensionamento seguindo a metodologia utilizada para o dimensionamento MOSFETs do banco de resistores comutados —, devido à simplicidade de implementação do circuito de acionamento, uma vez que essa topologia não requer fontes de alimentação e comandos isolados.

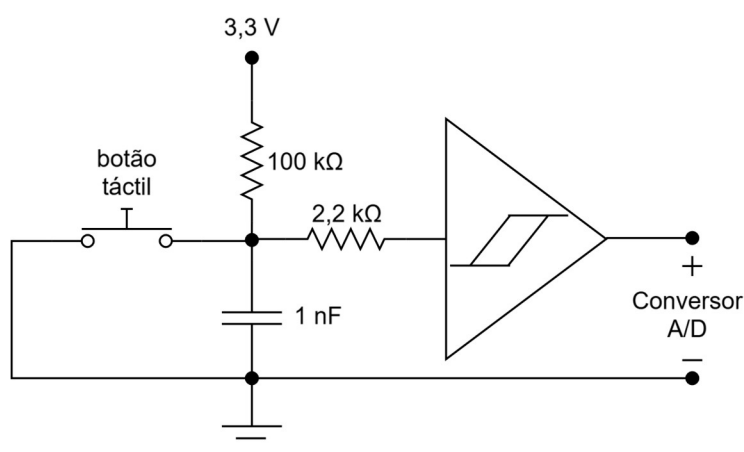
Para as saídas isoladas, foram empregados optoacopladores, disponibilizando-se ambos os terminais da saída ao usuário, de forma a eliminar a dependência da referência elétrica da plataforma de testes e preservar o isolamento proporcionado pelo componente.

3.2.8.2 Entrada de comandos manuais

Com o objetivo de possibilitar a execução de comandos diretamente na plataforma de testes, foram disponibilizadas quatro entradas associadas a chaves táteis.

Considerando os efeitos do fenômeno de *bounce* mecânico dos contatos durante o acionamento dos botões, foi necessário empregar um circuito de condicionamento capaz de eliminar comandos espúrios. Para essa finalidade, adotou-se a topologia utilizada em Ortmann (2012), ilustrada na Figura 42, devido à sua estabilidade e à capacidade de atenuar os ruídos gerados durante a comutação dos contatos.

Figura 42 – Circuito de condicionamento de sinais para botão tátil



Fonte: Adaptado de Ortmann (2012).

Além das chaves táteis incorporadas à plataforma, foi disponibilizado acesso para a conexão de botoeiras externas, utilizando o mesmo circuito de condicionamento de sinais.

3.2.8.3 Portas de comunicação

O kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M disponibiliza diferentes interfaces de comunicação adequadas à integração com sistemas externos. Dessa

forma, optou-se por disponibilizar, por meio de conectores dedicados, acesso às interfaces de comunicação do microcontrolador, juntamente com as tensões auxiliares de 5 V e 3,3 V para alimentação de dispositivos externos.

As interfaces de comunicação disponibilizadas em *hardware* são apresentadas no Quadro 6.

Quadro 6 – Portas de comunicação disponibilizadas em *hardware*

Portas de comunicação disponibilizadas em <i>hardware</i>
Inter-Integrated Circuit (I2C)
Serial Peripheral Interface (SPI)
Controller Area Network (CAN)
Universal Serial Bus (USB)

Fonte: Elaboração própria (2026).

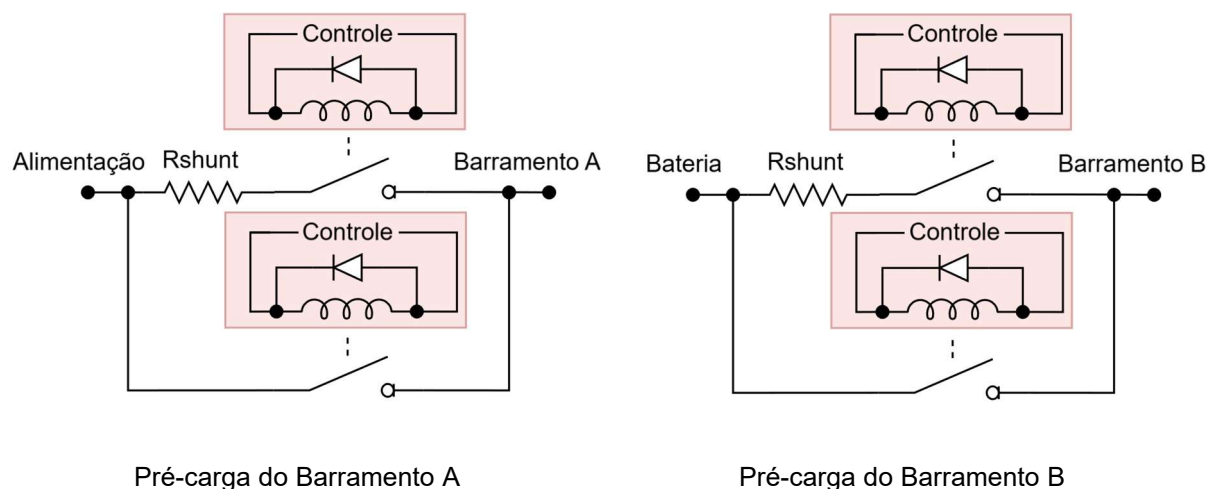
3.2.8.4 Circuito de pré-carga dos barramentos

Durante a energização da plataforma e a conexão do sistema às baterias, os capacitores presentes nos filtros podem provocar elevadas correntes transitórias de carga, conhecidas como correntes de *inrush*. Essas correntes podem causar esforços excessivos nos componentes eletrônicos, nos conectores e nos elementos de proteção do sistema.

Com o objetivo de limitar essas correntes transitórias, foi desenvolvido um circuito de pré-carga baseado na utilização de resistores limitadores e relés de *bypass*. Inicialmente, a corrente de carga dos capacitores é limitada pelos resistores de pré-carga. Após a estabilização da tensão nos barramentos, os resistores são curto-circuitados pelos relés, permitindo a operação normal do sistema com perdas reduzidas.

A topologia utilizada para essa finalidade é apresentada na Figura 43.

Figura 43 – Topologia do circuito de pré-carga dos barramentos



Fonte: Elaboração própria (2026).

O tempo estimado para a pré-carga dos capacitores, bem como a resistência necessária para a limitação da corrente de entrada, pode ser determinado a partir da constante de tempo do circuito RC equivalente, conforme apresentado na Equação (31). A constante de tempo RC, representada por τ , corresponde ao tempo necessário para que a tensão no capacitor atinja aproximadamente 63% do seu valor final. De forma análoga, após três constantes de tempo, a tensão atinge cerca de 95% do valor final e, após cinco constantes de tempo, aproximadamente 99% (Miller (2018)).

$$\tau = R \cdot C \quad (31)$$

onde,

τ = constante de tempo do circuito equivalente série RC

R = resistência série equivalente do circuito

C = capacitância equivalente do circuito

Para o sistema proposto, adotou-se uma resistência de 12 Ω com capacidade de dissipação de até 5 W, resultando em constantes de tempo em 0,12288

s para a energização do Barramento A e em 0,0696 s para a energização do Barramento B.

Ressalta-se que, devido à presença dos diodos de roda livre na topologia, os diodos de corpo dos MOSFETs e à própria configuração do circuito, projetou-se o acionamento do circuito de limitação de corrente para a energização dos barramentos de forma sequencial, iniciando-se pelo Barramento A e, posteriormente, pelo Barramento B.

3.3 Projeto de controle do conversor

Para a realização de ensaios de carga e descarga de baterias, é necessário que o conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes seja capaz de regular a corrente fornecida à bateria de acordo com uma referência definida pelo usuário. Dessa forma, o sistema de controle deve garantir estabilidade do sistema e erro nulo em regime permanente, permitindo tanto a operação em carga quanto em descarga, além da aplicação de perfis de corrente arbitrários.

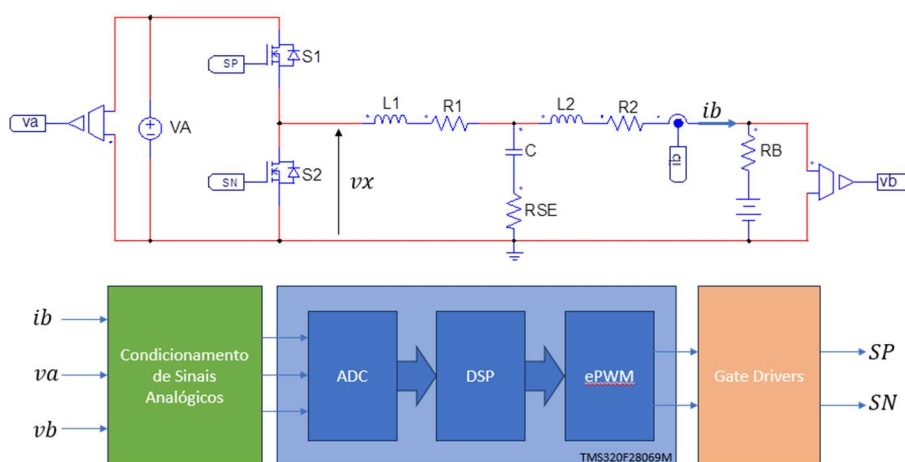
Assim, para o desenvolvimento de uma lei de controle de corrente, torna-se necessária a obtenção de um modelo matemático que represente adequadamente a dinâmica do conversor. O objetivo dessa modelagem é descrever a influência dos principais elementos do sistema sobre as variáveis controladas, permitindo a análise de estabilidade e o projeto do compensador por meio de técnicas clássicas de controle.

Cabe observar, também, que o sistema em questão envolve grandezas em tempo contínuo e em tempo discreto. De forma a uniformizar e simplificar o projeto, opta-se por representar todos os subsistemas em tempo contínuo, modelando apenas os efeitos relevantes gerados pelos subsistemas em tempo discreto. Assim, os efeitos decorrentes da resolução numérica finita dos sistemas digitais (conversão A/D, PWM digital, processamento etc.) serão negligenciados, visto que, para os parâmetros adotados neste projeto, sua influência é tipicamente pequena (Ortmann, 2012).

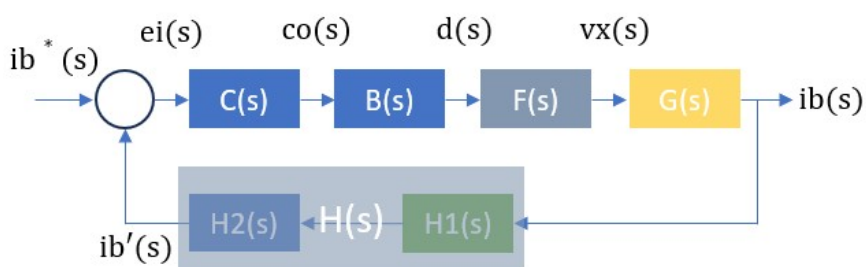
A Figura 44(a) ilustra os principais elementos que compõem o sistema de controle da plataforma de testes, destacando seus blocos funcionais e os principais sinais envolvidos. As grandezas monitoradas correspondem à corrente da bateria i_b ;

a tensão do Barramento A v_a e; tensão do Barramento B v_b . O sistema é constituído pelo circuito de condicionamento de sinais, pelo conversor analógico-digital (ADC), pelo processador digital de sinais (DSP), pelo módulo de geração de sinais PWM (ePWM), pelo circuito de acionamento dos interruptores eletrônicos (Gate Drivers) e pelo conversor, cuja modelagem considera suas não idealidades.

Figura 44 – Elementos da malha de controle de corrente



(a) - Conjunto de elementos que compõe os blocos da malha de controle de corrente



(b) - Diagrama de blocos geral da malha fechada de controle de corrente

Fonte: Ortmann e Schüraus, 2026.

3.3.1 Diagrama de blocos para controle de corrente

A partir da identificação dos elementos que compõem a arquitetura de controle, pode-se estabelecer a estrutura do diagrama de blocos geral do sistema de controle de corrente, evidenciando o fluxo de controle e os principais subsistemas. Essa representação constitui a base para a obtenção do modelo equivalente em

tempo contínuo, no domínio da frequência, no qual a influência dos subsistemas em tempo discreto será incorporada por meio de modelos equivalentes. A Figura 44(a) apresenta a divisão da planta nos principais blocos que compõem o sistema de controle, enquanto a Figura 44(b) apresenta o diagrama de blocos equivalente correspondente à interconexão desses elementos.

3.3.2 Determinação do modelo dinâmico da planta

Nesta subseção os diversos subsistemas apresentados na Figura 44(b) serão agora modelados. O bloco $F(s)$ representa o conversor estático que pode ser modelado por meio do método da média em um período de comutação. Nessa abordagem, os sinais de comutação são substituídos por seu valor médio, eliminando as componentes de alta frequência associadas ao chaveamento e permitindo representar o conversor por um modelo contínuo (Erickson e Maksimović, 2001). Considerando interruptores ideais, operação complementar e frequência de comutação constante, a tensão média aplicada ao filtro é dada pela Equação (32).

$$\langle vx \rangle = D \cdot V_A \quad (32)$$

onde,

$\langle vx \rangle$ = *tensão média aplicada ao filtro de saída, calculada sobre um período de comutação*

D = *ciclo de trabalho*

V_A = *tensão do Barramento A*

O bloco $G(s)$ diz respeito a função de transferência do filtro LCL em conjunto com a bateria. Tem como entrada a tensão $\langle vx \rangle$ e como saída a corrente da bateria. Por meio das equações de Kirchoff a função de transferência fica determinada pela Equação (33):

$$G(s) = \frac{s \cdot C_f \cdot R_{se} + 1}{s^3 \cdot a + s^2 \cdot b + s \cdot c + d} \quad (33)$$

onde,

$$a = C_f \cdot L_b \cdot L_f$$

$$b = C_f \left(L_b \cdot R_{L_f} + L_f \cdot R_{L_b} + L_b \cdot R_{bat} + L_b \cdot R_{se} + L_f \cdot R_{se} \right)$$

$$c = \left(L_b + L_f + C_f \cdot \left(R_{L_b} \cdot R_{L_f} + R_{L_b} \cdot R_{bat} + R_{L_b} \cdot R_{se} + R_{L_f} \cdot R_{se} + R_{se} \cdot R_{bat} \right) \right)$$

$$d = \left(R_{bat} + R_{L_b} + R_{L_f} \right)$$

$G(s)$ = função de transferência do filtro LCL em conjunto com a bateria

C_f = capacitância do capacitor C_f do filtro LCL

R_{se} = resistência série equivalente do capacitor C_f do filtro LCL

L_b = indutância do indutor L_b do filtro LCL

R_{L_b} = resistência do indutor L_b do filtro LCL

L_f = indutância do indutor L_f do filtro LCL

R_{L_f} = resistência do indutor L_f do filtro LCL

R_{bat} = resistência equivalente da bateria

O percurso de realimentação do diagrama de blocos da Figura 44(b) é composto pelos blocos $H1(s)$ e $H2(s)$. O bloco $H1(s)$, Equação (34), representa o ganho do sensor e o circuito de condicionamento de sinais, ao passo que o bloco $H2(s)$, Equação (35), representa o ganho do conversor A/D e o ganho em *software* que reestabelece os valores lidos com correspondência direta com a grandeza física lida (corrente em ampères). O produto de ambos resulta no ganho do percurso de realimentação $H(s)$, Equação (36).

$$H1(s) = H_{sensor} \cdot H_{cond} \quad (34)$$

onde,

$H1(s)$ = *ganho do sensor de corrente em conjunto com o circuito de condicionamento de sinais*

H_{sensor} = *ganho do sensor de corrente*

H_{cond} = *ganho do circuito de condicionamento de sinais*

$$H2(s) = H_{A/D} \cdot H_{inv} \quad (35)$$

onde,

$H2(s)$ = *ganho do conversor A/D e ganho inverso de $H1(s)$ condicionamento de sinais*

$H_{A/D}$ = *ganho do conversor A/D*

H_{inv} = *ganho inverso de $H1(s)$*

$$H(s) = H1(s) \cdot H2(s) \quad (36)$$

onde,

$H(s)$ = *ganho da malha de realimentação*

Assim, como os ganhos agregados são cancelados pelo ganho de *software*, logo o percurso de realimentação pode ser representado unicamente pelo filtro passa baixas (filtro *anti-aliasing*), o qual agrega dinâmica ao sistema. A função de transferência de realimentação é então reescrita e apresentada na Equação (37):

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_i}} + 1 \quad (37)$$

onde,

f_i = *frequência de corte do filtro passa – baixas*

Por fim, a função de transferência $B(s)$ modela a influência do sistema digital no controle, em particular os atrasos gerados pelo processamento e modulador PWM digital. Neste projeto foi utilizada uma portadora triangular com atualização simples (uma atualização por período de comutação), bem como a frequência de amostragem é a mesma da frequência de comutação. Observa-se que as grandezas lidas em um instante de tempo somente são atualizadas após um período de amostragem, devido ao tempo de processamento e sincronismo de atualização do PWM. Dessa forma, há um período inteiro de atraso, somado a meio período de atraso referente ao modulador PWM digital conforme mostrado em Buso e Mattavelli (2006). Assim, $B(s)$ é determinada pela Equação (38).

$$B(s) = e^{\frac{-3}{2} \cdot s \cdot T_{SW}} \quad (38)$$

onde,

$B(s)$ = *ganho da influência do controle digital*

T_{SW} = *período de comutação dos interruptores eletrônicos*

3.3.3 Projeto do controlador

A escolha do controlador está diretamente relacionada aos requisitos de desempenho em regime transitório e permanente estabelecidos para o sistema. Nesta aplicação, as referências de corrente variam lentamente em função dos perfis de ensaio desejados, de modo que o requisito de erro nulo em regime permanente é predominante. Como a planta não possui integradores, torna-se necessária a utilização de um controlador com ação integral para garantir erro estacionário nulo (Ogata, 2010). Dessa forma, foi adotado um controlador PI (proporcional-integral), por combinar simplicidade de implementação, facilidade de sintonia e desempenho compatível com os requisitos da aplicação.

Embora a literatura apresente estratégias de controle mais avançadas, como o *Model Predictive Control*, descrito por Rodriguez e Cortes (2012), o controle *deadbeat*, apresentado por Franklin, Powell e Workman (1998), o *Sliding Mode Control*, exposto por Utkin (1992), e o controle adaptativo, amplamente abordado por

Åström e Wittenmark (2008), essas técnicas normalmente maior complexidade de modelagem, projeto e implementação computacional, além de, em alguns casos, apresentarem maior sensibilidade às incertezas dos parâmetros do sistema. Em contrapartida, tais estratégias podem proporcionar melhorias no desempenho dinâmico, como redução do tempo de acomodação, aumento da largura de banda e maior robustez frente a perturbações e variações paramétricas.

Entretanto, o desenvolvimento e a comparação de diferentes estratégias de controle não constituem o foco deste trabalho, cujo objetivo principal é o desenvolvimento de uma plataforma de testes para baterias. Nesse sentido, tais estratégias poderão ser implementadas e avaliadas em trabalhos futuros, utilizando a própria plataforma desenvolvida. Assim, a adoção do controlador PI mostrou-se adequada por se tratar de uma solução amplamente consolidada na literatura, de fácil implementação e capaz de atender satisfatoriamente aos requisitos de desempenho da aplicação, caracterizada por referências de corrente com variações lentas.

O controlador PI pode ser escrito em termos dos ganhos integral e proporcional, como mostra a Equação (39), mas também como um único ganho e um zero, como mostrado na Equação (40) (Ortmann, 2026).

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (39)$$

onde,

$PI(s)$ = controlador proporcional – integral

K_p = ganho proporcional

K_i = ganho integral

$$PI(s) = K_p \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s} \quad (40)$$

onde,

$PI(s)$ = controlador proporcional – integral

$$\omega_z = \frac{K_i}{K_p}$$

O controlador tem um polo na origem e dois parâmetros de ajuste: o ganho K_p e um zero real em $-\omega_z$.

Para projetar o controlador, utilizou-se a metodologia apresentada por Ortmann (2026), iniciando pela determinação do ganho de malha não compensado $T'(s)$, definido como o produto de todas as funções de transferência, conforme a Equação (41). A Figura 45 ilustra o digrama de bode de $T'(s)$.

$$T'(s) = B(s).F(s).G(s).H(s) \quad (41)$$

onde,

$T'(s) =$ *ganho de malha não compensado*

$B(s) =$ *ganho da influência do controle digital*

$F(s) =$ *ganho do conversor estático*

$G(s) =$ *função de transferência do filtro LCL*

$H(s) =$ *ganho da malha de realimentação*

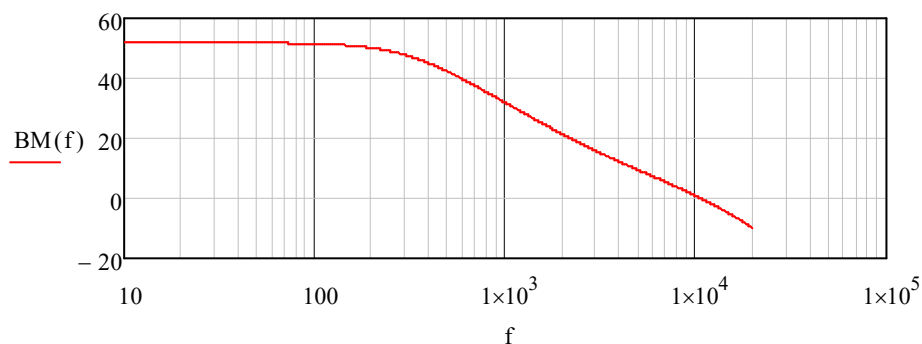
Figura 45 – Diagrama de bode do ganho de malha não compensado

Diagrama de bode de magnitude (dB/Hz)

(a)

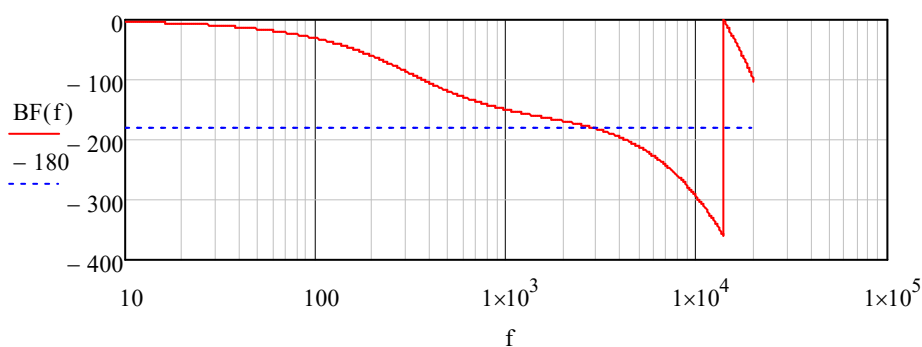


Diagrama de bode de fase (graus/Hz)

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

Resta agora determinar a frequência de cruzamento desejada e uma margem de fase mínima que garanta estabilidade e amortecimento. Arbitrou-se então uma frequência de cruzamento inicial de 1 kHz e margem de fase mínima de 45 graus. O ajuste de fase é feito escolhendo o zero do controlador ω_z , ao passo que a frequência de cruzamento é determinada pelo ganho K_p .

Após análise do sistema e de forma a garantir um sistema mais estável e amortecido, optou-se por reduzir a frequência de cruzamento para 500 Hz e alocar o zero um quarto abaixo da frequência de cruzamento, pois assim obtém-se uma

contribuição de fase de 75 graus, necessária para a margem de fase mínima de 45 graus. Com estas escolhas tem-se $\omega_z = 785,39$ e $K_p = 0,007541$. Apresenta-se na Figura 46 o ganho de malha do sistema compensado $T(s)$, determinado pela Equação (42).

$$T(s) = C(s).B(s).F(s).G(s).H(s) \quad (42)$$

Figura 46 – Diagrama de bode do ganho de malha para o sistema compensado

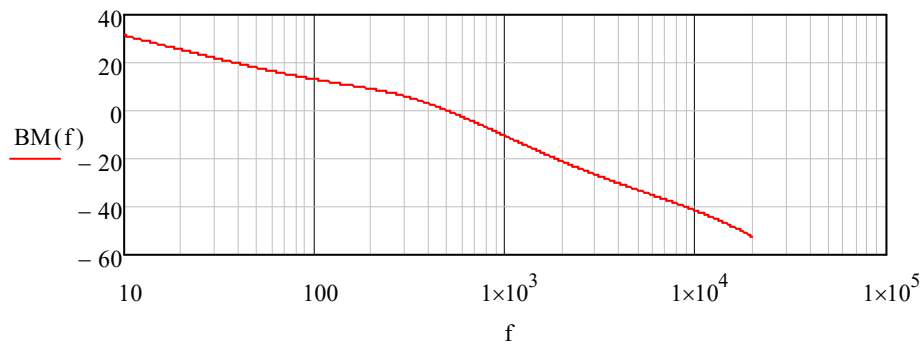


Diagrama de bode de magnitude (dB/Hz)

(a)

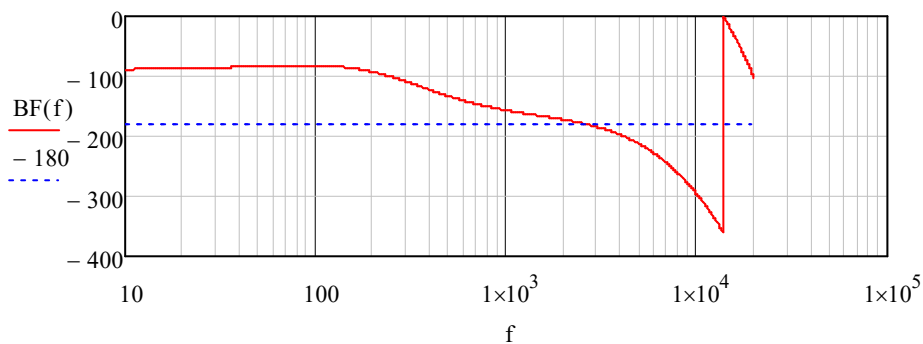


Diagrama de bode de fase (graus/Hz)

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

De posse dos parâmetros do controlador PI projetado determina-se então os parâmetros da equação a diferenças do controlador PI discreto. Utilizando a transformação bilinear (método *tustin*) apresentada na Equação (43) (Buso e Mattavelli, 2006), chega-se Equação (44) e, por fim, na Equação (45), que representa equação a diferenças do controlador PI discreto, conforme apresentado por Ortmann (2026).

$$s = \frac{2}{T_{sw}} \cdot \frac{(z - 1)}{(z + 1)} \quad (43)$$

$$PI(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_p \cdot \left(\omega_z \cdot \frac{T_s}{2} + 1 \right) + K_p \cdot \left(\omega_z \cdot \frac{T_s}{2} - 1 \right) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (44)$$

$$U(k) = U(k - 1) + B_0 \cdot E(k) + B_1 \cdot E(k - 1) \quad (45)$$

onde,

$$B_0 = K_p \left(\omega_z \cdot \frac{T_{sw}}{2} + 1 \right)$$

$$B_1 = K_p \left(\omega_z \cdot \frac{T_{sw}}{2} - 1 \right)$$

$$z^{-1} = \text{atraso unitário em um período } T_{sw}$$

Onde o coeficiente B_0 é determinado pela Equação (46) e o B_1 pela Equação (47).

$$B_0 = K_p \left(\omega_z \cdot \frac{T_{sw}}{2} + 1 \right) \quad (46)$$

$$B_1 = K_p \left(\omega_z \cdot \frac{T_{sw}}{2} - 1 \right) \quad (47)$$

Assim com a substituição dos valores chegasse na equação a diferenças do controlador PI discreto apresentado na Equação (48).

$$U(k) = U(k - 1) + 0,007615347613.E(k) - 0,007467274319.E(k - 1) \quad (48)$$

3.3.4 Validação do sistema por simulações numéricas

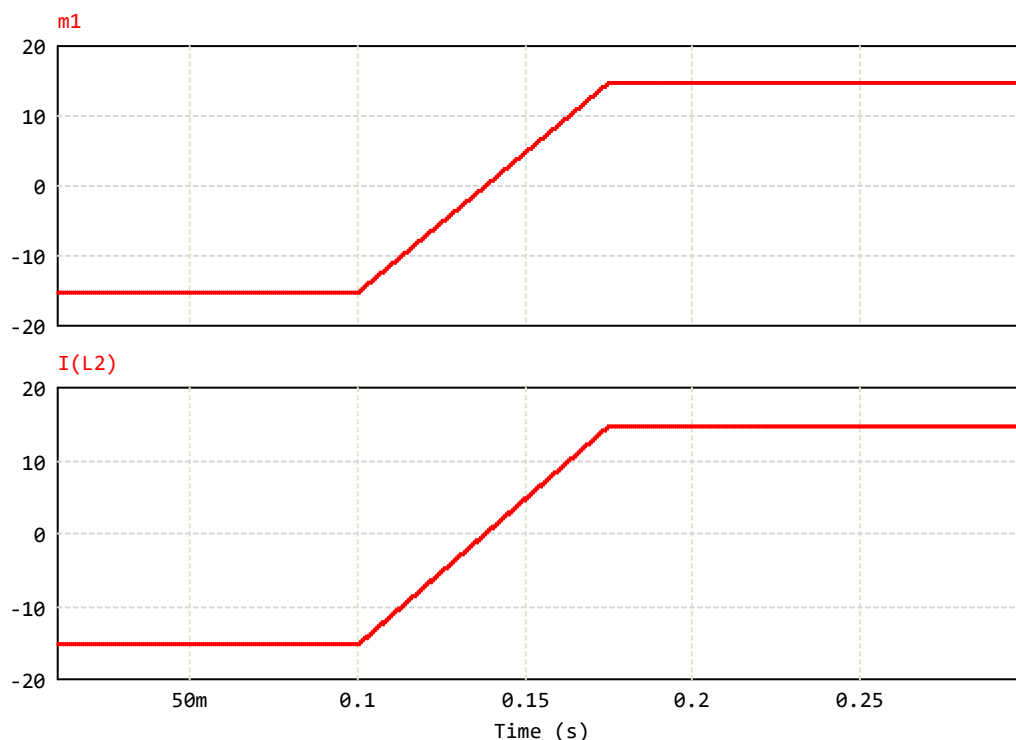
Para validar a lei de controle projetada, foram realizadas simulações numéricas no *software* PSIM. Na modelagem do conversor foram consideradas as principais não idealidades dos componentes, de modo a representar de forma mais fiel o comportamento esperado para o sistema real.

Durante os testes, observou-se que a aplicação de um degrau na referência de corrente provocava a ocorrência de sobressinal na resposta transitória do sistema. Como o objetivo deste trabalho é obter uma resposta transitória amortecida, optou-se por limitar a taxa de variação da referência de corrente (*slope*). Após a realização de diferentes testes, foi adotado o valor de 400 A/s, por proporcionar resposta amortecida sem comprometer a velocidade de acompanhamento da referência.

O resultado obtido é apresentado na Figura 47. Nessa simulação, o sistema parte do regime permanente com referência de corrente de -15 A e, posteriormente, recebe um degrau para +15 A.

Observa-se que o controlador de corrente, associado ao limitador da taxa de variação da referência, apresentou uma resposta transitória sem sobressinal, acompanhando adequadamente a referência durante toda a transição. Além disso, o sistema apresentou erro nulo em regime permanente e não foram observadas oscilações após o término do transitório.

Figura 47 – Resultado obtido para o teste da lei de controle utilizando um degrau de referência de corrente variando de -15 A (em regime permanente) para + 15 A, utilizando-se limite de derivada de 400 A/s. Onde a variável m1 representa a variação do valor de referência (A) limitada pela derivada e $I(L2)$ correspondente a corrente da bateria (A)



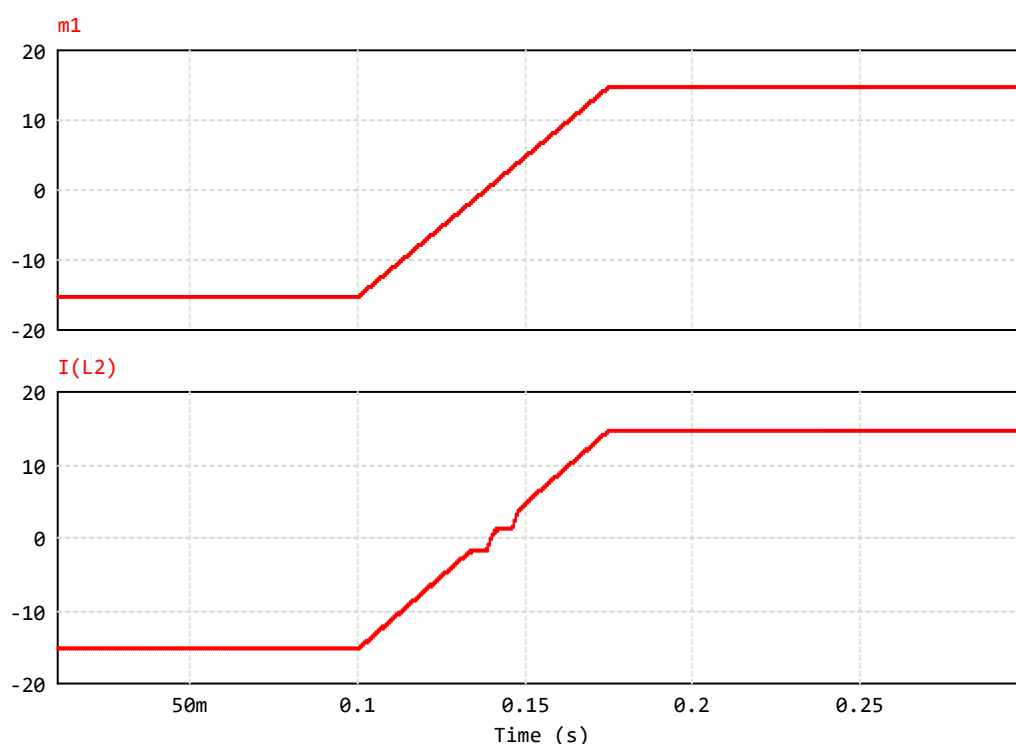
Fonte: Elaboração própria (2026).

Com o objetivo de aproximar a simulação das condições de operação do sistema implementado, foi incorporado ao modelo o tempo morto dos interruptores eletrônicos. Essa não idealidade provocou uma pequena distorção na corrente durante a passagem pelo valor nulo, conforme apresentado na Figura 48. Esse comportamento ocorre devido ao intervalo em que ambos os interruptores permanecem bloqueados durante a comutação, modificando momentaneamente a tensão aplicada ao indutor. Para essa análise foi adotado um tempo morto de 1 μ s, considerado um valor conservador.

Apesar da distorção observada na região de cruzamento por zero da corrente, verifica-se que o desempenho do controlador permaneceu praticamente inalterado nas demais condições de operação. A resposta continuou apresentando ausência de sobresinal, erro nulo em regime permanente e estabilidade durante todo

o ensaio, indicando que a inclusão do tempo morto não comprometeu o desempenho da estratégia de controle.

Figura 48 – Resultado obtido para o teste da lei de controle, com o tempo morto dos interruptores eletrônicos de 1 μ s e utilizando um degrau de referência de corrente variando de -15 A (em regime permanente) para + 15 A, utilizando-se limite de derivada de 400 A/s. Onde a variável m1 representa a variação do valor de referência (A) limitada pela derivada e I(L2) correspondente a corrente da bateria (A)



Fonte: Elaboração própria (2026).

Os resultados obtidos demonstram que a lei de controle projetada atende aos requisitos estabelecidos para o sistema, proporcionando resposta estável, erro nulo em regime permanente e adequado acompanhamento da referência de corrente. Além disso, verificou-se que a inclusão do tempo morto introduziu apenas uma pequena distorção na região de cruzamento por zero da corrente, sem comprometer o desempenho global do controlador, indicando que a estratégia desenvolvida é adequada para a implementação experimental.

3.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram estabelecidos os critérios de projeto e realizados os dimensionamentos necessários para a implementação da plataforma de testes proposta. Os resultados obtidos consolidam a arquitetura definida no capítulo anterior, fornecendo os subsídios necessários para o desenvolvimento dos subsistemas de potência, medição, condicionamento de sinais e controle, de modo a atender aos requisitos de desempenho, flexibilidade e confiabilidade estabelecidos para a plataforma. Dessa forma, o projeto concebido possibilita a realização de ensaios em diferentes cenários de operação, contemplando as principais tecnologias de baterias de íons de lítio disponíveis comercialmente e permitindo sua integração com equipamentos comumente encontrados em laboratórios.

Os dimensionamentos realizados definiram os parâmetros necessários para a operação integrada e segura dos diferentes subsistemas da plataforma. Nesse contexto, a adoção do filtro LCL contribui para a redução da propagação de componentes de alta frequência para os terminais da bateria, enquanto os circuitos de aquisição e condicionamento de sinais ampliam a flexibilidade de utilização da plataforma e favorecem sua segurança operacional.

Adicionalmente, as análises e simulações realizadas indicaram que a estratégia de controle adotada é capaz de atender aos requisitos estabelecidos para a operação bidirecional do conversor, assegurando erro nulo em regime permanente e desempenho dinâmico compatível com a aplicação proposta. Durante a passagem por zero da corrente, foram observados efeitos associados ao tempo morto dos interruptores eletrônicos, os quais não comprometeram a operação do conversor. Esses efeitos podem ser mitigados mediante a redução do tempo morto e o ajuste da estratégia de controle.

Assim, os resultados apresentados estabelecem uma base consistente para a implementação física do protótipo e para sua posterior validação experimental. Os diagramas esquemáticos dos circuitos desenvolvidos são apresentados no **APÊNDICE A – *Schematics* dos circuitos utilizados no sistema proposto.**

4 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

Com o dimensionamento dos elementos apresentados no capítulo anterior, prossegue-se então com a estruturação dos circuitos, por meio do desenvolvimento dos *layouts* para a elaboração do *hardware*, bem como do desenvolvimento do *firmware* para seu controle. O trabalho avança também no desenvolvimento da interface gráfica, necessária para a configuração de testes de baterias e dos parâmetros do sistema, além da visualização dos dados adquiridos. Dessa forma, busca-se obter um protótipo funcional para validação do sistema proposto. Assim, este capítulo apresenta as informações referentes ao desenvolvimento do *hardware*, *firmware* e interface gráfica do sistema.

4.1 Desenvolvimento do *hardware*

Para o desenvolvimento do *hardware* do projeto, buscou-se uma ferramenta de automação para projeto eletrônico que possibilitasse a elaboração de esquemáticos e *layouts* de placas de circuito impresso (PCBs). Dentre as opções disponíveis, optou-se pela plataforma EasyEDA, uma ferramenta baseada na web que dispõe de uma ampla gama de recursos para desenho eletrônico, bibliotecas de componentes, simulação integrada baseada no LTspice e integração com outras plataformas. Adicionalmente, a ferramenta oferece serviços de fabricação de PCBs, aquisição de componentes eletrônicos e outras funcionalidades voltadas ao desenvolvimento de projetos eletrônicos (EasyEDA, 2025).

Na etapa de desenvolvimento do *layout*, optou-se pela divisão do circuito projetado em três PCBs. A primeira é destinada aos circuitos de potência do sistema, a segunda pelos circuitos de condicionamento de sinais destinados ao kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M e a terceira pelo circuito de limitação da corrente de *inrush* dos barramentos A e B. Essas placas foram denominadas, respectivamente, PCB1, PCB2 e PCB3.

Essa divisão foi adotada com o objetivo de minimizar os efeitos de interferências eletromagnéticas sobre os circuitos de aquisição de dados e condicionamento de sinais, geradas principalmente pela comutação dos elementos semicondutores do conversor CC-CC e de seus circuitos auxiliares. Adicionalmente,

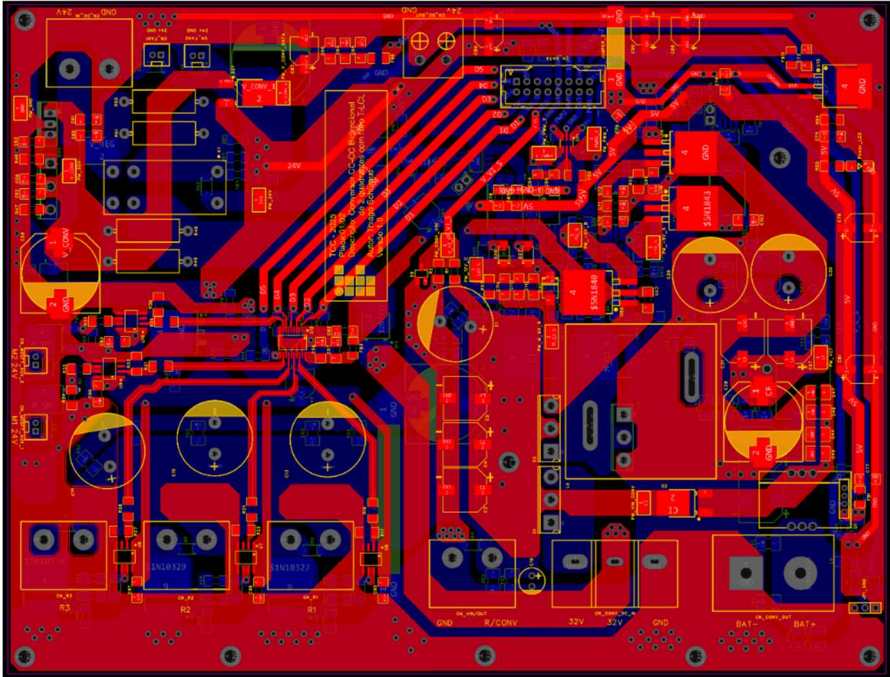
a separação das placas permitiu o desenvolvimento da PCB1 com espessura de cobre de 2 oz, possibilitando a redução de suas dimensões, bem como o aumento da capacidade de condução de corrente e da dissipação térmica, especialmente nas trilhas de potência e nos *pads* dos elementos semicondutores. As demais placas foram desenvolvidas com espessura de cobre de 1 oz. Essa estratégia também contribui para reduzir os custos associados a futuras modificações do projeto, uma vez que alterações de *layout* ou a fabricação de novas PCBs, após a etapa de testes, podem ser realizadas de forma independente.

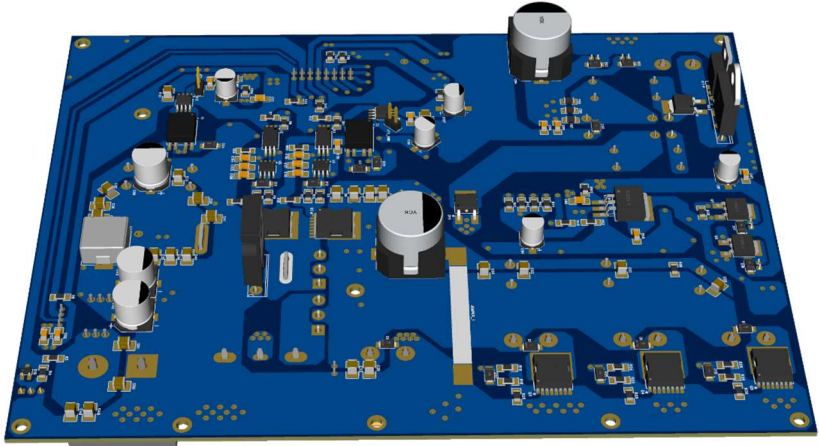
Para o dimensionamento das trilhas, foram utilizadas como referência as tabelas da norma IPC-2221 – *Generic Standard on Printed Board Design*. Essa norma estabelece requisitos gerais aplicáveis ao projeto de placas de circuito impresso, incluindo critérios para o dimensionamento e o espaçamento entre trilhas, a seleção de materiais e demais parâmetros construtivos (IPC, 2012). Além dos critérios estabelecidos pela norma, as trilhas e os *pads* conectados aos componentes de maior dissipação de potência foram dimensionados com maior área de cobre, visando reduzir a resistência elétrica e melhorar a dissipação térmica dos componentes.

Também se buscou realizar o roteamento das trilhas de forma a separar os planos e as trilhas de potencial de referência associados aos circuitos de potência dos utilizados pelos circuitos de aquisição e condicionamento de sinais, minimizando o acoplamento de ruído. Além disso, foi mantido o espaçamento físico entre as regiões de potência e de sinais, exceto quando necessário para o acionamento dos circuitos de potência, e os componentes foram agrupados conforme suas funcionalidades e proximidade física.

Com base nos critérios apresentados, foram elaborados os *layouts* apresentados no Quadro 7, Quadro 8 e Quadro 9, os quais apresentam as vistas superior e inferior de cada placa, bem como suas respectivas visualizações tridimensionais.

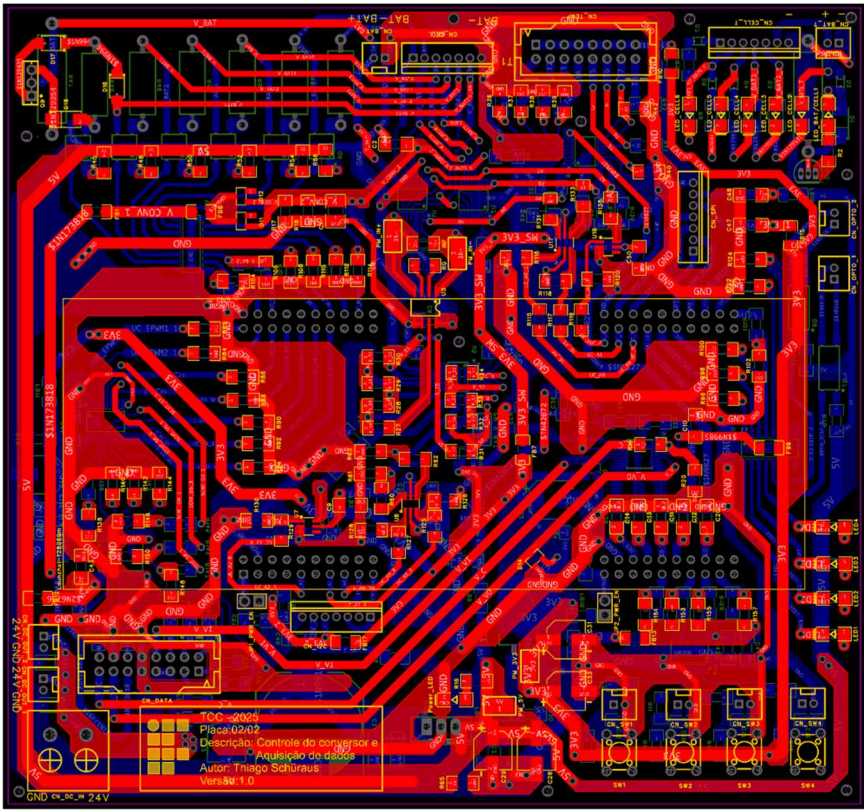
Quadro 7 – layout e visualização 3D da PCB1

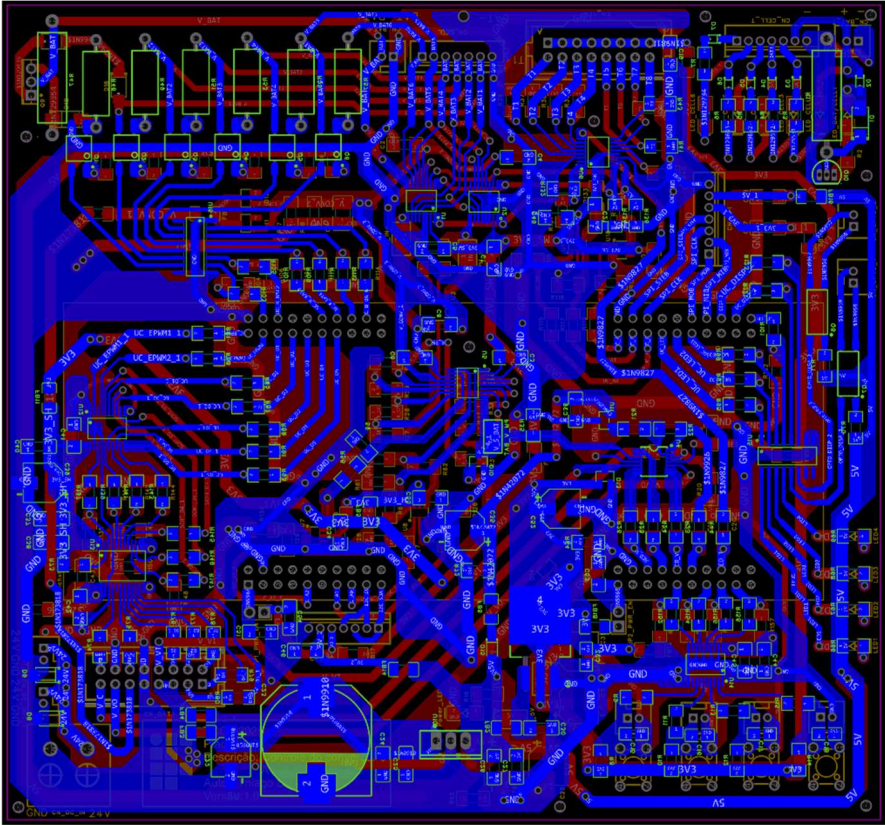
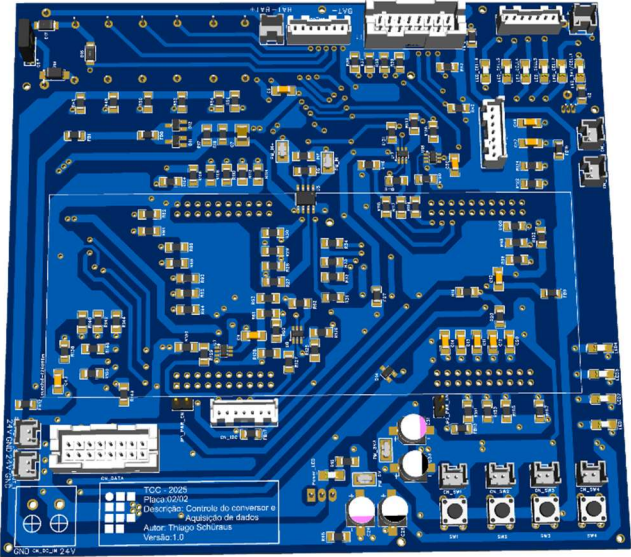
Descrição	Ilustração
Visão superior do layout da PCB1	

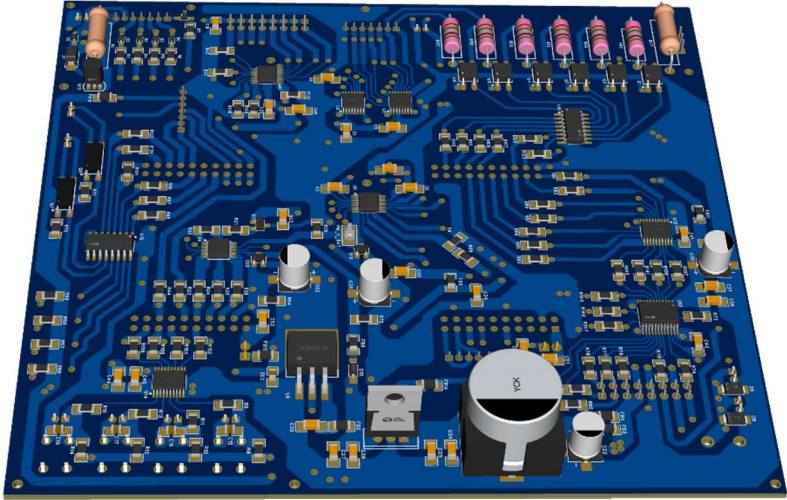
Descrição	Ilustração
Visão inferior da visualização 3D da PCB1	

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 8 – layout e visualização 3D da PCB2

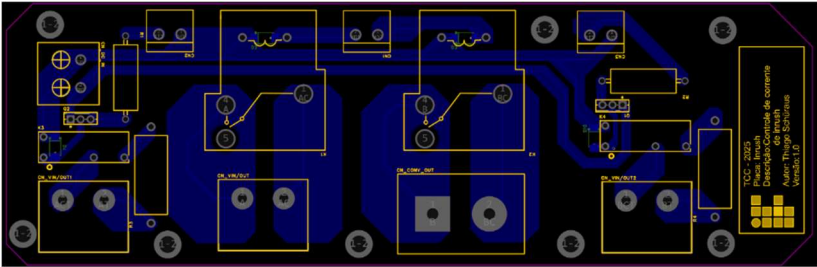
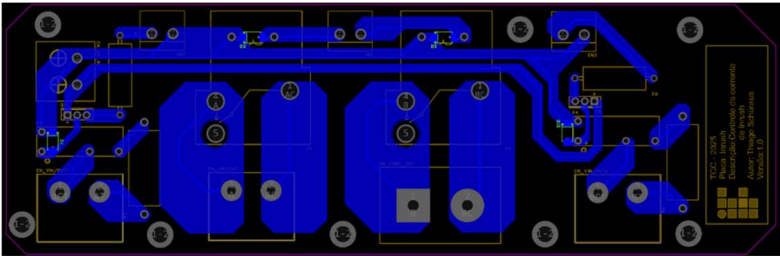
Descrição	Ilustração
Visão superior do layout da PCB2	

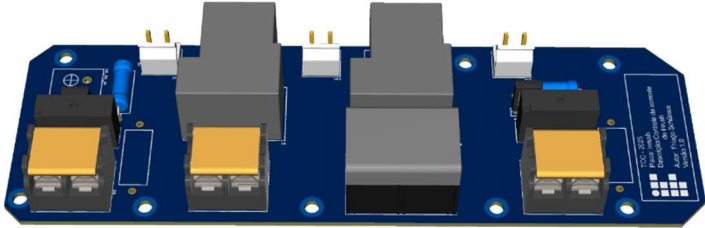
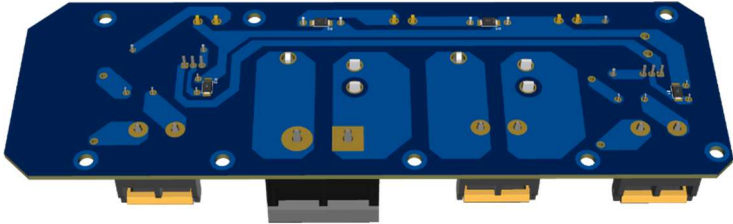
Descrição	Ilustração
Visão inferior do <i>layout</i> da PCB2	
Visão superior da visualização 3D da PCB2	

Descrição	Ilustração
Visão inferior da visualização 3D da PCB2	

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 9 – layout e visualização 3D da PCB3

Descrição	Ilustração
Visão superior do layout da PCB3	
Visão inferior do layout da PCB3	

Descrição	Ilustração
Visão superior da visualização 3D da PCB3	
Visão inferior da visualização 3D da PCB3	

Fonte: Elaboração própria (2026).

Com o objetivo de apresentar uma estimativa dos custos de fabricação do protótipo desenvolvido, elaborou-se o Quadro 10, que apresenta os custos do projeto considerando as quantidades mínimas de aquisição de componentes e placas estabelecidas pelos fornecedores. Dividiu-se os custos em duas categorias, a de aquisição dos componentes e da confecção da placa de circuito impresso, com os preços apresentados por placa.

Como referência para os custos das placas de circuito impresso, utilizaram-se os valores fornecidos pela JLCPCB, enquanto os custos dos componentes eletrônicos foram obtidos junto à LCSC Electronics, em virtude da integração desses serviços à plataforma EasyEDA. Optou-se por apresentar os valores em dólares americanos (USD), uma vez que essa é a unidade monetária empregada pelos fornecedores selecionados.

Quadro 10 – Estimativa de custos para aquisição de componentes e fabricação das PCB1, PCB2 e PCB3, com valores expressos em dólares americanos

PCB	Objeto	Valor estimado
PCB1	Componentes	\$109,18
PCB1	Placa de circuito impresso	\$36,50
PCB2	Componentes	\$116,66
PCB2	Placa de circuito impresso	\$12,00
PCB3	Componentes	\$13,54
PCB3	Placa de circuito impresso	\$8,50

Fonte: Elaboração própria (2026).

De modo a estimar os custos totais do projeto, elaborou-se o Quadro 11, que apresenta os valores referentes à aquisição dos componentes eletrônicos e à fabricação das três placas de circuito impresso, expressos em dólares americanos (USD). Considerando apenas os custos de aquisição dos componentes e de fabricação das placas, o valor total estimado do projeto foi de USD 296,38, com base nos fornecedores supracitados. Ressalta-se que os valores correspondentes aos impostos não foram considerados na estimativa de custos.

Quadro 11 – Estimativa de custos totais para aquisição de componentes e fabricação das PCB1, PCB2 e PCB3, com valores expressos em dólares americanos

Objeto	Valor estimado
Estimativa total de custos de componentes	\$239,38
Estimativa total de custo para placa de circuito impresso	\$57

Fonte: Elaboração própria (2026).

4.2 Desenvolvimento do *firmware*

Com a escolha da utilização do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M, da Texas Instruments, torna-se necessário um ambiente de programação e compilação para o desenvolvimento do *firmware* a ser executado no microcontrolador TMS320F28069M integrado a plataforma escolhida. Nesse contexto, optou-se pela utilização do Code Composer Studio, ferramenta disponibilizada pelo fabricante do kit.

O Code Composer Studio é um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) voltado a microcontroladores e outros dispositivos embarcados, sendo composto por um conjunto de ferramentas utilizadas para construir, depurar, analisar e otimizar aplicações. O ambiente inclui compiladores para as linguagens C/C++, assim como suporte a arquiteturas proprietárias como MSP430™, C2000™ e *Digital Signal Processor* (DSP) (Texas Instruments, 2022).

Além da escolha da IDE, realizou-se o levantamento dos recursos de *hardware* disponibilizadas pelo kit a serem utilizadas pelos circuitos projetados, assim como a compatibilização do seu *pinout* exposto por (Texas Instruments, 2019), sendo os resultados obtidos apresentados no **APÊNDICE C – Compatibilização do *pinout* do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos necessários para controle do sistema proposto.**

Como o sistema opera com o conversor controlado em malha fechada, o sinal de saída (corrente da bateria) é continuamente utilizado para atualizar a variável de controle do controlador. Além disso, o monitoramento cíclico de outras grandezas elétricas e térmicas são necessários para a operação geral do sistema. Dessa forma, torna-se necessário o monitoramento contínuo das variáveis de controle, de outras grandezas físicas, bem como a execução periódica da lei de controle.

Considerando que os interruptores eletrônicos do conversor operam com frequência de comutação de 40 kHz, optou-se por executar a lei de controle a cada 25 μ s, juntamente com a aquisição das variáveis necessárias ao algoritmo de controle.

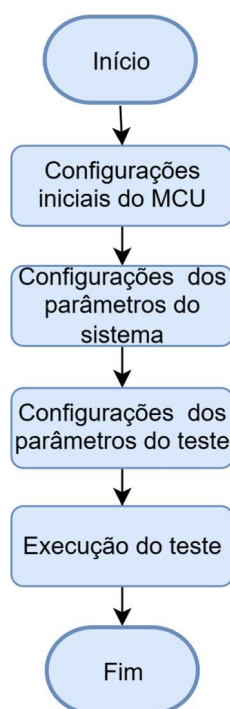
Diante desse requisito temporal, definiu-se a rotina de controle do conversor como a tarefa de maior prioridade do *firmware*. Com base nessa premissa,

foram estabelecidos os seguintes critérios para o desenvolvimento do *software* embarcado:

- a) Considerar como funções críticas aquelas que demandem execução em tempo real ou utilizem mecanismos de sincronização;
- b) Evitar a utilização de estruturas de repetição bloqueantes durante a operação do conversor;
- c) Não utilizar funções de atraso que interrompam a execução do código;
- d) Implementar a rotina de controle do conversor e a aquisição de dados por meio de rotinas de *Interrupt Service Routines* (ISR);
- e) Realizar a aquisição de dados de forma periódica;
- f) Utilizar temporizadores para sincronizar a leitura das variáveis do sistema;
- g) Garantir que o tempo de execução da rotina de controle e de suas funções auxiliares seja inferior ao período disponível de execução da ISR;
- h) Executar funções não críticas no laço principal (*main loop*) do *firmware*.

A partir dos requisitos de controle identificados, elaborou-se o fluxo de ações que o *firmware* deve executar, apresentado na Figura 49, com o objetivo de estruturar o fluxo de execução do algoritmo e definir a organização das tarefas do sistema.

Figura 49 – Estrutura do fluxo de ações que o *firmware* deve executar



Fonte Elaboração própria (2026).

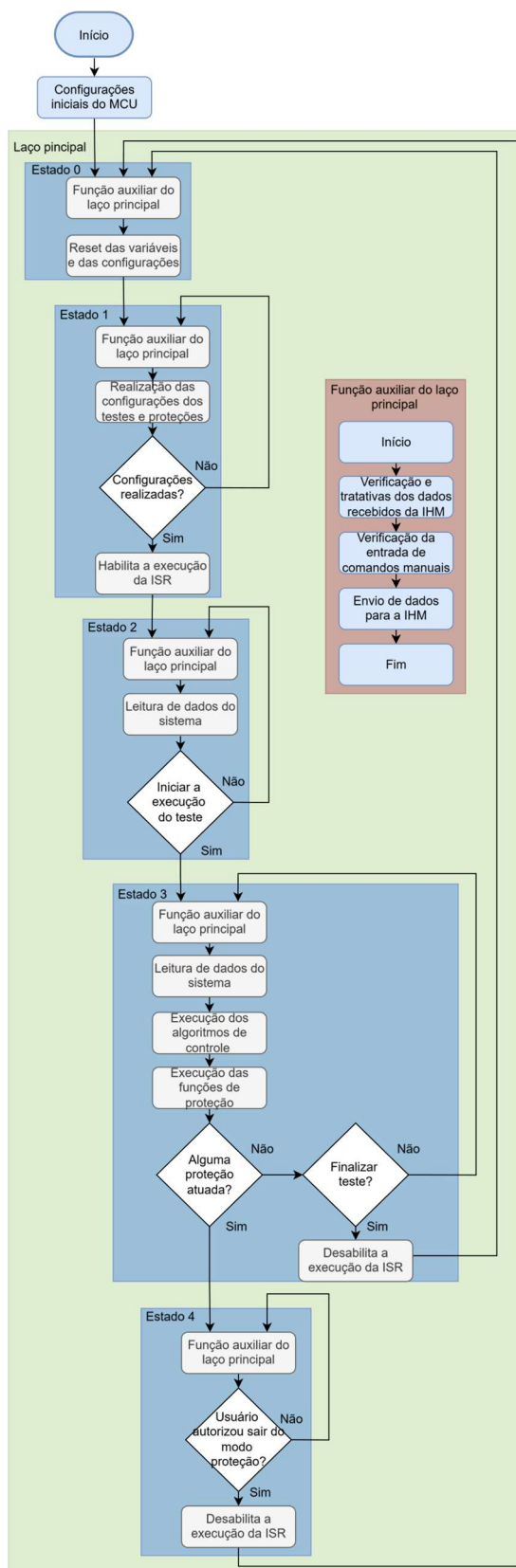
Para atender à estrutura proposta anteriormente e utilizar uma abordagem que facilite a ampliação e manutenção das funções do *firmware*, adotou-se uma organização baseada no conceito de máquina de estados finita (*Finite State Machine* — FSM). Conforme descrito por Pont (2001), uma FSM consiste em um sistema de execução sequencial no qual seu comportamento depende não apenas das entradas atuais, mas também do histórico de execução armazenado por meio de estados. Esses estados representam condições específicas de operação do sistema, sendo alternados por meio de transições que ocorrem em função de eventos ou condições previamente definidas.

O *firmware* foi estruturado segundo o conceito de Máquina de Estados Finitos, sendo organizado em cinco estados, cada um responsável pela execução de um conjunto específico de funções, descritas a seguir:

- a) Estado 0: Responsável por realizar a reinicialização completa do sistema, restabelecendo todas as variáveis aos seus valores iniciais;
- b) Estado 1: Responsável por processar as configurações do sistema e dos ensaios a serem executados;
- c) Estado 2: Responsável por manter o sistema em espera para o início dos ensaios após a conclusão das configurações, além de iniciar o monitoramento dos parâmetros elétricos e térmicos;
- d) Estado 3: Responsável pela execução dos ensaios, aplicação dos algoritmos de controle e aquisição de dados;
- e) Estado 4: Responsável por interromper a operação do sistema quando ocorre a atuação de alguma função de proteção, mantendo ativo o monitoramento dos parâmetros elétricos e térmicos.

Essa abordagem permite controlar o fluxo de execução do sistema de forma estruturada e determinística. A organização geral do *firmware* é apresentada na Figura 50 por meio de um fluxograma simplificado do laço principal do sistema proposto.

Figura 50 – Fluxograma simplificado do laço principal do sistema proposto



Fonte Elaboração própria (2026).

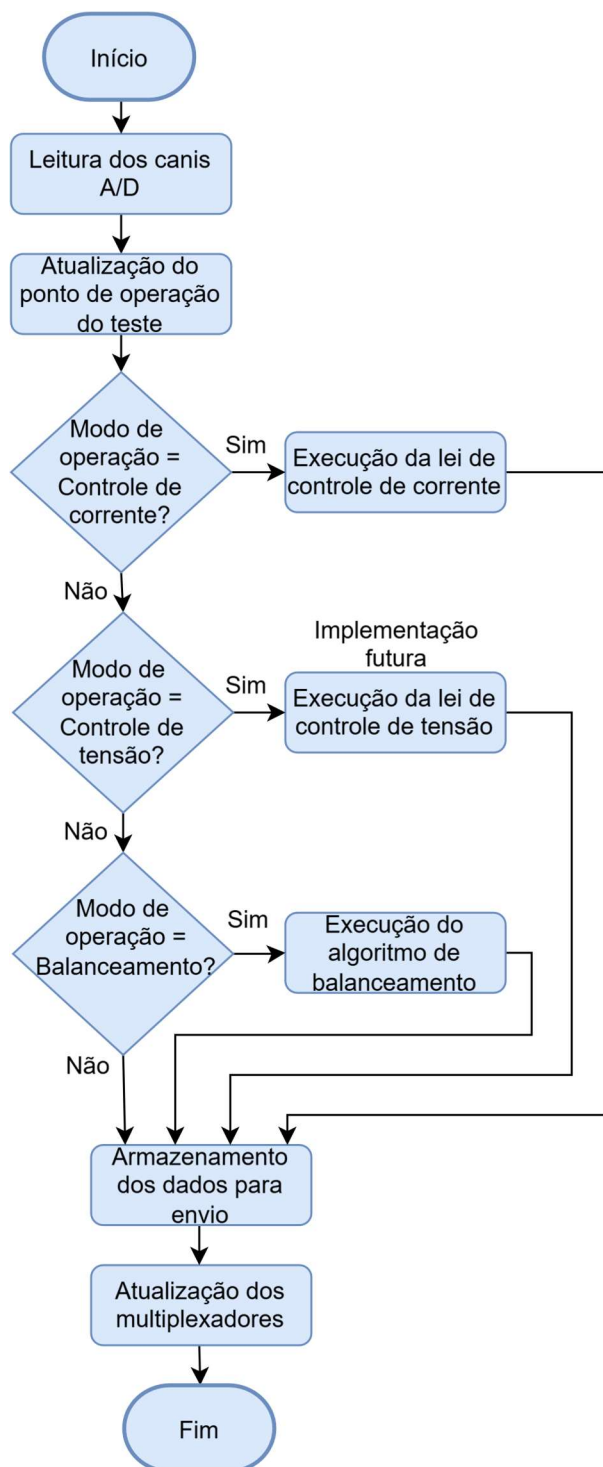
Considerando que a plataforma é destinada à realização de ensaios em baterias, foram implementadas diversas funções de proteção com o objetivo de preservar tanto a integridade do sistema quanto das baterias sob teste. Entre elas destacam-se as proteções contra sobretensão, subtensão, sobretemperatura e sobrecorrente durante os processos de carga e descarga, além de mecanismos de supervisão destinados a garantir a correta execução do algoritmo e o funcionamento seguro da plataforma. Essas funções são executadas de forma recorrente ao longo do *firmware*, sendo verificadas em diferentes estados da máquina de estados, com destaque para o Estado 3, responsável pela execução dos ensaios.

Devido à necessidade de execução periódica e determinística das rotinas de controle e aquisição de dados, as funções responsáveis pelo processamento em tempo real do sistema foram estruturadas em uma rotina de interrupção sincronizada ao módulo *Enhanced Pulse Width Modulation* (ePWM) do microcontrolador TMS320F28069M. Dessa forma, garantiu-se que as leituras das grandezas analógicas e a execução das rotinas de controle ocorressem de maneira sincronizada com a frequência de chaveamento do conversor.

Realizou-se o sincronismo por meio da configuração do módulo ePWM, o qual gera um evento do tipo *Start of Conversion* (SOC), responsável por inicializar automaticamente as conversões A/D. Em seguida, o módulo *Analog-to-Digital Converter* (ADC) executa sequencialmente as conversões das portas do MCU, previamente configuradas. Com a finalização das conversões, o módulo ADC do MCU gera uma interrupção que é encaminhada ao módulo *Peripheral Interrupt Expansion* (PIE), responsável pelo gerenciamento e roteamento das interrupções periféricas do dispositivo. Em seguida, a CPU desvia a execução do programa principal para a ISR.

Projetou-se a ISR, conforme ilustrado na Figura 51, de forma a realizar as etapas de processamento em tempo real do sistema, que incluem o tratamento das grandezas convertidas pelo ADC, execução dos algoritmos de controle e atualização da razão cíclica do PWM. Ressalta-se que foram implementadas funções de modo a permitir a implementação futura de uma lei controle de tensão para o sistema.

Figura 51 – Fluxograma da ISR do sistema proposto

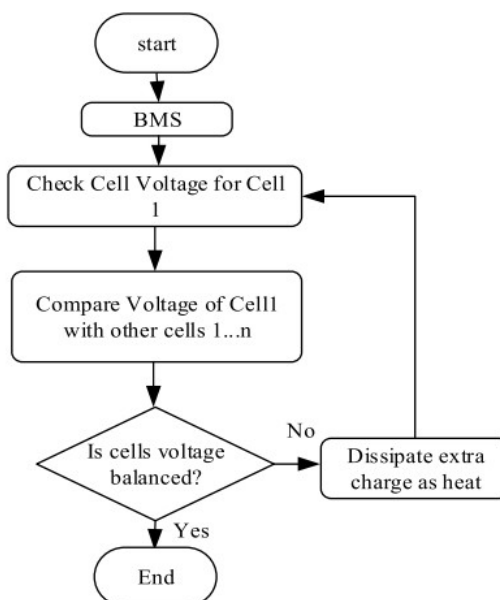


Fonte Elaboração própria (2026).

Para o desenvolvimento do algoritmo de balanceamento passivo do sistema proposto, utilizou-se como referência o algoritmo apresentado no fluxograma

da Figura 52, originalmente desenvolvido para aplicações em *battery management system* (BMS).

Figura 52 – Fluxograma do algoritmo utilizado como base para balanceamento passivo



Fonte: Omariba *et al.* (2019).

O algoritmo foi adaptado para atender às limitações do *hardware* desenvolvido. Para permitir a medição da tensão de circuito aberto das células durante o balanceamento e eliminar a influência da queda de tensão nos elementos do circuito, a aquisição das tensões foi sincronizada com a operação do sistema de balanceamento. Como o *hardware* compartilha a conexão física das células entre o circuito de medição diferencial de tensão e o circuito de balanceamento, as medições utilizadas pelo algoritmo de decisão são realizadas somente nos intervalos em que o balanceamento permanece desabilitado.

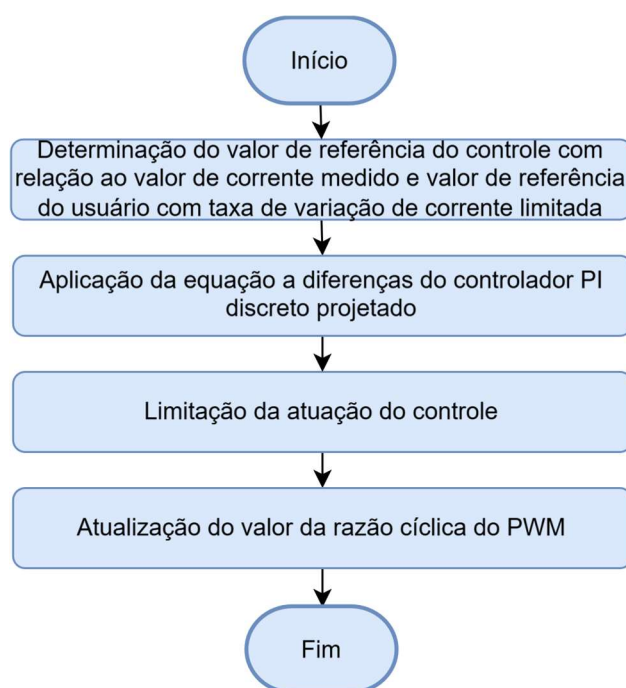
Dessa forma, o balanceamento é executado por meio de uma estratégia comutada. Em um intervalo, as células com tensão superior ao valor de referência são descarregadas pelos resistores de balanceamento. No intervalo seguinte, o circuito de balanceamento é desligado, aguarda-se a estabilização da tensão das células e realiza-se uma nova medição diferencial de tensão. Os valores obtidos são então

utilizados pelo algoritmo para determinar as células que permanecerão em balanceamento no ciclo subsequente.

Para o algoritmo, optou-se pela utilização de um período de comutação fixo com ciclo de trabalho de 50%. Assim, durante metade do período os canais de balanceamento permanecem habilitados para promover a descarga do excedente de energia das células mais carregadas. Na metade restante, os canais são desabilitados, permitindo a medição das tensões de circuito aberto das células, livres da influência da queda de tensão provocada pelo circuito de balanceamento, e a atualização das decisões do algoritmo de controle.

O algoritmo de controle de corrente do conversor, foi elaborado de forma a executar sua respectiva lei de controle projetada no subtópico 3.3, sendo seu fluxograma apresentados na Figura 53.

Figura 53 – Fluxograma do algoritmo utilizado para aplicação da lei de controle de corrente no sistema proposto



Fonte: Elaboração própria (2026).

Como o objetivo do sistema consiste no desenvolvimento de uma plataforma para análise e testes de baterias, torna-se necessária uma interface entre

o algoritmo de controle e os parâmetros definidos para cada ensaio. Para esse propósito, desenvolveu-se um algoritmo responsável pela atualização das variáveis de referência do sistema de controle. Os parâmetros do ensaio são recebidos e processados no laço principal, enquanto a atualização do ponto de operação é realizada na ISR.

Considerou-se que cada ensaio é composto por uma sequência de etapas de execução (pontos de referência para execução dos algoritmos de controle), sendo cada etapa definida pelos seguintes parâmetros:

- a) Modo de operação: utilizado para definir o modo de operação do conversor, podendo ser controle de corrente, controle de tensão (elaboração futura) ou balanceamento das células;
- b) Valor de referência do controle: parâmetro utilizado como referência para os sistemas de controle de corrente e tensão;
- c) Critério de parada: utilizado para determinar a conclusão da etapa atual e o avanço para a etapa seguinte. O critério pode ser definido por tensão, no modo de controle de corrente; corrente, no modo de controle de tensão (elaboração futura); balanceamento, no modo de balanceamento das células; ou tempo de execução;
- d) Valor de referência do critério de parada: utilizado para informar o valor associado ao critério de parada selecionado. Para o critério baseado em tempo de execução, optou-se pela subdivisão do valor em dois parâmetros — segundos e milissegundos —, de forma a simplificar o processamento dos dados pelo microcontrolador.

Durante a execução do ensaio, a ISR verifica continuamente o modo de operação definido para a etapa atual. Com base nessa informação, executa o algoritmo correspondente ao modo de operação selecionado, seja a lei de controle de corrente, a lei de controle de tensão ou o algoritmo de balanceamento das células. Além de monitorar o critério de parada associado. Quando esse critério é satisfeito, o algoritmo atualiza automaticamente a etapa de execução, carregando os novos parâmetros de referência definidos para o ensaio.

Para a implementação do algoritmo formado pelas informações expostas anteriormente, buscou-se nos documentos, apresentados por Texas Instruments (2022) as informações necessárias para as configurações do microcontrolador TMS320F28069M. Utilizou-se a linguagem de programação C para elaboração das funções e máquinas de estados no Code Composer Studio. Não foi empregado um sistema operacional de tempo real (*Real-Time Operating System* - RTOS). O escalonamento e a sincronização das tarefas foram implementados diretamente em *software*, utilizando interrupções geradas pelos temporizadores do microcontrolador. A organização funcional do programa foi realizada por meio de funções e máquinas de estados, dispensando o uso de um sistema operacional.

4.3 Desenvolvimento da interface gráfica

Diante da necessidade do gerenciamento dos dados a serem adquiridos pelo sistema proposto e da configuração de parâmetros do *firmware* elaborado, optou-se pelo desenvolvimento de uma Interface Homem-Máquina (IHM), capaz de realizar o gerenciamento desses dados, bem como permitir a configuração e execução de comandos na plataforma de testes.

Para o desenvolvimento da IHM, analisaram-se as necessidades do *hardware* e do *firmware* desenvolvidos, bem como a interação mínima que o sistema deve proporcionar ao usuário. A partir dessa análise, definiram-se as funcionalidades que a interface deve conter, listadas a seguir:

- a) Comunicação com *firmware*;
- b) Configuração dos parâmetros do *firmware*;
- c) Execução de comandos na plataforma de testes pela IHM;
- d) Configuração dos testes a serem executados;
- e) Retornar ao usuário dados de funcionamento da plataforma de testes;
- f) Apresentar ao usuário os dados adquiridos de forma gráfica;
- g) Salvar os dados adquiridos.

Com as definições dos requisitos da IHM, realizou-se uma análise dos meios disponíveis para a elaboração da mesma, escolhendo-se o *software* LabVIEW.

Conforme apontado por National Instruments (2026), o LabVIEW é um ambiente de programação gráfica voltada para desenvolvimento de testes, com capacidade de controlar e se comunicar com uma ampla gama de equipamentos industriais por meio de diferentes protocolos de comunicação e drivers disponibilizados em sua plataforma.

Além de fornecer um ambiente com uma ampla variedade de funcionalidades — que abrangem desde estruturas com lógicas de programação até elementos de interações com o usuário — o LabVIEW utiliza a linguagem de programação gráfica de alto nível G *Dataflow*, no qual a execução das operações não é determinada por uma sequência fixa de instruções, mas sim pela disponibilidade dos dados nas entradas de cada nó do fluxograma, permitindo, assim, a execução em paralelo de funções conforme o fluxo de dados projeto National Instruments (2023).

Para o desenvolvimento das funções do algoritmo, utilizou-se como base o manual do *software*, apresentado por National Instruments (2025) e o fórum disponibilizado pela National Instruments (2026), para o entendimento dos nós fundamentais do LabVIEW. Buscou-se elaborar as funções de forma modular a partir dos nós básicos, visando facilitar a expansão ou alteração do algoritmo da IHM.

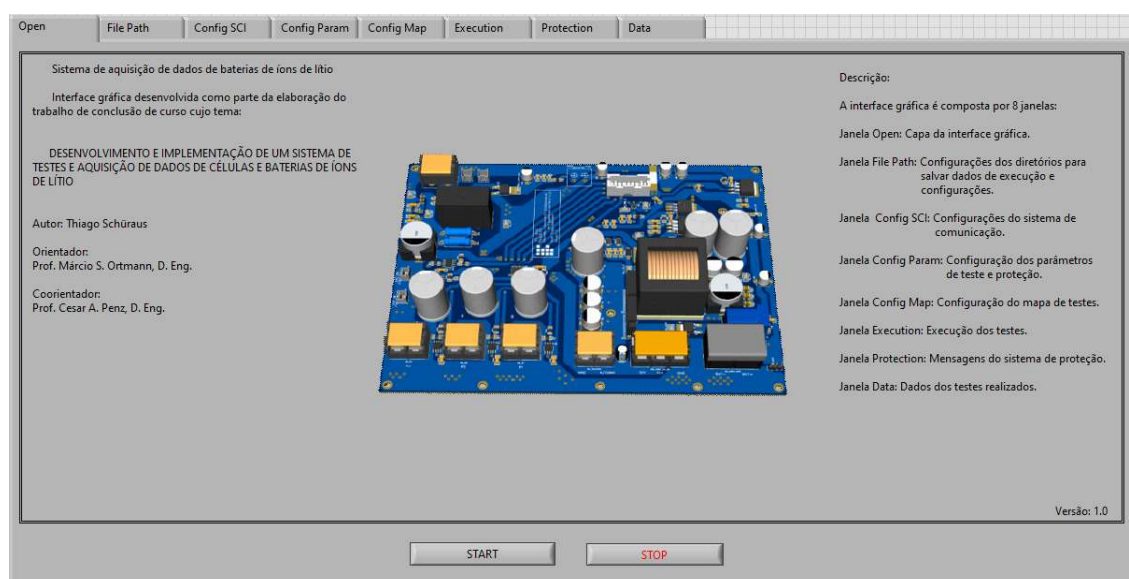
Dos recursos da IHM supracitados, do entendimento dos nós básicos de programação e considerando ainda que a troca de informações entre o *firmware* e a interface representa um ponto crítico do sistema, o algoritmo foi estruturado em cinco blocos funcionais. Essa arquitetura foi concebida para facilitar a manutenção, futuras expansões e modificações do *software*, bem como explorar o paralelismo inerente ao modelo de programação G *Dataflow*. Com isso, os blocos podem ser executados de forma independente, estando condicionados apenas à atualização das variáveis compartilhadas, o que contribui para o desempenho e a escalabilidade do sistema. Os blocos desenvolvidos são descritos a seguir:

- a) Bloco 1: composto por funções não críticas ou executadas de forma esporádica, como importação e exportação de dados, armazenamento de configurações e execução de comandos auxiliares;
- b) Bloco 2: destinado ao envio de configurações e comandos da IHM para o *firmware*;

- c) Bloco 3: encarregado do recebimento, validação e tratamento dos dados enviados pelo *firmware*, incluindo verificações de integridade e identificação das mensagens recebidas;
- d) Bloco 4: responsável pela atualização gráfica automática dos parâmetros do sistema utilizando uma base temporal independente da aquisição de dados, permitindo a visualização prévia das variáveis de operação;
- e) Bloco 5: responsável pela atualização gráfica sincronizada dos dados adquiridos, utilizando a base temporal definida pelo *firmware*.

Para atender as funcionalidades da IHM, bem como a organizar as variáveis de entrada ou saída que possuem interação com o usuário, considerando ainda o fluxo de execução do *firmware*, estruturou-se a interface gráfica em uma aba oculta — destinada ao armazenamento de variáveis auxiliares e à depuração do algoritmo — e oito abas visíveis, cujas representações gráficas apresentadas no **APÊNDICE D – Ilustração das abas da interface desenvolvida no LabVIEW**. A tela inicial da IHM é mostrada na Figura 54, e as denominações e funcionalidades das oito abas são listadas a seguir:

Figura 54 – Ilustração da tela inicial da IHM

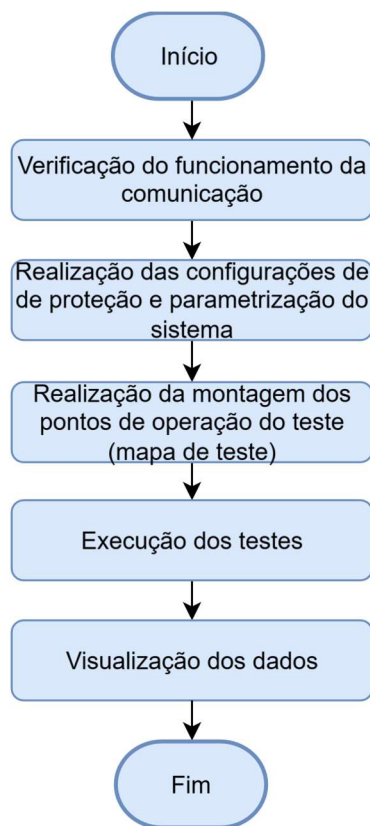


Fonte: Elaboração própria (2026).

- a) *Open*: aba destinada à apresentação de uma descrição geral da interface, além de atuar como tela inicial da IHM;
- b) *File Path*: aba destinada à definição dos diretórios utilizados para o armazenamento dos arquivos gerados pela interface;
- c) *Config SCI*: aba dedicada à configuração dos parâmetros de comunicação entre o *firmware* e a interface;
- d) *Config Param*: aba que reúne os parâmetros de configuração utilizados pela interface e pelo *firmware*, permitindo também o envio e recebimento dessas configurações para o MCU;
- e) *Config Map*: aba destinada à criação dos pontos de execução do sistema. Cada ponto é composto por uma variável de controle — tensão, corrente ou balanceamento —, um valor de referência do parâmetro de controle, uma variável utilizada como critério de parada e dois valores de referência associados ao critério de parada, sendo um deles destinado exclusivamente ao controle de tempo;
- f) *Execution*: aba destinada à apresentação gráfica dos dados adquiridos durante a execução do sistema, além da exibição de informações gerais de operação;
- g) *Protection*: aba responsável pela apresentação de mensagens relacionadas à atuação das funções de proteção do sistema;
- h) *Data*: aba elaborada para a apresentação dos dados adquiridos de forma tabular e gráfica, permitindo a análise de arquivos salvos após a realização dos testes.

Organizou-se as abas de forma a gerar um fluxo natural de interação do usuário com a interface — que corresponde a demanda de execução do *firmware* —, como apresentado pela Figura 55.

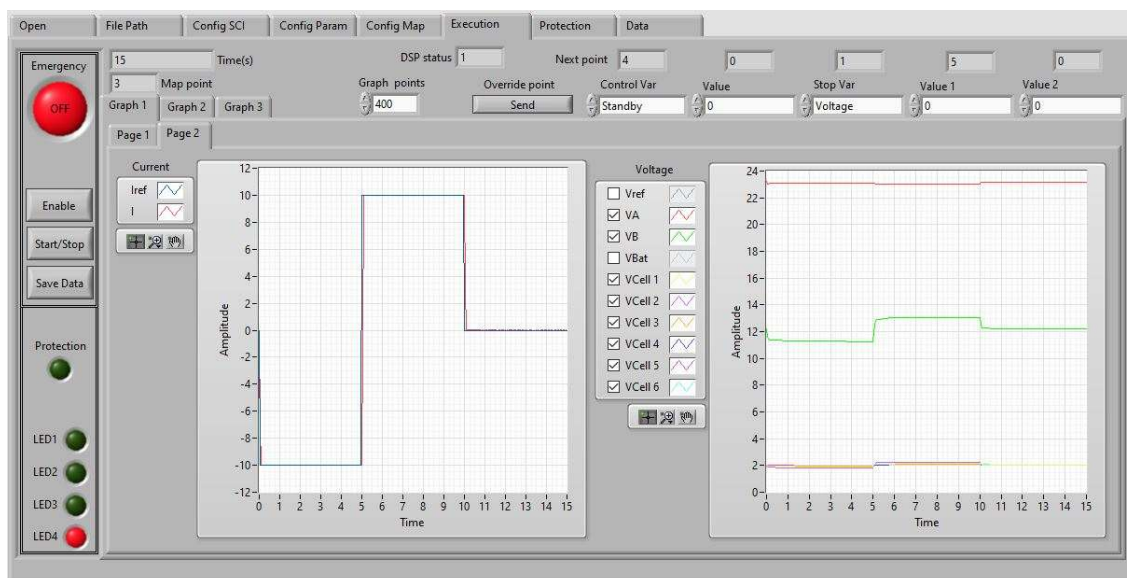
Figura 55 – Fluxograma geral de interação do usuário com a interface gráfica para execução de um teste



Fonte: Elaboração própria (2026).

Além da elaboração do fluxo de execução da interface conforme as necessidades do *firmware*, buscou-se agrupar, nas abas e em suas respectivas abas, os dados relevantes de acordo com o estado de execução do algoritmo no *hardware*, reduzindo, assim, a necessidade de alternância entre páginas pelo usuário, como ilustrado na Figura 56 que apresenta a tela *Execution* responsável por apresentar os dados durante a execução de algum teste.

Figura 56 – Tela *Execution* durante a execução de um teste de células de baterias



Fonte: Elaboração própria (2026).

4.4 Desenvolvimento da comunicação entre o *firmware* e a interface gráfica

Com o desenvolvimento do *firmware* e da interface gráfica, tornou-se necessária a implementação de um mecanismo para a troca de informações entre esses sistemas, possibilitando a transferência de dados entre as diferentes plataformas.

O kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M dispõe do módulo *Serial Communications Interface* (SCI), que permite a utilização do protocolo *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* (UART). Adicionalmente, a placa possui um conversor UART/USB integrado, possibilitando a comunicação com computadores por meio da interface USB sem a necessidade de *hardware* adicional (Texas Instruments, 2022).

No ambiente LabVIEW, optou-se pela utilização das funções disponibilizadas pelo *driver Virtual Instrument Software Architecture* (VISA), desenvolvido pela National Instruments. O VISA constitui um padrão de entrada e saída amplamente empregado na configuração, programação e diagnóstico de sistemas de instrumentação, oferecendo suporte a diversas interfaces de comunicação incluindo a interface USB. Além disso, o driver disponibiliza recursos de

controle de baixo nível, proporcionando maior flexibilidade na implementação da comunicação entre dispositivos (National Instruments, 2026).

De forma a estabelecer a comunicação entre os sistemas, elaborou-se um protocolo de comunicação próprio, responsável por definir a estrutura das mensagens, os comandos disponíveis e os mecanismos de troca de informações entre a IHM e o sistema embarcado. Para a o desenvolvimento utilizou-se como referência as informações apresentadas por Stallings (2007), Lin e Costello Junior (1983) e Pont (2001).

Para a elaboração do protocolo, definiu-se a utilização de dados em formato de ponto flutuante de 32 *bits*, em conformidade com as variáveis empregadas no *firmware*. Dessa forma, cada variável exige a transmissão de quatro *bytes* de dados. Verificou-se ainda que o sistema necessita de menos de 256 variáveis para a comunicação entre as plataformas, permitindo a utilização de um único *byte* para a identificação das mensagens. Adicionalmente, adotou-se a configuração padrão da UART no formato 8N1.

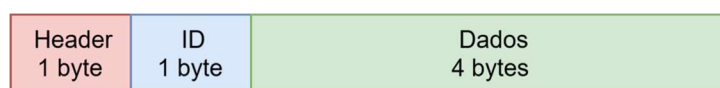
Desse modo, o protocolo de comunicação desenvolvido foi baseado na estrutura tradicional de protocolos seriais empregados em sistemas embarcados, sendo composto por um *byte* de sincronização (*Header*), um *byte* identificador (ID), um campo de quatro *bytes* de dados, correspondente ao tamanho do tipo de dado *float*, e um *byte* destinado ao mecanismo de verificação de integridade (*checksum*), escolhido devido à sua simplicidade de implementação nas plataformas utilizadas. Essa organização permite a identificação inequívoca dos pacotes, a transmissão de diferentes variáveis por um único canal de comunicação e a detecção de erros ocasionados durante a transmissão.

Entretanto, devido às características distintas do fluxo de comunicação entre a IHM e o microcontrolador, foram adotadas estruturas de pacote diferentes para cada sentido de transmissão. No fluxo de dados do microcontrolador para a IHM, onde ocorre a transmissão contínua de variáveis de monitoramento, foi incorporado um campo de *checksum* para verificação da integridade dos dados recebidos, conforme ilustrado na Figura 57(a), resultando em palavras de sete *bytes*.

Por outro lado, no fluxo de comunicação da IHM para o microcontrolador, optou-se por uma estrutura simplificada, composta apenas pelo *byte* de sincronização,

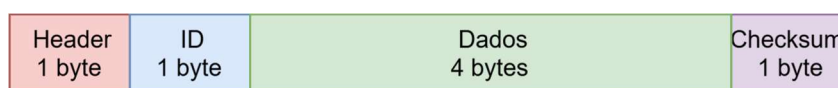
identificador e campo de dados, conforme ilustrado na Figura 57(b), resultando em palavras de seis *bytes*. Essa abordagem foi considerada adequada em função da baixa taxa de transmissão e da reduzida quantidade de comandos enviados ao sistema embarcado. Todavia, a ausência de um mecanismo dedicado de verificação de integridade constitui uma limitação do protocolo proposto, sendo recomendada, em trabalhos futuros, a implementação de um *checksum* ou outro tipo de verificação de integridade, para aumentar a confiabilidade da comunicação.

Figura 57 – Tela *Execution* durante a execução de um teste de células de baterias



Estrutura para envio de uma variável do fluxo de comunicação da IHM para o microcontrolador

(a)



Estrutura para envio de uma variável do fluxo de comunicação do microcontrolador para a IHM

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

Considerando a configuração UART 8N1, cada *byte* transmitido é composto por um *bit* de início (*start bit*), oito *bits* de dados e um *bit* de parada (*stop bit*), totalizando dez *bits* transmitidos por *byte*. Dessa forma, cada dado enviado do microcontrolador para a IHM resulta em um pacote de transmissão de 70 *bits*, enquanto os pacotes enviados da IHM para o microcontrolador totalizam 60 *bits*.

Com as definições supracitadas, foram elaborados os algoritmos de transmissão e recepção de dados para ambas as plataformas, conforme descrito a seguir:

- a) No microcontrolador: em função da execução contínua do laço principal e da arquitetura adotada para o *firmware*, utilizou-se o próprio laço principal para a verificação de mensagens recebidas, processamento dos dados recebidos e transmissão das informações para a interface

gráfica. Os dados transmitidos foram organizados em diferentes conjuntos de pacotes de dados, sendo um destinado às variáveis adquiridas pelo sistema, outro às informações de estado do *hardware* e do *firmware* e um terceiro aos parâmetros de configuração;

- b) Na interface gráfica: explorou-se o paralelismo inerente ao modelo de programação G *Dataflow* do LabVIEW, dividindo-se a comunicação em dois blocos independentes de execução. O primeiro sendo responsável pela recepção e tratamento dos dados provenientes do microcontrolador, enquanto o segundo pelo envio de comandos e parâmetros para o sistema embarcado.

De forma a manter a estabilidade da comunicação, realizaram-se testes preliminares para avaliação do desempenho do canal de comunicação entre o microcontrolador e a IHM. Com base nos resultados obtidos, definiu-se que os dados adquiridos pelo sistema seriam transmitidos em intervalos de 50 ms, utilizando uma velocidade de comunicação UART de 115200 bps. Essa taxa de transmissão de dados foi selecionada por fornecer margem para a transmissão das variáveis dentro do período de atualização estabelecido, sem comprometer o desempenho das rotinas de controle executadas pelo microcontrolador e no LabVIEW. Embora o microcontrolador disponha de um módulo FIFO (*First-In, First-Out*) para gerenciamento da comunicação serial, optou-se por não o utilizar. Em seu lugar, foi desenvolvida uma rotina de transmissão baseada em um buffer de *software*, cuja lógica de gerenciamento é análoga à de uma fila FIFO. Além de organizar o envio sequencial das mensagens, essa rotina incorpora mecanismos de supervisão da comunicação, permitindo a detecção de falhas de transmissão e a execução de funções de proteção previamente definidas em caso de perda de comunicação.

4.5 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram consolidadas as soluções de *hardware*, *firmware*, interface gráfica e comunicação que compõem a plataforma de testes proposta. O desenvolvimento integrado desses subsistemas permitiu estabelecer uma arquitetura modular, confiável e flexível, alinhada aos requisitos definidos durante a etapa de projeto.

As decisões adotadas no projeto do *hardware* buscaram não apenas atender aos requisitos elétricos da aplicação, mas também favorecer aspectos relacionados à confiabilidade, à imunidade a ruídos e à manutenibilidade da plataforma. A segmentação dos circuitos em placas independentes, associada aos critérios de roteamento e dimensionamento empregados, contribuiu para reduzir o acoplamento entre os estágios de potência e os circuitos de medição, além de proporcionar maior flexibilidade para futuras revisões do projeto.

A implementação do *firmware* foi estruturada de forma modular, permitindo futuras modificações e expansões da plataforma sem comprometer sua arquitetura. Essa organização também favoreceu a separação entre as funções críticas de controle e aquisição de dados e as funções auxiliares de supervisão e interação com o usuário. Consequentemente, foram estabelecidas condições adequadas para a execução determinística das rotinas de controle, a sincronização das medições e a coordenação adequada entre os diferentes subsistemas.

A interface gráfica desenvolvida complementa a plataforma ao disponibilizar mecanismos para configuração dos ensaios, monitoramento das variáveis de operação e gerenciamento dos dados adquiridos. Sua organização foi concebida para acompanhar o fluxo de execução do sistema, proporcionando uma interação intuitiva com o usuário e contribuindo para a utilização da plataforma em diferentes cenários de teste. Adicionalmente, a organização do *software* favorece futuras expansões e a incorporação de novas funcionalidades sem demandar alterações significativas em sua implementação.

A comunicação entre o sistema embarcado e a interface gráfica foi estruturada de forma a atender simultaneamente aos requisitos de monitoramento, configuração e controle da plataforma. A arquitetura adotada permitiu conciliar a transferência periódica de dados operacionais com o envio de comandos e parâmetros de configuração, mantendo a integridade das informações e a estabilidade do sistema. Adicionalmente, a incorporação de mecanismos de supervisão da comunicação contribui para a segurança operacional da plataforma, uma vez que possibilita a identificação de falhas de comunicação e a execução das ações de proteção correspondentes.

Dessa forma, a integração entre *hardware*, *firmware*, interface gráfica e sistema de comunicação resultou em uma plataforma funcional, capaz de operar de maneira coordenada e de fornecer a infraestrutura necessária para a realização de diferentes ensaios experimentais. Com a implementação desses subsistemas, estabelecem-se as condições necessárias para a etapa de validação experimental, apresentada no capítulo seguinte.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após o desenvolvimento da plataforma proposta, foram realizados ensaios experimentais com o objetivo de validar o funcionamento do sistema e de seus principais subsistemas. Assim, este capítulo apresenta os resultados obtidos durante os testes experimentais, demonstrando o desempenho da plataforma desenvolvida frente aos requisitos estabelecidos no projeto.

Para a validação da plataforma, considerou-se necessário avaliar o funcionamento dos principais subsistemas da plataforma projetada de modo a permitir:

- a) Operação do conversor CC-CC bidirecional no modo *buck* (carga da bateria);
- b) Operação do conversor CC-CC bidirecional no modo *boost* (descarga da bateria);
- c) Operação do sistema com alimentação por meio de fonte bidirecional e unidirecional;
- d) Capacidade de drenar energia excedente das células de baterias;
- e) Operação e supervisão do sistema por meio da interface gráfica.

De modo a possibilitar a realização dos ensaios experimentais, foi montado o arranjo de testes apresentado na Figura 58, composto pelos equipamentos relacionados no Quadro 12. Além da visualização do protótipo elaborado na Figura 59, onde é apresentado o resultado da montagem das placas de circuito impresso.

Quadro 12 – Equipamentos utilizados para o teste do protótipo

Elemento	Características
Resistências	5,2 Ω

Elemento	Características
Bateria Yinlong LTO 66160H	Capacidade: 40 Ah; Tensão nominal: 2,3V; Taxa de carga/descarga máxima: 6C; Impedância interna durante a carga (pulso CC de 10 s, SOC 50 %, 25 °C): 0,52 mΩ; Impedância interna durante a descarga (pulso CC de 10 s, SOC 50 %, 25 °C): 0,71 mΩ; Tensão de corte de descarga (−40 °C a +55 °C): 1,5 V; Tensão de corte de carga (−40 °C a +55 °C): 2,9 V.
Osciloscópio Tektronix 2 SERIES MIXED SIGNAL OSCILSCOPE	Largura de banda: Até 500 MHz; Taxa de amostragem: Até 2,5 GS/s; Canais analógicos: 2 ou 4; Conectividade: Portas I/O frontais e laterais.
Fonte de alimentação Chroma 62180D-600	Operação como fonte unidirecional, bidirecional, emulação de bateria, entre outras funções; Tensão de saída ajustável de 0 a 600 V; Corrente de saída ajustável de 0 a 120 A; Potência nominal de 18 kW; Controle da taxa de variação (<i>slew rate</i>) da tensão e da corrente; Resposta transitória inferior a 1,5 ms;
Fonte auxiliar ICEL PS-6000	Modos de operação em tensão constante e corrente constante; Duas saídas ajustáveis de 0 a 32 V e 0 a 6 A cada; Operação em série com tensão de saída de 0 a 64 V e corrente de até 6 A; Operação em paralelo com tensão de saída de 0 a 32 V e corrente de até 12 A; Proteção contra curto-circuito;
Sonda de corrente Tektronix A622 AC/DC	Faixa de frequência de CC a 100 kHz; Corrente máxima de entrada de 50 mA a 100 A (pico); Sensibilidade de saída de 10 mV/A e 100 mV/A.

Elemento	Características
Sonda de tensão Tektronix TPP0200	Banda de frequência de CC a 200 MHz; Tipo passiva; Impedância de entrada de 10 MΩ // 12 pF; Fator de atenuação de 10:1 (10×); Tensão máxima de operação de 300 V RMS (CAT II); Tempo de subida inferior a 2,3 ns; Faixa de compensação de 8 pF a 18 pF; Atraso de propagação de aproximadamente 6,1 ns.
Notebook	Capacidade de execução da interface gráfica

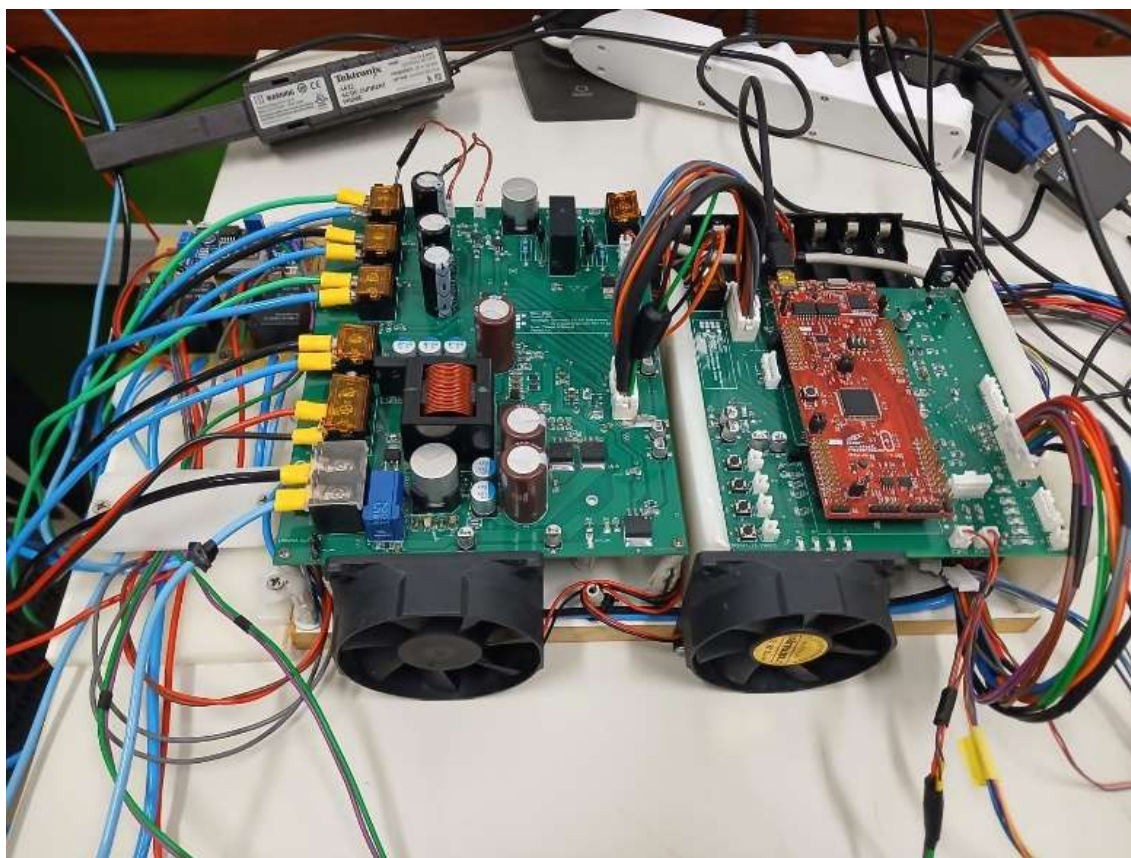
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 58 – Setup utilizado para a realização de testes do sistema projetado



Fonte: Elaboração própria (2026).

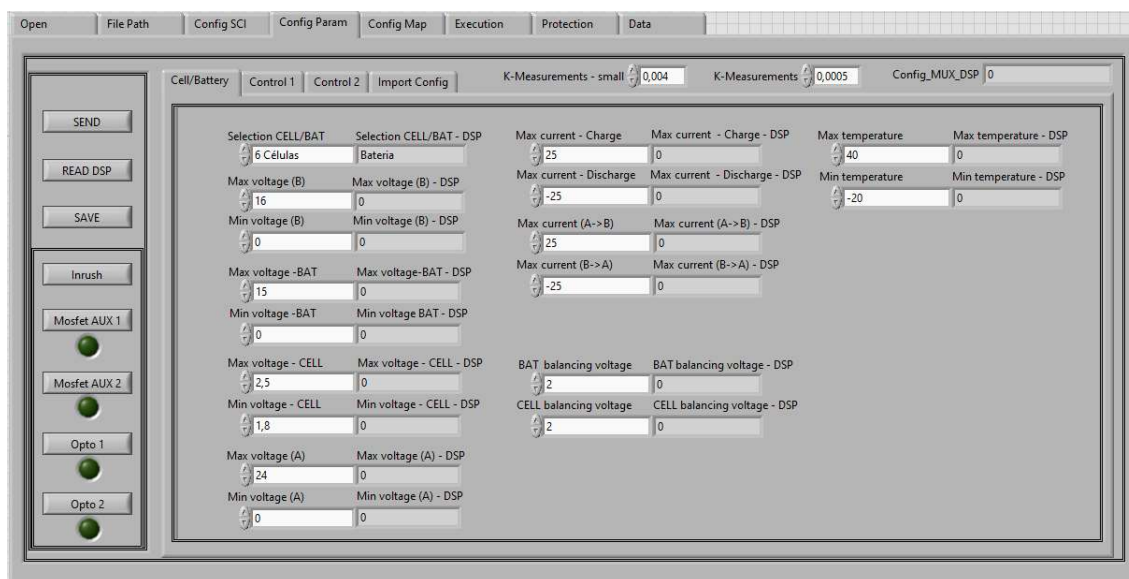
Figura 59 – Visualização do protótipo elaborado e montado para execução de testes de funcionamento



Fonte: Elaboração própria (2026).

Previamente à execução dos testes, foram configurados os parâmetros necessários ao funcionamento do algoritmo implementado no *firmware* por meio da aba de configurações (*Config Param*) da interface gráfica desenvolvida, conforme apresentado na Figura 60.

Figura 60 – Aba de configurações da interface gráfica com os parâmetros utilizados para os testes



Fonte: Elaboração própria (2026).

Ressalta-se que, antes do início dos ensaios, a medição de corrente do sistema desenvolvido foi calibrada utilizando como referência uma sonda de corrente. A calibração foi realizada com uma corrente de 12,5 A, correspondente a 50 % da corrente nominal do sensor.

Destaca-se, ainda, que não foi realizada uma análise mais detalhada dos resultados devido às limitações dos equipamentos de medição disponíveis, principalmente da sonda de corrente, cuja largura de banda é de apenas 100 kHz. Além dessa limitação, foram observadas variações no offset da sonda durante a execução dos ensaios e ao longo das etapas de calibração, o que pode introduzir pequenas diferenças entre as medições realizadas em instantes distintos.

Em relação às medições de tensão, a calibração do sistema foi realizada utilizando como referência uma sonda de tensão, empregando-se uma tensão de 12 V. Esse valor foi escolhido por estar próximo da tensão nominal do conjunto de células utilizado nos ensaios e corresponder aproximadamente à metade da tensão de alimentação adotada na maior parte dos testes.

5.1 Avaliação inicial da operação do conversor CC-CC bidirecional

Inicialmente foram conduzidos testes para avaliar a operação básica do conversor. O conversor foi avaliado em malha aberta tanto no modo *buck* como no modo *boost*, sendo que as configurações de operação foram ajustadas diretamente no Code Composer Studio. As formas de onda da Figura 61, Figura 62(a) e Figura 62(b) foram obtidas no modo *buck* com o intuito de avaliar a tensão sobre os semicondutores. Os testes foram realizados com tensão de entrada de 24 V, razão cíclica de $D = 0,58$, e carga de aproximadamente $3,13 \Omega$.

A Figura 61 ilustra as principais formas de onda com o conversor operando no modo *buck*. A tensão e corrente na saída (porta em que será conectada a bateria) não apresentam ruídos relevantes, ao passo que na tensão de entrada é possível perceber oscilações (em torno de 2 volts pico a pico) nos momentos das comutações.

Figura 61 – Formas de onda modo buck: tensão do Barramento A (CH1, 5 V/div), tensão do Barramento B (CH2, 5 V/div), tensão sobre o diodo de S2 (CH3, 10 V/div) e, corrente na carga (CH4, 1 A/div)



Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 62(a) e Figura 62(b), apresentam a tensão do MOSFET S1 e S2 respectivamente, juntamente com a corrente da carga utilizada para o teste. Observa-

se que a tensão sobre os interruptores corresponde a tensão de entrada (quando bloqueado) e as transições têm sobretensões negligíveis.

Figura 62 – Corrente na carga (CH4, 2 A/div) e tensões sobre os semicondutores: a) tensão sobre o MOSFET S1 (CH3, 5 V/div) e; b) tensão sobre o MOSFET S2 (CH3, 5 V/div)



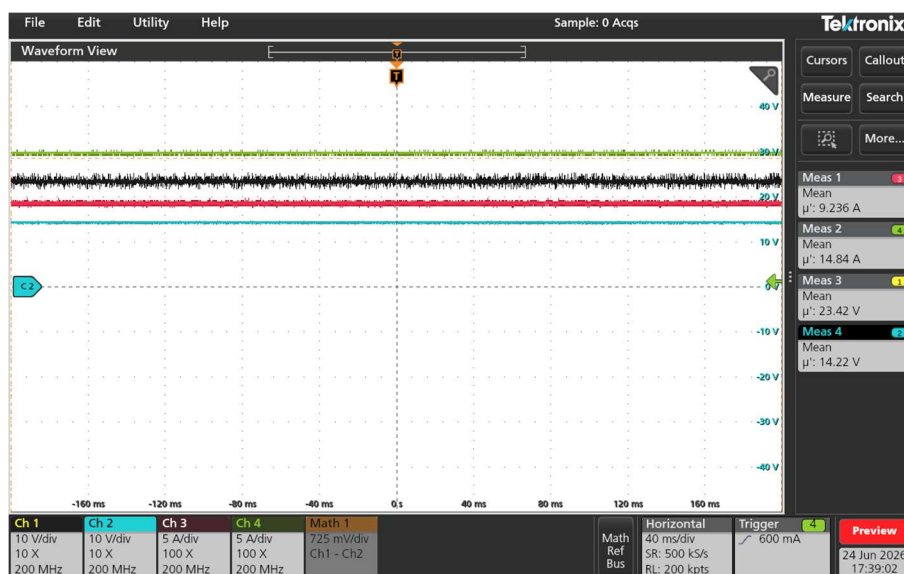
Fonte: Elaboração própria (2026).

5.2 Avaliação do modo *buck* com controle em malha fechada e alimentação com fonte bidirecional

O presente ensaio teve como finalidade verificar o desempenho do conversor operando em regime permanente no modo de carga da bateria. Para sua realização, o sistema foi configurado com referência de corrente de 15 A, tensão do Barramento A de 24 V e tensão do Barramento B (bateria) de aproximadamente 12,6 V, correspondente a um conjunto de seis células conectadas em série.

A Figura 63 apresenta as tensões de entrada e saída, bem como a corrente na bateria. Percebe-se que o controle em malha fechada garantiu baixo erro ($\sim 1,4\%$) para a referência adotada de 15 A. Observa-se que a tensão de saída apresenta perturbações desprezíveis.

Figura 63 – Forma de onda da operação no modo *buck* com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída (10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div)



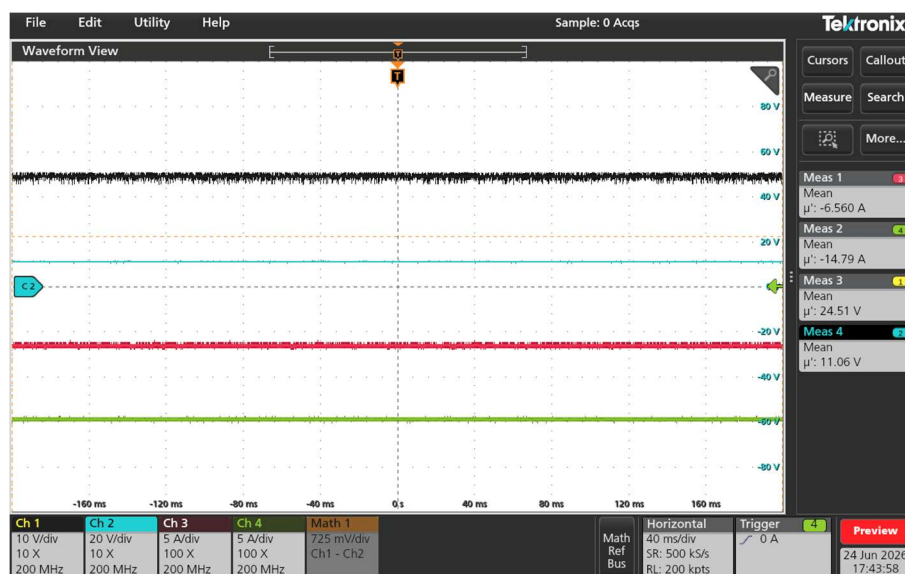
Fonte: Elaboração própria (2026).

5.3 Avaliação do modo *boost* com controle em malha fechada e alimentação com fonte bidirecional

Este ensaio foi realizado com o objetivo de validar o funcionamento do conversor em regime permanente no modo de descarga da bateria. Para tanto, adotou-se uma referência de corrente de -15 A, tensão do Barramento A de 24 V e tensão do Barramento B (bateria) de aproximadamente 12,6 V, correspondente a seis células em série.

As formas de onda obtidas são apresentadas na Figura 64. Nota-se que o sistema de controle manteve a corrente de descarga próxima ao valor de referência especificado, resultando em erro da ordem de 1,67 %. Da mesma forma, as tensões observadas permaneceram adequadamente reguladas ao longo do ensaio, sem a ocorrência de perturbações significativas.

Figura 64 – Forma de onda da operação no modo *boost* com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída (10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div)



Fonte: Elaboração própria (2026).

5.4 Avaliação da operação no modo *boost* com alimentação do sistema por meio de fonte unidirecional e dissipação de energia por meio do circuito de resistores comutados

O objetivo desse teste é a validação da operação com alimentação do sistema por meio de fontes unidirecionais. Para isso, utilizou-se resistências de aproximadamente $5,2 \, \Omega$ nos canais comutados disponíveis, de forma a dissipar a energia proveniente da bateria na operação do modo *boost*, tensão do Barramento A de 24V, tensão do Barramento B (bateria) de aproximadamente 12,6 V e corrente de referência de -15 A. Para a realização dos ensaios, o acionamento dos canais dos resistores comutados foi implementado no *firmware* de forma automática. Os canais são habilitados de acordo com limiares predefinidos de corrente drenada da bateria, aumentando gradativamente a carga aplicada. Alternativamente, o acionamento também foi baseado na tensão do Barramento A, sendo cada canal comutado quando a tensão excede os valores programados.

Para a avaliação do funcionamento, organizou-se as medições, conforme apresentado na Figura 65, de modo a medir a corrente drenada da fonte, a corrente da bateria e a corrente consumida pelo banco de resistências externas que compõe o

sistema de resistores comutados. Desse modo, e desprezando as perdas no conversor, pode-se validar o funcionamento por meio da Equação (49).

$$ICH3 - ICH2 = \frac{V_B \cdot ICH4}{V_A} \quad (49)$$

onde,

$ICH3$ = corrente proveniente da fonte de alimentação

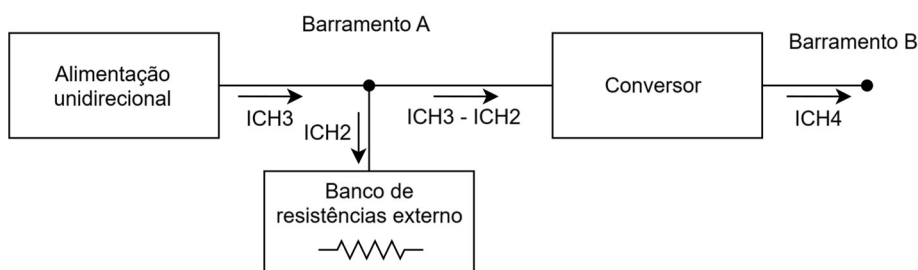
$ICH2$ = corrente drenada pelo banco de resistores comutados

V_B = tensão do Barramento B

$ICH4$ = corrente da bateria

V_A = tensão do Barramento A

Figura 65 – Pontos de medição e sentido das correntes utilizados para validação do funcionamento com alimentação do sistema com fonte unidirecional; $ICH3$ corrente da fonte de alimentação, $ICH2$ corrente drenada pelo banco de resistores comutados, $ICH4$ corrente da bateria



Fonte: Elaboração própria (2026).

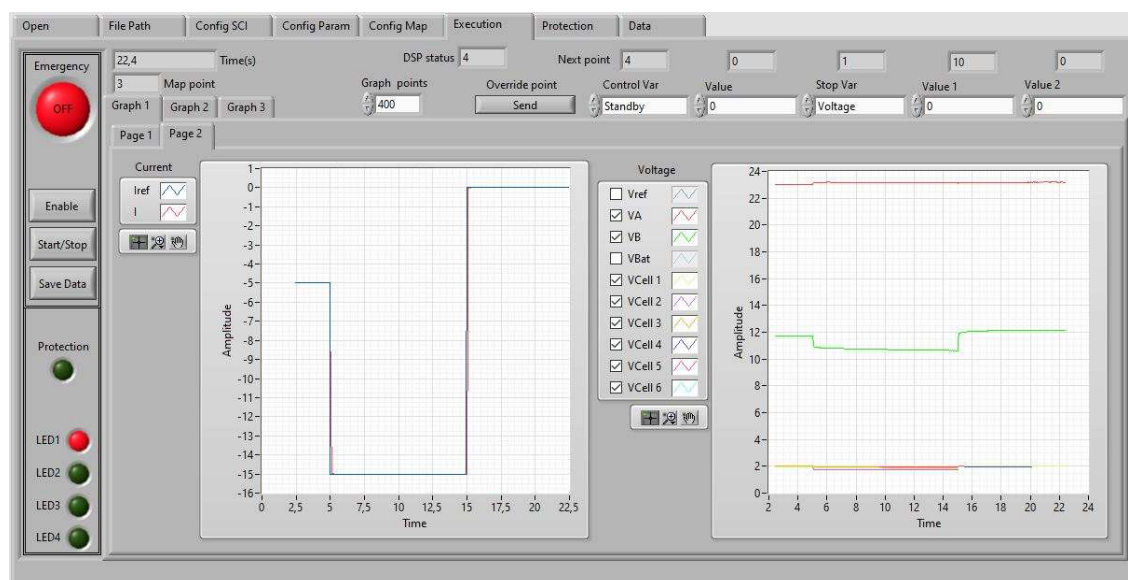
A Figura 66 e a Figura 67 apresentam as formas de onda obtidas para o teste em questão. Devido a indisponibilidade de acesso para medição da corrente entre o Barramento A e o conversor, utilizou-se a função *Math* ($Math=CH3-CH2$) do osciloscópio de modo a estimar a corrente do conversor. Os resultados obtidos corresponderam ao comportamento esperado validando o funcionamento do da operação com fonte unidirecional.

Figura 66 – Forma de onda da operação no modo *boost* com utilização de baterias como carga; CH1 tensão de entrada (10 V/div), CH2 tensão de saída (10 V/div), CH3 corrente na fonte (5 A/div) e, CH4 corrente na bateria (5 A/div)



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 67 – Medição tensão dos barramentos e das tensões das baterias do teste realizado através da interface gráfica desenvolvida; gráfico *Current: Amplitude (A), Time (s)*; gráfico *Voltage: Amplitude (V), Time (s)*



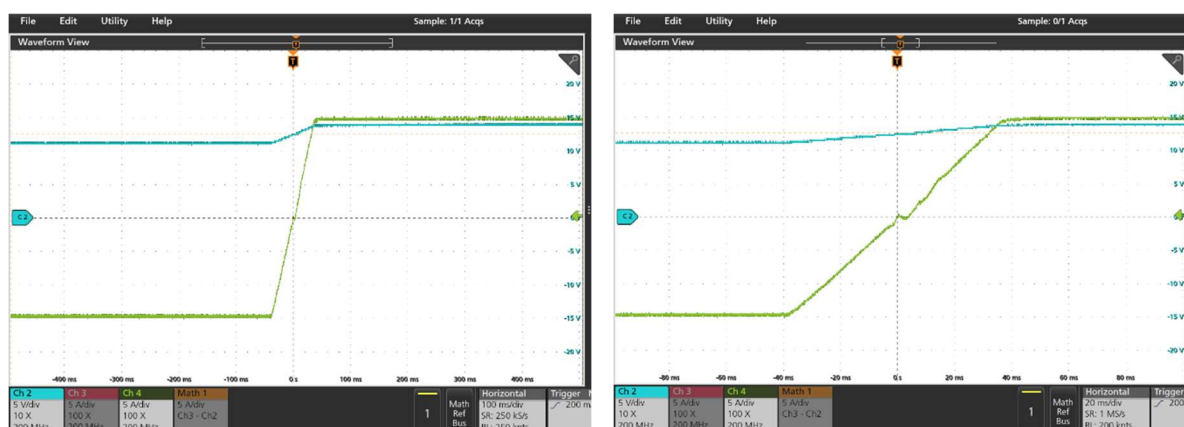
Fonte: Elaboração própria (2026).

5.5 Avaliação da velocidade de transição de referências

Buscando avaliar a influência da taxa de variação na resposta dinâmica do sistema, foram realizados ensaios com diferentes valores de derivada da corrente de referência. De modo geral, taxas menores proporcionaram respostas mais amortecidas. Com base nos resultados, adotou-se a taxa de 400 A/s, por apresentar comportamento dinâmico satisfatório e corresponder ao valor definido durante a etapa de simulação e validação da lei de controle.

A Figura 68(a) e Figura 68 (b) apresentam os resultados obtidos para a taxa selecionada. O ensaio consistiu na inversão da corrente de referência, aplicando-se um degrau de -15 A para +15 A. Observa-se uma região de não linearidade próxima à passagem por zero da corrente, atribuída principalmente ao tempo morto dos interruptores eletrônicos, conforme verificado em simulação da Figura 48 do subtópico 3.3.4, e às características não lineares do conversor nessa faixa de operação. Os resultados corroboram a modelagem adotada e validam a lei de controle implementada, demonstrando boa concordância entre simulação e prática.

Figura 68 – Resultado obtido na transição de referência de corrente de -15 A para +15 A; Corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div)



(a)

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

5.6 Avaliação do sistema com referência aleatória de corrente

Com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico da lei de controle projetada e validar os dados adquiridos pela plataforma, apresentados na interface gráfica, foram realizados ensaios utilizando perfis aleatórios de corrente que proporcionassem a alternância entre os modos de operação *buck* e *boost*. A validação dos sinais medidos foi realizada por meio da comparação entre os dados adquiridos pela plataforma e as medições obtidas com o osciloscópio. Os testes foram conduzidos por meio de degraus de corrente de referência, empregando uma taxa de variação de 400 A/s. Os pontos de operação utilizados nos ensaios são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Perfil de corrente utilizado para o teste com referência de corrente aleatória

Tempo (s)	Referência de corrente (A)
< 0	0
0	1
1	4,5
2	10
4	0
5	-1
6	-4,5
7	-10
9	10
11	-10
13	0

Fonte: Elaboração própria (2026).

Na Figura 69 são apresentados os resultados do teste medidos com o osciloscópio. Observou-se que o sistema apresentou resposta superamortecida para as transições realizadas. Contudo percebeu-se variação de tensão no Barramento B (bateria) acima do esperado ocasionado pela resistência de contato nos terminais em conjunto com a resistências do cabeamento utilizado e a variação de tensão observada nas células.

Figura 69 – Resultado obtido para um perfil de corrente aleatório; corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div)



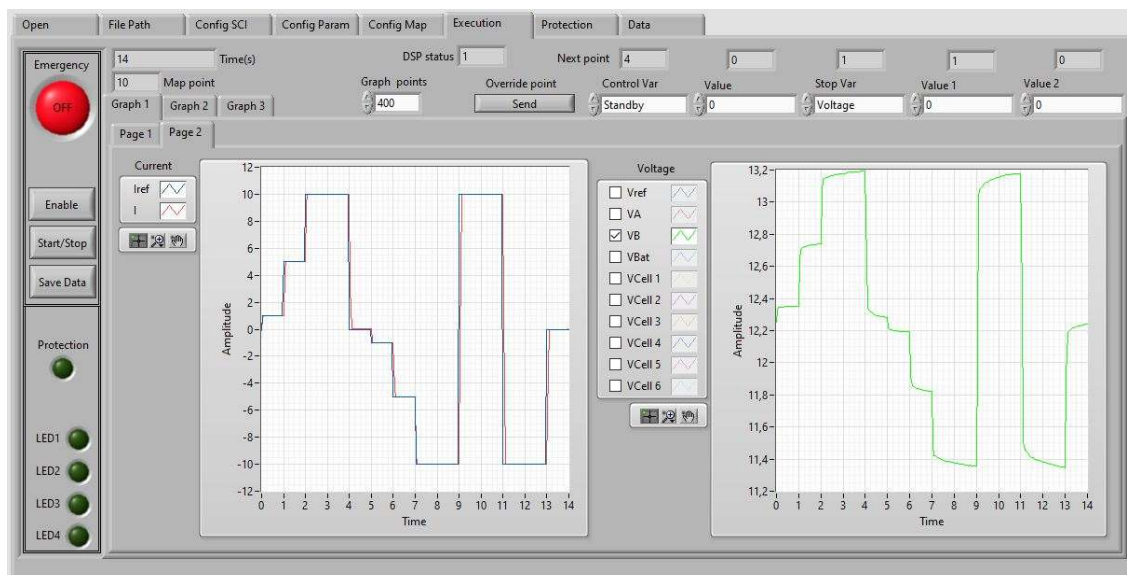
Fonte: Elaboração própria (2026).

Para a verificação do funcionamento da visualização dos dados na interface gráfica, realizou-se o monitoramento das variáveis medidas pelo sistema, comparando-se os dados apresentados na interface gráfica com aqueles obtidos por meio do osciloscópio. O resultado do ensaio é apresentado na Figura 70, na qual o gráfico *Current* exibe a corrente medida pelo sistema juntamente com a corrente de referência imposta, enquanto o gráfico *Voltage* apresenta o comportamento da tensão do Barramento B. Observa-se que os resultados apresentados na interface gráfica são condizentes com aqueles obtidos por meio do osciloscópio.

Adicionalmente, pode-se verificar que a lei de controle conduz o sistema, em regime permanente, a erro médio nulo em relação à referência de corrente. Tal constatação é possível uma vez que os dados apresentados na interface gráfica são provenientes do sistema de aquisição implementado no microcontrolador da plataforma desenvolvida.

As pequenas diferenças observadas entre os valores apresentados na interface gráfica e aqueles medidos pelo osciloscópio podem ser atribuídas às variações de *offset* das sondas, verificadas durante o processo de calibração, bem como às tolerâncias inerentes aos instrumentos de medição empregados nos ensaios.

Figura 70 – Resultado obtido para um perfil de corrente aleatório, com visualização dos sinais por meio da interface gráfica; gráfico *Current: Amplitude (A), Time (s)*; gráfico *Voltage: Amplitude (V), Time (s)*



Fonte: Elaboração própria (2026).

5.7 Avaliação do sistema com referência aleatória de corrente e rampas de referência

Buscando reproduzir condições de operação mais próximas das encontradas em aplicações reais, como processos de aceleração e frenagem em veículos elétricos e sistemas de armazenamento de energia, foram realizados ensaios utilizando referências de corrente com transições em rampa. Diferentemente dos testes em degrau, esse perfil permite avaliar a capacidade do sistema em acompanhar variações graduais de corrente, reduzindo solicitações bruscas ao conversor e à fonte de energia.

Para esse ensaio, foi empregado um perfil aleatório de corrente contendo trechos em regime permanente e transições em rampa entre valores positivos e negativos de corrente, conforme apresentado no Quadro 13. O perfil foi elaborado de modo a promover a alternância entre os modos de operação *buck* e *boost*, permitindo avaliar o desempenho do sistema durante a transição entre os diferentes sentidos de fluxo de potência.

Quadro 13 – Perfil de corrente utilizado para o teste com referência de corrente aleatória e transição em rampa

Tempo (s)	Referência de corrente (A)
< 0	0
0	Rampa (0 para 10)
1	10
3	Rampa (10 para -10)
5	-10
7	Rampa (-10 para 0)

Fonte: Elaboração própria (2026).

O objetivo do teste foi analisar a capacidade da plataforma em rastrear referências variantes no tempo, bem como verificar o comportamento da lei de controle durante a passagem pela região próxima a zero ampère. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 71.

Figura 71 – Resultado obtido para a execução referências em rampas pelo sistema projetado. Corrente na bateria (CH4, 5 A/div) e tensão na bateria (CH2, 5 V/div)



Fonte: Elaboração própria (2026).

A partir da análise dos resultados, observa-se que o sistema foi capaz de acompanhar adequadamente as referências impostas, apresentando comportamento estável ao longo de todo o ensaio. Diferentemente do observado para taxas de

variação mais elevadas, conforme discutido no subtópico 5.5, a utilização de transições mais suaves contribuiu para a redução dos efeitos das não linearidades presentes na região de cruzamento por zero da corrente. Dessa forma, o sistema manteve comportamento aproximadamente linear durante a transição entre os modos de operação.

Além disso, verifica-se que o controlador foi capaz de executar as rampas de corrente com reduzido erro de seguimento, evidenciando a adequação da estratégia de controle implementada para aplicações que demandem variações graduais de corrente.

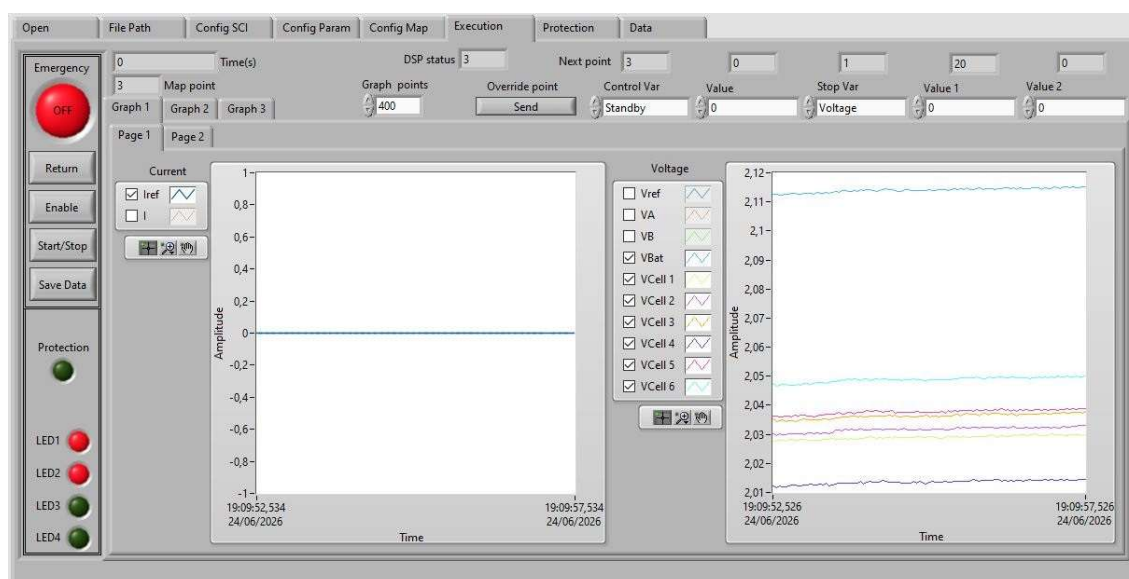
5.8 Avaliação do sistema de balanceamento das células de baterias e medição de temperatura

Com o objetivo de verificar o funcionamento dos circuitos de balanceamento das células, foram realizados ensaios com o acionamento de todos os canais, utilizando período de comutação de 2 s, com 50% do tempo ligado e 50% desligado, de modo a facilitar a visualização da operação. O procedimento teve como finalidade avaliar a capacidade do sistema de monitorar a tensão de circuito aberto das células durante o balanceamento.

Os testes foram executados por meio da interface gráfica desenvolvida, que disponibiliza as medições diferenciais de tensão da plataforma. As tensões das células podem ser observadas nos gráficos *Voltage* apresentados na Figura 72(a) e Figura 73(a).

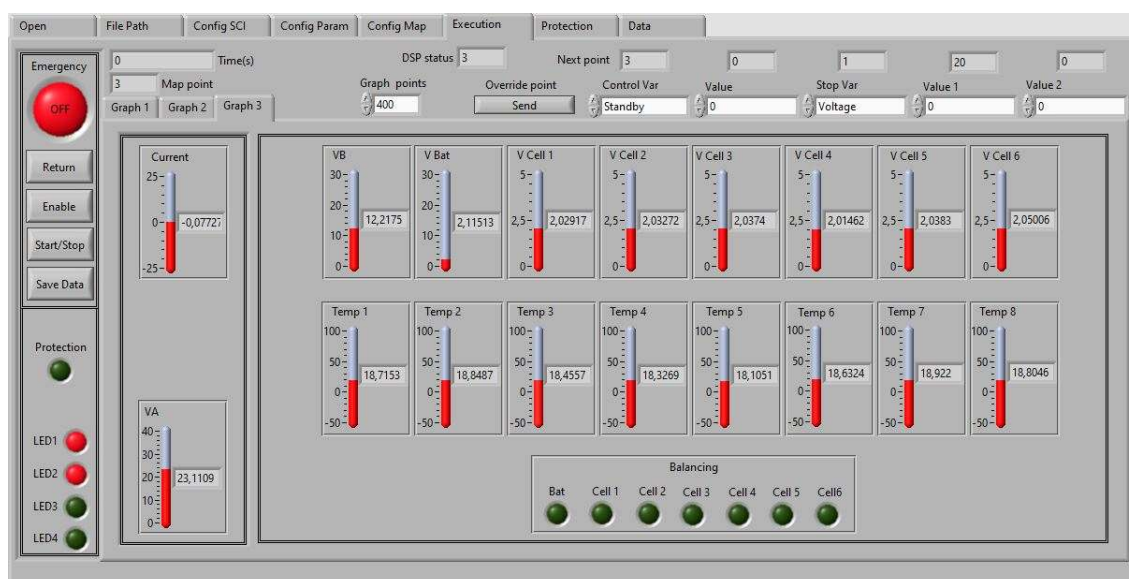
A interface também permite identificar os canais ativos por meio de indicadores visuais localizados na região inferior central da aba de resumo dos dados medidos, conforme ilustrado na Figura 72(b) e Figura 73(b). Essa aba possibilita correlacionar o acionamento dos circuitos com as variações das tensões medidas, validando o funcionamento do *hardware* e do *firmware* responsáveis pelo gerenciamento das células. Durante os ensaios, o canal de balanceamento dos módulos foi mantido em estado flutuante para evidenciar a influência das capacitâncias parasitas e as perturbações introduzidas por esse acoplamento nas medições do sistema.

Figura 72 – Medição das tensões das células de bateria



Medição das tensões das células de baterias com diferentes estados de carga; Gráfico *Voltage*:
Amplitude em V e Time em s

(a)

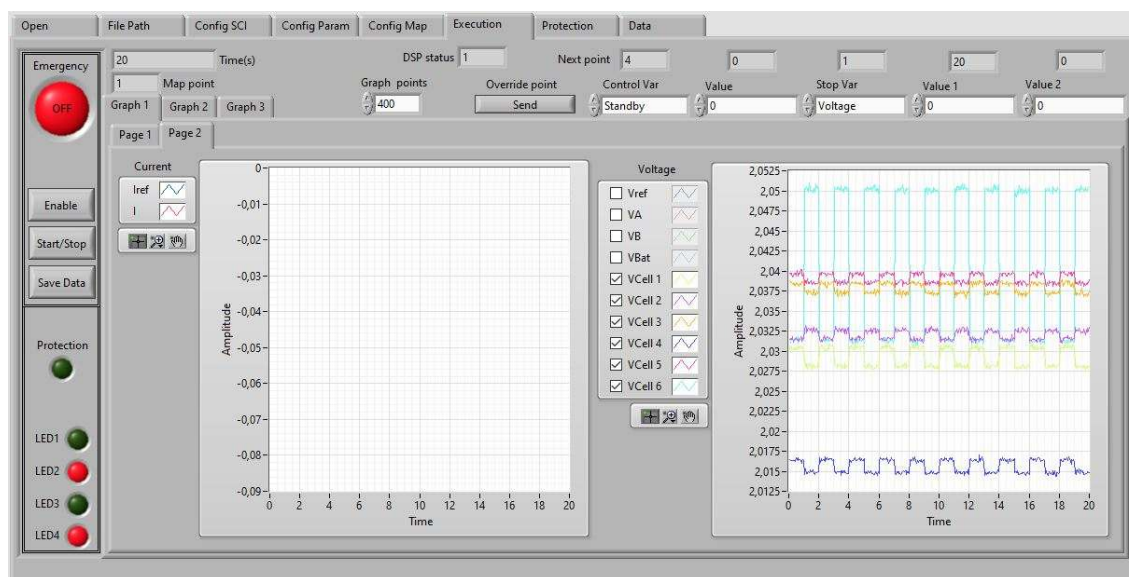


Aba com o resumo dos dados de aquisição com atualização em tempo real; Tensões em V,
 corrente em A, temperatura em °C

(b)

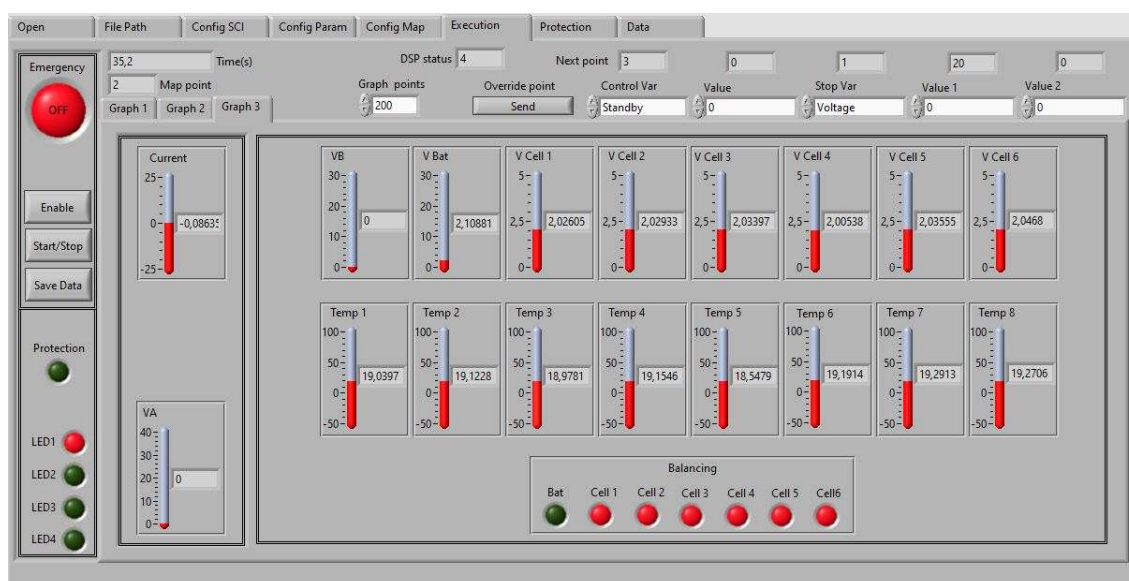
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 73 – Medição das tensões das células de bateria durante a execução do balanceamento



Medição das tensões das células de baterias; Gráfico *Voltage*: Amplitude em V e Time em s

(a)



Aba com o resumo dos dados de aquisição com atualização em tempo real; Tensões em V, corrente em A, temperatura em °C

(b)

Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 72(a) apresenta as medições diferenciais das células de baterias com o sistema de balanceamento desligado, conforme ilustrado pela indicação visual apresentada na Figura 72(b).

Já na Figura 73(a) e Figura 73(b) apresentam o acionamento dos canais de balanceamento. A partir dos resultados apresentados na Figura 73(a), observa-se o correto funcionamento do chaveamento dos canais, bem como as oscilações de tensão esperadas durante sua operação. Tais oscilações são decorrentes do compartilhamento das mesmas conexões elétricas entre os circuitos de balanceamento e o sistema de medição. Adicionalmente, durante os ensaios foi utilizado cabeamento de 30 AWG, em função da disponibilidade de material, cujas resistências dos condutores e das conexões contribuem para a ocorrência de quedas de tensão durante o acionamento dos canais.

Para a verificação do funcionamento do algoritmo de balanceamento, foi realizado um ensaio utilizando uma fonte auxiliar associada a divisores resistivos, permitindo a imposição de diferentes níveis de tensão nos canais de balanceamento. Dessa forma, tornou-se possível provocar o acionamento individual dos canais e avaliar a lógica de tomada de decisão implementada no algoritmo.

Os resultados obtidos mostraram-se consistentes com o comportamento esperado, evidenciando o correto funcionamento do algoritmo, realizando o acionamento dos canais cujas tensões ultrapassavam o valor de referência configurado e interrompeu o balanceamento quando as tensões retornaram a valores inferiores ao limite estabelecido. Tais resultados validam tanto a implementação do algoritmo quanto a integração entre os sistemas de medição, processamento e acionamento dos circuitos de balanceamento.

5.9 Avaliação do subsistema de controle da corrente de *inrush* dos capacitores dos barramentos e medições de temperatura

Com o objetivo de verificar o funcionamento do subsistema de controle da corrente de *inrush*, foram realizadas medições das tensões e correntes durante o processo de energização do sistema. De modo a evitar a circulação de corrente do Barramento B para o Barramento A e reduzir a energia drenada da bateria de testes, foi implementada uma defasagem temporal entre os acionamentos dos circuitos de

pré-carga dos barramentos. Dessa forma, realizou-se inicialmente a energização do Barramento A e, posteriormente, do Barramento B. Ressalta-se que foram empregados resistores de limitação de corrente de $12\ \Omega$ durante os ensaios.

A Figura 74 apresenta os resultados obtidos durante a energização do sistema. Observa-se que a tensão do Barramento A apresenta comportamento compatível com a resposta de um circuito RC série submetido a um degrau de tensão, conforme esperado para o processo de carga dos capacitores do barramento. Comportamento semelhante foi observado para o Barramento B.

Em relação à corrente de *inrush*, verificou-se que os valores medidos foram condizentes com os previstos teoricamente, apresentando valor máximo aproximadamente igual à razão entre a tensão de alimentação e a resistência de limitação de corrente empregada no circuito de pré-carga.

Adicionalmente, observa-se que o acionamento dos relés de *by-pass* não gera interferência no processo de energização dos barramentos. Esse comportamento é atribuído à defasagem temporal implementada entre o término da pré-carga e o acionamento dos relés.

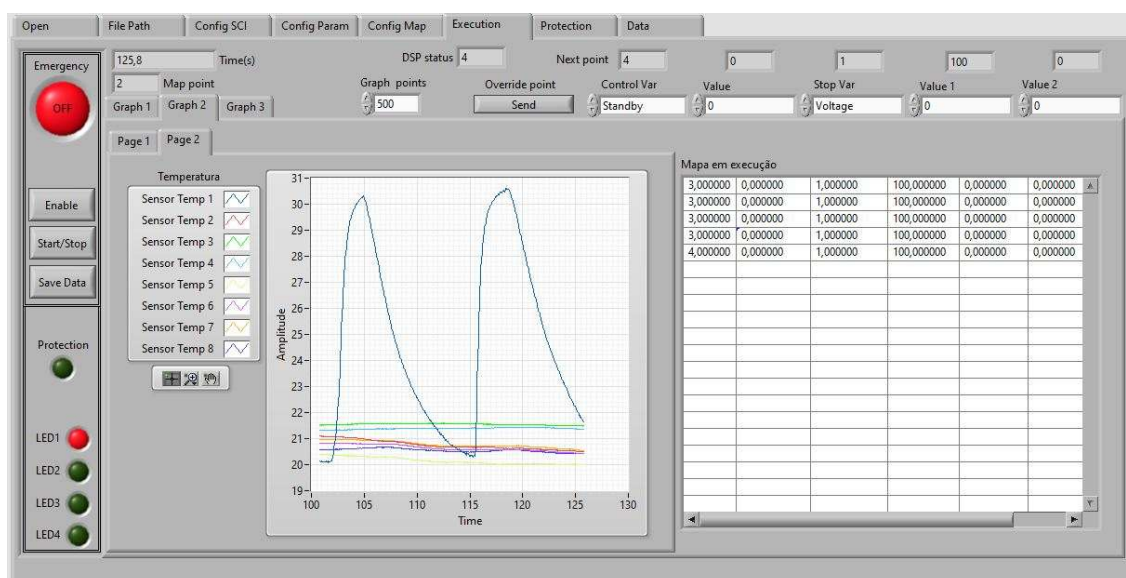
Figura 74 – Medição da corrente de *inrush* no Barramento B. Corrente na bateria (CH4, 2 A/div); Tensão no Barramento B (CH3, 5 V/div); Tensão no Barramento A (CH2, 5 V/div); Tensão de alimentação do sistema (CH1, 5 V/div)



Fonte: Elaboração própria (2026).

A Figura 76 ilustra o funcionamento do sistema de medição de temperatura por meio da variação da temperatura de um dos sensores. Para esse ensaio, a temperatura do sensor foi elevada e, posteriormente, permitiu-se seu retorno à temperatura ambiente.

Figura 76 – Medição de temperatura com variação de temperatura em um dos sensores e os demais em temperatura ambiente; Gráfico *Temperature: Amplitude* em °C e *Time* em s



Fonte: Elaboração própria (2026).

5.10 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos durante a validação da plataforma de testes desenvolvida. Os ensaios realizados permitiram avaliar o funcionamento dos principais subsistemas implementados, bem como verificar a operação integrada do *hardware*, *firmware*, interface gráfica e sistema de comunicação em diferentes condições de operação.

Os resultados obtidos demonstraram o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional nos modos *buck* e *boost*, tanto em regime permanente quanto durante transições entre diferentes referências de corrente. Além disso, verificou-se a viabilidade da operação da plataforma com fontes de alimentação unidirecionais por meio da utilização do sistema de resistores comutados, ampliando as possibilidades de aplicação da solução proposta em ambientes laboratoriais.

A avaliação dinâmica do sistema evidenciou comportamento compatível com o previsto durante as etapas de modelagem e simulação, incluindo a ocorrência de não linearidades na região de cruzamento por zero da corrente. Os ensaios realizados com diferentes perfis de referência demonstraram que a estratégia de controle adotada é capaz de acompanhar adequadamente variações da corrente de referência, mantendo estabilidade operacional e reduzido erro de seguimento.

Os resultados também validaram o funcionamento dos sistemas auxiliares desenvolvidos. A interface gráfica apresentou informações compatíveis com as medições obtidas pelos instrumentos de referência, enquanto os ensaios de balanceamento, monitoramento de temperatura e controle da corrente de *inrush* confirmaram o adequado desempenho dos respectivos circuitos e algoritmos implementados.

De forma geral, os resultados experimentais mostraram-se consistentes com os requisitos estabelecidos para o projeto e com as análises realizadas nos capítulos anteriores. A integração entre os subsistemas desenvolvidos resultou em uma plataforma capaz de realizar ensaios de carga, descarga e monitoramento de células e módulos de baterias de íons de lítio, fornecendo uma ferramenta flexível para aplicações de pesquisa e desenvolvimento.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a validação de uma plataforma de testes e aquisição de dados para baterias, com enfoque em baterias de íons de lítio. A proposta foi motivada pela crescente demanda por sistemas de armazenamento de energia e pela necessidade de ferramentas flexíveis capazes de realizar ensaios de caracterização, monitoramento e avaliação do desempenho de células e módulos de baterias em ambientes de pesquisa e desenvolvimento.

A plataforma desenvolvida foi concebida para executar ensaios de carga, descarga, balanceamento e monitoramento de variáveis elétricas e térmicas, integrando subsistemas de potência, aquisição de dados, controle, comunicação e interface gráfica. A arquitetura adotada possibilita a operação com diferentes configurações de baterias e permite a utilização tanto de fontes de alimentação bidirecionais quanto de fontes unidirecionais, ampliando a flexibilidade de aplicação da solução proposta.

Os resultados experimentais demonstraram o adequado funcionamento dos subsistemas implementados e validaram a operação integrada da plataforma. Os ensaios realizados confirmaram o correto funcionamento do conversor CC-CC bidirecional de dois quadrantes nos modos *buck* e *boost*, a viabilidade da utilização do sistema de resistores comutados para operação com fontes unidirecionais e o desempenho satisfatório da estratégia de controle de corrente desenvolvida. Observou-se comportamento compatível com o previsto durante as etapas de modelagem, análise e simulação, incluindo estabilidade operacional e erro médio nulo em regime permanente.

Os sistemas de medição desenvolvidos apresentaram resultados coerentes quando comparados aos instrumentos de referência utilizados durante os ensaios. Da mesma forma, foram validados os circuitos de balanceamento passivo, monitoramento de temperatura e limitação da corrente de *inrush*, demonstrando a capacidade da plataforma de supervisionar e proteger adequadamente o sistema durante sua operação. A interface gráfica implementada possibilitou a parametrização dos ensaios, o monitoramento em tempo real das variáveis de interesse e o armazenamento dos dados adquiridos, contribuindo para a utilização prática da plataforma em atividades experimentais.

A integração entre *hardware*, *firmware*, interface gráfica e sistema de comunicação resultou em uma plataforma funcional, modular e flexível, capaz de realizar ensaios em baterias de íons de lítio de forma coordenada e compatível com os requisitos estabelecidos para o projeto. Dessa forma, considera-se que os objetivos propostos neste trabalho foram atingidos de maneira satisfatória, resultando em uma ferramenta capaz de apoiar atividades de pesquisa, desenvolvimento e validação de sistemas baseados em baterias.

Embora os resultados obtidos tenham demonstrado a adequação da solução proposta, a arquitetura desenvolvida também permite identificar possibilidades de expansão e evolução da plataforma. No que se refere à capacidade de potência, o aumento da corrente de operação exigiria o redimensionamento dos componentes do conversor CC-CC, do filtro de saída e dos circuitos de medição e condicionamento de sinais. Para aplicações de potências substancialmente maiores, arquiteturas multifásicas intercaladas (*multiphase interleaved*) podem ser consideradas para distribuir a corrente entre múltiplas fases e reduzir os esforços elétricos e térmicos dos componentes. Quanto à capacidade de monitoramento, a ampliação do número de células pode ser obtida pela replicação dos circuitos de medição diferencial de tensão. Entretanto, a solução atualmente empregada apresenta limitações relacionadas à faixa de tensão suportada pelos componentes, de modo que a expansão para sistemas com maior número de células em série pode demandar alimentações isoladas ou arquiteturas alternativas de aquisição de dados. De forma semelhante, o sistema de balanceamento pode ser aprimorado para operar com correntes mais elevadas, por meio de alterações no acionamento dos resistores e no dimensionamento dos elementos dissipativos, ampliando a capacidade de equalização das tensões das células.

No que se refere ao *software* embarcado, a estrutura modular adotada favorece a incorporação de novas funcionalidades e algoritmos de controle. As rotinas implementadas foram desenvolvidas de forma a permitir futuras expansões do sistema, incluindo a implementação de malhas adicionais de controle, como o controle de tensão, bem como a modificação ou substituição dos algoritmos atualmente empregados sem alterações significativas na arquitetura geral do *firmware*. Nesse contexto, trabalhos futuros podem contemplar a implementação e a avaliação de estratégias de controle alternativas, tais como controladores PID ou técnicas de

controle mais avançadas, visando investigar possíveis melhorias no desempenho dinâmico do sistema, na robustez frente a variações paramétricas e na mitigação dos efeitos associados às não linearidades observadas durante a operação. Adicionalmente, a interface gráfica pode ser expandida para permitir a criação automatizada de sequências de ensaio e a implementação de funcionalidades avançadas de análise e processamento dos dados adquiridos.

Por fim, a arquitetura modular desenvolvida fornece uma base adequada para a continuidade dos estudos e para a adaptação da plataforma a novas aplicações. Entre as possibilidades de evolução destacam-se a ampliação da capacidade de potência para ensaios em módulos de baterias de maior porte, a integração com sistemas externos de gerenciamento e monitoramento e a adaptação da plataforma para aplicações correlatas, como a emulação de sistemas fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia em baterias.

REFERÊNCIAS

Agilent Technologies. **Agilent AN 372-2 Battery Testing**, Estados Unidos, 22 fev. 2022. Disponível em: <https://testworld.com/wp-content/uploads/battery-testing.pdf>. Acesso em: 17/07/2024

ANALOG DEVICES. **AN-2572: a robust, low power, battery monitoring circuit front end**. Wilmington: Analog Devices, 2024. (Application Note AN-2572). Disponível em: <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-2572.html>. Acesso em: 10/03/2025

ANALOG DEVICES. **Li-Ion battery test equipment solutions**. Norwood: Analog Devices, 2011. Disponível em: https://hk.element14.com/wcsstore/ExtendedSitesCatalogAssetStore/cms/asset/pdf/a pac/common/storefronts/analog_devices/appnote-Li-battery-test-equipments-en.pdf?srsId=AfmBOorN3b40bDOP6cDLKwnmZIY-uaxTGcVQ0saEi8Ajc0gSuB1anGi9. Acesso em: 05/03/2025

ARENDARIK, Stanislav. **Active cell balancing in battery packs**. Rožnov pod Radhoštěm: Freescale Semiconductor, 2012. (Application Note AN4428, Rev. 0). Disponível em: <https://www.nxp.com.cn/docs/en/application-note/AN4428.pdf>. Acesso em: 12/11/2024

ASHRAF, Adnan; ALI, Basit; ALSUNJURY, Mothanna S. A.; *et al.* **Review of cell-balancing schemes for electric vehicle battery management systems**. *Energies*, v. 17, n. 6, art. 1271, 2024. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/en17061271>. Acesso em: 14/03/2025

BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC, empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: [s.n.], 2015. 206 p. Disponível em: <https://drive.google.com/file/d/1Fib9X1MQxRr7YiJvBSMEpGboRwdlucbc/view>. Acesso em: 15/02/2025

BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC bidirecionais**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2015. Apostila da disciplina de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: https://drive.google.com/file/d/1V7v_Qe3R9K-HYj2Ugf3ayBi6go8wsOJv/view. Acessado em: 25/02/2025

BARSUKOV, Yevgen. **Battery cell balancing: what to balance and how**. Dallas: Texas Instruments, 2005. Disponível em: <https://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic%20%20-%20Battery%20Cell%20Balancing%20-%20What%20to%20Balance%20and%20How.pdf>. Acesso em: 03/08/2024

B-CYCLE. **The history of batteries**. [S. l.]: B-cycle, 2022. (Fact Sheet). Disponível em: <https://bcycle.com.au/wp-content/uploads/2022/07/B-cycle-Fact-Sheet-History-of-batteries-20220602.pdf>. Acesso em: 20/07/2024

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital control in power electronics**. San Rafael: Morgan & Claypool Publishers, 2006. Disponível em: <https://cdn14.21dianyuan.com/download.php?id=76485>. Acessado em: 22/11/2025

CHAVES, André Fortes; BARASSA, Edgar; PAULA, Rafael Augusto Seixas Reis de; CRUZ, Robson Ferreira da; WOLFFENBÜTTEL, Rodrigo. **3º Anuário Brasileiro da Mobilidade Elétrica: mercado, políticas e tecnologias no Brasil. Brasília: Plataforma Nacional de Mobilidade Elétrica (PNME)**, 2023. Disponível em: <https://pnme.org.br/wp-content/uploads/2023/12/3o-Anuario-Brasileiro-de-Mobilidade-Eletrica.pdf>. Acessado em: 05/02/2025

CHEN, Guan-Jhu; CHUNG, Wei-Hsin. Evaluation of Charging Methods for Lithium-Ion Batteries. **Electronics**, 2023. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/374410859_Evaluation_of_Charging_Methods_for_Lithium-Ion_Batteries/fulltext/651c233d1e2386049df3d6a8/Evaluation-of-Charging-Methods-for-Lithium-Ion-Batteries.pdf. Acesso em: 20/06/2024

CHENG, Huan; GUO, Yingna; MA, Zhao; BAI, Sisi. **Design of half-bridge bidirectional DC-DC converter control loop**. Journal of Physics: Conference Series, Bristol, v. 1894, art. 012004, 2021. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1894/1/012004/pdf>. Acesso em: 22/05/2025

CLEVELAND, Terry; DEARBORN, Scott. Developing Affordable Mixed-Signal Power Systems for Battery Charger Applications. **Microchip Technology Inc.**, 2024. Disponível em: <https://pt.scribd.com/document/519428157/En-027883>. Acesso em: 18/06/2024

COLEMAN, M.; LEE, C. K.; HURLEY, W. G. State of health determination: Two pulse load test for a VRLA battery. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Coreia do Sul, jun. 2006. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1711801>. Acesso em: 18/06/2024

COLEMAN, Martin; HURLEY, William Gerard; LEE, Chin Kwan. An Improved Battery Characterization Method Using a Two-Pulse Load Test. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 30 abr. 2008. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4458229>. Acesso em: 25/06/2024

DAPRÀ, Davide. **How to calculate power losses in Gen 5 diodes**. Malvern: Vishay Intertechnology, 2022. (Application Note, Document Number 98280). Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/98280/howtocalculatepowerlossesingen5diodes.pdf>. Acesso em: 05/03/2025

DEARBORN, Scott. **Power Management in Portable Applications: Understanding the Buck Switchmode Power Converter**. Application Note AN793. Chandler: Microchip Technology Inc., 2001. Disponível em: <https://www.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00793a.pdf>. 05/03/2025

EASYEDA. **Introduction to EasyEDA**. Shenzhen: EasyEDA, 2025. Disponível em: <https://docs.easyeda.com/en/Introduction/Introduction-to-EasyEDA/>. Acesso em: 12/08/2025

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Punit_Kumar19/post/How_to_Design_a_boost_Converter_parameter/attachment/59d6365a79197b8077993c36/AS%3A388309265207298%401469591552366/download/Fundamentals+of+Power+Electronics+%28Robert+W.Erickson%2C+Dragan+Maksimovic%2C+2e%2C+2001%29+-+Book.pdf. Acessado em: 22/11/2025

FANG, Ji-lin; QIU, Lian-Kui; LI, Xincheng. Comparative study of Thévenin model and GNL simplified model based on kalman filter in SOC estimation. **Semantic Scholar**, 2017. Disponível em: <https://www.semanticscholar.org/paper/Comparative-study-of-Thévenin-model-and-GNL-model-Fang-Qiu/e70580a02d4cb032ab41f3dd8661c3135de99c0c>. Acesso em: 03/07/2024

FENG, Jin; HE, Yongling; WANG, GUOFU. Comparison Study of Equivalent Circuit Model of Li-Ion Battery for Electrical Vehicles. **Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology**, China, 10 nov. 2013. Disponível em: <https://maxwellsci.com/msproof.php?doi=rjaset.6.3587>. Acesso em: 25/07/2024

FERREIRA, José Pimenta Machado Anjos. **Circuito para Testes de Baterias**. 2014. 134 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e de Computadores) - Universidade do Minho, Portugal, 2014. Disponível em: https://repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/41995/1/Disserta%c3%a7%c3%a3o_Jos%c3%a9%20P.%20M.%20Anjos%20Ferreira_2014.pdf. Acesso em: 18/06/2024

FRANK, Steven A. **Adaptive Control**. In: **Control Theory Tutorial**. Cham: Springer, 2018. Disponível em: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-91707-8_11. Acesso em: 12/08/2025.

FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. David; WORKMAN, Michael L. **Digital Control of Dynamic Systems**. 3. ed. Reading: Addison-Wesley, 1998. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/31849881_Digital_Control_of_Dynamic_Systems-Third_Edition. Acesso em: 12/08/2025

GREEN, Peter B.; ZHENG, Liz. **Gate drive for power MOSFETs in switching applications: a guide to device characteristics and gate drive techniques**. Neubiberg: Infineon Technologies AG, 2022. (Application Note). Disponível em: <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/42/infineon-gate-drive-for-power-mosfets-in-switchtin-applications-applicationnotes-en.pdf>. Acesso em: 07/03/2025

GUERRA, Raphael. **ABSAE lança estudo que projeta R\$ 77 bi no mercado de baterias até 2034**. Canal Solar, 23 set. 2025. Disponível em: <https://canalsolar.com.br/absae-estudo-77bi-baterias-2034/>. Acesso em: 02/12/2025

HART, Daniel W. **Power Electronics**. Nova Iorque, EUA: McGraw-Hill, 2011. Disponível em: <https://powerunit-ju.com/wp-content/uploads/2016/11/Power-Electronics-Daniel.pdf>. Acesso em: 29/07/2024

HBK. **Medição e análise de baterias para eMobility**. HBK, 2024. Disponível em: https://www.hbm.com/pt/6507/teste-de-bateria-no-emobility/?product_type_no=Teste%20de%20bateria%20no%20eMobility. Acesso em: 13/04/2024.

HE, Hongwen; XIONG, Rui; FAN, Jinxin. Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach. **Energies**, 29 mar. 2011. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/4/4/582>. Acesso em: 07/07/2024

HETH, Christopher L. Energy on demand: **A brief history of the development of the battery**. Substantia, v. 3, n. 2, Suppl. 1, p. 73-82, 2019. Disponível em: <https://riviste.fupress.net/index.php/subs/article/view/280/301>. Acesso em: 19/08/2024

HitachiChemical. **Charge Method**, 2024. Disponível em: <https://www.csb-battery.com.tw/upfiles/gen01477828297.pdf>. Acesso em: 15/07/2024

IEA. Global Supply Chains of EV Batteries. **IEA Publications**, França, jul. 2022. Disponível em: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/961cfc6c-6a8c-42bb-a3ef-57f3657b7aca/GlobalSupplyChainsofEVBatteries.pdf>. Acesso em: 08/04/2024

IEA. Lithium-ion battery manufacturing capacity, 2022-2030. **IEA**, Paris, maio 2023. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/lithium-ion-battery-manufacturing-capacity-2022-2030>. Acesso em: 08/04/2024

IPC – ASSOCIATION CONNECTING ELECTRONICS INDUSTRIES. **IPC-2221B: Generic standard on printed board design**. Bannockburn: IPC, 2012. Disponível em: <https://shop.electronics.org/ipc-2221/ipc-2221-standard-only/Revision-b/english>. Acesso em: 12/08/2025

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC 62133-2:2017: Secondary cells and batteries containing alkaline or other non-acid electrolytes – Safety requirements for portable sealed secondary cells, and for batteries made from them, for use in portable applications – Part 2: Lithium systems**. Geneva: IEC, 2017. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/en/publication/32662>. Acesso em: 23/06/2026

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC 62660-1:2018: Secondary lithium-ion cells for the propulsion of electric road vehicles – Part 1: Performance testing**. Geneva: IEC, 2018. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/en/publication/28965>. Acesso em: 23/06/2026

INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY (IRENA). **Sodium-ion batteries: a technology brief**. Abu Dhabi: IRENA, 2025. ISBN 978-92-9260-697-8. Disponível em: <https://www.irena.org/>

/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2025/Nov/IRENA_TEC_Sodium-ion_batteries_2025.pdf. Acesso em: 17/03/2026.

JIN, Feng; YONGLING, He; GUOFU, Wang. Comparison Study of Equivalent Circuit Model of Li-Ion Battery for Electrical Vehicles. **Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology**, nov. 2013. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/290093985_Comparison_Study_of_Equivalent_Circuit_Model_of_Li-Ion_Battery_for_Electrical_Vehicles. Acesso em: 15/07/2024

KARDAM, Neha. **Introduction to microcontrollers**. Olympia: OpenWA, 2024. Disponível em: <https://atecentral.net/downloads/40649/Introduction-to-Microcontrollers-1735332388.pdf>. Acesso em: 04/08/2024

KEYSIGHT TECHNOLOGIES. **Electronic Load Fundamentals**. 2019. Disponível em: https://www.altoo.dk/files/keysight/Electronic_Load_Fundamentals.pdf. Acesso em: 28/07/2024

LAKKAS, George. **MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency**. Analog Applications Journal, Enterprise Systems, 1st Quarter, p. 22-26, 2016. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>. Acesso em: 05/03/2025

LEM. **CASR series: current transducer**. Meyrin: LEM International SA, 2017. Disponível em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/casr_series.pdf. Acesso em: 05/03/2025

LI, Hui; OOI, Chia Ai; JIA, Zixiang; *et al.* **A review of active cell balancing methods in electric vehicles**. Energy Conversion and Management: X, v. 28, art. 101244, 2025. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590174525003769?via%3Dihub>. Acesso em: 20/07/2024

LIN, Shu; COSTELLO JUNIOR, Daniel J. **Error control coding: fundamentals and applications**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1983. Disponível em: <https://pg024ec.wordpress.com/wp-content/uploads/2013/09/error-control-coding-by-shu-lin.pdf>. Acessado em: 15/03/2025

LINDEN, David; REDDY, Thomas B. **Handbook of Batteries**, 3ª Edição. Estados Unidos da América: McGraw-Hill, 2002. Disponível em: <http://www.inexess.com/files/ecar/Akkus/Handbook%20Of%20Batteries%203rd%20Edition.pdf>. Acesso em: 14/07/2024

LOMBARDO, Teo; PAOLI, Leonardo; FERNANDEZ PALES, Araceli; GÜL, Timur. **Global battery markets are growing strongly – and so are the supply risks**. Paris: International Energy Agency, 2026. Disponível em: <https://www.iea.org/commentaries/global-battery-markets-are-growing-strongly-and-so-are-the-supply-risks>. Acesso em: 20/05/2026

MEGGER. **Battery testing guide**. Dover: Megger Limited, 2021. Disponível em: https://tunasdielektrika.com/v2/Pdfs/megger/application_note/BatteryTesting%20Guide.pdf. Acesso em: 17/03/2026

MENG, Jinhao; LUO, Guangzhao; RICCO, Mattia; SWIERCZYNSKI, Maciej; STROE, Daniel-Ioan; TEODORESCU, Remus. Overview of Lithium-Ion Battery Modeling Methods for State-of-Charge Estimation in Electrical Vehicles. **Applied Sciences**, abr. 2018. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2076-3417/8/5/659>. Acesso em: 15/07/2024

MICROCHIP TECHNOLOGY. **Power management in portable applications: understanding the buck switch mode power converter**. Chandler: Microchip Technology Inc., 2004. (Application Note AN793). Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/00793a.pdf>. Acesso em: 05/03/2025

MILAGRE, João Pedro Silva. **Revisão histórica e tecnológica das baterias enfatizando os modelos de lítio e desenvolvimento de um protótipo para o carregamento simultâneo de duas células de Li-íon**. 2023. 81 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Curso Superior em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2023. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/39647/1/Revis%C3%A3oHist%C3%B3ricaTecn%C3%B3logica.pdf>. Acesso em: 22/07/2024

MILLER, Daniel. **Passive components and circuits**. Dallas: Texas Instruments, 2018. Disponível em: https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/zh-tw/4/3816841626001/6119035031001.mp4/subassets/passive_components_and_circuits_2.pdf. Acesso em: 20/03/2025

MONOLITHIC POWER SYSTEMS (MPS). **Battery balancing: a crucial function of battery management systems**. Kirkland: Monolithic Power Systems, 2025. (Article SEO-0012, Rev. 1.0). Disponível em: https://media.monolithicpower.com/mps/cms/document/a/ /a_crucial_function_of_battery_management_systems_v6_final.pdf. Acesso em: 17/08/2024

NANJING SHIHENG ELECTRONIC TECHNOLOGY CO., LTD. **MF55 10 kΩ ±1% 3435 K: NTC thermistor datasheet**. Nanjing: Nanjing Shiheng Electronic Technology Co., Ltd., 2016. Disponível em: https://jlcpcb.com/partdetail/Nanjing_ShihengElec-MF55103F3435/C394026. Acesso em: 17/03/2025

NATIONAL INSTRUMENTS. **Dataflow. In: LabVIEW NXG G Programming API Overview**. Austin: National Instruments, 2023. Disponível em: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview-nxg-g-programming-api-overview/page/dataflow.html?srsId=AfmBOooxDZHnvUwzaV2dfzx8OT6rxbUZze6SVwPJHOM2U-2alw7GdPTU>. Acesso em: 20/01/2026

NATIONAL INSTRUMENTS. **LabVIEW – NI Community**. Austin: National Instruments, 2026. Disponível em: <https://forums.ni.com/t5/LabVIEW/bd-p/170>. Acesso em: 20/01/2026

NATIONAL INSTRUMENTS. **The fundamentals of battery module and pack test**. Austin: National Instruments, 2023. (Application Note). Disponível em: <https://haliatech.com/wp-content/uploads/2023/10/app-note-fundamentals-battery-module-pack-test.pdf>. Acesso em: 05/01/2026

NATIONAL INSTRUMENTS. **LabVIEW user manual**. Austin: National Instruments, 2025. Disponível em: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview/page/user-manual-welcome.html?srsId=AfmBOogsMS9UelAowHtLNQuJF-QfD8edTFSbKYkpvebPwXvNocTJqKYj>. Acesso em: 05/01/2026

NATIONAL INSTRUMENTS. **NI-VISA overview**. Austin: National Instruments, 2026. Disponível em: https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/ni-visa/page/ni-visa-overview.html?srsId=AfmBOorkQE4tP5KzIBYSm8SIWyXoGRq06_N1BWPU08sM2LiZlkfyfbWL. Acesso em: 20/01/2026

NAVAS, Sergio J.; CABELLO GONZÁLEZ, G. M.; PINO, F. J.; GUERRA, J. J. **Modelling Li-ion batteries using equivalent circuits for renewable energy applications**. Energy Reports, v. 9, p. 3588–3599, 2023. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484723003414>. Acesso em: 07/07/2024

OGATA, Katsuhiko. **Modern control engineering**. 5. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010. Disponível em: https://mechfamily-ju.com/storage/images/files/file_17314308026pQTy.pdf. Acessado em: 22/11/2025

OMARIBA, Zachary Bosire; ZHANG, Lijun; SUN, Dongbai. **Review of battery cell balancing methodologies for optimizing battery pack performance in electric vehicles**. IEEE Access, v. 7, p. 129335-129352, 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2940090>. Acesso em: 20/07/2024

ORTMANN, Márcio. **Discretização de funções de transferência**. Jun. 2026. Material didático em PDF.

ORTMANN, Márcio Silveira. **Retificadores multiníveis PWM unidirecionais de alto fator de potência com célula de comutação de múltiplos estados**. 2012. 288 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.

ORTMANN, Márcio S.; SCHÜRAUS, Thiago. **Controle de conversores: estudo de caso**. Material de aula da disciplina Processamento Eletrônico de Energia. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Sistemas Eletrônicos de Energia (MPSEE), 2026.

PATHAK, Akash; SAHU, Vikas. **Review & study of bidirectional DC-DC converter topologies for electric vehicle application**. International Journal of Science, Engineering and Technology, v. 3, n. 6, 2015. Disponível em: <https://www.ijset.in/wp-content/uploads/2015/12/10.2348.ijset1115101.pdf>. Acesso em: 15/03/2025

PEDROSO, Douglas Alexandre Fernandes. **Desenvolvimento de uma Carga Eletrônica c.c. Regenerativa para Ensaio de Bancos de Baterias**. 2010. 135 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2010. Disponível em:

https://repositorio.ufmg.br/bitstream/1843/BUOS-8CSF8Z/1/douglas_alexandre_fernandes_pedroso.pdf. Acesso em: 25/07/2024

PETRY, Clóvis Antônio. **Curso de Eletrônica de Potência**. 2013. Disponível em:

https://www.professorpetry.com.br/Ensino/Curso_Eletronica_Potencia/Curso_Eletronica_Potencia.html. Acesso em: 29/07/2024

PFRANG, A.; DI PERSIO, F.; KRISTON, A.; *et al.* **Battery testing methods assessed from a policy-making perspective: battery materials and cell performance testing**. In: INTERNATIONAL ELECTRIC VEHICLE SYMPOSIUM (EVS30), 30., 2017, Stuttgart. Proceedings [...] Stuttgart: World Electric Vehicle Association, 2017. Disponível em: https://joint-research-centre.ec.europa.eu/document/download/c450e667-540d-4bae-bc21-5143f911a849_en?filename=facility_evs30-5830703.pdf

Acesso em: 20/05/2026

PILLER, Sabine; PERRIN, Marion; JOSSEN, Andreas. Methods for state-of-charge determination and their applications. **Journal of Power Sources**, Alemanha, jun. 2001. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com.ez130.periodicos.capes.gov.br/science/article/pii/S0378775301005602?via%3Dihub>

Acesso em: 15/07/2024

PONT, Michael J. **Patterns for time-triggered embedded systems: building reliable applications with the 8051 family of microcontrollers**. Harlow: Pearson Education Limited, 2001. Disponível em:

https://www.safety.net/download/pont_pttes_2001.pdf. Acessado em: 02/09/2025

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications**. 4. ed. Harlow: Pearson Education Limited, 2014. Disponível em: Power Electronics: Devices, Circuits, and Applications (4th Edition) PDF. Disponível em:

[https://elcom-team.com/Subjects/power%20electronics/%D8%A7%D9%84%D9%83%D8%AA%D8%A8%20%D9%88%20%D8%A7%D9%84%D8%AD%D9%84%D9%88%D9%84/power-electro-reference-book-\(4th-ed\).pdf](https://elcom-team.com/Subjects/power%20electronics/%D8%A7%D9%84%D9%83%D8%AA%D8%A8%20%D9%88%20%D8%A7%D9%84%D8%AD%D9%84%D9%88%D9%84/power-electro-reference-book-(4th-ed).pdf). Acesso em: 19/07/2024

RAEL, S.; URBAIN, M. A mathematical lithium-ion battery model implemented in an electrical engineering simulation software. **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, jun. 2014. Disponível em:

https://www.researchgate.net/publication/271481411_A_mathematical_lithium-ion_battery_model_implemented_in_an_electrical_engineering_simulation_software. Acesso em: 15/07/2024

RAKESH, S. **Power electronics: digital notes**. Secunderabad: Malla Reddy College of Engineering & Technology, Department of Electrical and Electronics Engineering, [s.d.]. Material didático. Disponível em:

https://mrcet.com/downloads/digital_notes/EEE/power%20electronics%20digital%20notes.pdf. Acessado em: 22/11/2025

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics Handbook**. Estados Unidos: Butterworth-Heinemann, 2011. Disponível em: https://powerunit-ju.com/wp-content/uploads/2016/11/Book-Power_Electronics_Handbook_3rd_Edition_M_Rashid.pdf. Acesso em: 29/07/2024

RELAY ELECTRONIC CO., LTD. **MOS relay applications in battery management systems (BMS)**. New Taipei City: Relay Electronic Co., Ltd., 2026. Disponível em: https://www.relay.com.tw/pt/application/Application_2_MosRelay_BMS.html. Acesso em: 20/03/2025

RODRIGUEZ, José; CORTES, Patricio. **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**. Chichester: Wiley-IEEE Press, 2012.

ROHM SEMICONDUCTOR. **Types and features of transistors**. Kyoto: ROHM Co., Ltd., 2024. (Application Note). Disponível em: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/types_and_features_of_transistors_an-e.pdf. Acesso em: 02/07/2025

RUST, Nico. **A brief history on batteries**. uYilo Newsletter, n. 4. Port Elizabeth: uYilo e-Mobility Programme, [2013]. Disponível em: https://www.uyilo.org.za/uYilo_Newsletter_Issue_4.pdf. Acesso em: 29/07/2024

SANTOS, Rafael M. S.; ALVES, Caio L. G. de S.; MACEDO, Euler C. T.; VILLANUEVA, Juan M. M.; HARTMANN, Lucas V. Estimation of Lithium-ion Battery Model Parameters Using Experimental Data. **International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers**, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8103527>. Acesso em: 05/07/2024

SAPRE, Sanket. **Isolated gate drivers—What, why, and how?** Analog Dialogue, v. 52, n. 2, 2018. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-52/number-2/isolated-gate-drivers-what-why-and-how.pdf>. Acesso em: 05/03/2025

SEIXAS, Falcondes J. M. de; SEIXAS, Claudiner M. de; CANESIN, Carlos A. **A 300A dynamic electronic load based on modified Buck+Boost interleaved converter**. *Eletrônica de Potência*, v. 11, n. 3, p. 161-166, nov. 2006. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/838/761>. Acesso em: 10/03/2025

SelectScience. Charge into the future: Battery testing and the future of energy storage. **SelectScience**, ago. 2023. Disponível em: <https://www.selectscience.net/editorial-articles/charge-into-the-future-battery-testing-and-the-future-of-energy-storage/?artID=59797>. Acesso em: 14/04/2024.

SILVA, Rogério Diogne de Souza. Novas tecnologias e infraestrutura do setor elétrico brasileiro – armazenamento de energia em baterias. **IPEA**, Rio de Janeiro, mar. 2022. Disponível em: https://repositorio.ipea.gov.br/bitstream/11058/11111/1/td_2746.pdf. Acesso em: 09/04/2024

SILVA, Rogério Diogne de Souza. Utilização de sistemas de armazenamento de energia em baterias no setor elétrico e as perspectivas para o Brasil. **Radar**, dez. 2021. Disponível em:

https://repositorio.ipea.gov.br/bitstream/11058/11036/1/radar_68_utilizacao_de_sistemas_de_armazenamento.pdf. Acesso em: 08/04/2024.

SPORCK, Chris. Battery Charger Fundamentals. **MPS**, 2022. Disponível em:

https://media.monolithicpower.com/mps/cms/document/b/a/battery-charger-fundamentals_r1.pdf. Acesso em: 05/07/2024

STA. **Baterias de Lítio**: Rontek, 2020. Disponível em: <https://www.sta-eletronica.com.br/resources/downloads/ebookbateriasdelitio.pdf>. Acesso em: 14/04/2024.

STALLINGS, William. **Data and computer communications**. 8. ed. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2007. Disponível em:

https://ftp.utcluj.ro/pub/users/dadarlat/retele_an3/stuff/Data.And.Computer.Communications.8e.WilliamStallings.pdf. Acessado em: 05/11/2025.

SCHUCH, Luciano; RECH, Cassiano; HEY, Hélio L.; GRÜNDLING, Hilton A.; PINHEIRO, Humberto; PINHEIRO, José Renes. **Conversor bidirecional buck-boost para sistemas ininterruptos de energia**. Revista Eletrônica de Potência, v. 9, n. 1, p. 1–11, jun. 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. **LAUNCHXL-F28069M Overview**. Dallas: Texas Instruments, 2019. Disponível em:

<https://www.ti.com/lit/ug/sprui11b/sprui11b.pdf?ts=1782080048617>. Acesso em: 25/08/2025

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320x2806x microcontrollers: technical reference manual**. Dallas: Texas Instruments, 2022. (Literature Number: SPRUH18I, Rev. I). Disponível em:

https://www.ti.com/lit/ug/spruh18i/spruh18i.pdf?ts=1782060624254&ref_url=https%2F53A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28069. Acesso em: 25/08/2025

TOMASZEWSKA, Anna; CHU, Zhengyu; FENG, Xuning; O’KANE, Simon; LIU, Xinhua; CHEN, Jingyi; JI, Chenzhen; ENDLER, Elizabeth; LI, Ruihe; LIU, Lishuo; LI, Yalun; ZHENG, Siqi; VETTERLEIN, Sebastian; GAO, Ming; DU, Jiuyu; PARKES, Michael; OUYANG, Minggao; MARINESCU, Monica; OFFER, Gregory; WU, Billy. Lithium-ion battery fast charging: A review. **eTransportation**, 16 ago. 2019.

Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2590116819300116?via%3Dihub>. Acesso em: 15/07/2024

UMANAD, L. **Power Electronics**: Essentials & Applications. Nova Delhi, Índia: Wiley, 2009. Disponível em: <https://tole.intelektual.org/wp-content/uploads/2020/09/pe-umanand.pdf>. Acesso em: 28/07/2024

UNITED NATIONS. **Recommendations on the transport of dangerous goods: manual of tests and criteria**. 5. rev. ed. New York; Geneva: United Nations, 2009. Seção 38.3: Lithium metal and lithium ion batteries. Disponível em: <https://unece.org/fileadmin/DAM/trans/danger/publi/manual/Manual%20Rev5%20Section%2038-3.pdf>. Acesso em: 20/05/2026

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL. **Amplificadores operacionais**. Porto Alegre: UFRGS, [s. d.]. Disponível em: https://www.ufrgs.br/ci-brasil/Slides/E077_8_Op_Amp.pdf. Acesso em: 15/03/2025

UTKIN, Vadim I. **Sliding Mode Control in Engineering**. Boca Raton: CRC Press, 1992. Disponível em: [https://www.researchgate.net/profile/Rim-Hendel/post/Could someone share the Sliding Mode Controls Book/attachment/5fad3a62543da600017e901b/AS%3A957042802032646%401605188193423/download/Sliding+Mode+Control+in+Engineering.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Rim-Hendel/post/Could%20someone%20share%20the%20Sliding%20Mode%20Controls%20Book/attachment/5fad3a62543da600017e901b/AS%3A957042802032646%401605188193423/download/Sliding+Mode+Control+in+Engineering.pdf). Acesso em: 12/08/2025.

VICENTE, André de Albuquerque. Bateria de iões de lítio: Uma breve revisão. **CBMM**, São Paulo, ago. 2018. Disponível em: <https://www.cetem.gov.br/antigo/images/eventos/2018/iii-litio-brasil/apresentacoes/baterias-litio-programa-cbmm-andre-vicente.pdf>. Acesso em: 17/07/2024

WEN, Sihua. **Cell balancing buys extra run time and battery life**. Analog Applications Journal, Dallas: Texas Instruments, 1st Quarter, p. 14–18, 2009. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slyt322/slyt322.pdf?ts=1779686136432>. Acesso em: 08/11/2024

WU, Baifan; CHEN, Bo. Study the performance of battery models for hybrid electric vehicles. **IEEE/ASME 10th International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (MESA)**, Itália, set. 2014. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6935559>. Acesso em: 15/07/2024

XU, Ruyou. **Lithium-ion battery modeling and SoC estimation**. 2023. 84 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Energia Elétrica) - Instituto Real de Tecnologia, Estocolmo, Suécia, 2023. Disponível em: <https://kth.diva-portal.org/smash/get/diva2:1802829/FULLTEXT01.pdf>. Acesso em: 19/07/2024

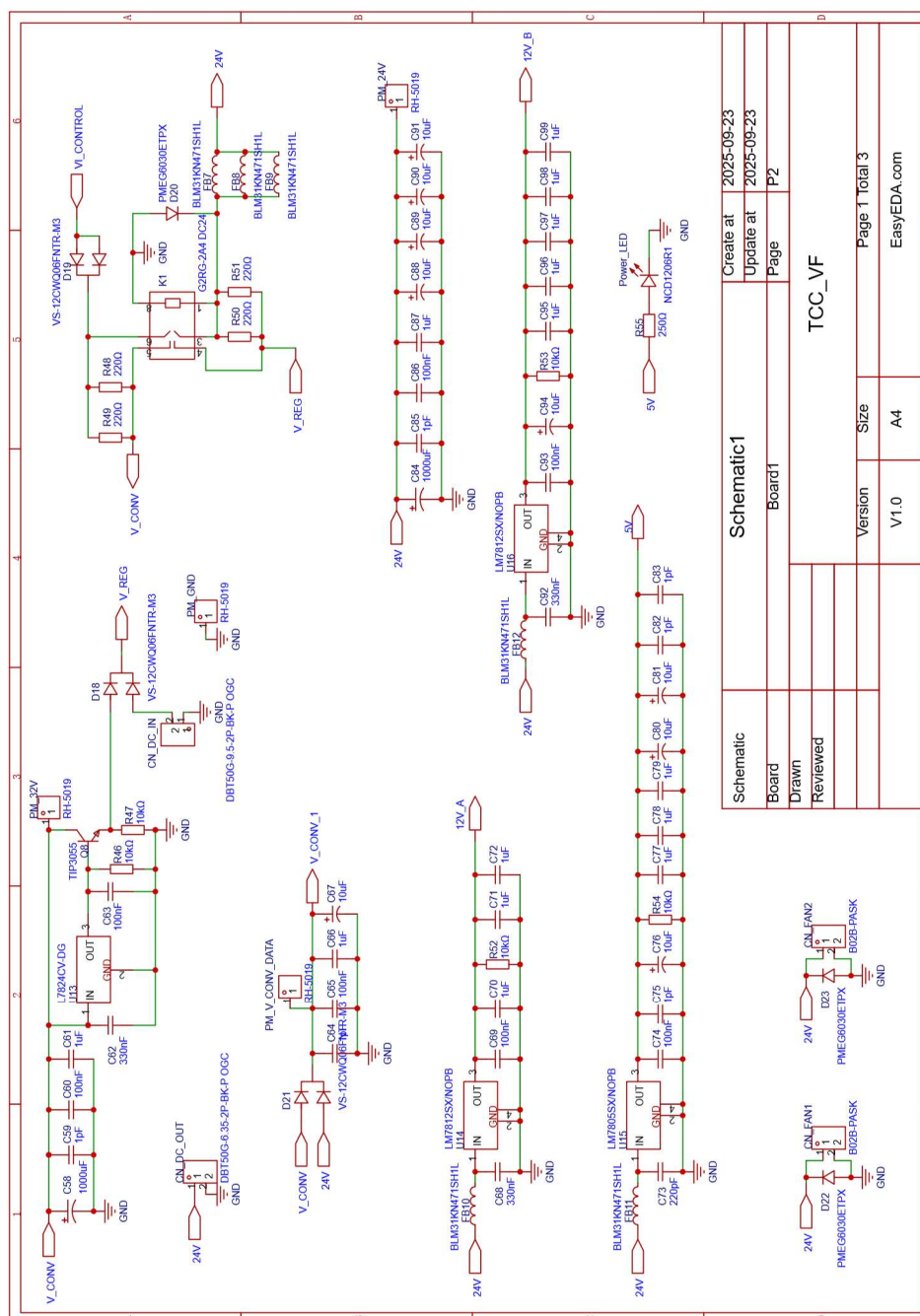
YAN, Xiang-Wu; GUO, Yu-Wei; CUI, Yang; WANG, Yu-Wei; DENG, Hao-Ran. Electric Vehicle Battery SOC Estimation based on GNL Model Adaptive Kalman Filter. **Journal of Physics: Conference Series**, 2018. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1087/5/052027/pdf>. Acesso em: 19/07/2024

APÊNDICES

APÊNDICE A – Schematics dos circuitos utilizados no sistema proposto

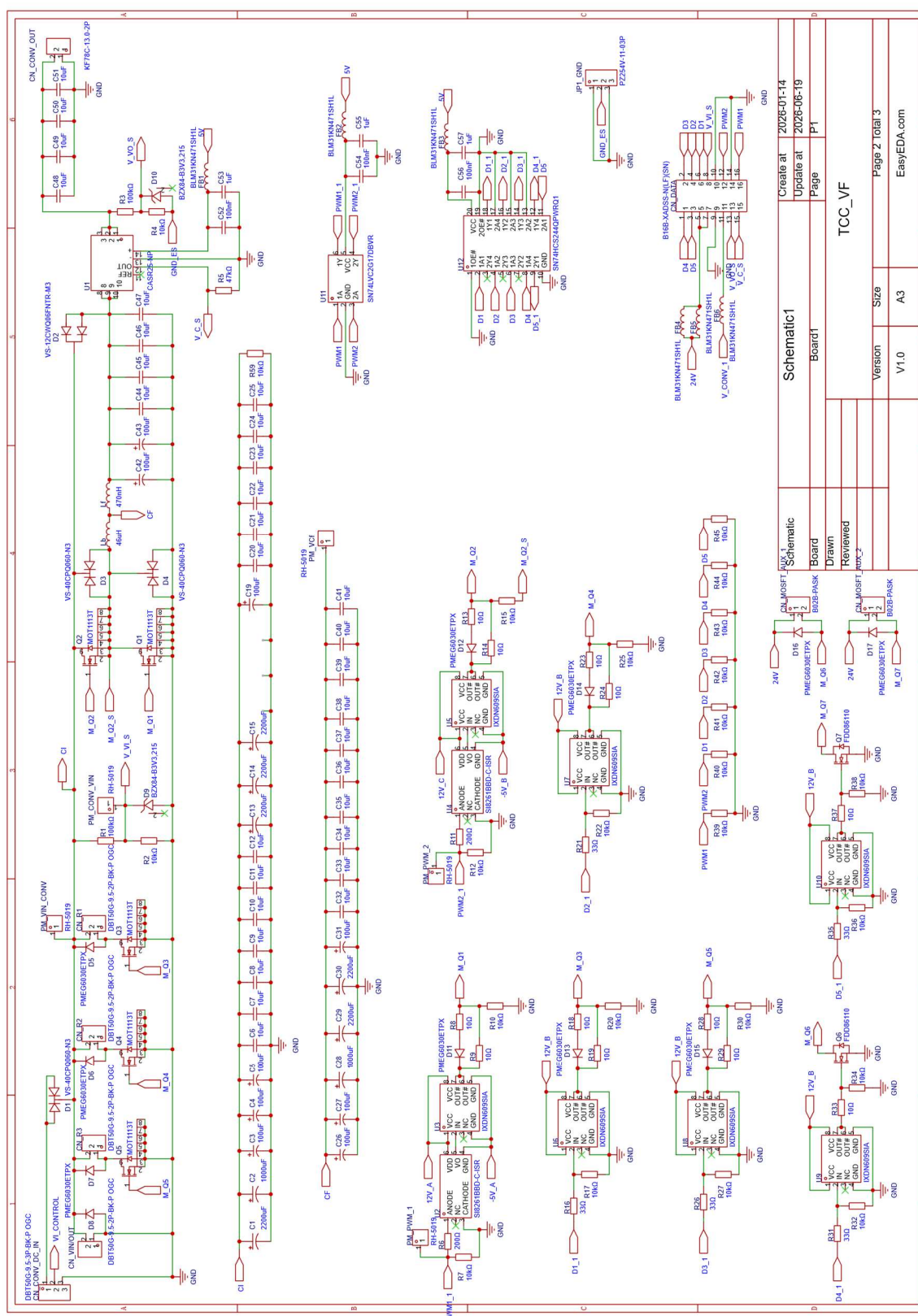
Neste apêndice são apresentados os *schematics* elaborados para o desenvolvimento da PCB1, PCB2 e PCB3.

Figura 77 – Schematic PCB1 folha 01/03: circuitos de alimentação não isolados.



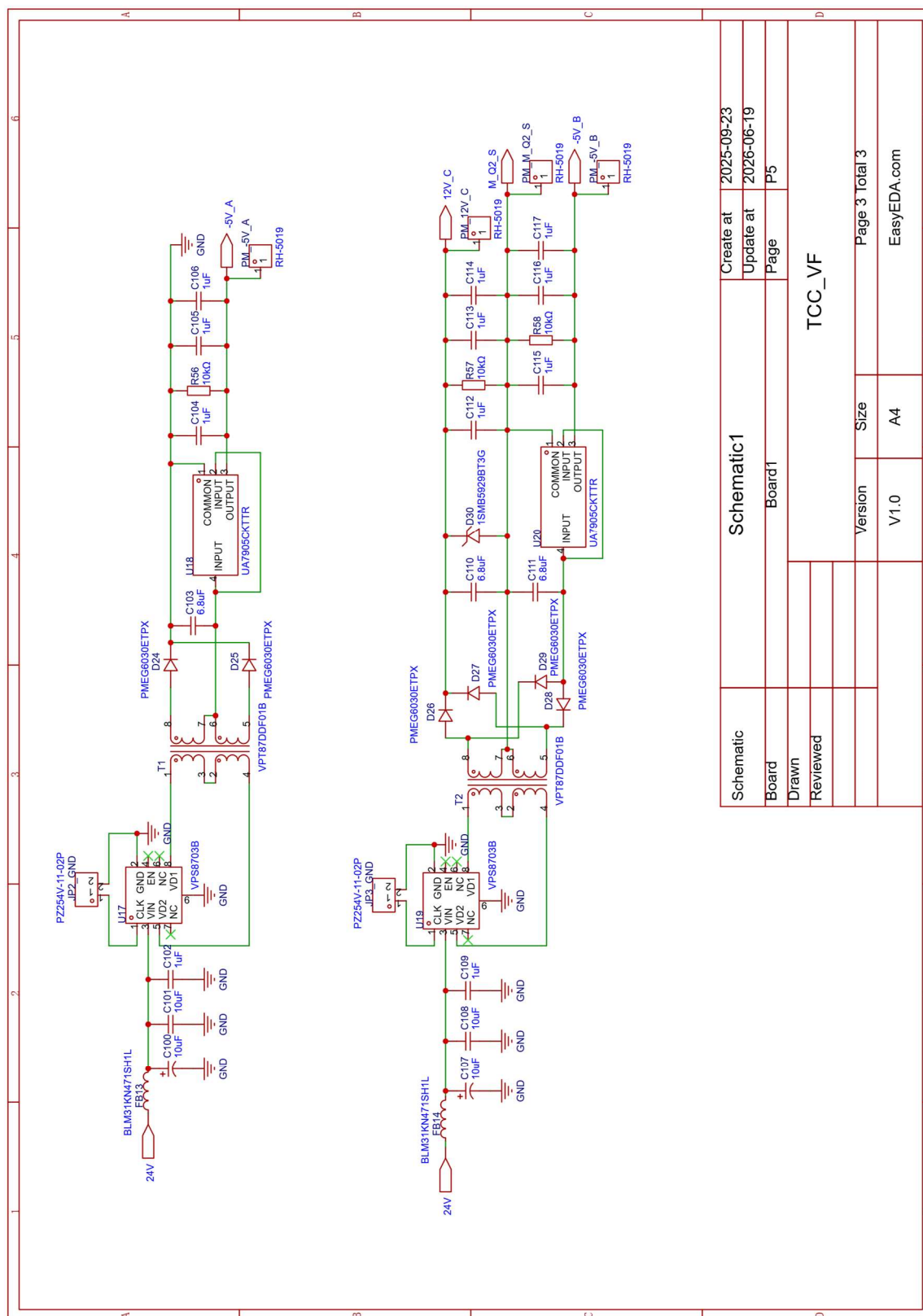
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 78 – Schematic PCB1 folha 02/03: conversor e circuitos de acionamentos.



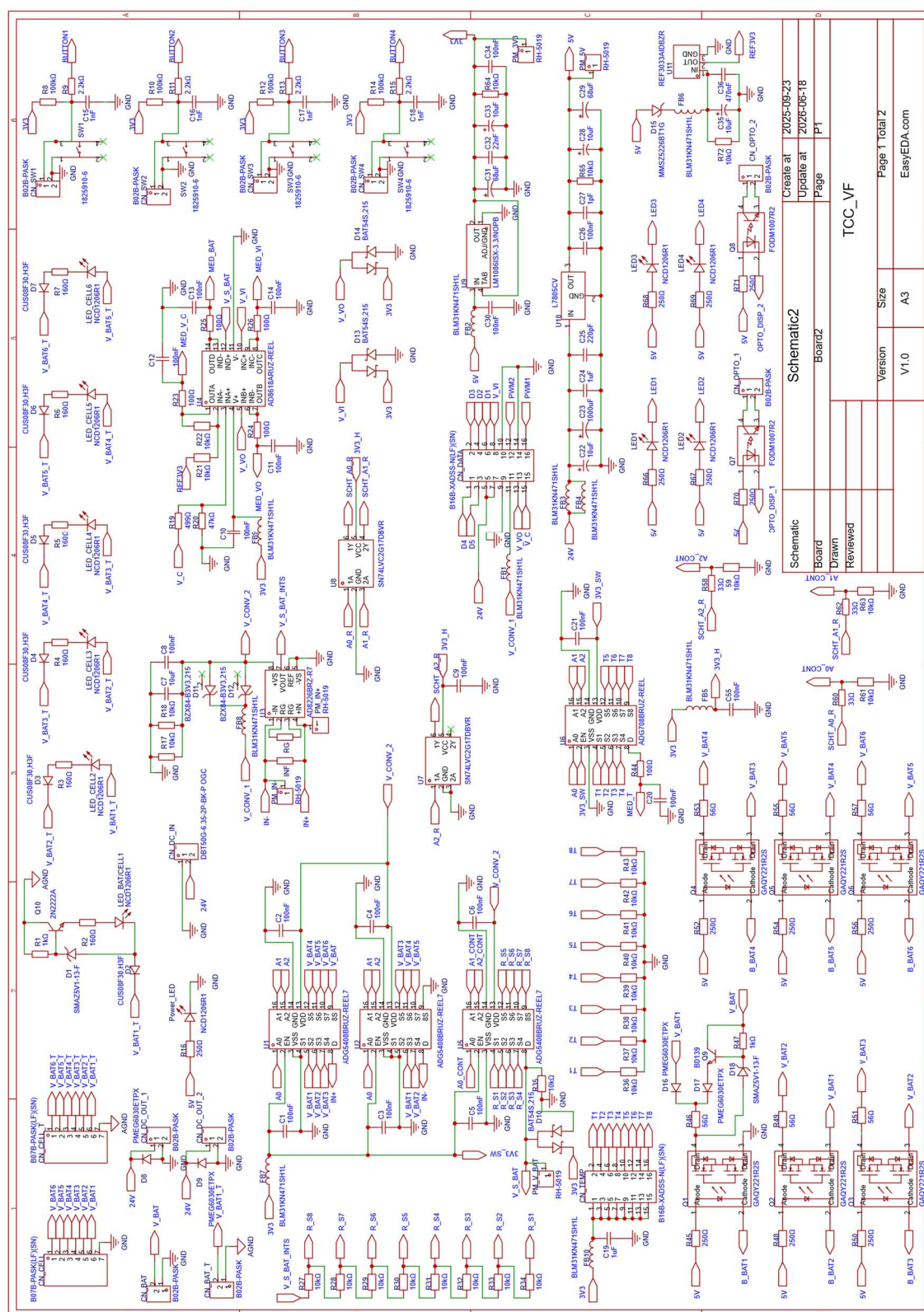
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 79 – Schematic PCB1 folha 03/03: circuitos de alimentação isolados



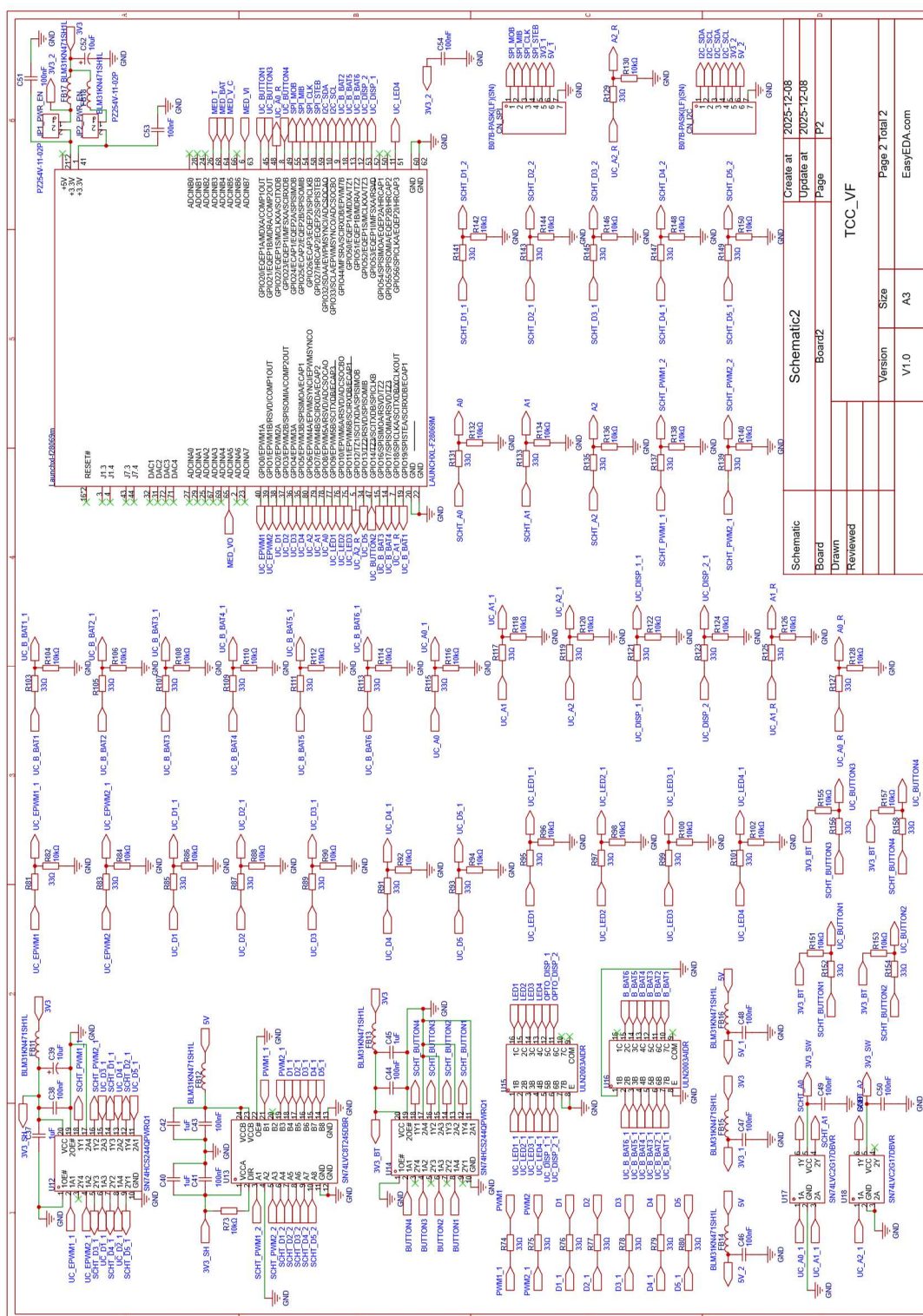
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 80 – Schematic PCB2 folha 01/02: circuitos de aquisição de dados.



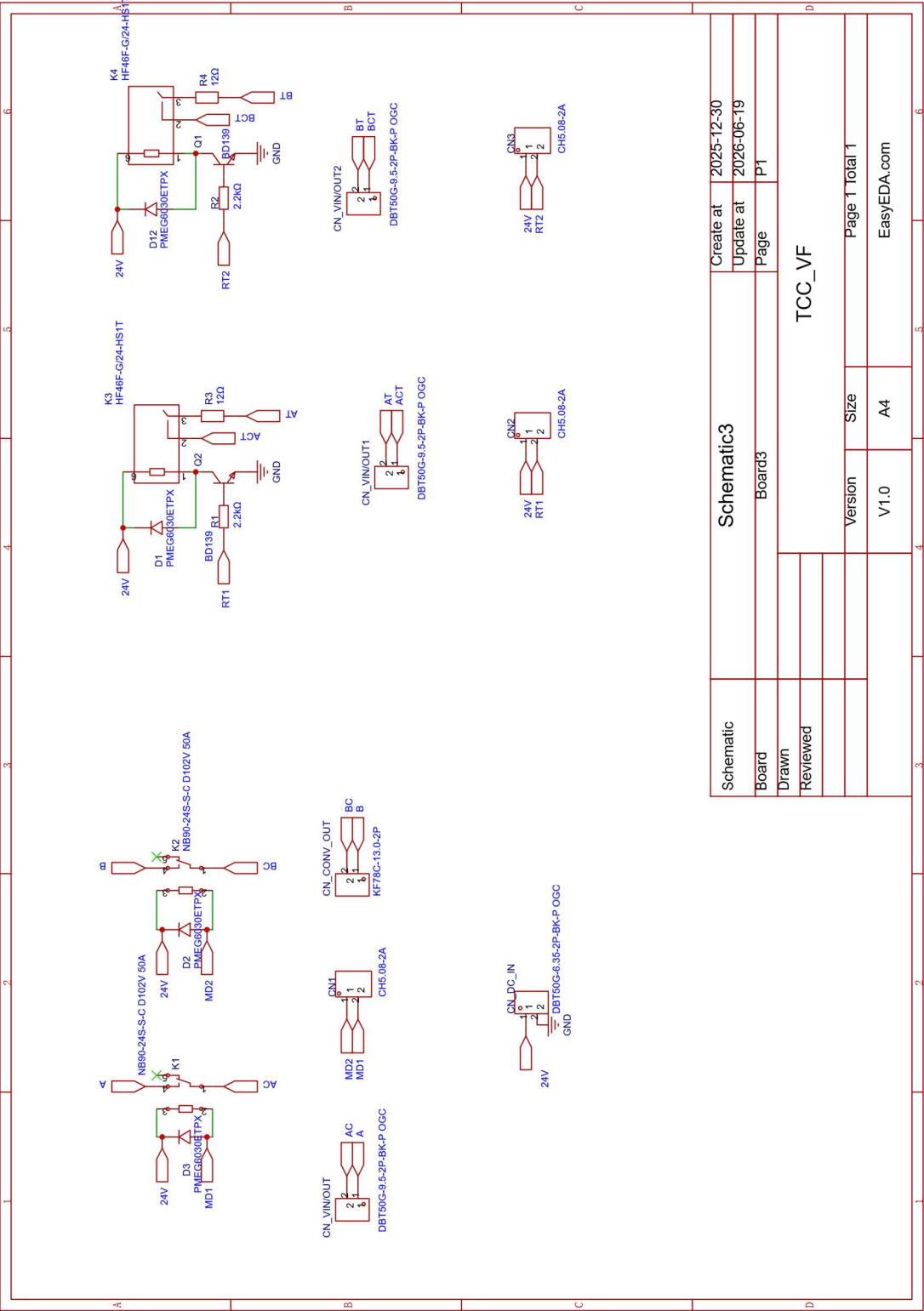
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 81 – Schematic PCB2 folha 02/02: microcontrolador e circuitos *drivers*.



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 82 – Schematic PCB3 folha 01/01: circuito de controle de corrente de *inrush*.



Fonte: Elaboração própria (2026).

APÊNDICE B – Lista de materiais utilizados para o desenvolvimento das placas de circuito impresso do sistema proposto

Lista de materiais da PCB1.

Quadro 14 – Lista de materiais da PCB1

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
1	6	2200uF	C1,C13,C14,C15,C29,C30	CAP-TH_BD18.0-P7.50-D1.2-FD	EKYB500EC3222MMN3S	NCC
2	4	1000uF	C2,C28,C58,C84	CAP-SMD_BD18.0-L19.0-W19.0-FD_EEEFK0J103SV	EEETP1J102V	PANASONIC
3	8	100uF	C3,C4,C5,C26,C27,C31,C42,C43	CAP-SMD_BD10.0-L10.3-W10.3-LS11.3-FD	PCR1J101MCL1GS	Nichicon
4	33	10uF	C6,C7,C8,C9,C10,C11,C12,C20,C21,C22,C23,C24,C25,C32,C33,C34,C35,C36,C37,C38,C39,C40,C41,C44,C45,C46,C47,C48,C49,C50,C51,C101,C108	C1210	GRM32ER71J106KA12L	muRata
5	1	100uF	C19	CAP-TH_BD6.3-P2.50-D1.0-FD	35ZLH100MEFC6.3X11	Rubycon
6	10	100nF	C52,C54,C56,C60,C63,C65,C69,C74,C86,C93	C1206	GRM31C5C2A104JA01L	muRata
7	28	1uF	C53,C55,C57,C61,C66,C70,C71,C72,C77,C78,C79,C87,C95,C96,C97,C98,C99,C102,C104,C105,C106,C109,C112,C113,C114,C115,C116,C117	C1206	GRM31CR72A105KA01K	muRata
8	6	1pF	C59,C64,C75,C82,C83,C85	C1206	TCC1206COG1R0C102DT	CCTC

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
9	3	330nF	C62,C68,C92	C1206	12065C334KA T2A	Kyocera AVX
10	11	10uF	C67,C76,C80,C81,C88,C89,C90,C91,C94,C100,C107	CAP-SMD_BD6.3-L6.6-W6.6-LS7.4-FD	GVZ2A106M0 608CNVC	HRK
11	1	220pF	C73	C1206	GRM31A7U3 A221JW31D	muRata
12	3	6.8uF	C103,C110,C111	C1206	C3216X5R1H6 85KT000N	TDK
13	1	DBT50G-9.5-3P-BK-P OGC	CN_CONV_DC_IN	CONN-TH_3P-P9.50_DBT50G-9.5-3P	DBT50G-9.5-3P-BK-P OGC	DORABO
14	1	KF78C-13.0-2P	CN_CONV_OUT	CONN-TH_KF78C-13.0-2P	KF78C-13.0-2P	KEFA
15	1	B16B-XADSS-N(LF)(SN)	CN_DATA	CONN-TH_16P-P2.50_B16B-XADSS-N-LF-SN	B16B-XADSS-N(LF)(SN)	JST
16	5	DBT50G-9.5-2P-BK-P OGC	CN_DC_IN,CN_R1,CN_R2,CN_R3,CN_VIN/OUT	CONN-TH_2P-P9.50_DBT50G-9.5-2P	DBT50G-9.5-2P-BK-P OGC	DORABO
17	1	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	CN_DC_OUT	CONN-TH_2P-P6.35_DBT50G-6.35-2P-BK-P	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	DORABO
18	4	B02B-PASK	CN_FAN1,CN_FAN2,CN_MOSFT_AUX_1,CN_MOSFT_AUX_2	CONN-TH_B02B-PAKK-LF-SN	B02B-PASK	JST
19	3	VS-40CPQ060-N3	D1,D3,D4	TO-247AC-3_L15.8-W5.0-P5.46-L	VS-40CPQ060-N3	VISHAY
20	4	VS-12CWQ06FNTR-M3	D2,D18,D19,D21	TO-252_L6.5-W6.1-P4.58-LS9.9-BR	VS-12CWQ06FNTR-M3	VISHAY
21	20	PMEG6030ETPX	D5,D6,D7,D8,D11,D12,D13,D14,D15,D16,D17,D20,D22,D23,D24,D25,D26,D27,D28,D29	SOD-128_L3.7-W2.5-LS4.7-RD	PMEG6030ETPX	Nexperia
22	2	BZX84-B3V3,215	D9,D10	SOT-23-3_L2.9-W1.6-P1.90-LS2.8-BR	BZX84-B3V3,215	Nexperia
23	1	1SMB5929BT3G	D30	SMB_L4.3-W3.6-LS5.4-RD	1SMB5929BT3G	onsemi

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
24	14	BLM31KN471SH1L	FB1,FB2,FB3,FB4,FB5,FB6,FB7,FB8,FB9,FB10,FB11,FB12,FB13,FB14	L1206	BLM31KN471SH1L	muRata
25	1	PZ254V-11-03P	JP1_GND	HDR-TH_3P-P2.54-V-M	PZ254V-11-03P	XFCN
26	2	PZ254V-11-02P	JP2_GND,JP3_GND	HDR-TH_2P-P2.54-V-M	PZ254V-11-02P	XFCN
27	1	G2RG-2A4DC24	K1	RELAY-TH_OMRON_G2RG-2AX-XXXX	G2RG-2A4DC24	OMRON
28	1	46uH	Lb	IND-TH_L37.0-W36.0_RSEQ3635-700M	RSEQ3635-460M	Ruishen
29	1	470nH	Lf	IND-SMD_L13.2-W12.9	IHLP5050FDERR47M01	VISHAY
30	13	RH-5019	PM_12V_C,PM_24V,PM_32V,PM_5V_A,PM_5V_B,PM_CONV_VIN,PM_GND,PM_M_Q2_S,PM_PWM_1,PM_PWM_2,PM_VCF,PM_VIN_CONV,PM_V_CONV_DATA	TESTPOINT-SMD_L3.8-W2.0_RH-5019	RH-5019	荣和
31	1	NCD1206R1	Power_LED	LED1206-RD_RED	NCD1206R1	国星光电
32	5	MOT1113T	Q1,Q2,Q3,Q4,Q5	TOLL-8_L10.4-W9.9-P1.20-LS11.7-BL	MOT1113T	MOT
33	2	FDD86110	Q6,Q7	TO-252-2_L6.6-W6.1-P4.57-LS9.9-BR-CW	FDD86110	onsemi
34	1	TIP3055	Q8	TO-3P-3_L15.3-W4.5-P5.52-L	TIP3055	ISC
35	2	100kΩ	R1,R3	R1206	1206W4F1003T5E	UNI-ROYAL

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
36	32	10k Ω	R2,R4,R7,R10,R12,R15,R17,R20,R22,R25,R27,R30,R32,R34,R36,R38,R39,R40,R41,R42,R43,R44,R45,R46,R47,R52,R53,R54,R56,R57,R58,R59	R1206	1206W4F1002T5E	UNI-ROYAL
37	1	47k Ω	R5	R1206	1206W4F4702T5E	UNI-ROYAL
38	2	200 Ω	R6,R11	R1206	1206W4J0201T5E	UNI-ROYAL
39	12	10 Ω	R8,R9,R13,R14,R18,R19,R23,R24,R28,R29,R33,R37	R1206	1206W4F100JT5E	UNI-ROYAL
40	5	33 Ω	R16,R21,R26,R31,R35	R1206	1206W4F330JT5E	UNI-ROYAL
41	4	220 Ω	R48,R49,R50,R51	RES-TH_BD5.5-L15.0-P19.00-D0.8	EWWR0003J220RT9	RESI
42	1	250 Ω	R55	R1206	ARG06FTC2500	Viking
43	2	VPT87DDF01B	T1,T2	XFMR-SMD_VPT87DFB01B	VPT87DDF01B	VPSC
44	1	CASR25-NP	U1	SENSOR-TH_CASR6-NP	CASR25-NP	LEM
45	2	SI8261BBD-C-ISR	U2,U4	SDIP-6_L7.5-W4.6-P1.27-LS11.5-BL	SI8261BBD-C-ISR	SKYWORKS/SILICON LABS
46	7	IXDN609SIA	U3,U5,U6,U7,U8,U9,U10	SOIC-8_L4.9-W3.9-P1.27-LS6.0-BL	IXDN609SIA	Littelfuse/IXYS
47	1	SN74LVC2G17DBVR	U11	SOT-23-6_L2.9-W1.6-P0.95-LS2.8-BL	SN74LVC2G17DBVR	TI
48	1	SN74HCS244QPWRQ1	U12	TSSOP-20_L6.5-W4.4-P0.65-LS6.4-BL	SN74HCS244QPWRQ1	TI
49	1	L7824CV-DG	U13	TO-220-3_L10.0-W4.5-P2.54-L	L7824CV-DG	ST
50	2	LM7812SX/NOPB	U14,U16	TO-263-3_L8.6-W10.2-P2.54-LS14.4-BR	LM7812SX/NOPB	TI

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
51	1	LM7805SX /NOPB	U15	TO-263-3_L10.2-W8.6-P2.54-LS14.4-TL	LM7805SX/NOPB	TI
52	2	VPS8703B	U17,U19	ESOP-8_L4.9-W3.9-P1.27-LS6.0-BL-EP-4	VPS8703B	VPSC
53	2	UA7905CKTTR	U18,U20	TO-263-3_L10.2-W9.0-P2.54-LS15.2-TL	UA7905CKTTR	TI

Fonte: Elaboração própria (2026).

Lista de materiais da PCB2.

Quadro 15 – Lista de materiais da PCB2

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
1	22	10kΩ	59,R21,R22,R27,R28,R29,R30,R31,R32,R33,R34,R35,R36,R37,R38,R39,R40,R41,R42,R43,R61,R63	R1206	TC0625B1002T5J	UNI-ROYAL
2	31	100nF	C1,C2,C3,C4,C5,C6,C8,C9,C10,C11,C12,C13,C14,C20,C21,C26,C30,C34,C38,C41,C43,C44,C46,C47,C48,C49,C50,C51,C53,C54,C55	C1206	GRM31C5C2A104JA01L	muRata
3	1	10uF	C7	C1210	GRM32ER71J106KA12L	muRata
4	4	1nF	C15,C16,C17,C18	C0805	GRM2165C2A102JA01D	muRata
5	6	1uF	C19,C24,C37,C40,C42,C45	C1206	GRM31CR72A105KA01K	muRata
6	6	10uF	C22,C28,C33,C35,C39,C52	CAP-SMD_BD6.3-	GVZ2A106M0608CNVC	HRK

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
				L6.6-W6.6-LS7.4-FD		
7	1	1000uF	C23	CAP-SMD_BD18.0-L19.0-W19.0-FD_EEEFK0J103SV	EEETP1J102V	PANASONIC
8	1	220pF	C25	C1206	GRM31A7U3A221JW31D	muRata
9	1	1pF	C27	C1206	TCC1206COG1R0C102DT	CCTC
10	2	68uF	C29,C31	CAP-SMD_BD6.3-L6.6-W6.6-LS7.3-FD	EEEFV680XAP	PANASONIC
11	1	22nF	C32	C0805	GCM216R72A223KA37D	muRata
12	1	470nF	C36	C1206	GRM31MR71H474KA01L	muRata
13	10	B02B-PASK	CN_BAT,CN_BAT_T,CN_DC_OUT_1,CN_DC_OUT_2,CN_OPTO_1,CN_OPTO_2,CN_SW1,CN_SW2,CN_SW3,CN_SW4	CONN-TH_B02B-PAKK-LF-SN	B02B-PASK	JST
14	4	B07B-PASK(LF)(SN)	CN_CELL,CN_CELL_T,CN_I2C,CN_SPI	CONN-TH_B07B-PASK-LF-SN	B07B-PASK(LF)(SN)	JST
15	2	B16B-XADSS-N(LF)(SN)	CN_DATA,CN_TEMP	CONN-TH_16P-P2.50_B16B-XADSS-N-LF-SN	B16B-XADSS-N(LF)(SN)	JST
16	1	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	CN_DC_IN	CONN-TH_2P-P6.35_DBT50G-6.35-2P-BK-P	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	DORABO
17	2	SMAZ5V1-13-F	D1,D18	SMA_L4.3-W2.6-LS5.2-RD	SMAZ5V1-13-F	DIODES
18	6	CUS08F30,H3F	D2,D3,D4,D5,D6,D7	SOD-323F_L2.0-W1.6-LS2.5-RD	CUS08F30,H3F	TOSHIBA
19	4	PMEG6030ETPX	D8,D9,D16,D17	SOD-128_L3.7-W2.5-LS4.7-RD	PMEG6030ETPX	Nexperia
20	3	BAT54S,215	D10,D13,D14	SOT-23-3_L3.0-W1.7-P0.95-LS2.9-BR	BAT54S,215	Nexperia

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
21	2	BZX84-B3V3,215	D11,D12	SOT-23-3_L2.9-W1.6-P1.90-LS2.8-BR	BZX84-B3V3,215	Nexperia
22	1	MMSZ5226BT1G	D15	SOD-123_L2.7-W1.6-LS3.7-RD	MMSZ5226BT1G	onsemi
23	18	BLM31KN471SH1L	FB1,FB2,FB3,FB4,FB5,FB6,FB7,FB8,FB9,FB10,FB11,FB12,FB13,FB14,FB15,FB16,FB17,FB18	L1206	BLM31KN471SH1L	muRata
24	47	10kΩ	INF,R17,R18,R64,R65,R72,R73,R82,R84,R86,R88,R90,R92,R94,R96,R98,R100,R102,R104,R106,R108,R110,R112,R114,R116,R118,R120,R122,R124,R126,R128,R130,R132,R134,R136,R138,R140,R142,R144,R146,R148,R150,R151,R153,R155,R157,RG	R1206	1206W4F1002T5E	UNI-ROYAL
25	2	PZ254V-11-02P	JP1_PWR_EN,J P2_PWR_EN	HDR-TH_2P-P2.54-V-M	PZ254V-11-02P	XFCN
26	1	LAUNCHXL-F28069M	Launchxl-f28069m	TI_LAUNCHXL-F28069M		TI
27	11	NCD1206R1	LED1,LED2,LED3,LED4,LED_BAT/CELL1,LED_CELL2,LED_CELL3,LED_CELL4,LED_CELL5,LED_CELL6,Power_LED	LED1206-R-RD_RED	NCD1206R1	国星光电
28	5	RH-5019	PM_3V3,PM_5V,PM_IN+,PM_IN-,PM_V_BAT	TESTPOINT-SMD_L3.8-W2.0_RH-5019	RH-5019	荣和
29	6	GAQY221R2S	Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,Q6	SOP-4_L4.4-W4.3-P2.54-LS6.8-BL	GAQY221R2S	SUPSiC
30	2	FODM1007R2	Q7,Q8	SOP-4_L7.6-W3.6-P2.54-LS10.2-BL	FODM1007R2	onsemi

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
31	1	BD139	Q9	TO-126-3_L7.6-W2.7-P2.30-L	BD139	Slkor
32	1	2N2222A	Q10	TO-92-3_L4.9-W3.7-P1.27-L	2N2222A	ST
33	2	1k Ω	R1,R47	RES-TH_BD5.0-L15.5-P19.50-D0.7	MFR02SF1001A10	UNI-ROYAL
34	6	160 Ω	R2,R3,R4,R5,R6,R7	R1206	1206W4F1600T5E	UNI-ROYAL
35	4	100k Ω	R8,R10,R12,R14	R1206	1206W4F1003T5E	UNI-ROYAL
36	4	2.2k Ω	R9,R11,R13,R15	R1206	1206W4F2201T5E	UNI-ROYAL
37	13	250 Ω	R16,R45,R48,R50,R52,R54,R56,R66,R67,R68,R69,R70,R71	R1206	ARG06FTC2500	Viking
38	1	499 Ω	R19	R1206	1206W4F4990T5E	UNI-ROYAL
39	1	47k Ω	R20	R1206	1206W4F4702T5E	UNI-ROYAL
40	5	100 Ω	R23,R24,R25,R26,R44	R1206	1206W4F1000T5E	UNI-ROYAL
41	6	56 Ω	R46,R49,R51,R53,R55,R57	RES-TH_BD4.5-L11.0-P15.00-D0.7	CR1W-56 Ω ±5%-TT63	VO
42	49	33 Ω	R58,R60,R62,R74,R75,R76,R77,R78,R79,R80,R81,R83,R85,R87,R89,R91,R93,R95,R97,R99,R101,R103,R105,R107,R109,R111,R113,R115,R117,R119,R121,R123,R125,R127,R129,R131,R133,R135,R137,R139,R141,R143,R145,R147,R149,R152,R154,R156,R158	R1206	1206W4F330JT5E	UNI-ROYAL
43	4	1825910-6	SW1,SW2,SW3,SW4	SW-TH_4P-L6.0-W6.0-P4.50-LS6.5	1825910-6	TE Connectivity

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
44	3	ADG5408BRUZ-REEL7	U1,U2,U5	TSSOP-16_L5.0-W4.4-P0.65-LS6.4-BL	ADG5408BRUZ-REEL7	ADI
45	1	AD8226BRZ-R7	U3	SOIC-8_L5.0-W4.0-P1.27-LS6.0-BL	AD8226BRZ-R7	ADI
46	1	AD8618ARUZ-REEL	U4	TSSOP-14_L5.0-W4.4-P0.65-LS6.4-TL	AD8618ARUZ-REEL	ADI
47	1	ADG708BRUZ-REEL	U6	TSSOP-16_L5.0-W4.4-P0.65-LS6.4-BL	ADG708BRUZ-REEL	ADI
48	4	SN74LVC2G17DBVR	U7,U8,U17,U18	SOT-23-6_L2.9-W1.6-P0.95-LS2.8-BL	SN74LVC2G17DBVR	TI
49	1	LM1086ISX-3.3/NOPB	U9	TO-263-3L_L10.0-W9.2-P2.54-TL	LM1086ISX-3.3/NOPB	TI
50	1	L7805CV	U10	TO-220-3_L10.0-W4.5-P2.54-L	L7805CV	ST
51	1	REF3033AIDBZR	U11	SOT-23-3_L3.0-W1.7-P0.95-LS2.9-BR	REF3033AIDBZR	TI
52	2	SN74HCS244QPWRQ1	U12,U14	TSSOP-20_L6.5-W4.4-P0.65-LS6.4-BL	SN74HCS244QPWRQ1	TI
53	1	SN74LVC8T245DBR	U13	SSOP-24_L8.1-W5.3-P0.65-LS7.8-BL	SN74LVC8T245DBR	TI
54	2	ULN2003AIDR	U15,U16	SOIC-16_L9.9-W3.9-P1.27-LS6.0-BL	ULN2003AIDR	TI

Fonte: Elaboração própria (2026).

Lista de materiais da PC3.

Quadro 16 – Lista de materiais da PCB3

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
1	3	CH5.08-2A	CN1,CN2,CN3	CONN-TH_CH5.08-2A	CH5.08-2A	BOOMELE
2	1	KF78C-13.0-2P	CN_CONV_OUT	CONN-TH_KF78C-13.0-2P	KF78C-13.0-2P	KEFA
3	1	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	CN_DC_IN	CONN-TH_2P-P6.35_DBT50G-6.35-2P-BK-P	DBT50G-6.35-2P-BK-P OGC	DORABO
4	3	DBT50G-9.5-2P-BK-P OGC	CN_VIN/OUT, CN_VIN/OUT1, CN_VIN/OUT2	CONN-TH_2P-P9.50_DBT50G-9.5-2P	DBT50G-9.5-2P-BK-P OGC	DORABO
5	4	PMEG6030ETPX	D1,D2,D3,D12	SOD-128_L3.7-W2.5-LS4.7-RD	PMEG6030ETPX	NEXPERIA
6	2	NB90-24S-S-C D102V 50A	K1,K2	RELAY-TH_NB90-XXS-S-C_C396905	NB90-24S-S-C D102V 50A	NBC
7	2	HF46F-G/24-HS1T	K3,K4	RELAYS-TH_HF46F-G-XX-HS1-XXX	HF46F-G/24-HS1T	HF

No.	Quantity	Comment	Designator	Footprint	Manufacturer Part	Manufacturer
8	2	BD139	Q1,Q2	TO-126- 3_L7.6- W2.7-P2.30- L	BD139	SLKOR
9	2	2.2K Ω	R1,R2	RES- TH_BD5.5- L15.0- P19.00-D0.8	CF2W- 2200 Ω ±5% T	CCO
10	2	12 Ω	R3,R4	RES- TH_BD7.5- L18.0- P22.00-D1.0	AC050000012 09JAC00	VISHAY

Fonte: Elaboração própria (2026).

APÊNDICE C – Compatibilização do *pinout* do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos necessários para controle do sistema proposto.

Neste apêndice é apresentado um quadro da compatibilização dos recursos da plataforma proposta com o *pinout* com o do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M.

Quadro 17 – Compatibilização do *pinout* do conector J1 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	Multiplexador interno do MCU				USO	Descrição do uso
		3	2	1	0		
J1	1				3V3 (SEM JUMPER)	3V3	Alimentação
	2				ADCINA6		
	3				J1.3		Não utilizar
	4				J1.4		Não utilizar
	5	SPISIMOB	SCITXDA	TZ1	GPIO12	UC_A2_R	Multiplexador do ganho do divisor de tensão
	6				ADCINB6		
	7	XCLKOUT	SCITXDB	SPICLK A	GPIO18	UC_A1_R	Multiplexador do ganho do divisor de tensão
	8	SCITXDB	MCLKXA	EQEP1S	GPIO22	UC_A0_R	Multiplexador do ganho do divisor de tensão
	9	ADCSOCBO	EPWMSYNCO	SCLA	GPIO33	I2C SCL	Comunicação I2C
	10	ADCSOCAO	EPWMSYNCI	SDAA	GPIO32	I2C SDA	Comunicação I2C

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 18 – Compatibilização do *pinout* do conector J3 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	Multiplexador interno do MCU				USO	Descrição do uso
		0	1	2	3		
J3	21	+5V					Não utilizar
	22	GND				GND	GND
	23	ADCINA7					
	24	ADCINB1					
	25	ADCINA2					
	26	ADCINB2					
	27	ADCINA0					
	28	ADCINB0					
	29	ADCINA1					
	30	NC					Não utilizar

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 19 – Compatibilização do *pinout* do conector J5 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	Multiplexador interno do MCU				USO	Descrição do uso
		3	2	1	0		
J5	41				+3.3 V	3V3	Alimentação
	42				NC		Não utilizar
	43				J7.3		Não utilizar
	44				J7.4		Não utilizar
	45	COMP1OUT	MDXA	EQEP1A	GPIO20	UC_BUTTON1	Chave tátil 1
	46				NC		Não utilizar
	47	SPICLKB	SCITXDB	TZ3	GPIO14	UC_BUTTON2	Chave tátil 2
	48	COMP2OUT	MDRA	EQEP1B	GPIO21	UC_BUTTON3	Chave tátil 3
	49	SCIRXDB	MFSXA	EQEP1I	GPIO23	UC_BUTTON4	Chave tátil 4
	50	HRCAP1	EQEP2A	SPISIMOA	GPIO54		

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 20 – Compatibilização do *pinout* do conector J7 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	MUX				USO	Descrição do uso
		0	1	2	3		
J7	61	+5 V					Não utilizar
	62	GND				GND	GND
	63	ADCINB7				MED_VI	Medição da tensão de entrada do conversor
	64	ADCINB4				MED_BAT	Medição da tensão das baterias
	65	ADCINA5				MED_VO	Medição da tensão de saída do conversor
	66	ADCINB5				MED_V_C	Medição da corrente
	67	ADCINA3					
	68	ADCINB3				MED_T	Medição da temperatura
	69	ADCINA4					
	70	NC					Não utilizar

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 21 – Compatibilização do *pinout* do conector J4 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	MUX				USO	Descrição do uso
		3	2	1	0		
J4	40	Rsvd	Rsvd	EPWM1A	GPIO0	UC_EPWM1	PWM Mosfet Boost
	39	COMP1OUT	Rsvd	EPWM1B	GPIO1	UC_EPWM2	PWM Mosfet Buck
	38	Rsvd	Rsvd	EPWM2A	GPIO2	UC_D1	Mosfet Carga Resistiva
	37	COMP2OUT	SPISOMIA	EPWM2B	GPIO3	UC_D2	Mosfet Carga Resistiva
	36	Rsvd	Rsvd	EPWM3A	GPIO4	UC_D3	Mosfet Carga Resistiva
	35	ECAP1	SPISIMOA	EPWM3B	GPIO5	UC_D4	Mosfet saída dreno aberto
	34	SPISOMIB	Rsvd	TZ2	GPIO13	UC_D5	Mosfet saída dreno aberto
	33				NC		Não utilizar
	32				DAC1		
	31				DAC2		

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 22 – Compatibilização do *pinout* do conector J2 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	MUX				USO	Descrição do uso
		0	1	2	3		
J2	20	GND				GND	GND
	19	GPIO1 9	SPISTE A	SCIRXD B	ECAP1	UC_B_BAT 1	Balanceamento da bateria
	18	GPIO4 4	MFSRA	SCIRXD B	EPWM7B	UC_B_BAT 2	Balanceamento da bateria
	17	NC					Não utilizar
	16	RESET#			Reset		Não utilizar
	15	GPIO1 6	SPISIMO A	Rsvd	TZ2	UC_B_BAT 3	Balanceamento da bateria
	14	GPIO1 7	SPISOMI A	Rsvd	TZ3	UC_B_BAT 4	Balanceamento da bateria
	13	GPIO5 0	EQEP1A	MDXA	TZ1	UC_B_BAT 5	Balanceamento da bateria
	12	GPIO5 1	EQEP1B	MDRA	TZ2	UC_B_BAT 6	Balanceamento da bateria
	11	GPIO5 5	SPISOMI A	EQEP2B	HRCAP2		

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 23 – Compatibilização do *pinout* do conector J8 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

CONECTOR	PINO PLACA	MUX				USO	Descrição do uso
		3	2	1	0		
J8	80	EPWMSYNCO	EPWMSYNCI	EPWM4A	GPIO6	UC_A2	Controle dos multiplexadores
	79	ECAP2	SCIRXDA	EPWM4B	GPIO7	UC_A1	Controle dos multiplexadores
	78	ADCSOCAO	Rsvd	EPWM5A	GPIO8	UC_A0	Controle dos multiplexadores
	77	ECAP3	SCITXDB	EPWM5B	GPIO9	UC_LED1	Sinalização LED
	76	ADCSOCBO	Rsvd	EPWM6A	GPIO10	UC_LED2	Sinalização LED
	75	ECAP1	SCIRXDB	EPWM6B	GPIO11	UC_LED3	Sinalização LED
	74				NC		Não utilizar
	73				NC		Não utilizar
	72				DAC3		
	71				DAC4		

Fonte: Elaboração própria (2026).

Quadro 24 – Compatibilização do *pinout* do conector J6 do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M com os recursos do sistema proposto.

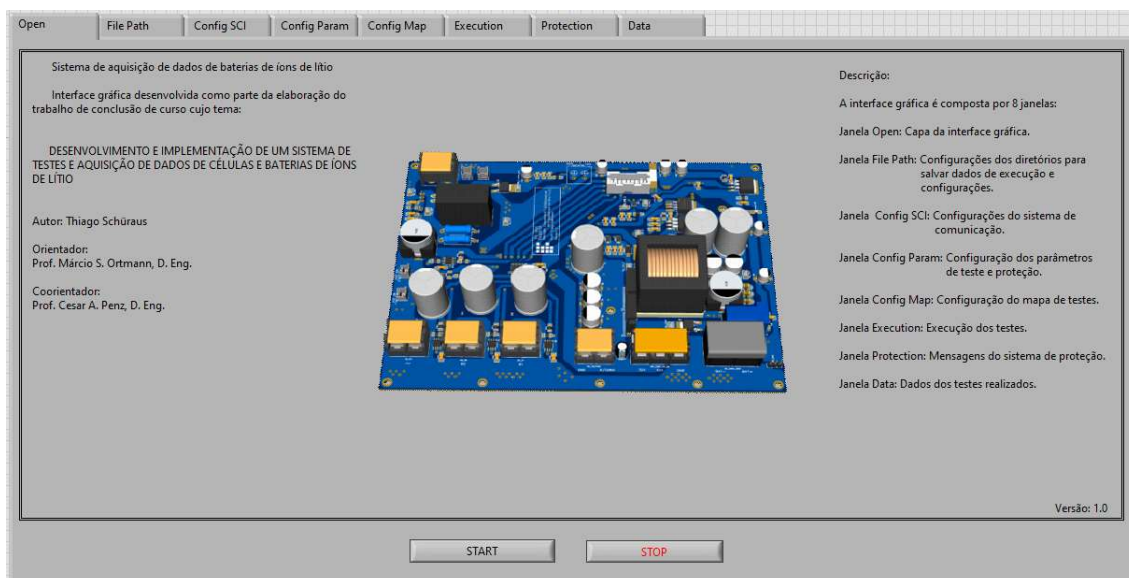
CONECTOR	PINO PLACA	MUX				USO	Descrição do uso
		0	1	2	3		
J6	60	GND				GND	GND
	59	GPIO27	HRCAP2	EQEP2S	SPISTEB	SPISTEB	Comunicação SPI
	58	GPIO26	ECAP3	EQEP2I	SPICLKB	SPICLKB	Comunicação SPI
	57	NC					Não utilizar
	56	RESET#					Não utilizar
	55	GPIO24	ECAP1	EQEP2A	SPISIMOB	SPISIMOB	Comunicação SPI
	54	GPIO25	ECAP2	EQEP2B	SPISOMIB	SPISOMIB	Comunicação SPI
	53	GPIO52	EQEP1S	MCLKXA	TZ3	UC_DISP_2	Saída com optoacoplador
	52	GPIO53	EQEP1I	MFSXA	Rsvd	UC_DISP_1	Saída com optoacoplador
	51	GPIO56	SPICLK A	EQEP2I	HRCAP3	UC_LED4	Sinalização LED

Fonte: Elaboração própria (2026).

APÊNDICE D – Ilustração das abas da interface desenvolvida no LabVIEW

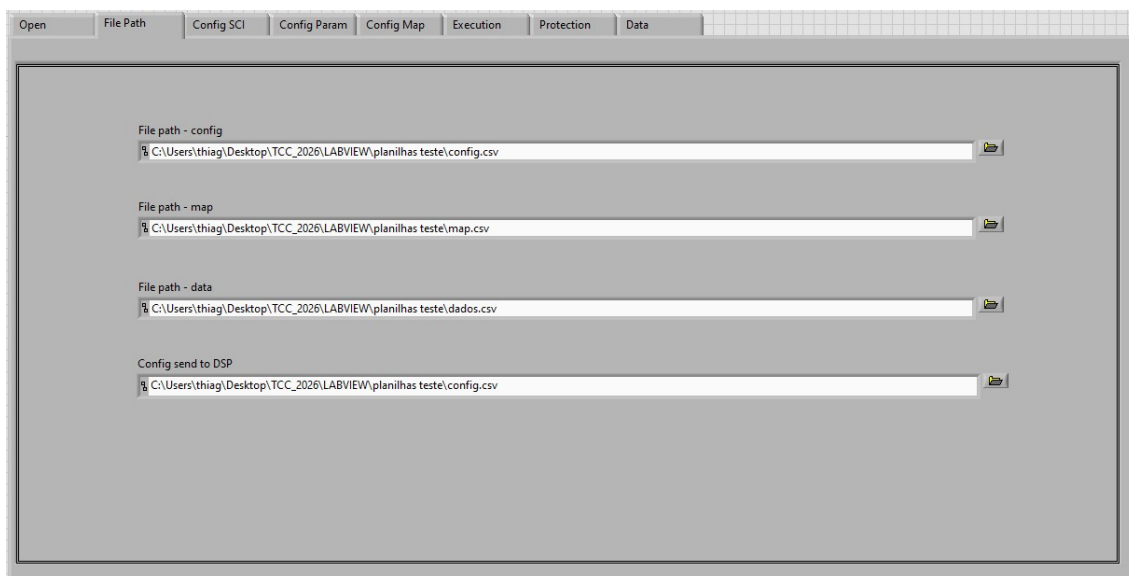
Neste apêndice são apresentadas as abas desenvolvidas para configuração, operação e visualização de dados no LabVIEW.

Figura 83 – Aba inicial da interface gráfica



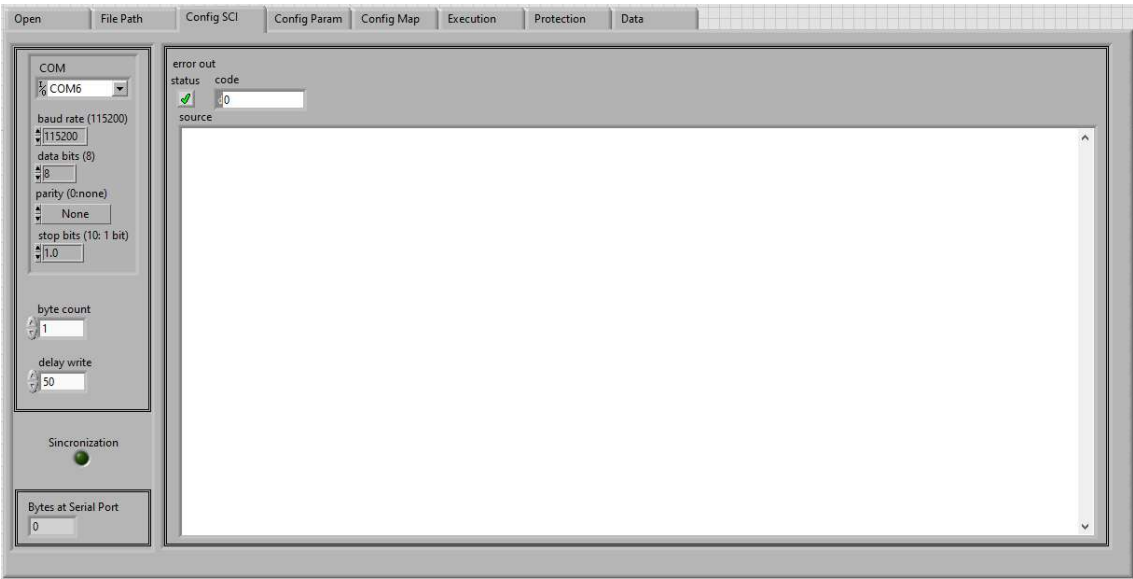
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 84 – Aba para configuração dos diretórios para salvar os dados do sistema e os aquisitados



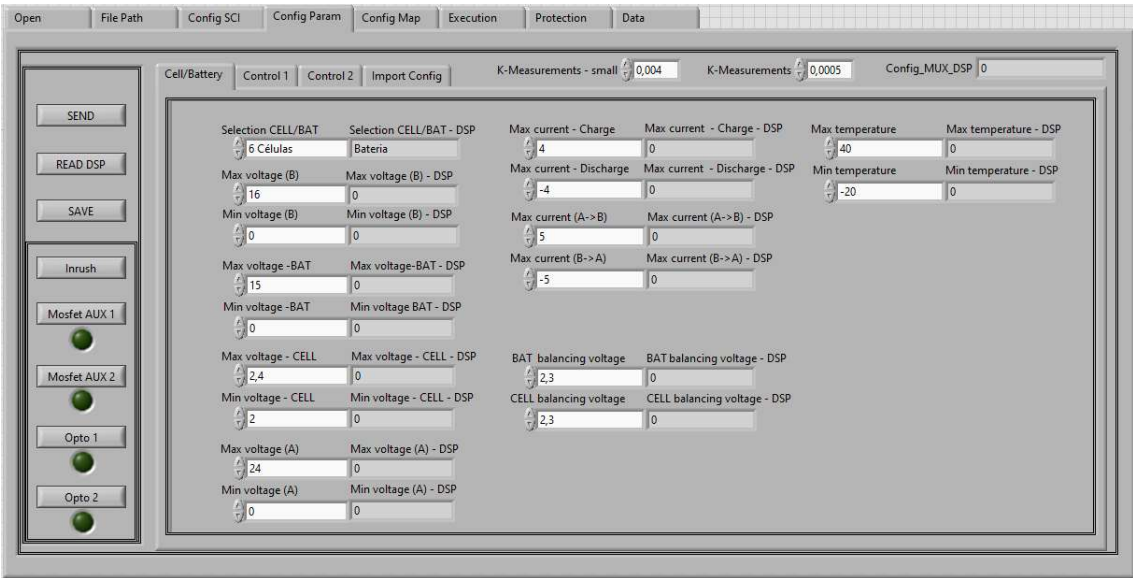
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 85 – Aba para configuração da comunicação serial



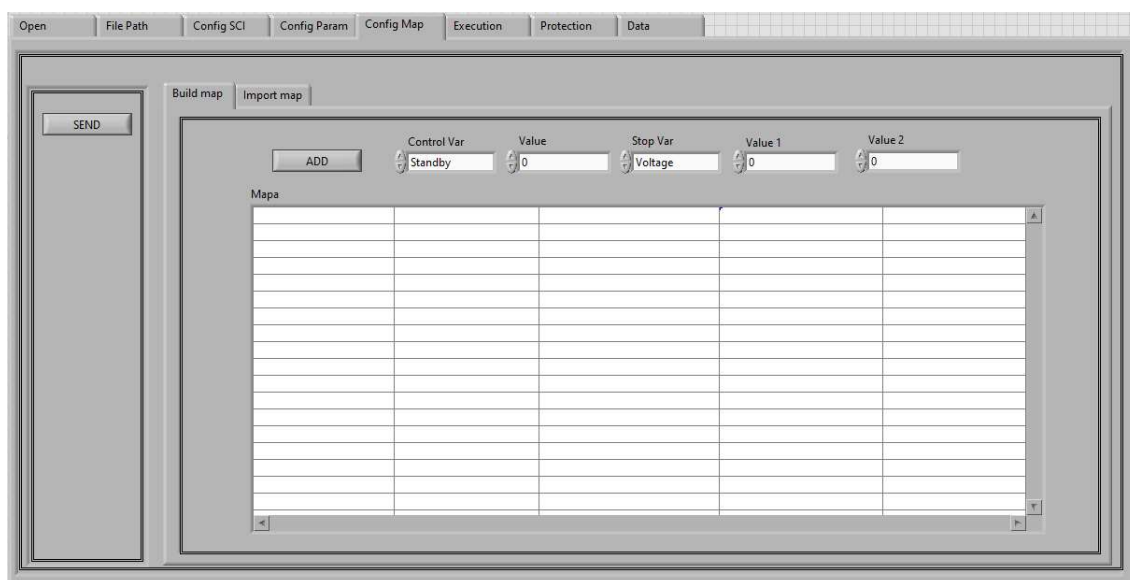
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 86 – Aba para configuração dos parâmetros do sistema



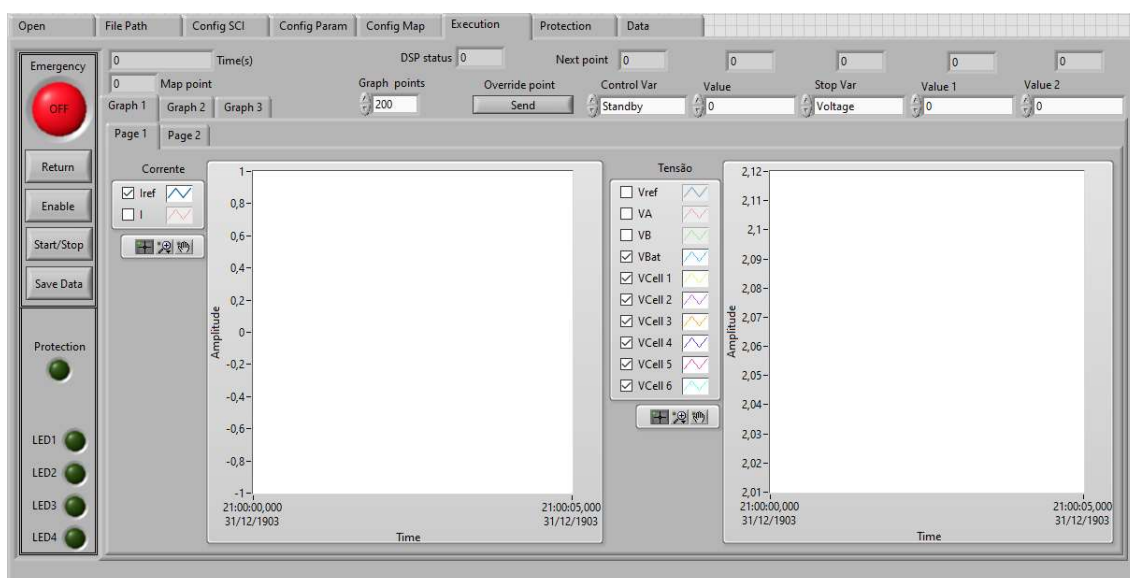
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 87 – Aba para implementação do mapa de testes para execução



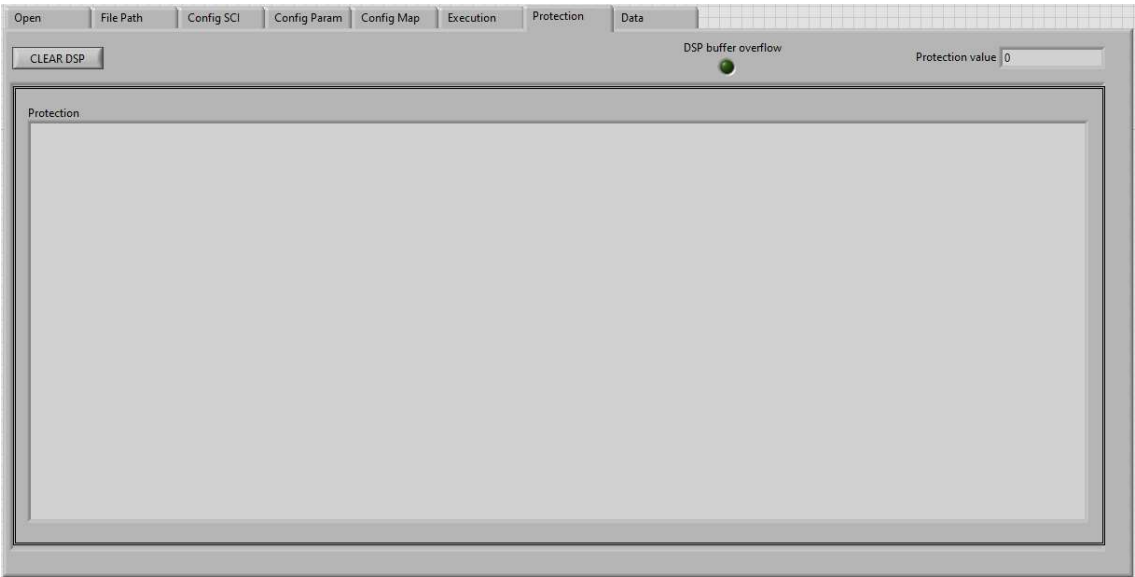
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 88 – Aba para execução e monitoramento dos dados aqisitados



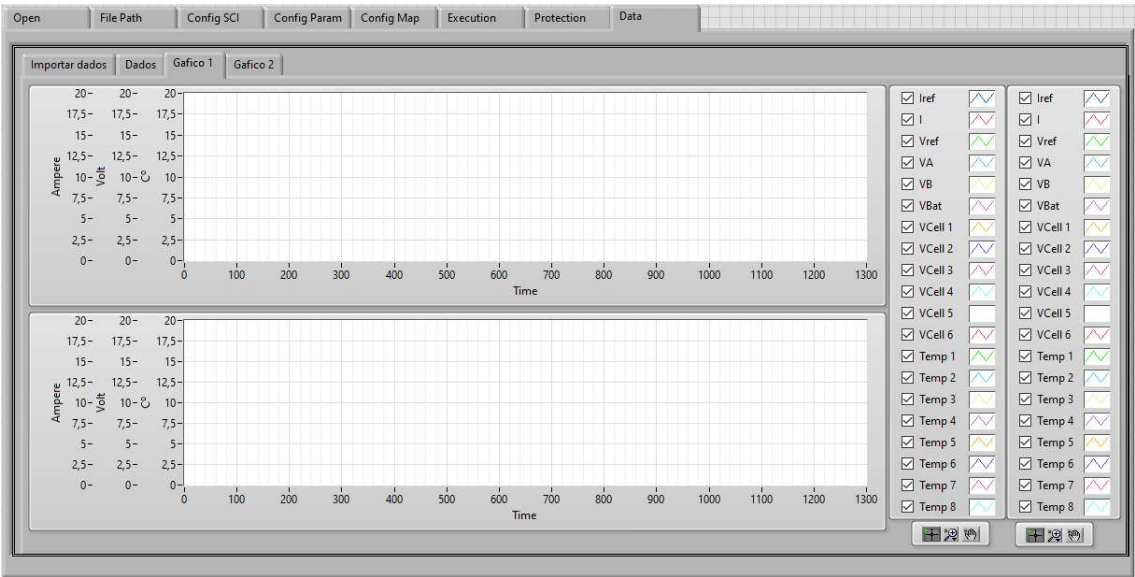
Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 89 – Aba informativa sobre atuação das funções de proteção



Fonte: Elaboração própria (2026).

Figura 90 – Aba para visualização de dados salvos após a execução dos testes



Fonte: Elaboração própria (2026).