

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL MACHADO BERNARDES

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)
PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA (SAEs)
UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)

Uberlândia – MG

2026

GABRIEL MACHADO BERNARDES

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)
PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA (SAEs)
UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas

Coorientador: Dr. Ênio Costa Resende

Uberlândia – MG

2026

GABRIEL MACHADO BERNARDES

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)
PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA (SAEs)
UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência

Uberlândia, 24 de julho de 2026.

Banca Examinadora:

Ênio Costa Resende – UFU (Interno)

Lucas Pereira Pires – UFU (Interno)

Fernanda De Moraes Carnielutti – UFSM (Externo)

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

B522 Bernardes, Gabriel Machado, 1997-
2026 Modelagem e Controle do Conversor Dual Active Bridge (DAB)
para aplicação em Sistemas de Armazenamento de Energia (SAEs)
utilizando Hardware-In-The-Loop (HIL) [recurso eletrônico] / Gabriel
Machado Bernardes. - 2026.

Orientador: Luiz Carlos Gomes de Freitas.

Coorientador: Ênio Costa Resende.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

DOI <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2026.584>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. I. Freitas, Luiz Carlos Gomes de, 1976-,
(Orient.). II. Resende, Ênio Costa, 1994-, (Coorient.). III.
Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091

Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado, 828, PPGEELT				
Data:	Vinte e quatro de julho de dois mil e vinte e seis	Hora de início:	8:30	Hora de encerramento:	11:45
Matrícula do Discente:	12422EEL001				
Nome do Discente:	Gabriel Machado Bernardes				
Título do Trabalho:	Modelagem e controle do Conversor Dual Active Bridge (DAB) para aplicação em Sistemas de Armazenamento de Energia (SAEs) utilizando Hardware-in-the-Loop (HIL)				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos Gomes de Freitas. Título do Projeto: Desenvolvimento de Conversores Estáticos Inteligentes para Conexão de Microrredes e Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) ao Sistema Elétrico de Potência. Agência financiadora: 1) CAPES e da FAPEMIG - Processo APQ-04929-22 - concedido no âmbito do Acordo de Cooperação Técnica n 299/2023 e do Edital n 38/2022, Programa de Desenvolvimento da Pós-Graduação (PDPG) - Parcerias Estratégicas nos Estados III, e 2) CNPq Processo 406881/2022-7 concedido no âmbito do Edital CNPq/MCTI/FNDCT N 25/2022. Número do processo na agência financiadora: 1) Processo APQ-04929-22 // 2) Processo 406881/2022-7. Vigência do projeto: 2022 - atual.				

Reuniu-se através de videoconferência, a Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Lucas Pereira Pires (UFU), Fernanda De Moraes Carnielutti (UFSM) e Ênio Costa Resende, coorientador do discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Prof. Dr. Lucas Pereira Pires, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre. O

competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Lucas Pereira Pires, Professor(a) do Magistério Superior**, em 24/07/2026, às 11:48, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ênio Costa Resende, Usuário Externo**, em 24/07/2026, às 11:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **FERNANDA DE MORAIS CARNIELUTTI, Usuário Externo**, em 24/07/2026, às 11:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **7448725** e o código CRC **04957E0A**.

Dedico esse trabalho aos meus avôs Ari e Sebastião. Nem mesmo a eternidade impede a força e o amparo que vocês têm para me oferecer.

Declaração de Autoria Própria

Eu, **GABRIEL MACHADO BERNARDES**, discente do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, regularmente matriculado sob o número 12422EEL001, declaro que sou autor da dissertação de mestrado intitulada **MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB) PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA (BESS) UTILIZANDO HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)**, desenvolvida durante o período de 08/08/2024 a 11/06/2026 sob a orientação do PROFESSOR DOUTOR LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS e coorientação do DOUTOR ÊNIO COSTA RESENDE, ora submetida à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências, e que a mesma foi por mim elaborada e integralmente redigida, não tendo sido copiado ou extraído, seja parcial ou integralmente, de forma ilícita de nenhuma fonte além daquelas públicas consultadas e corretamente referenciadas ao longo do trabalho ou daquelas cujos dados resultaram de investigações empíricas por mim realizadas para fins de produção deste trabalho.

Assim, firmo a presente declaração, demonstrando minha plena consciência dos seus efeitos civis, penais e administrativos, e assumindo total responsabilidade caso se configure o crime de plágio ou violação aos direitos autorais.

Desta forma, na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Uberlândia a publicar, durante tempo indeterminado, o texto integral da obra acima citada, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação do programa de pós-graduação supracitado e ou da produção científica brasileira, a partir desta data.

Por ser verdade, firmo a presente.

Uberlândia, 16 de junho de 2026.

AGRADECIMENTOS

De início, agradeço aos meus pais, Célia e Daniel, sem os quais não seria possível o desenvolvimento desse trabalho e de tudo que o antecedeu. À minha irmã Maria Graziella e ao meu sobrinho Leonardo pelo carinho, companheirismo e apoio fraterno.

A Deus, por seu amor e bondade que me permitiram seguir mesmo na dificuldade, e ao Grupo Espírita Universitário que foi seu instrumento.

Às amigas que tornaram a jornada mais fácil. À Erika, pela sabedoria; Isabela, Bruna e Giovanni pelo ombro amigo; Vinícius, João e Matheus pelo conhecimento e boa vontade. À Marta, pelos conselhos e cuidado sempre atento. Ao Rafael e à Lorena, pelos ouvidos dispostos.

Ao meu orientador Luiz Carlos Gomes de Freitas, e ao meu coorientador Ênio Costa Rezende, pelo apoio acadêmico que dedicaram a mim nos últimos dois anos. À secretária Andressa, por meio da qual agradeço todos os servidores que de alguma forma contribuíram para a minha jornada durante os dois anos de mestrado.

Ao CNPq e à Capes, pelos financiamentos de projeto 303085/2022-3, 406881/2022-7 e 407403/2022-1 (CNPq), código de financiamento 001 (Capes).

À Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (Fapemig), pelo financiamento por meio dos projetos APQ-02208-24 e APQ-04929-22, e pela concessão da bolsa de mestrado, sem o qual não haveria possibilidade de execução desta pesquisa.

“Apesar de tudo, se procuras o
bem, recolhe-te à fé e caminha...
Com Deus, não existem portas
fechadas.”

Emmanuel/ Chico Xavier

RESUMO

Os últimos anos têm se mostrado férteis à pesquisa em fontes renováveis de energia e em meios de viabilizá-las. A crescente demanda por energia limpa torna necessária a criação e manutenção de novos paradigmas dentro da produção e do uso de energia elétrica. Com isso surgem novas topologias de sistemas elétricos em menor escala, como as microrredes, extremamente ligadas à geração distribuída de energia elétrica. A necessidade do armazenamento de energia para garantir funcionamento ininterrupto do sistema faz surgir estratégias de sistemas de armazenamento de energia (SAE), dos quais os alimentados por bateria (BESS) são os mais proeminentes. Portanto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de armazenamento de energia de 2,5 kW, capaz de manter o barramento controlado em 400 V, durante a ausência de uma fonte primária. Já na presença de uma fonte primária, o SAE é capaz de carregar a bateria com etapas distintas de corrente constante à 13A e tensão constante à 216V. O conversor bidirecional escolhido foi o DAB (*Dual Active Bridge*), devido a características como alto ganho, isolamento galvânica e possibilidade de chaveamento suave. O projeto, modelagem e controle foram feitos usando a modulação SPS (*Single Phase Shift*). A escolha do momento de carga e descarga é feita com base em um algoritmo que monitora parâmetros do SAE como tensão de saída, tensão de entrada e corrente de saída, bem como estado de carga da bateria (SOC). Os algoritmos de controle foram embarcados em DSP (*Digital Signal Processor*), para verificação usando a técnica de Controller Hardware-in-the-Loop (C-HIL) e o circuito de potência é simulado em tempo real via Typhoon HIL. Resultados de resposta ao controle são mostrados para todos os controladores, bem como resultados de troca de modos de carga e descarga. Os ciclos de carga e a descarga completas foram realizados e seus resultados também são apresentados, demonstrando a plena capacidade de funcionamento do sistema.

Palavras-Chave: Sistemas de Armazenamento à Bateria (BESS), Conversor *Dual Active Bridge* (DAB), Conversores Bidirecionais.

ABSTRACT

Recent years have proven fertile for research into renewable energy sources and the means to make them feasible. The growing demand for clean energy necessitates the creation and maintenance of new paradigms within the production and consumption of electrical energy. Consequently, new smaller-scale electrical system topologies have emerged, such as microgrids, which are closely linked to distributed power generation. The need for energy storage to ensure uninterrupted system operation has given rise to energy storage system (ESS) strategies, among which battery energy storage systems (BESS) are the most prominent. Therefore, this work presents the development of a 2.5 kW energy storage system capable of maintaining the bus regulated at 400 V during the absence of a primary source. Conversely, in the presence of a primary source, the ESS is capable of charging the battery using distinct stages of constant current at 13 A and constant voltage at 216 V. The bidirectional converter chosen was the Dual Active Bridge (DAB) due to features such as high gain, galvanic isolation, and the possibility of soft switching. The design, modeling, and control were performed using Single Phase Shift (SPS) modulation. The selection of charging and discharging moments is governed by an algorithm that monitors ESS parameters such as input voltage, output voltage, and output current, as well as the battery's State of Charge (SOC). The control algorithms were embedded in a Digital Signal Processor (DSP) for verification using the Controller Hardware-in-the-Loop (C-HIL) technique, and the power circuit is simulated in real-time via Typhoon HIL. Control response results are presented for all controllers, along with the results for charging and discharging mode transitions. Full charge and discharge cycles were performed, and their results are also presented, demonstrating the system's full operational capability.

Keywords: Battery Energy Storage Systems (BESS), Dual Active Bridge (DAB) Converter, Bidirectional Converters.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1. Introdução Geral	11
1.1 Introdução ao conceito de microrredes	12
1.2 Introdução aos Sistemas de Armazenamento de Energia à Bateria (BESS)	16
1.3 Justificativa e Objetivos	18
<i>1.3.1 Justificativa.....</i>	<i>18</i>
<i>1.3.2 Objetivos.....</i>	<i>20</i>
1.4 Divisão do Trabalho	22
1.5 Publicações associadas à Pesquisa Desenvolvida.....	22
<i>1.5.1 Artigo publicado em conferência nacional</i>	<i>22</i>
<i>1.5.2 Outras Publicações</i>	<i>22</i>
CAPÍTULO 2. Revisão Bibliográfica	24
2.1 Conversores Bidirecionais	24
<i>2.1.1 Topologias Não-Isoladas.....</i>	<i>25</i>
<i>2.1.2 Topologias Isoladas.....</i>	<i>29</i>
2.2 Aspectos Construtivos da Bateria	38
<i>2.2.1 Tipos de Baterias</i>	<i>38</i>
<i>2.2.2 Modelo da Bateria</i>	<i>42</i>
2.3. Conclusões do Capítulo	45
CAPÍTULO 3. Princípio de Funcionamento e Modelagem do Conversor Seleccionado. .	47
3.1. Funcionamento e Etapas	47
<i>3.1.1 Etapas</i>	<i>49</i>
<i>3.1.2 Equação de Potência</i>	<i>56</i>
3.2. Modelagem dinâmica do conversor	61
3.3. Conclusões do Capítulo	64
CAPÍTULO 4. Projeto e Especificação dos Circuitos de Potência e de Controle	65

4.1. Projeto dos Circuitos de Potência	65
4.2. Estratégia de Controle.....	71
4.3. Conclusões do Capítulo	81
CAPÍTULO 5. Resultados e Discussões.....	82
5.1. Setup de Testes e Resultados Obtidos.....	82
5.1.1 Resultados de operação em Malha Aberta.....	86
5.1.2 Resultados de operação em Malha Fechada.....	88
5.1.3 Resultados de Troca de modos de carga e descarga.....	93
5.1.4 Resultados de Carga e Descarga Completas	99
5.2. Discussões	104
CAPÍTULO 6 - Conclusão e Trabalhos Futuros	105
6.1. Trabalhos Futuros	106
REFERÊNCIAS	108

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Número de publicações sobre microrredes no Web of Science de 2000 à 2021.	14
Figura 2 - Exemplo de Microrrede Híbrida	15
Figura 3 - Dispositivos de Armazenamento de Energia (Separados por tipo de Energia).	17
Figura 4 - Microrrede a ser implementada no NUPEP.....	21
Figura 5 - Esquema de um BDC.....	25
Figura 6 - Conversores Bidirecionais: 5-a) Buck e Boost Bidirecional, 5-b) Buck-Boost Bidirecional	26
Figura 7 - Conversores 6-a) Cuk Bidirecional, 6-b) Sepic e Zeta Bidirecional com redução de oscilação de corrente.	27
Figura 8- Buck-Boost Bidirecional em Cascata	28
Figura 9 - Conversor Bidirecional com Capacitor Chaveado	28
Figura 10 - O conversor Single Active Bridge (SAB).....	31
Figura 11 - BDCs isolados com uso de meia-ponte: 10-a) DHB, 10-b) HBFB.	32
Figura 12 - O conversor DAB.	33
Figura 13 - O DAB Multiporta.	35
Figura 14 - Esquema geral de uma bateria.	39
Figura 15 - Modelo Simples de uma bateria.	43
Figura 16 - Curva de Descarga de uma bateria genérica.	44
Figura 17 - Curvas de Tensão e Corrente na carga de uma bateria.	45
Figura 18 - O conversor <i>Dual Active Bridge</i>	48
Figura 19 - Etapa 1-a de funcionamento do DAB.	49
Figura 20 - Etapa 1-b de funcionamento do DAB.....	50
Figura 21 - Etapa 2 de funcionamento do DAB.	51
Figura 22 - Etapa 3a de funcionamento do DAB.	53
Figura 23 - Etapa 3b de funcionamento do DAB.	53
Figura 24 - Etapa 4 de funcionamento do DAB.	54
Figura 25 - Formas de onda do conversor Dual Active Bridge.....	56
Figura 26 - Circuito equivalente do DAB, visto pelo indutor.	57
Figura 27 - Formas de onda auxiliares.	57
Figura 28 - Potência transferida de acordo com d.	60
Figura 29 - Especificações da bateria no simulador do Hardware-in-the-Loop Typhoon HIL	67
Figura 30 - Curva de Descarga obtida para a bateria escolhida.	68

Figura 31 - Comparação Modelo e Planta para corrente na saída e resposta à um degrau de 2 graus de fase.	70
Figura 32 - Comparação Modelo e Planta para tensão na saída e resposta à um degrau de 2 graus de fase.	70
Figura 33 - Comparação Modelo e Planta para tensão na entrada e resposta à um degrau de 0.75 graus de fase.	71
Figura 34 - Diagrama geral de controle de carga e descarga.....	72
Figura 35 - Malha de Controle de Corrente na Bateria.	73
Figura 36 - Resposta ao degrau para a corrente em malha fechada.	74
Figura 37 - Diagramas de Bode para o controlador de corrente na bateria.	74
Figura 38 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controle 'rápido' de tensão da bateria.	75
Figura 39 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão 'rápido' na bateria.	76
Figura 40 - Malha de Controle de Tensão na Bateria.....	77
Figura 41 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controle 'lento' de tensão da bateria.	78
Figura 42 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão 'lento' na bateria.	78
Figura 43 - Malha de Controle de Tensão no Barramento.	79
Figura 44 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controlador de tensão no barramento.	80
Figura 45 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão no barramento.	80
Figura 46 - Bancada com o Hardware-in- the-Loop em funcionamento.....	82
Figura 47 - Setup montado no ambiente do Typhoon HIL, onde encontram-se os circuitos de potência (46-a)) e os blocos de medição e exportação de variáveis (46-b)).....	83
Figura 48 - Ambiente virtual SCADA montado para o teste do BESS.....	84
Figura 49 - Fluxograma do código de Controle e Gerenciamento de Carga e Descarga	85
Figura 50 - Corrente no Indutor.....	86
Figura 51 - Teste em malha aberta para os valores de 0°, 30°, 60°, 90° e 0°, nessa ordem.....	87
Figura 52 - Teste em malha aberta para os valores de 0°, -30°, -60°, -90° e 0°, nessa ordem...	87
Figura 53 - Valores de potência de saída de acordo com a fase.....	88
Figura 54 - Corrente de Saída e Fase mediante tensão de entrada de 400 V, 300 V, 500 V e 400 V, nessa ordem, durante o modo de controle de corrente.....	89
Figura 55 - Corrente de Saída e Fase no degrau de tensão de entrada de 300 V para 500 V, durante o modo de controle de corrente.	89

Figura 56 - Corrente de Saída, Tensão de Saída e Fase mediante tensão de entrada de 400 V, 300 V, 500 V e 400 V, nessa ordem, durante o modo de controle de tensão na bateria.	90
Figura 57 - Corrente de Saída, Tensão de Saída e Fase no degrau de tensão de entrada de 300 V para 500 V, durante o modo de controle de tensão na bateria.	91
Figura 58 - Tensão no Barramento e Fase mediante valores de 100%, 50%, 25%, 75% e 100% da potência nominal, nessa ordem, durante o modo de controle de tensão no barramento.....	92
Figura 59 - Tensão no Barramento e Fase durante o degrau de carga entre os valores de 25% e 75% da potência nominal, durante o modo de controle de tensão no barramento.	92
Figura 60 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CC.....	94
Figura 61 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CC.....	95
Figura 62 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CV rápido.	96
Figura 63 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CV rápido.	97
Figura 64 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CV lento.....	98
Figura 65 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CV lento.....	99
Figura 66 - Corrente, Fase e Tensão de Saída no momento da transição do modo CC para o modo CV com controlador único rápido.	100
Figura 67 - Corrente, Fase e Tensão de Saída no momento da transição do modo CC para o modo CV com dois controladores (lento e rápido).....	100
Figura 68 - Tensão na Bateria, Corrente na Bateria, SOC e Fase durante toda a etapa de carga, com demarcação em (I) para a troca de modo CC para CV lento, e em (II) para a troca entre modo CV lento e modo CV rápido.	102
Figura 69 -Tensão no Barramento, Corrente na Bateria, SOC e Fase durante toda a etapa de descarga, com indicação, em III, para o encerramento da descarga.....	103
Figura 70 - Projeto da PCB do conversor DAB a ser implementado no NUPEP.	106
Figura 71 - Equipamentos disponíveis no NUPEP (acima: emulador de baterias, abaixo: carga eletrônica)	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Conversores Bidirecionais Não-Isolados	36
Tabela 2 - Conversores Bidirecionais Isolados	37
Tabela 3 - Comparativo das tecnologias de baterias existentes.	41
Tabela 4 - Especificações de Projeto	67
Tabela 5 - Valores de Capacitância para diferentes valores de ondulação de corrente de saída.	69
Tabela 6 - Modelos da planta para I_{out} , V_{out} e V_{in} com relação à d e a φ	69
Tabela 7 - Parâmetros em z para os compensadores	81

LISTA DE ABREVIATURAS

5L-MMCCC	5-Level Modular Multilevel Capacitor-Clamped Converter
ADC	Analog to Digital Converter
BDC	Bidirectional DC-DC Converter – Conversor CC-CC Bidirecional
BESS	Battery Energy Storage System – Sistema de Armazenamento de Energia à Bateria
CA	Corrente Alternada
CAES	Compressed Air Energy Storage – Armazenamento de Energia por Ar Comprimido
CC	Corrente Contínua
C-HIL	Controller Hardware-in-the-Loop
CPLT	Custo Presente Líquido Total
DAB	Dual Active Bridge
DG	Distributed Generation – Geração Distribuída
DHB	Dual Half-Bridge
DSP	Digital Signal Processor
DPS	Dual Phase Shift
EMS	Energy Management System – Sistema de Gerenciamento de Energia
HBFB	Half-Bridge Full-Bridge – Meia-Ponte e Ponte Completa
HIL	Hardware-in-the-Loop
MEA	More Electric Aircrafts – Aeronaves Mais Elétricas
Modo CC	Modo de Corrente Constante (Constant Current)
Modo CV	Modo de Tensão Constante (Constant Voltage)
NUPEP	Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência
PHS	Pumped Hydro Storage – Armazenamento Hidrelétrico Reversível
PSM	Phase Shift Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
RES	Renewable Energy Sources – Fontes de Energia Renovável

SAB	Single Active Bridge
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SPCD	Series-Parallel Current-Driven
SPS	Single Phase Shift
TCM-DAB	Triangular Current Mode Dual Active Bridge
TPS	Triple Phase Shift
ZVS	Zero Voltage Switching – Comutação sob Tensão Zero

CAPÍTULO 1

Introdução Geral

A demanda por energia limpa e renovável tem crescido consideravelmente desde a virada do século. Nesse cenário, a preocupação com o aumento acelerado das mudanças climáticas através da emissão de gases de efeito estufa e a iminência do fim dos recursos não-renováveis tem feito aumentar o uso de Fontes Alternativas de Energia (RESs - Renewable Energy Sources). Dados da Agência Internacional de Energia Renovável (IRENA) indicam que a capacidade total dos sistemas de geração renovável dobrou de 2016 a 2024 (IRENA, 2025). O Brasil, seguindo essa tendência, tem aumentado a produção da energia eólica e fotovoltaica, em detrimento da energia proveniente de hidrelétricas, que se manteve estável de 2017 até 2024 (IRENA, 2025).

Segundo dados do Statistical Review of World Energy, a energia produzida por meio de sistemas fotovoltaicos no Brasil aumentou 116% de 2014 a 2024, e a produção de energia por meio eólico aumentou 20,7% no mesmo período (ENERGY INSTITUTE, 2025). Em ambos os casos, esse aumento foi maior que a média global, que teve acréscimos de 26,4% e 12,5% respectivamente (ENERGY INSTITUTE, 2025).

Por outro lado, a estratégia de consumo de energia tem acompanhado a tendência da produção. A busca por menor emissão de carbono tem alavancado também formas mais limpas de uso da energia, como por exemplo, a adoção crescente de veículos elétricos, e a busca pela MEA (More Electric Aircrafts), visando aumentar a eficiência de aeronaves através do uso de energia elétrica. Hoje, mais de 20% dos carros vendidos no mundo são carros elétricos (IEA, 2025). Com uma procura acelerada por esse tipo de tecnologia, vê-se necessária a adequação do sistema elétrico atual.

Duas das saídas para esse problema mostram-se respectivamente na produção maior de energia elétrica e na melhoria na distribuição, o que configura em maior eficiência. Como dito anteriormente, a primeira solução tem sido satisfeita, através do aumento na produção de energia por meios renováveis. No entanto, a integração entre sistemas com matrizes baseadas em RESs ainda precisa ser maior para permitir a transição energética completa.

A estrutura dos geradores baseados em RESs prevê uma geração distribuída de energia elétrica (DG – Distributed Generation). Na contramão do sistema adotado em massa até o fim

do século XX, a tendência para os próximos anos será a adoção cada vez maior da geração de energia em pequena escala, com fim de alimentar pequenas cargas e consumidores locais. Mesmo com produção em escala menor, esse tipo de abordagem se torna atrativa, considerando a possibilidade de contribuição com o sistema elétrico, entregando potência para a rede.

Além disso, ao produzir a energia próxima ou no próprio local de consumo, a geração distribuída reduz drasticamente a necessidade de transporte por longas distâncias, atuando na redução das perdas relacionadas à dissipação nas linhas de transmissão e distribuição. Adicionalmente, essa descentralização pode proporcionar um alívio de carga para as grandes centrais geradoras (ACKERMANN et al., 2001). A injeção local de potência diminui a demanda global exigida do sistema, evitando a operação do sistema em pontos de operação críticos ou mesmo acima dos limites, ou operacionais.

Quando se analisa o crescimento da geração distribuída do ponto de vista das fontes renováveis, encontram-se ainda desafios. A intermitência, bem como a pouca inércia do sistema baseado em RESs são pontos a serem contornados. Com isso, a integração e o avanço técnico dos sistemas nessa abordagem permanecem como prioridade de resolução para manter os avanços em energia limpa previstos para os próximos anos.

As soluções de produção em pequena escala bem como as soluções de geração distribuída tornam necessária a adoção de novos tipos de arranjos, cujo papel de produção e de consumo é descentralizado.

Levando em consideração os sistemas de pequena escala mencionados, foram propostos arranjos com a intenção de otimizar a geração distribuída, tomando decisões de despacho de potência e conexão ou desconexão dos elementos com a rede. A esse tipo de arranjo, dá-se o nome de microrrede.

1.1 Introdução ao conceito de microrredes

Uma microrrede consiste em um pequeno conjunto de: I) sistemas de geração distribuída, II) sistemas de armazenamento de energia (SAEs) e III) cargas locais (SAEED et al., 2021). Nesse contexto, sistemas de comunicação exercem importante papel nesse tipo de estrutura, sendo imprescindíveis para a troca de informações entre os elementos. Por isso, Uddin et. al. (2023) salienta a presença importante de elementos computacionais para a

microrrede: IV) um sistema de controle, e V) um sistema de gerenciamento de energia (EMS – Energy Management System), onde são processadas as informações dos parâmetros medidos da microrrede, visando gerenciamento e adequação dos valores.

Saeed et. al. (2021) cita ainda a definição dada pelo departamento de energia dos Estados Unidos, aqui em tradução livre: "Uma microrrede é o conceito de sistema de múltiplas unidades de carga e geração coordenadas, e de ilhamento da rede, que opera como uma estrutura controlável para a rede principal e restrita a limites elétricos bem definidos."

A junção de todos esses elementos ajuda a configurar um sistema que pode funcionar de maneira totalmente autônoma e isolada de outros sistemas. O modo ilhado de funcionamento prevê a troca de energia apenas entre os elementos internos da microrrede. Essa estratégia pode garantir abastecimento de energia elétrica em localidades remotas sem acesso à rede externa.

Por outro lado, o modo conectado à rede visa a injeção de potência na rede principal, aumentando a capacidade do sistema externo, além de promover economia para o usuário. Tal aumento na capacidade da rede possibilita o aumento gradativo do uso de carros elétricos, por exemplo.

Além da já discutida vantagem que diz respeito às RESs, as microrredes tem sido alvo de interesse devido à confiabilidade e resiliência de seus sistemas, levando em consideração a capacidade de funcionamento em modo ilhado e a rápida retomada do sistema em condição de ilhamento.

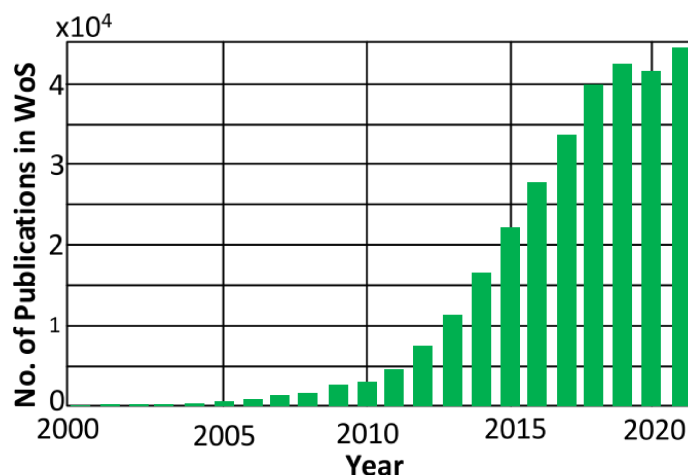
Além disso, nos próximos anos, é esperado que cada vez mais elementos da rede sejam capazes de tomar decisões de maneira inteligente e otimizada. A microrrede possui papel grande nessa atualização do sistema elétrico (UDDIN et. al, 2023), uma vez que ela possui por si só, gerenciamento inteligente de seus elementos.

He et al. (2018) conclui em estudo de caso que o uso de RESs em microrredes é viável do ponto de vista técnico e financeiro, onde o Custo Presente Líquido Total (CPLT) é reduzido em até 57%, com o uso de uma microrrede otimizada, em detrimento da aquisição de energia elétrica por meio de fontes exclusivamente externas.

Ainda no quesito financeiro, Hussein et al. (2018) mostra em um estudo de caso usando o software MDSTool, que a implementação de uma microrrede de grande porte em uma universidade em Seul reduz em até 42% a fatura anual de energia, com decréscimo de 15% na emissão anual de CO_2 .

A figura 1 mostra que o número de publicações em microrredes tem aumentado consideravelmente de 2010 em diante.

Figura 1 - Número de publicações sobre microrredes no Web of Science de 2000 à 2021.



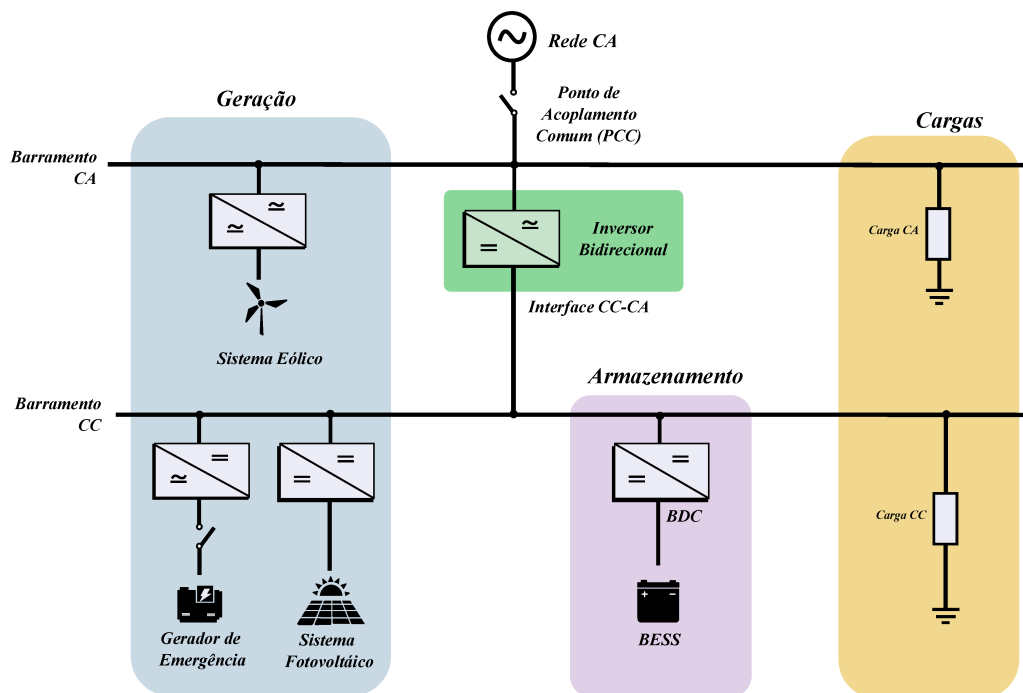
Fonte: (UDDIN et al.,2023)

Diversas topologias de microrredes existem na literatura, com uma gama diferenciada de elementos geradores e elementos armazenadores. A diferenciação mais comum entre microrredes está no tipo de energia trocada entre os elementos. Com isso, uma microrrede pode ser CA, CC ou Híbrida (UDDIN et al., 2023). O uso de diferentes matrizes energéticas, inclusive não-renováveis, justifica essa divisão, uma vez que alguns elementos da microrrede possuem geração CA (como é o caso de células à combustível e turbinas eólicas), e outros possuem geração CC (como é o caso de módulos fotovoltaicos e do próprio sistema de armazenamento).

Microrredes híbridas combinam os dois tipos de energia, sendo extremamente versáteis. A redução de estágios de conversão, advinda do uso de barramentos CC e CA dentro da mesma microrrede contribui para uma eficiência maior e um melhor aproveitamento da energia gerada. Além disso, essa estrutura é útil ao usuário, permitindo a ele que personalize o uso de energia de acordo com suas necessidades (UDDIN et al., 2023).

A figura 2 mostra o exemplo de uma microrrede híbrida. Nela, os elementos geradores são fotovoltaico e eólico. Além disso, ela possui sistema próprio de armazenamento, bem como gerador de emergência para casos extremos.

Figura 2 - Exemplo de Microrrede Híbrida



Fonte: O Autor.

Os estudos acerca do crescimento de fontes renováveis (IRENA, 2025; ENERGY INSTITUTE, 2025) mostram um crescimento considerável das fontes fotovoltaicas, em detrimento das fontes eólicas, que crescem em ritmo menor. Isso explica-se em parte pelos custos menores de implementação de sistemas fotovoltaicos.

Outra explicação da maior escolha pelo tipo de produção fotovoltaica está na disponibilidade de luz solar em toda a extensão do planeta, por quase o ano inteiro (com a exceção dos polos, onde não há luz solar no inverno). O vento por outro lado, possui delimitação geográfica, limitando o seu uso à algumas regiões.

A complementariedade da produção eólica junto à solar é uma possibilidade, onde a intermitência na produção de um dos geradores pode ser suprida pela geração do outro.

Quando observado do ponto de vista da geração fotovoltaica, Ali et al. (2024) demonstra que é viável a adoção de uma microrrede com esse tipo de geração para suprir a demanda por energia em localidades isoladas. Nesse estudo, comunidades em ilhas da Indonésia podem reduzir o custo nivelado de energia através da adoção de uma microrrede baseada em módulos fotovoltaicos e sistemas de armazenamento, em detrimento dos geradores à diesel em uso anteriormente.

A característica não despachável de algumas das RESs faz com que haja instabilidade na produção, e alta dependência de fatores climáticos, como irradiância e temperatura (no caso de sistemas fotovoltaicos), e velocidade e direção do vento (no caso de sistemas eólicos). Com base nisso, torna-se necessária a adoção de estratégias de armazenamento de energia, para promover funcionamento contínuo do sistema.

1.2 Introdução aos Sistemas de Armazenamento de Energia à Bateria (BESS)

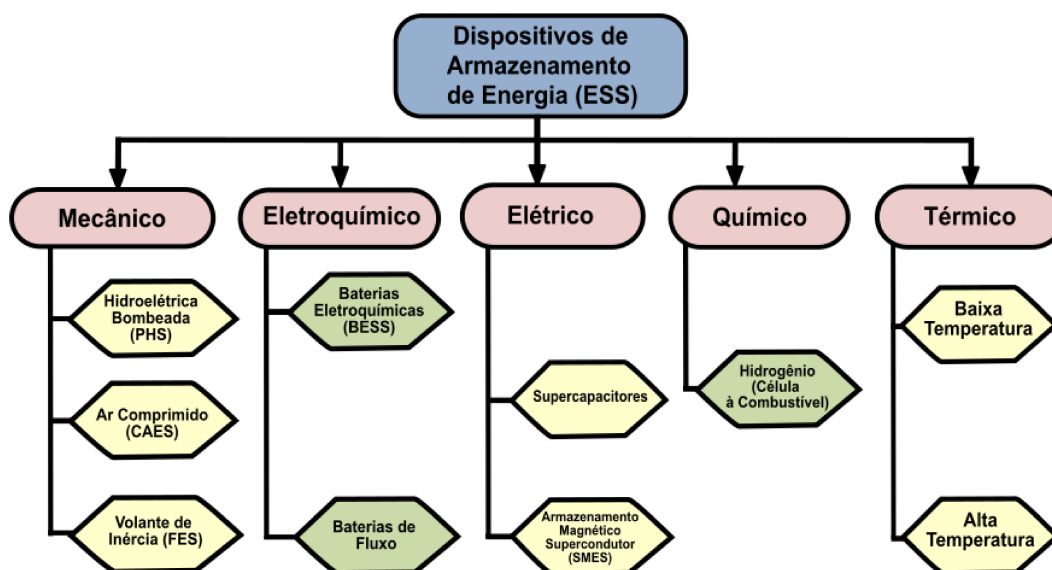
Sistemas de Armazenamento de Energia (SAE) configuram-se como sistemas capazes de armazenar a energia produzida em um momento, para fornecê-la em um momento posterior (SIDDIQU et al., 2025). Essa característica é essencial para garantir fornecimento contínuo e prover energia em momentos de ausência de geração ou em momentos em que a energia gerada não consegue suprir a demanda dos usuários da microrrede. Além disso, esse tipo de estrutura garante o funcionamento em modo ilhado, aumentando a confiabilidade e garantindo estabilidade para o usuário (UDDIN et al., 2023).

Embora a troca de energia entre os elementos da microrrede seja puramente elétrica, o SAE pode ter como base outros tipos de energia, como a mecânica, eletroquímica, química e térmica (SIDDIQU et al., 2025). Na Figura 3 encontram-se os principais ESSs, separados pelo tipo de energia usada.

Os SAEs mais usados são os alimentados por bateria (BESS – Battery Energy Storage System), com uma série de fatores que justificam a sua adoção. Dentre suas vantagens, verifica-se que baterias possuem alta sensibilidade e precisão, com resposta rápida a variações, o que as torna ideais para estabilização da rede e regulação de frequência (SIDDIQU et al., 2025). Além disso, quando comparados aos outros ESSs, os sistemas à bateria possuem maior versatilidade, sendo mais compactos, baratos e eficientes que todos os outros métodos.

Os sistemas a ar comprimido (CAES), por exemplo, possuem vida útil longa, mas são menos eficientes que os sistemas à bateria. Por outro lado, sistemas como a Hidrelétrica Bombeada (PHS), embora mantenham grande capacidade, não são aplicáveis em todos os cenários, requerendo uma localização geográfica específica e grandes investimentos que permitam a criação de reservatórios. Neste caso, baterias são mais flexíveis, podendo ser usadas em localizações diversas (SIDDIQU et al., 2025).

Figura 3 - Dispositivos de Armazenamento de Energia (Separados por tipo de Energia).



Fonte: Adaptado de (SIDDQUI et al., 2025)

Dentro dos ESSs, é possível também combinar mais de um tipo de armazenamento, o que dá origem aos sistemas de armazenamento híbridos (HESS – Hybrid Energy Storage Systems). Esse tipo de sistema pode garantir respostas ainda mais rápidas a variações, devido à adição de elementos com dinâmica mais rápida (como supercapacitores) ao BESS convencional (SHYNI et al., 2024).

Em qualquer um dos ESSs mencionados, o fluxo da energia é bidirecional, ocorrendo em um sentido no momento do armazenamento, e em outro no momento do uso da energia. Nos BESSs, esses dois momentos remetem à carga e à descarga das baterias.

Com um manejo de energia eletroquímico, é especialmente recomendado o uso de um conversor bidirecional (BDC – Bidirectional Converter) para atuar em conjunto com as baterias. Os BDCs configuram-se como interface entre o barramento CC e o elemento armazenador. Isso significa que todo o controle dos processos de carga e descarga atuam diretamente sobre o funcionamento do BDC. Logo, variáveis de controle como a razão cíclica, que normalmente são usadas para controle de tensão e corrente de saída, também passam a ter controle direto na direção do fluxo de potência.

Além da preocupação com o despacho de potência gerenciado pelo BDC, outros tópicos são importantes nesta área, como a estimação do Estado de Carga (SoC – State of Charge), manutenção do Estado de Saúde da Bateria (SoH – State of Health), aspectos construtivos das

baterias, e gerenciamento da microrrede, baseado na topologia de BDC escolhida. O projeto de um BESS observa a manutenção das características físicas citadas da bateria, bem como a capacidade de suprir as necessidades de potência do restante da microrrede.

Sistemas de gerenciamento de energia (EMS – Energy Management System) desempenham papel importante nesse ponto, mantendo a bateria operando de maneira segura. A maioria das estratégias de gerenciamento tentam manter o SoC entre limites operacionais aceitáveis. Alguns estudos consideram a faixa de SoC acima de 10% como ponto de operação aceitável para a bateria (SORTE et al, 2022) enquanto outros consideram recomendado o funcionamento acima de 20% (SAHRI et al., 2023; ARGYROU et al., 2021). Em ambos os casos, evita-se a descarga profunda, que diminui a vida útil da bateria.

Por outro lado, o carregamento acima dos limites de tensão da bateria também diminui a vida útil dela. Para resolver esse problema, alguns estudos limitam o processo de carga à um valor fixo de SoC como 80% ou 90% (SORTE et al, 2022; SAHRI et al., 2023; ARGYROU et al., 2021). Em qualquer um dos estágios de uso do BDC, a prevenção contra a carga excessiva ou a descarga profunda é feita zerando o fluxo de potência, ou desconectando a bateria do conversor.

1.3 Justificativa e Objetivos

1.3.1 Justificativa

Como visto até aqui, a escalada no uso de recursos renováveis tem impulsionado o estudo de microrredes. Por outro lado, o aumento na frota de carros elétricos (IEA, 2025) pressiona o sistema elétrico ao aumento da produção de energia elétrica, para o correto abastecimento dos carros. Esse cenário tem como implicação a busca por adequação das estratégias de produção e distribuição de energia vigentes.

Nesse contexto, é essencial a busca por novos paradigmas dentro dos sistemas elétricos, que garantam crescimento estável do sistema com vistas à transição energética. No que diz respeito à integração com a geração renovável, entende-se que a pesquisa em novas topologias de microrredes e conversores acelera essa transição. Em adição, a pesquisa por estratégias que otimizem o uso e a integração desses sistemas também auxilia o aumento do uso de energia verde.

Estudos de caso de viabilidade técnica e econômica (HE et al., 2018; HUSSEIN et al., 2018; ALI et al., 2024) indicam que as microrredes podem contribuir significativamente para o contexto energético atual. Além do acréscimo de capacidade que os geradores nesses sistemas podem fornecer, o uso de sistemas de armazenamento de energia nesses arranjos contribui com vantagens ainda pouco exploradas para o sistema elétrico.

Dentre essas vantagens, encontra-se a melhoria da qualidade de energia através do uso de estratégias de compensação de harmônicos em um sistema híbrido de armazenamento (SHYNI et al., 2024).

Por outro lado, alguns aspectos do uso de ESSs têm se tornado tendência por serem atrativos, tanto do ponto de vista financeiro quanto do ponto de vista estrutural da rede. Dois desses novos usos em microrredes são o “peak shaving” (ou corte de pico) e o “load shifting” (ou deslocamento de carga) (SIDDIQU et al., 2025).

O corte, ou nivelamento de picos é uma alternativa para reduzir custos com a energia elétrica, baseando-se na injeção de energia na rede em momentos de pico ou na redução do gasto com energia por meio do gerenciamento de demanda. A energia injetada na rede nos momentos de pico pode ser provida por um ESS, que armazena a energia em momentos de demanda menor (CHUA et al. 2020).

O deslocamento de carga, por outro lado, altera o perfil de carga de um conjunto de usuários, fazendo com que as cargas flexíveis sejam deslocadas para momentos em que a produção é excedente. Rozali et al. (2015) aprimora essa ideia para permitir que as cargas flexíveis sejam deslocadas para momentos que são precedidos por um grande armazenamento de energia, fazendo com que essa demanda seja suprida agora pelo ESS.

Todos esses pontos reforçam a possibilidade de contribuição de ESSs, não apenas para a microrrede, mas também para a rede principal. Isto, aliado à alta disponibilidade de baterias, impulsiona a otimização da energia elétrica produzida pelos meios convencionais e acelera a mudança para a produção por meios alternativos.

Na interface dos ESSs, os BDCs têm desempenhado papel importante, com grande atenção de pesquisadores. O avanço das tecnologias de baterias garantem maior autonomia para os carros elétricos, e maior controle no gerenciamento de microrredes. Nesse contexto, os BDCs herdam o interesse da área, devido à necessidade do manejo de potência entre o armazenamento e o consumo.

Estudos em BDCs buscam a melhoria da eficiência e da controlabilidade, além da preservação das características da bateria. Muitas topologias de BDCs mantêm eficiência

acima dos 90% (LITHESH et al., 2021), com diferenciações topológicas que permitem uso em aplicações diferentes.

O conversor DAB (Dual Active Bridge), por exemplo, faz parte do conjunto de BDCs isolados, com alto ganho de potência, o que permite a interface entre fontes com diferença considerável de tensão. Além da escolha típica desse conversor pelo seu isolamento galvânico, a possibilidade de operação em ZVS (Zero Voltage Switching) e em ZCS (Zero Current Switching) faz aumentar o interesse nesse conversor (LITHESH et al., 2021).

Para garantir o avanço nos estudos de BESSs, os BDCs configuram-se como o maior elemento estrutural a ser estudado. Logo, justifica-se a pesquisa em novas topologias, estratégias de controle e de gerenciamento voltados ao BDC.

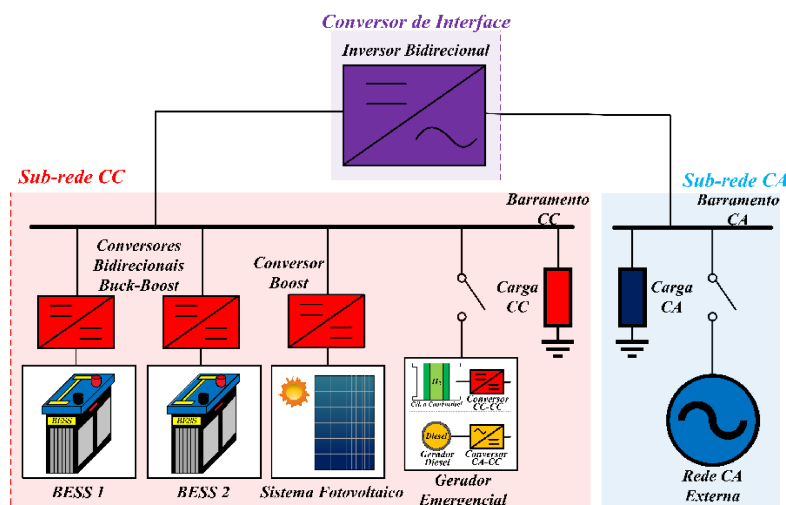
1.3.2 Objetivos

Considerando os elementos descritos aqui, este trabalho trata do BESS para aplicação futura em microrrede, com enfoque no desenvolvimento do BDC. O BDC usado será do tipo Dual Active Bridge (DAB), e a estratégia de controle tomará como base os princípios que regem esse conversor. Para isso, serão apresentadas as etapas de projeto e modelagem.

A escolha de parâmetros da microrrede é norteadada pelo trabalho de Rodrigues et. al (2026), que propõe uma estratégia de gerenciamento de microrrede com enfoque no funcionamento de dois BDCs simples trabalhando em conjunto. A proposta deste artigo no que diz respeito ao sistema de armazenamento, é usar estratégias de controle por droop e um sistema de gerenciamento próprio que equaliza os estados de carga das baterias, e permite o correto funcionamento do SAE nas operações de carga e descarga. A figura 4 mostra a microrrede implementada nesse artigo.

Nessa microrrede, as baterias dos SAEs funcionam como elementos formadores de rede, enquanto módulos fotovoltaicos de 7,7 kW são responsáveis pela geração. Por se tratar de uma microrrede híbrida, um inversor faz a interface entre os barramentos CA e CC. A conexão da microrrede com a rede externa é feita pela conexão ou desconexão através do ponto de acoplamento comum. Cargas CA e CC são consideradas nos respectivos barramentos, enquanto um gerador emergencial tem o papel de manter a microrrede em operação quando não há geração suficiente ou quando o estado de carga remanescente nas baterias não permite manter o barramento estável.

Figura 4 - Microrrede a ser implementada no NUPEP.



Fonte: adaptado de (RODRIGUES et al., 2026)

Aqui, é proposto o uso de um conversor mais robusto como o DAB, para fazer a interface entre uma bateria e o barramento CC, mantendo as características dos parâmetros da microrrede proposta anteriormente. Para tal, após o desenvolvimento do conversor, é feita a validação em um ambiente de simulação em tempo real, como o Hardware-in-the-Loop.

A implementação do sistema usando o Controller Hardware-in-the-Loop (C-HIL) possui algumas vantagens como a possibilidade de validação do sistema de controle e de gerenciamento antes da implementação física. Em sistemas maiores, essa etapa é crucial para prever e ajustar detalhes do controle de maneira dinâmica. Essa estratégia garante e atesta o funcionamento do sistema para implementações futuras, vistas no tópico de trabalhos futuros.

Dentre os objetivos específicos, encontram-se:

- Análise das vantagens do conversor DAB em relação aos outros BDCs existentes na literatura;
- Projeto dos componentes passivos do conversor;
- Modelagem do DAB;
- Projeto dos controladores para as etapas de fluxo direto e fluxo reverso de potência;
- Construção do código de controle a ser embarcado em DSP;
- Validação do BDC mediante Hardware-in-the-Loop.

1.4 Divisão do Trabalho

Este trabalho está dividido nos seguintes capítulos: 1 - Introdução Geral, 2 - Revisão Bibliográfica, 3 - Princípio de Funcionamento e Dimensionamento do Conversor Selecionado, 4 – Projeto e Especificação dos Circuitos de Potência e de Controle, 5 - Resultados e Discussões, 6 – Conclusão e Trabalhos Futuros.

O Capítulo 2 apresenta as principais discussões sobre BDC e BESS voltados à microrredes atualmente, bem como as algumas das teorias acerca de baterias. O capítulo 3 mostra o princípio de funcionamento, bem como a modelagem do conversor escolhido. O capítulo 4 mostra o projeto e o dimensionamento dos circuitos de potência e de controle. O capítulo 5 mostra os resultados de simulação online via Hardware-in-the-Loop. O capítulo 6 apresenta a conclusão deste trabalho e os trabalhos futuros.

1.5 Publicações associadas à Pesquisa Desenvolvida

A seguir são apresentadas as publicações realizadas durante a produção dessa dissertação de mestrado, que estão associadas ao tema proposto e são diretamente ligadas aos resultados aqui obtidos.

1.5.1 Artigo publicado em conferência nacional

G. M. BERNARDES; Ê. C. RESENDE; D. B. RODRIGUES; L. C. G. FREITAS, "Design and Simulation of an SPS-DAB Battery Charger for Microgrid Applications," *2025 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Vitoria, Brazil, 2025, pp. 1-6, DOI: 10.1109/COBEP66423.2025.11231764.

1.5.2 Outras Publicações

RODRIGUES, D; SOUZA JUNIOR, M; MOURA, B; GUIMARÃES, E; BERNARDES, G; RESENDE, E; SANTOS NETO, P; DE LIMA, G; FREITAS, L. Automatic Power Flow Control Strategy in Hybrid Microgrids: Development and Validation using Controller

Hardware-in-the-Loop. *Eletrônica de Potência*, [S. l.], v. 31, p. e202608, 2026. DOI: <https://doi.org/10.18618/REP.e202608>.

CAPÍTULO 2

Revisão Bibliográfica

Este capítulo se propõe a mostrar os avanços atuais no desenvolvimento de sistemas de armazenamento de energia, com respeito especialmente aos conversores bidirecionais. Adicionalmente, serão abordados os aspectos construtivos da bateria.

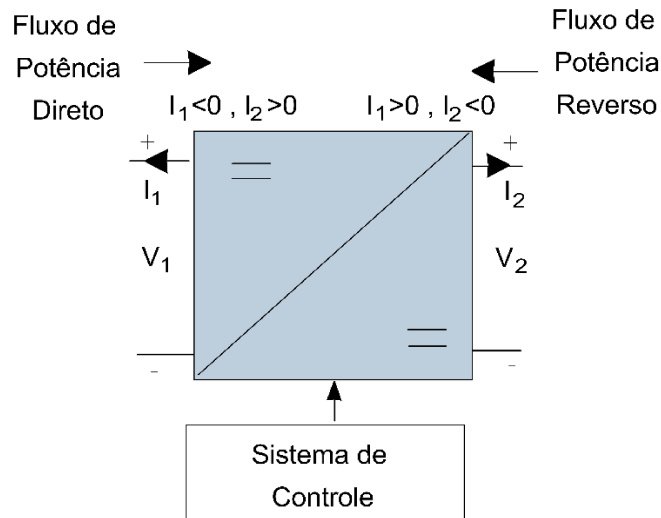
O estudo das topologias de conversores bidirecionais garantirá uma escolha segura acerca do conversor a ser usado neste trabalho. Assim, ao final deste capítulo, espera-se a definição de uma topologia robusta para a aplicação no BESS.

Por outro lado, o subtópico a respeito das baterias fornecerá o conhecimento necessário à criação da lógica de carga e descarga da bateria escolhida.

2.1 Conversores Bidirecionais

A capacidade de transferência de energia em ambas as direções de um conversor é um aspecto importante para aplicações com uso de baterias, uma vez que permite que um mesmo conversor possa promover a carga ou a descarga da bateria, sem haver estresse de troca entre conversores. Embora historicamente tenham sido muito usados para acionamento de motores, os BDCs têm tido aumento considerável de uso em sistemas de energia renovável, células à combustível e aplicações em carros elétricos e em UPSs (Uninterruptible Power Supplies) (KARSHENAS et al., 2011). A estrutura geral de um BDC pode ser vista na figura 5.

Figura 5 - Esquema de um BDC.



Fonte: adaptado de (RAVEENDHRA et al., 2023-a)

Topologias bidirecionais podem ser divididas em dois subtipos: as topologias isoladas, e as topologias não-isoladas. Cada um desses grupos possui vantagens características: enquanto as topologias não-isoladas possuem menor peso, configuração mais simples, e menor efeito de interferência eletromagnética, as topologias isoladas possuem isolamento galvânica, além de maior ganho de tensão (LITESH et al., 2021).

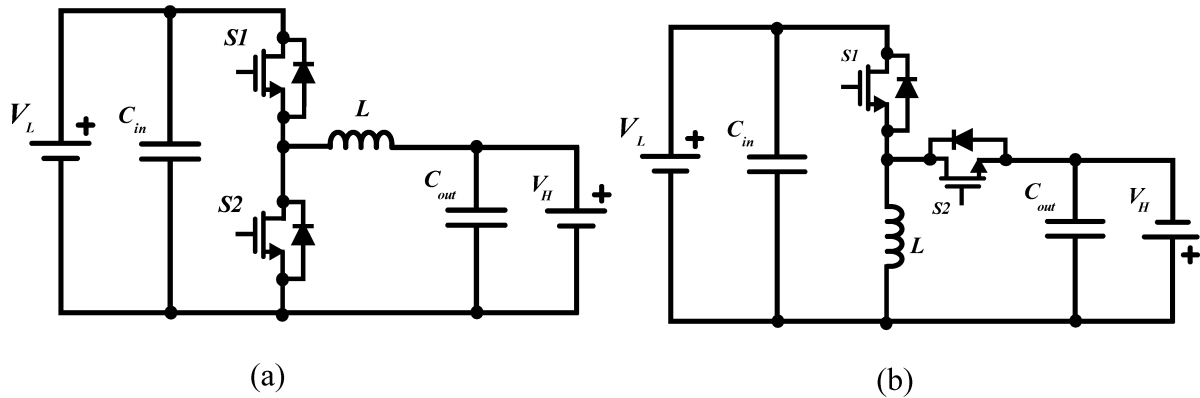
2.1.1 Topologias Não-Isoladas

Os modelos não-isolados são em sua maioria de construção mais simples, muitas vezes se tratando de rearranjos de conversores unidirecionais típicos. O modelo mais simples de BDC trata-se do Buck e Boost Bidirecional, cuja estrutura deriva de um conversor Buck com diodo substituído por uma chave bidirecional. Isso faz com que ele trabalhe como Buck em um sentido, e como Boost em outro. O nome dado ao conversor denota isso, uma vez que cada um dos modos funciona para apenas um sentido. Isso se adequa bem ao esquema de um barramento CC cuja tensão é maior que a tensão da bateria.

Outro modelo simples trata-se do Buck-Boost Bidirecional. De maneira similar ao anterior, ele possui uma chave bidirecional substituindo um diodo, mas agora, o conversor que lhe dá origem é um Buck-Boost. Assim, o conversor pode elevar ou reduzir a tensão em

qualquer sentido, sendo mais flexível em termos operacionais. Na figura 6-a encontram-se o Buck e Boost Bidirecional, e na figura 6-b, encontra-se o Buck-Boost Bidirecional.

Figura 6 - Conversores Bidirecionais: 5-a) Buck e Boost Bidirecional, 5-b) Buck-Boost Bidirecional



Fonte: adaptado de (MATSUO et al., 1984); (CARICCHI et al. 1994)

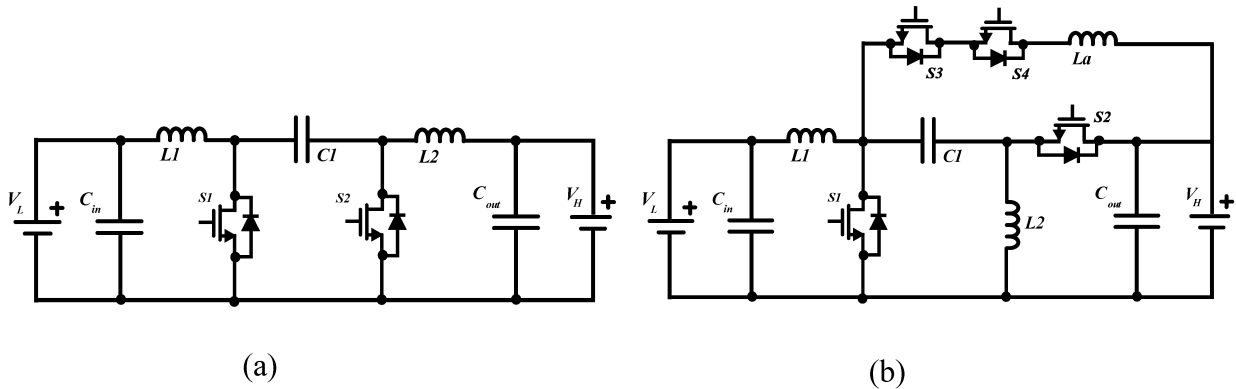
Ambos são conversores consolidados, com estudos iniciais que remontam às décadas de oitenta e noventa (MATSUO et al., 1984; CARICCHI et al. 1994). Mesmo atualmente, esse tipo de topologia tem sido escolhida para uso em microrredes, devido ao número reduzido de chaves, o que torna a modulação mais simples. Rodrigues et. al. (2026) usa a topologia do Buck e Boost Bidirecional para a construção de dois BESSs em uma microrrede, usando um sistema de gerenciamento que promove a equalização de SOC entre as duas baterias.

De maneira similar aos dois conversores apresentados anteriormente, o conversor Cuk também possui uma variação bidirecional, promovida também pela troca do diodo por uma chave bidirecional. Majó et. al. (1992) analisa e modela essa estrutura considerando o acoplamento dos dois indutores, o que simplifica o sistema de quarta ordem para um sistema de ordem dois e possibilita um modelo funcional para o controle.

Ainda dentro dos conversores CC-CC clássicos, os conversores Sepic e Zeta também tem capacidade de bidirecionalidade através de estratégias similares de mudança na topologia. Song et.al. (2014) toma como base as topologias com redução da oscilação de corrente, que existem para ambos os conversores, e confere bidirecionalidade a ele por meio da troca dos diodos por chaves, assim como visto nas outras topologias.

Na figura 7-a encontra-se o Cuk Bidirecional, e na figura 7-b, encontram-se o Sepic e Zeta Bidirecional com topologia adaptada para redução de oscilação na corrente.

Figura 7 - Conversores 6-a) Cuk Bidirecional, 6-b) Sepic e Zeta Bidirecional com redução de oscilação de corrente.

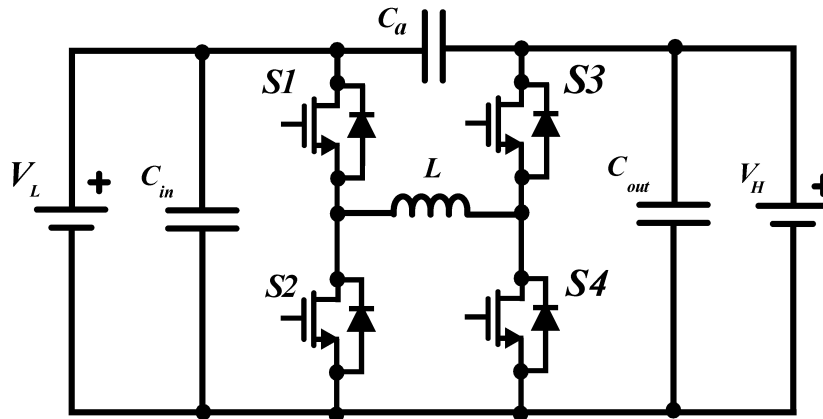


Fonte: adaptado de (MAJÓ et al., 1992); (SONG et. al. 2014).

Algumas topologias em ponte também foram desenvolvidas ao longo dos anos para promover fluxo bidirecional de potência de maneira não-isolada. Arranjos em ponte são naturalmente pensados para sistemas com entrada ou saída alternada. Estendendo essa ideia, é possível verificar que essa característica possibilita bidirecionalidade, quando alterado o modo de operação do arranjo.

Uma das topologias em ponte desenvolvidas para esse fim é o Buck-Boost Bidirecional em Cascata. Ele é uma variação do conversor Buck-Boost Bidirecional, que altera a conexão do indutor com a saída, tornando-a controlável por meio do fechamento das chaves de um braço adicional. Essa topologia diminui o estresse de corrente no lado da carga, além de possuir um ganho de eficiência com relação às outras topologias (LEE e YUN, 2019). A adição de um capacitor auxiliar ajuda a diminuir a ondulação de corrente na saída, mesmo diante do caso em que o conversor trabalha em modo de corrente descontínuo (DCM – Discontinuous Conduction Mode) (LEE e YUN, 2019). A ideia por trás do uso do DCM é habilitar o soft-switching, através do ZVS (Zero Voltage Switching). A figura 8 apresenta a topologia do Buck-Boost Bidirecional em Cascata.

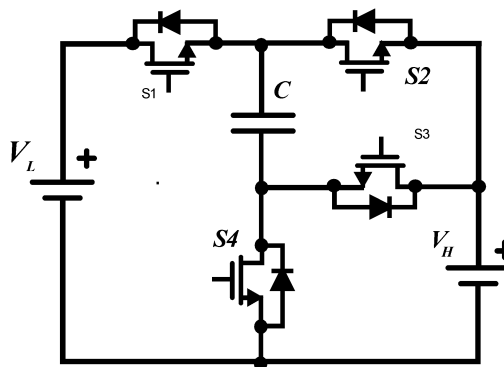
Figura 8- Buck-Boost Bidirecional em Cascata



Fonte: adaptado de (LEE e YUN, 2019).

Ainda dentro dos BDCs isolados em ponte, encontra-se na literatura o Conversor Bidirecional com Capacitor Chaveado ou SC (do inglês switched-capacitor). A estrutura unidirecional de SC prevê a ausência de elementos magnéticos, usando “células” compostas de semicondutores e capacitores para promover a transferência de potência da entrada para a saída. As células do conversor são dispostas em série visando aumentar o ganho de tensão, sendo cada conjunto série disposto em paralelo (em anti-fase), para permitir uma corrente contínua na entrada (CHUNG et al., 2003) A bidirecionalidade desse conversor está ligada aos momentos de carga e descarga dos capacitores de cada célula, que podem ser carregados pelo lado de menor tensão (V_{LV}) e descarregados no lado de maior tensão (V_{HV}) em operação rebaixadora, ou vice-versa em operação elevadora (CHUNG et al., 2000). A figura 9 apresenta a topologia de Conversor Bidirecional com Capacitor Chaveado.

Figura 9 - Conversor Bidirecional com Capacitor Chaveado



Fonte: adaptado de (CHUNG et al., 2000).

Raveendhra et. al (2023b) menciona algumas topologias isoladas com relativo destaque atualmente. Dentre elas, são salientadas as topologias multifase e multinível. Topologias multifase são investigadas por reduzir o estresse de corrente sobre os semicondutores e elementos passivos, através da separação da corrente em mais de um ramo. Já as topologias multinível dividem a tensão de saída em diversos elementos para permitir uma faixa de operação maior para a tensão, sem desgaste dos componentes.

Entre os conversores multifase, o BDC intercalado se mostra como a topologia em destaque, por permitir dividir a corrente de entrada, mesmo usando um esquema simples. Ele possui relativa vantagem, uma vez que reduz a ondulação de corrente na saída (ZHANG et. al, 2008). Entre os esquemas de BDCs multinível, encontra-se esquemas que permitem modularidade, alto ganho e flexibilidade de operação, como o BDC Multinível 4L, e o 5L-MMCCC (Multilevel Modular Capacitor-Clamped DC-DC Converter) (RAVEENDHRA et. al, 2023b).

Todos esses arranjos são extremamente úteis em aplicações que dependem de tamanho reduzido, uma vez que diminuem a necessidade de filtragem (como é o caso dos conversores multifase) ou eliminam a necessidade de elementos magnéticos (como é o caso do 5L-MMCCC). Isso os torna especialmente vantajosos em aplicações de carregamento on-board. Para esquemas de carregamento off-board e para aplicações de microrredes, a preocupação com o peso e tamanho dos conversores deixa de ser uma prioridade, permitindo considerar outros parâmetros para escolha de topologia. Nestes casos, é possível optar por BDCs com isolamento galvânico, que adicionam tamanho e complexidade ao sistema, mas que possuem vantagens consideráveis.

2.1.2 Topologias Isoladas

Além da vantagem típica que diz respeito à proteção contra surtos, BDCs isolados tem ganhado mais atenção devido ao ganho de tensão maior, obtido pela relação de transformação. Isso os torna mais flexíveis, podendo atuar como interface entre duas fontes com grande diferença de tensão. Além disso, a isolação por meio de um transformador com derivação central permite usar múltiplas entradas ou múltiplas saídas aumentando as possibilidades de uso desse tipo de conversor. Primeiramente, serão apresentadas as topologias isoladas

convencionais e, posteriormente, as topologias em ponte. As topologias em ponte terão maior atenção neste trabalho, uma vez que se adequam mais à proposta.

Dentro dos BDCs isolados convencionais, foram propostas novas topologias para resolver problemas operacionais. Em um Buck-Boost bidirecional, é possível a substituição do indutor por um transformador, permitindo isolar os dois lados desse conversor e manter a característica de bidirecionalidade. Com isso, surge o Buck-Boost Isolado Bidirecional. Por outro lado, essa topologia também pode ser obtida substituindo o diodo de um conversor Flyback por uma chave bidirecional, sendo esse o motivo pelo qual ele também é denominado Flyback Bidirecional. Essa mudança prevê o isolamento e maior ganho com relação ao Buck-Boost Bidirecional não-isolado, ou bidirecionalidade do ponto de vista do conversor Flyback (RAVEENDHRA et al., 2023b).

O BDC do tipo Push-Pull segue nessa linha, com adaptações em relação à sua contraparte unidirecional. O uso de um transformador com tap central permite o aumento da densidade de potência transferida entre suas entradas.

Ainda do ponto de vista dos BDCs isolados convencionais, o BDC Forward mantém uma estrutura do secundário que pode ser combinado a topologias como o Flyback para melhorar características específicas do conversor (ZHANG e YAN, 2009). Acréscimos nesse esquema podem permitir o chaveamento com tensão zero (ZVS - Zero Voltage Switching), diminuindo o estresse de tensão e as perdas nas chaves.

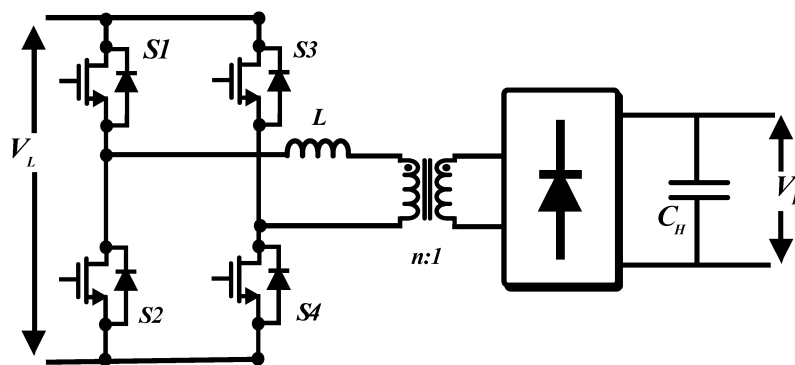
O conversor Cuk e o Sepic/Zeta Bidirecionais também possuem contraparte isolada, aqui mantendo o arranjo entre os componentes. De maneira similar ao Flyback/Buck-Boost BDC isolado, os dois tipos de conversores convergem em apenas um arranjo quando feito o isolamento por meio do transformador. A vantagem desse conversor está na redução da ondulação de corrente de ambos os lados, obtido por meio do acoplamento entre os indutores de saída e de entrada (DE SOUZA e BARBI, 2011).

Os conversores isolados convencionais possuem estrutura mais simples do que os conversores em ponte, uma vez que apresentam menos chaves. Isso pode ser uma vantagem, já que reduz as perdas de maneira proporcional à redução no número de semicondutores. Contudo, estruturas em ponte são mais eficientes, já que possuem bidirecionalidade intrínseca advinda do próprio arranjo dos componentes. Adicionalmente, é possível verificar capacidade de operação em ZVS e em ZCS (Zero Current Switching) em alguns desses conversores, o que ajuda a contornar o problema do aumento de perdas devido ao aumento do número de

chaves. Além disso, a possibilidade de operação usando apenas uma variável de controle para os dois sentidos de operação reduz a complexidade dos sistemas de controle do conversor.

O uso mais simples da estrutura de ponte para construção de conversores CC-CC isolados pode ser visto no conversor SAB (Single Active Bridge), representado na figura 10. Nele, o transformador é a interface entre uma ponte inversora e uma ponte retificadora, cuja primeira ponte é responsável pelo controle da potência transferida, e a segunda ponte responsável apenas pela retificação (AVERBERG e MERTENS, 2008).

Figura 10 - O conversor Single Active Bridge (SAB).



Fonte: adaptado de (AVERBERG e MERTENS, 2008).

Essa topologia possui grande parte das vantagens dos conversores isolados, contudo não oferece bidirecionalidade, uma vez que a ponte retificadora não permite fluxo de potência da bateria para o barramento. Esse conversor é uma simplificação do conversor DAB, e possui semelhanças com o conversor Ressonante em Série em Ponte Completa (RAVEENDHRA et. al, 2023b).

Embora o SAB seja unidirecional e inviável para aplicações de carregamento de baterias, ele ajuda a compreender a estrutura geral de um conversor CC-CC bidirecional em ponte. Esse tipo de estrutura normalmente não mantém como variável de controle a razão cíclica, comum em outros conversores. Nele, a modulação PSM (Phase Shift Modulation) ajusta o atraso entre o acionamento do primeiro braço e do segundo da ponte ativa. Esse deslocamento na fase de acionamento faz com que haja momentos que a tensão sobre o transformador seja zero, o que diminui a potência média entregue à segunda ponte.

Esse conceito pode ser estendido para o caso de duas pontes com elementos ativos. As topologias a seguir exploram essa ideia, onde o deslocamento de fase de acionamento das chaves não é mais exclusivamente interno à ponte. Com a adição de mais uma ponte ativa ao

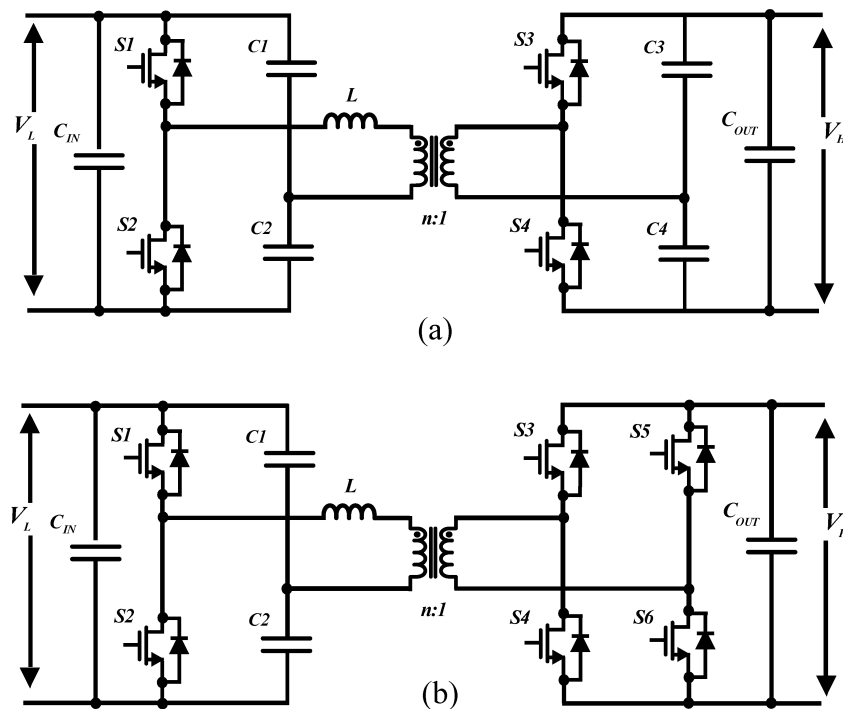
conversor, é possível controlar o fluxo de potência com mais graus de liberdade. Esse controle pode ser feito unicamente por meio do deslocamento de fase entre pontes (externo), ou ainda por meio da combinação do deslocamento interno e externo.

O uso de duas pontes controláveis aumenta as possibilidades de variação na topologia, sendo possível combinar a aplicação de circuitos de ponte completa e de meia ponte. Com isso, surgem os conversores de Dual Active Bridge (DAB), Dual Half Bridge (DHB) e de Half Bridge-Full Bridge (HBFB).

Os conversores com estrutura parcial em meia ponte (HBFB) ou total em meia ponte (DHB) possuem menos chaves, diminuindo as perdas. O DHB, em especial, possui boa controlabilidade, devido à ausência de zeros no semiplano direito (GORJI et. al, 2019). A figura 11-a mostra o DHB e a figura 11-b mostra o HBFB.

Mesmo com as vantagens desse tipo de topologia, os conversores com parte da estrutura em meia-ponte transferem menos potência e possuem menos graus de liberdade de controle. O conversor DAB, por outro lado, é mais versátil, mantendo a maior parte das vantagens já mencionadas dos conversores isolados em ponte. De Doncker et. al (1991) apresenta pela primeira vez a topologia, derivada de uma versão inicial do SAB, e a adapta para uma versão trifásica para estender a sua aplicação.

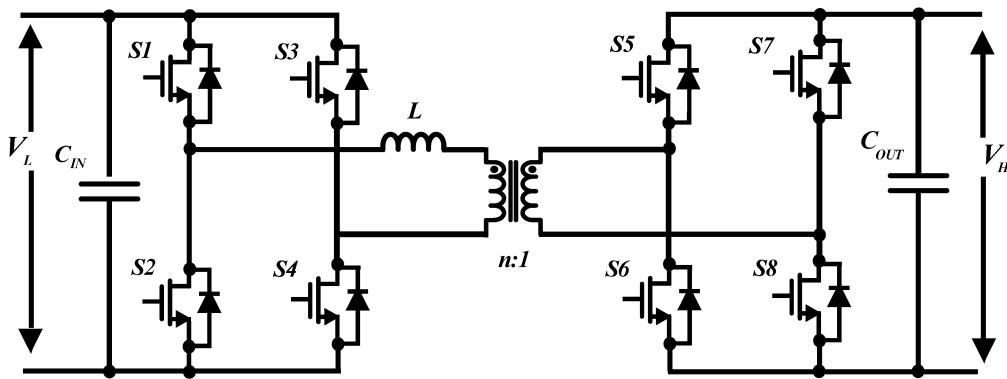
Figura 11 - BDCs isolados com uso de meia-ponte: 10-a) DHB, 10-b) HBFB.



Fonte: adaptado de (GORJI et al., 2019).

Desde o surgimento da topologia, ela tem sido usada em diferentes aplicações, como por exemplo para carregamento on-board e off-board de carros elétricos, permitindo avanços na tecnologia V2G (Vehicle-to-Grid) devido a possibilidade de fluxo de potência nos dois sentidos e alta densidade de potência. Essas características também se adequam bem ao uso em microrredes de baixa a média potência, que necessitam de carregamento rápido e eficiência energética. A figura 12 mostra o conversor DAB.

Figura 12 - O conversor DAB.



Fonte: adaptado de (HE et al., 2023).

Para a modulação SPS (Single Phase Shift), a diferença de fase de acionamento entre as chaves S1 e S7 indica o sentido e a intensidade do fluxo de potência transferido pelo conversor. Fases positivas indicam um sentido de V_L para V_H , e fases negativas indicam o sentido inverso. A faixa de operação vai de -90° a $+90^\circ$, uma vez que um aumento em módulo acima desses valores não aumenta a quantidade de potência transferida. A equação (1) relaciona a potência com a fase. As tensões V_{BUS} e V_{BAT} representam as tensões no barramento e na bateria respectivamente. O termo n representa a relação de transformação, enquanto f_s representa a frequência de chaveamento, L representa a indutância e φ representa a fase em radianos.

$$P_{out} = \frac{V_{BUS} \cdot V_{BAT} \cdot n}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (1)$$

Como pode ser visto na equação (1), a relação com o deslocamento de fase não é linear. Isso é um desafio que pode ser contornado usando ferramentas de linearização ou técnicas de controle moderno.

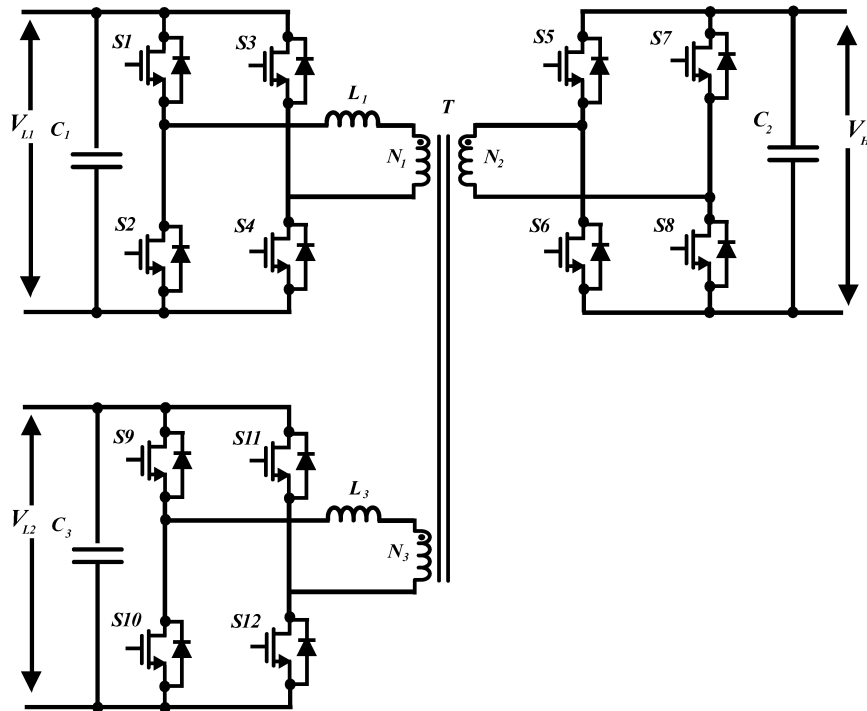
O conversor DAB tem sido alvo de estudo especialmente pela sua capacidade de operação em ZVS, mesmo sem adição de snubbers. A redução das perdas por meio do ZVS aumenta consideravelmente a sua eficiência, mesmo com uma faixa de operação limitada para esse modo. Com isso, surgem modulações mais elaboradas com a intenção de aprimorar a capacidade de ZVS, aumentando essa faixa. Como pode ser visto em (HE et al., 2023), a adição de mais variáveis de fase cria outros tipos de modulação decorrentes da SPS: a DPS, a TPS e a EPS.

O DAB é base de outras topologias em ponte, que modificam alguns aspectos de saída ou de entrada, como o SPCD (Series-Parallel Current-Driven), o Boost Full-Bridge e o TCM-DAB (Dupla Ponte Ativa com Modo de Corrente Triangular). Cada um desses conversores se dispõe a aprimorar o funcionamento do DAB em um aspecto diferente. O SPDC, por exemplo, converte os pulsos de tensão da ponte em pulsos de corrente, para fornecer a corrente reativa necessária para o ZVS, o que estende a faixa de operação nesse modo (PAHLEVANI et al., 2016). O TCM-DAB introduz o Modo de Corrente Triangular (TCM) e o Modo de Corrente Trapezoidal (TzM) para permitir estender a faixa de ZVS do conversor (KRISMER et al., 2006).

É importante notar que o DAB, assim como o DHB são conversores simétricos, com a exceção do indutor. Assim sendo, cada uma das conexões (entrada ou saída) mantém-se conectada à uma ponte separada. Ao extrapolar essa característica, é permitida a adição de mais entradas ou mais saídas através do acréscimo de mais pontes na interface com o transformador. Essa estrutura permite o gerenciamento de mais de uma bateria usando o mesmo conversor, sendo denominada DAB multiporta. A figura 13 mostra o DAB multiporta.

Todos os conversores citados, isolados ou não, possuem características elétricas e de aplicação que devem ser levadas em consideração na hora da escolha por topologia. Do ponto de vista elétrico, topologias que priorizam redução de perdas e de estresse sobre componentes são preferíveis. Do ponto de vista de aplicação, é importante a observação de requisitos de tamanho e peso, bem como requisitos normativos que estabelecem parâmetros de potência necessária.

Figura 13 - O DAB Multiporta.



Fonte: adaptado de (GORJI et al., 2019).

As tabelas 1 e 2 compilam os conversores citados com suas principais características. O termo V_H/V_L representa o ganho de tensão, S representa o número de chaves, e P representa o número de elementos passivos. É importante ressaltar que foram contabilizados apenas os elementos passivos que afetam na dinâmica e por consequência, no controle do conversor.

Na tabela 2, N representa a relação de transformação para os transformadores de BDCs isolados, e n representa o número de níveis em conversores multinível. Em ambas as tabelas, D representa de maneira genérica a variável de controle usada: para os BDCs não-isolados e BDCs isolados convencionais representa o duty cycle, para os BDCs isolados em ponte, representa a resultante dos deslocamentos de fase. O conversor SAB, mesmo não oferecendo bidirecionalidade, foi incluído para comparação.

Alguns conversores foram omitidos desse compilado, por não se adequarem ou não servirem à proposta. Os conversores omitidos são listados em Gorji et al. (2019) e Raveendhra et al. (2023). Além disso, Mohanty et al. (2023) e Lithesh et al. (2021) listam sub-variações das topologias aqui mostradas, citando artigos com modificações topológicas que alteram ganho ou eficiência.

Tabela 1 - Conversores Bidirecionais Não-Isolados

Topologia	VH/VL	Eficiência	S	P	Características
Buck e Boost BDC	$\frac{1}{1-D}$	Baixa	2	3	· Baixa complexidade; · Poucos Elementos
Buck-Boost BDC	$\frac{-D}{1-D}$	Baixa	2	4	· Tensão de saída negativa; · Buck ou Boost em qualquer direção
Cuk Não-Isolado	$\frac{-D}{1-D}$	Baixa	4	5	· Eliminação da ondulação devido ao acoplamento de indutores
SEPIC-Zeta	$\frac{D}{1-D}$	Baixa	4	5	· Ondulação reduzida através do uso de uma malha externa
Cascata	$\frac{1}{1-D}$	Baixa	4	3	· Ondulação de corrente reduzida; · Baixo estresse de corrente;
Capacitor Chaveado	2	Baixa	4	3	· Não há necessidade de indutor;
Intercalado	$\frac{1}{1-D}$	Alta	2n	2	· Redução do filtro necessário na saída;
5L-MMCCC	D	Alta	13	5	· Modularidade, flexibilidade de ganho;

Fonte: (GORJI et al., 2019; LITESH et al., 2021; MOHANTY et al., 2023)

Tabela 2 - Conversores Bidirecionais Isolados

Topologia	VH/VL	Eficiência	S	P	Características
Flyback	$\frac{ND}{1-D}$	Baixa	2	2	· Simplicidade de construção; · Descontinuidade da corrente de entrada
Push-Pull	$\frac{ND}{1-D}$	Baixa	4	6	· Corrente de Entrada Contínua
Forward	ND	Moderada	3	2	· Corrente de Entrada Contínua; · Razão Cíclica Limitada
Cuk e SEPIC/Zeta (Isolado)	ND	Baixa	2	2	· Eliminação da ondulação de corrente através do acoplamento de indutores
SAB	ND	Moderada	4	3	· É apenas unidirecional; · Limitado a sistemas de alta potência
DAB	ND	Moderada	8	2	· Flexível em termos de aplicação; · Ganho de potência flexível; · Capacidade de ZVS;
DHB	ND	Moderada	4	6	· Número menor de semicondutores
HBFB	ND	Moderada	6	4	· Número menor de semicondutores · Passível de uso em sistemas de nobreak
SPCD	ND	Alta	4	6	· Capacidade de soft-switching · Capacidade de fornecer alta densidade de potência
Boost Full-Bridge	$\frac{ND}{1-D}$	Moderada	8	5	· Capacidade de Soft-Switching;
TCM-DAB	ND	Alta	8	3	· Capacidade de Soft-Switching; · Capacidade de ZCS
DAB Multiporta	ND	Baixa	4n	n	· Modularidade · Capacidade de ZVS

Fonte: (GORJI et. al, 2019; LITESH et al., 2021; MOHANTY et. Al, 2023)

Dentre os conversores analisados, o conversor DAB mostra-se como um conversor com boas características, o que advoga a favor da sua escolha. Dentre as características que tornam a sua escolha adequada, estão o já citado isolamento galvânico, além de uma boa controlabilidade, devido a possibilidade de operação com modulações com mais graus de liberdade. O alto ganho de potência necessário em muitas aplicações de microrrede também pode ser obtido nesse conversor, o que acaba mais uma vez possibilitando o seu uso nessa aplicação.

2.2 Aspectos Construtivos da Bateria

Como visto anteriormente, a capacidade de armazenamento de energia não é exclusiva de meios eletroquímicos como a bateria. Entretanto, é possível verificar uma preferência pelas baterias devido à sua versatilidade e rápida atuação em transitórios. A modularidade e tamanho adequados à diferentes aplicações também se mostram vantajosas.

Nesse subtópico serão abordados os diferentes tipos de baterias, com enfoque em seus aspectos construtivos. Separadamente, será abordada a lógica de carga e descarga das baterias. Ambos os temas servirão como guias para a escolha da bateria e da estrutura de carregamento.

2.2.1 Tipos de Baterias

O princípio fundamental do funcionamento das baterias está nas reações de oxirredução que podem ocorrer entre dois elementos. A bateria é o dispositivo que mantém as condições necessárias para que esse tipo de reação ocorra (GONZÁLEZ, 2016), sendo possível transferir elétrons de um lado ao outro da bateria, desde que em situação de curto-circuito, ou quando conectada uma carga.

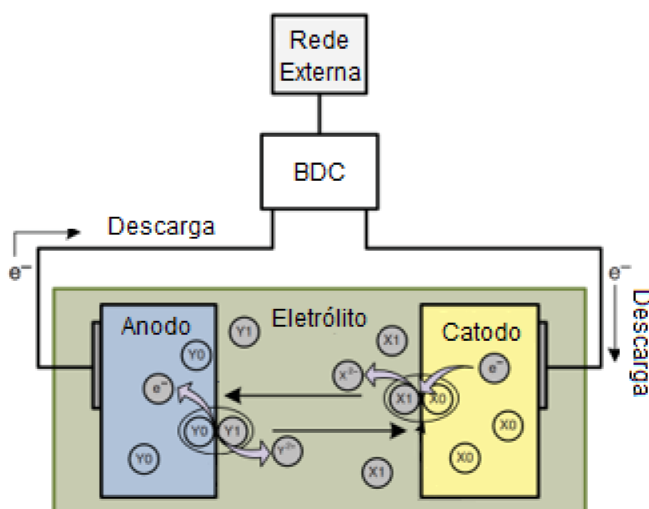
Cada extremidade da bateria é um eletrodo, denominados Anodo e Catodo, sendo os polos negativo e positivo, respectivamente. O Anodo está envolvido nas reações de oxidação, perdendo elétrons, enquanto o Catodo sofre reações de redução, recebendo elétrons (GONZÁLEZ, 2016).

A substância onde estão imersos os dois eletrodos chama-se eletrólito, e atua reagindo com ambos, de maneira a perder ou ganhar elétrons. A interação entre o anodo e o catodo com

o eletrólito, separadamente, faz surgir uma tensão entre ambos os eletrodos, que gira em torno de 1 a 4 volts por célula (GONZÁLEZ, 2016). As células são então combinadas para produzir tensões maiores. Um separador físico previne que a bateria sofra curto-circuito interno e um recipiente mantém todas as células juntas, permitindo a conexão entre elas e isolamento do ambiente externo.

Uma vez conectada uma carga na bateria, as reações têm início, com o anodo fornecendo elétrons por meio da oxidação. Esses elétrons formam a corrente elétrica que alimenta a carga, e serão recebidos pelo catodo. O catodo, por meio de redução, recebe esses elétrons. A todo instante, são formados íons no processo de perda e ganho de elétrons. Esses íons são trocados entre os eletrodos, através do eletrólito e do separador. Na figura 14, é possível observar um esquema da bateria. O índice X indica as substâncias envolvidas nas reações do catodo, enquanto o índice Y indica aquelas envolvidas nas reações do anodo. Os subíndices 0 indicam as substâncias de cada eletrodo, enquanto o subíndice 1 indica as substâncias originárias da interação entre os eletrodos e o eletrólito.

Figura 14 - Esquema geral de uma bateria.



Fonte: adaptado de (GONZÁLEZ, 2016).

As baterias inicialmente possuíam a capacidade de descarga única. A bateria recarregável é um aprimoramento dessa tecnologia, que força os elétrons a voltarem à sua posição original, por meio da aplicação de uma tensão externa entre os terminais da bateria.

Dentre as baterias convencionais, existem diferentes tipos, com reagentes e modelos diversos. Cada um dos tipos de bateria oferece vantagens próprias, que podem ser aproveitadas para aplicações em diferentes contextos.

Uma das baterias comerciais mais antigas é a bateria de chumbo-ácido, que é formada por placas de chumbo e dióxido de chumbo imersas em ácido sulfúrico. Elas são dispostas de forma alternada para formarem o anodo e o catodo respectivamente. O custo relativamente baixo de produção, bem como reciclabilidade considerável tornam o seu uso possível. No entanto, a quantidade de ciclos de carga e descarga é baixo, o que desestimula o seu uso em aplicações que requerem baixa manutenção (GONZÁLEZ, 2016).

Posteriormente, surgiram baterias baseadas em níquel: Ni-Cd (Níquel-Cádmio), Ni-H₂ (Níquel-Hidrogênio) e Ni-MH (Níquel-Hidreto Metálico). Essas baterias possuem em comum o uso de um eletrólito alcalino e cada uma possui características específicas. A bateria de Ni-Cd foi um avanço em relação à bateria de Chumbo-Ácido, com alto número de ciclos e baixa manutenção. No entanto, é sujeita ao dito “efeito-memória”, que reduz a capacidade visível da bateria quando é feito repetidamente o carregamento antes da descarga completa (GONZÁLEZ, 2016). Além disso, o cádmio é um material extremamente tóxico. As baterias de Ni-H₂ e Ni-MH surgem como alternativas ao uso de Cádmio, com efeito memória menor, e com maior segurança de uso.

As baterias de sódio-enxofre (Na-S) entram como uma alternativa para uso em aplicações de alta temperatura. Tanto o sódio como o enxofre (eletrodos) estão em estado líquido na temperatura de operação de 300° a 400°C, enquanto o eletrólito se mantém sólido (GONZÁLEZ, 2016). Mesmo com temperaturas tão altas de operação, tem sido um tipo de bateria com relativa atenção devido à alta densidade de energia (150-300 Wh/kg) e altas correntes de descarga (200-300 mA/cm²) (JIANG, 2025). Mesmo com necessidade de manutenção da alta temperatura, ela mantém alta eficiência (de aproximadamente 85%), graças à reação exotérmica que ocorre na bateria (GONZÁLEZ, 2016).

Por fim, dentre as tecnologias citadas, a mais proeminente se mostra a bateria de íon-lítio (Li-íon). Nela, o eletrólito é uma solução orgânica contendo sais baseados em lítio. O material ativo do catodo geralmente contém um óxido metálico de lítio, enquanto o anodo mantém principalmente carbono (na forma de grafite), e átomos de lítio (GONZÁLEZ, 2016). Durante a carga, os íons Li⁺ são transportados do anodo para a estrutura do grafite, enquanto na descarga, os elétrons fluem pela estrutura externa. A alta densidade de energia (de 160-200 Wh/kg) e a alta eficiência (de 85–95%) (JIANG, 2025) justificam a sua crescente adoção.

Nesse tipo de bateria, deve-se garantir a tensão igual em todas as células, havendo necessidade de uso de sistemas de gerenciamento de bateria (BMS – Battery Management System).

Outros tipos de baterias existem ainda, como as baterias de íons de zinco, íons de sódio e as de Fluxo de Redox (RFBs - Redox Flux Batteries). Cada uma dessas baterias, assim como as citadas anteriormente, possui características específicas que são listadas na tabela 3.

Tabela 3 - Comparativo das tecnologias de baterias existentes.

Bateria	Vantagens	Limitações	Custo (US\$ / KWh)	Ciclos	Densidade Energética (Wh/kg)	Eficiência (%)
Chumbo- Ácido	Baixo custo Alta segurança Alta reciclabilidade	Curto ciclo de vida	50-200	300-1000	30-50	75-85
Ni-MH	Alta segurança	Alto Custo Alta autodescarga	200-600	1500- 4000	50-100	80-90
Ion de Zinco	Baixo custo Alta segurança	Curto ciclo de vida Baixa Maturidade Tecnológica	50-250	500-2000	50-100	80-90
Ion de Lítio	Alta densidade de energia Alta eficiência	Baixa segurança	50-300	1500- 10000	160-200	85-95
Ion de Sódio	Sem restrições de recurso Alta densidade de energia Alta eficiência	Baixa Segurança	50-400	500-4000	100-160	80-90

RFB - Vanádio	Longo ciclo de vida	Alto custo	250-700	5000-20000	12-40	65-75
	Alta segurança	Baixa densidade de energia				
		Baixa Eficiência				
	Potência e energia desacopladas					
Na-S	Alta densidade de energia	Alta temperatura de operação	300-1000	2000-4500	150-300	80-90
	Baixa autodescarga	Alto custo de manutenção				
Ni-H ₂	Longo ciclo de vida	Alta autodescarga	100-500	5000-30000	40-100	80-90
	Alta segurança					
	Livre de manutenção					

Fonte: adaptado de (JIANG, 2025).

Dentre as baterias apresentadas, as do tipo íon-lítio se enquadram ao uso previsto para o sistema de armazenamento de energia, onde é necessária uma vida útil considerável, além de eficiência. Esse tipo de bateria, conforme visto em Jiang (2005), possui número considerável de ciclos, alta densidade energética e alta disponibilidade. Baseando-se nisso, o tipo de bateria escolhida será a de íon-lítio, e as especificações do simulador em tempo real levarão em consideração esse fator.

2.2.2 Modelo da Bateria

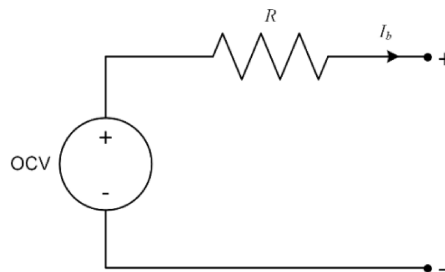
Uma bateria completamente carregada pode alimentar uma carga por um certo período antes que descarregue. Essa é uma métrica importante para dimensionar sistemas de armazenamento, e pode ser traduzida como a capacidade da bateria.

A capacidade é medida em Ah (Ampère-hora) e indica a quantidade de corrente que pode ser fornecida durante o período teórico de uma hora. A capacidade nominal é intrínseca a cada bateria e é um número representativo para a bateria totalmente carregada. À medida que ela descarrega, a capacidade diminui. A relação entre a capacidade restante e a capacidade nominal é denominada estado de carga da bateria (SoC – *State of Charge*) (GONZÁLEZ, 2016). O estado de carga é um valor que não pode ser medido, sendo apenas inferido, seguindo diferentes estratégias. Kalawoun et al. (2015) classifica diferentes métodos para estimar o estado de carga. O método mais simples é a contagem Ampere-hora, e depende de valores de SoC inicial (SoC_{t_0}) e de capacidade de referência da bateria (C_{REF}). Além disso, a medida que indica quanto da capacidade foi descarregada (ou carregada) é a integral da corrente da bateria (I_τ). Essa relação é vista na equação (2) (WANG et al., 2022).

$$SoC_t = SoC_{t_0} + \frac{\int_{t_0}^t I_\tau d\tau}{C_{REF}} \quad (2)$$

A tensão existente entre o anodo e o catodo da bateria tem um comportamento diferente para situações de circuito aberto e de descarga. Uma queda de tensão pode ser verificada ao conectar a bateria, o que pode ser modelado como uma resistência interna. A corrente de descarga, ao passar pela parte interna da bateria produz essa queda de tensão, que pode ser medida para estimar o valor da resistência. A figura 15 mostra o modelo simples da bateria, onde OCV (Open Circuit Voltage) representa a tensão de circuito aberto.

Figura 15 - Modelo Simples de uma bateria.

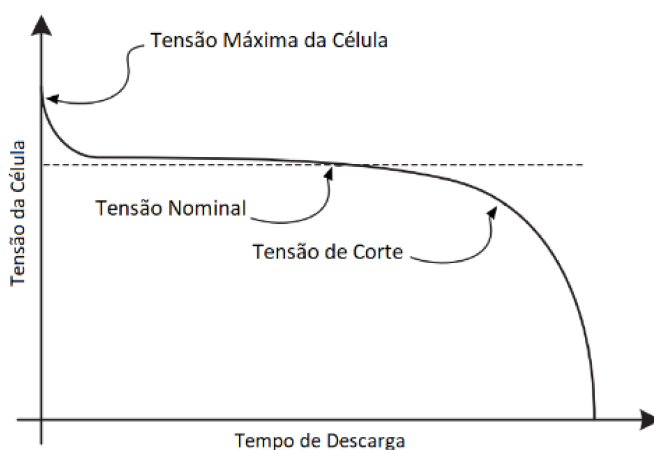


Fonte: (ODEIM et al, 2015).

O modelo simples, no entanto, não descreve todos os comportamentos da bateria. Ao longo do processo de descarga, a queda de tensão aumenta, indicando um acréscimo teórico

na resistência interna. Especialmente nos extremos, com a bateria próxima da carga completa ou da descarga completa, essa variação é ainda mais acentuada. A figura 16 mostra o comportamento da tensão ao longo da descarga.

Figura 16 - Curva de Descarga de uma bateria genérica.



Fonte: adaptado de (GONZÁLEZ, 2016).

Todas as baterias apresentam características de tensão da célula em função do tempo de descarga semelhante, com variações na inclinação das curvas e nos valores de tensão, que proporcionam curvas ligeiramente diferentes entre si. O efeito da temperatura, adicionalmente, desloca a curva de descarga, sendo necessários que outros modelos fossem propostos para explicar o comportamento da bateria, e consequentemente, aprimorar o processo de carga e de descarga. Neste trabalho, apenas o modelo simples é retratado, exceto pela correção dos valores de tensão que é feito na curva de carga/ descarga.

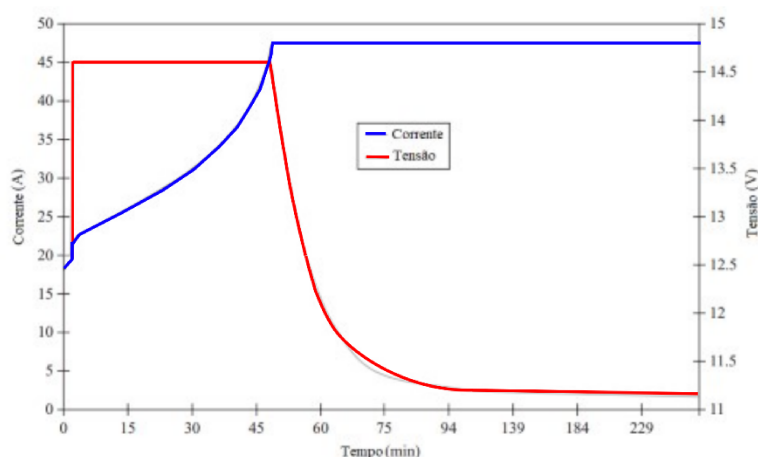
A curva de descarga naturalmente possui regiões distintas, como visto na figura 16. A resistência interna é variável ao longo do processo de carga/descarga, logo, o modelo de resistência interna é adaptado de maneira que leve isso em consideração. Assim, é possível considerar um modelo funcional em partes. Os simuladores levam em consideração o início das áreas exponenciais da curva, e suas respectivas capacidades, para parametrizar a curva de descarga e simular um modelo próximo do real.

Considerando a curva de descarga da bateria, é correto supor que a carga completa com corrente constante poderia fazer a bateria extrapolar os limites de tensão seguros. Assim sendo, a literatura recomenda a carga da bateria em corrente constante até o momento em que

a bateria atinge um limite máximo de valor da tensão. Assim que esse valor é atingido, a carga é feita com a tensão constante, permitindo a segurança do carregamento.

Esse princípio dita a estratégia de carregamento em modo CC (Corrente Constante), e em modo CV (Tensão Constante). A figura 17 mostra as curvas de tensão e corrente durante a carga, evidenciando os dois modos de carregamento.

Figura 17 - Curvas de Tensão e Corrente na carga de uma bateria.



Fonte: adaptado de (RAHN et. al, 2014).

A descarga, por outro lado, acontece em modo único, mas deve-se garantir que não haja descarga profunda, limitando o processo de descarga em níveis seguros de SOC (usualmente entre 10% e 30%).

2.3. Conclusões do Capítulo

Esse capítulo teve como objetivo a apresentação do referencial teórico necessário para o desenvolvimento desse trabalho. Assim sendo, reúne-se aqui os conversores bidirecionais encontrados na literatura, permitindo fazer uma escolha segura acerca do tipo de conversor que será usado para o trabalho. Por outro lado, também se apresenta nesse capítulo a fundamentação que permite a escolha do tipo de baterias que comporão o BESS.

Os conversores citados possuem vantagens intrínsecas a eles, sendo cada um útil a aplicações distintas. Considerando a aplicação desse trabalho em microrredes, logo descartando o uso on-board, mantém-se preferível o uso de conversores isolados. Esse tipo de

conversor, como dito anteriormente, possui a desvantagem do tamanho e peso relacionados ao transformador. No entanto, em aplicação off-board, onde o peso e tamanho importam menos, é vantajoso manter a possibilidade de isolamento galvânica.

Dentro dos conversores isolados, um grande expoente é o conversor DAB, que mantém vantagens como ZVS nativo, além de boa controlabilidade e possibilidade de aumento nos graus de liberdade do controle. O alto ganho de potência devido à relação de transformação também advoga a favor de seu uso.

De outro ponto de vista, agora sobre o tipo de bateria escolhida, as baterias de íon-lítio mostram-se mais vantajosas à essa aplicação, devido à alta quantidade de ciclos, alta eficiência e custo relativamente baixo. A alta densidade de energia desse tipo de bateria também é um bom fator que auxilia nessa escolha, mesmo em uma aplicação que não é crítica com relação ao tamanho físico do sistema implementado.

Assim sendo, o presente capítulo norteou a escolha do conversor DAB para a construção do BESS, além de apontar para a escolha de baterias de íon-lítio como armazenadores de energia.

CAPÍTULO 3

Princípio de Funcionamento e Modelagem do Conversor Seleccionado

Uma vez escolhido o conversor a ser usado, sendo o Dual Active Bridge (DAB), esse capítulo se propõe a apresentar os princípios de funcionamento do conversor e sua modelagem.

A teoria por trás da análise de suas etapas deve ajudar a projetar os elementos passivos do conversor, e deve guiar o estudo na obtenção do seu modelo matemático. A modelagem, por outro lado, deve servir como base para o projeto do controle do conversor.

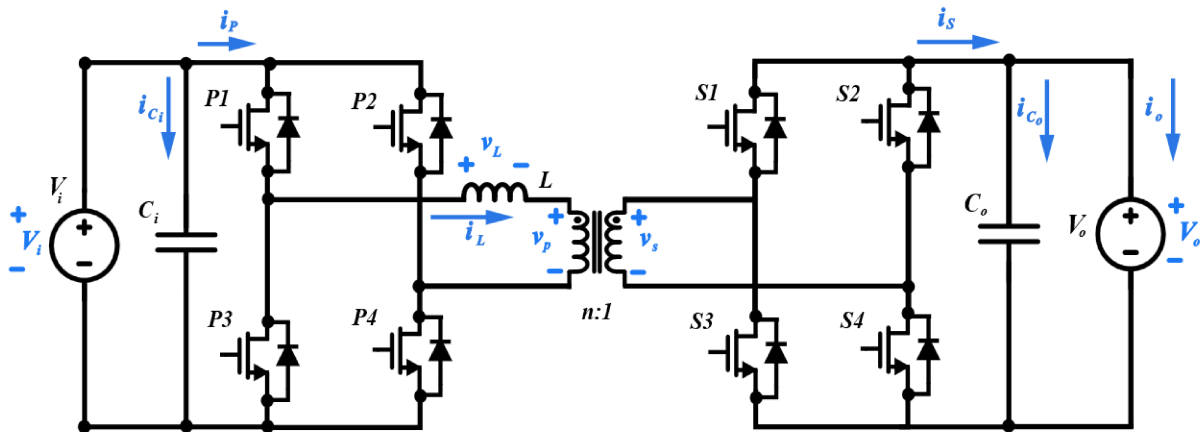
Considerando uma operação em modo de corrente constante ou tensão constante na bateria (como visto no capítulo 2), bem como operação de descarga com controle de tensão no barramento, a modelagem deve abordar a tensão e a corrente na bateria, bem como a tensão no barramento. A variável de controle e o tipo de modulação para o conversor serão também abordadas neste capítulo.

Ao fim desse capítulo, espera-se a apresentação das equações das etapas de operação do conversor, bem como as equações do modelo matemático.

3.1. Funcionamento e Etapas

Como dito anteriormente, o conversor Dual Active Bridge é um conversor bidirecional simétrico. Ele é composto de dois inversores conectados por meio de um elemento indutivo, que pode ser um indutor simples. A adição de um transformador à essa estrutura confere isolamento e aumento no ganho do conversor. A figura 18 mostra o DAB em detalhes. Para fins didáticos, as chaves no primário são indicadas com a letra P, e as chaves no secundário, com a letra S.

Figura 18 - O conversor *Dual Active Bridge*.



Fonte: O autor.

Esse conversor, diferentemente de um BDC convencional, usa a diferença de fase entre os acionamentos das chaves $P1$ e $S1$, ao invés de uma simples variação de razão cíclica. A transferência de potência entre a ponte no primário e a ponte no secundário depende dessa diferença de fase, sendo a modulação que permite o fluxo de potência nos dois sentidos chamada de PSM (Phase-Shift Modulation).

Essa modulação possui variações com deslocamento único de fase (SPS), ou múltiplo (DPS - Dual Phase-Shift, TPS – Triple Phase-Shift e EPS – Extended Phase-Shift) (Bai, et al., 2008; Wen et al., 2013; Zhao et al., 2012). O atraso imposto ao acionamento das chaves pode ser entre as chaves de inversores distintos ($P1$ e $S1$), ou de um mesmo braço ($P1$ e $P2$ ou $S1$ e $S2$). Assim, o número máximo de variáveis de deslocamento de fase é três, sendo uma entre as pontes inversoras e duas internas (uma por inversor). Dessa forma, a modulação TPS pode ser considerada como o caso geral da modulação PSM, sendo os outros tipos considerados casos específicos dessa modulação (He et al., 2023), obtidos mantendo as defasagens internas fixas.

A modulação SPS foi a primeira modulação utilizada para esse conversor, tendo surgido primeiro pela simplicidade de aplicação (De Doncker, et al. 1991). A principal vantagem no seu uso está na existência de apenas uma variável de deslocamento de fase, não sendo necessárias substituições de variáveis para permitir o controle.

Mesmo com uma complexidade maior, as modulações com deslocamento múltiplo são relevantes porque surgem como alternativas que melhoram alguns aspectos de desempenho do DAB. As modulações EPS e DPS, especialmente, foram desenvolvidas para aumentar a

faixa de operação em ZVS, que é limitada em termos de fase e da relação de tensão entre a entrada e saída do conversor. Além disso, elas são importantes para mitigar a circulação de potência reativa no conversor e reduzir o estresse de corrente (He, et al., 2023).

Considerando a baixa complexidade, optou-se por utilizar a modulação SPS, cujo custo computacional do controle é menor.

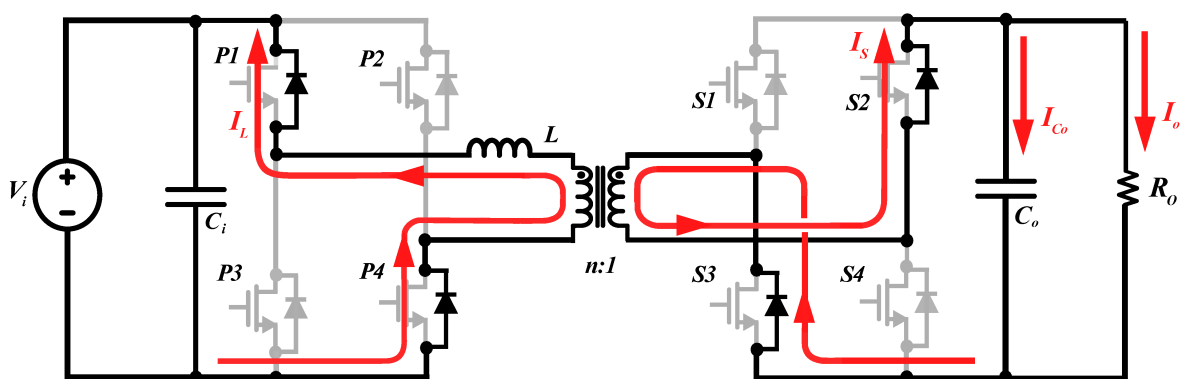
3.1.1 Etapas

O funcionamento do DAB é composto de seis etapas completas. Algumas literaturas consideram quatro etapas, agrupando os estágios que mantêm o mesmo equacionamento. Aqui serão consideradas as seis etapas, destacando as etapas correlatas usando o mesmo número e subíndice diferente. A análise é feita para regime permanente e de maneira qualitativa, considerando as chaves ideais. Além disso, são considerados capacitores com valor suficientemente grande, de tal forma que a ondulação de corrente seja desprezível, bem como é considerado um transformador e um indutor sem perdas. Posteriormente, a modelagem dinâmica será retratada.

- Etapa 1a - ($t_0 \leq t < t_1$) - Etapa de roda livre no primário e no secundário.

Nessa etapa, P_1 e P_4 são acionados na ponte do primário. Na ponte no secundário, S_2 e S_3 já estão acionados desde a etapa anterior (regime permanente). A corrente remanescente no primário circula pelos diodos intrínsecos de P_1 e P_4 . Do lado do secundário, a corrente remanescente circula pelos diodos intrínsecos de S_2 e S_3 . A corrente em I_L é negativa, com inclinação positiva devido à tensão positiva no indutor. Assim, o módulo de I_L decai até chegar a zero, no instante t_1 . A figura 19 mostra a etapa 1-a.

Figura 19 - Etapa 1-a de funcionamento do DAB.

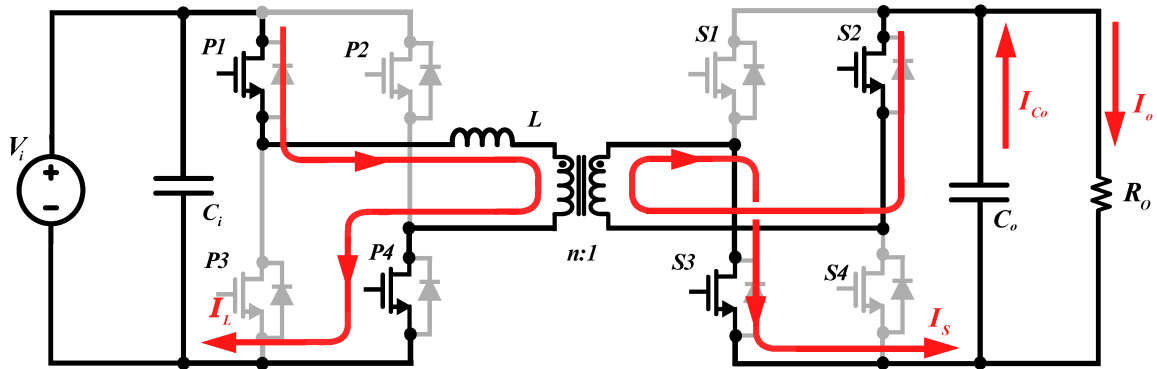


Fonte: O autor.

- Etapa 1b - ($t_1 \leq t < t_2$)

Nessa etapa, correlata da etapa 1a, as chaves P_1 e P_4 , S_2 e S_3 se mantêm acionadas. Quando a corrente em I_L cessa, ela inverte de sentido, uma vez que as chaves P_1 e P_4 (fechadas) permitem a passagem de corrente no sentido positivo. A corrente no primário gera uma tensão induzida no secundário, criando uma corrente que passa por S_2 e S_3 . A figura 20 mostra a etapa 1-b.

Figura 20 - Etapa 1-b de funcionamento do DAB.



Fonte: O autor.

Equacionando o DAB para as duas etapas anteriores, no primário (3) e no secundário (4), onde i_L é a corrente no indutor, enquanto i_o representa a corrente de saída, V_i representa a tensão de entrada, L indica a indutância, R_o indica a resistência de saída e n representa a relação de transformação.

$$-V_i + L \frac{di_L}{dt} - i_o R_o \cdot n = 0 \quad (3)$$

$$V_c = i_o R_o \quad (4)$$

É importante notar que a tensão na saída ($i_o R_o$) aparece invertida no transformador. Ao ser rebatida para o primário, ela se mantém negativa. De (3), pode-se encontrar V_L e i_L :

$$V_L = V_i + i_o R_o \cdot n \quad (5)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_i + i_o R_o \cdot n \, dt \quad (6)$$

No secundário:

$$i_{Co} = i_s - i_o \quad (7)$$

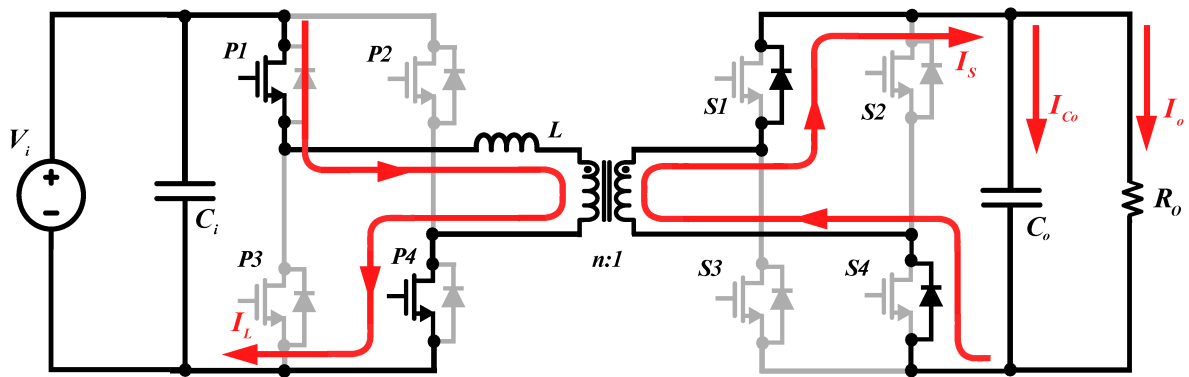
$$i_{Co} = -i_p \cdot n - i_o = -i_L \cdot n - i_o \quad (8)$$

Nota-se que, embora a corrente do primário e do secundário invertam o sentido entre a etapa 1a e 1b, a equação (3) se mantém a mesma para os dois momentos, já que em ambos, as correntes possuem sentidos contrários entre si. Pela soma da tensão de entrada e da tensão de saída (invertida), a tensão V_L se mantém positiva.

- Etapa 2 - ($t_2 \leq t < t_3$) - *Etapa de roda livre no secundário.*

Na etapa 2, S_2 e S_3 abrem e S_1 e S_4 fecham, conduzindo a corrente remanescente do secundário através dos diodos intrínsecos. No primário, as chaves P_1 e P_4 continuam conduzindo no sentido direto, até o momento em que a etapa se encerra em t_3 , quando elas abrem. A corrente I_L se mantém positiva, mas agora decrescente, devido à tensão negativa sobre o indutor. A figura 21 mostra a etapa 2.

Figura 21 - Etapa 2 de funcionamento do DAB.



Fonte: O autor.

Nessa etapa, temos as equações (9) e (10) para o primário e secundário, respectivamente

$$-V_i + L \frac{di_L}{dt} + i_o R_o \cdot n = 0 \quad (9)$$

$$V_c = i_o R_o \quad (10)$$

Da equação (9) do primário, pode-se encontrar V_L e i_L :

$$V_L = V_i - i_o R_o \cdot n \quad (11)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int V_i - i_o R_o \cdot n \, dt \quad (12)$$

Agora, a tensão de saída ($i_o R_o$) aparece positiva no secundário do transformador, seguindo o mesmo sentido adotado por convenção. Com isso, a tensão sobre o indutor passa a ser a subtração da tensão de entrada positiva pela tensão de saída rebatida no primário. Considerando uma corrente na saída que gere um valor de $i_o R_o \cdot n$ maior que V_i , a tensão sobre o indutor permanece negativa. No secundário, segue:

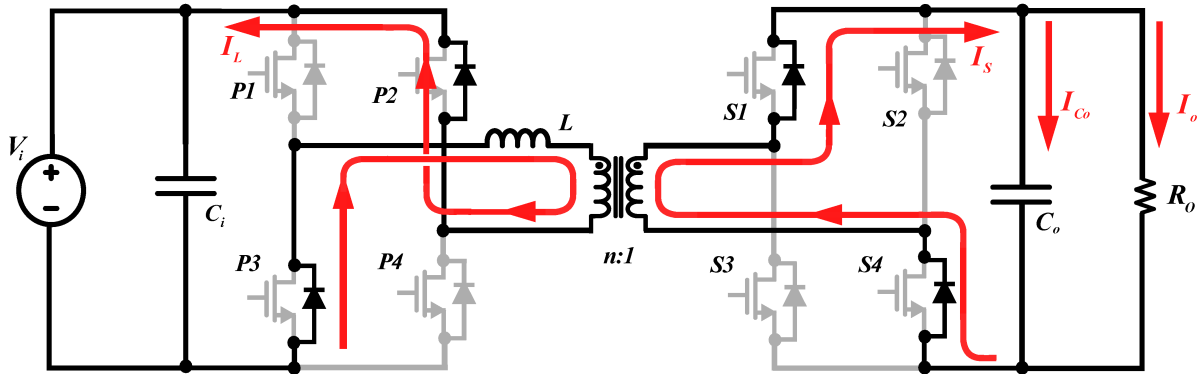
$$i_{co} = i_s - i_o \quad (13)$$

$$i_{co} = i_p \cdot n - i_o = i_L \cdot n - i_o \quad (14)$$

- Etapa 3a - ($t_3 \leq t < t_4$) – Etapa de roda livre no primário e no secundário.

Nessa etapa, P_1 e P_4 abrem, enquanto P_2 e P_3 fecham. A corrente remanescente no primário passa pelos diodos intrínsecos de P_2 e P_3 até o instante t_4 , quando ela chega a zero. No secundário, S_1 e S_4 continuam fechados, conduzindo a corrente remanescente do secundário pelos seus diodos intrínsecos, também até o instante t_4 . A inclinação da corrente I_L aumenta negativamente, devido a uma tensão negativa maior sobre o indutor. Essa corrente decai a zero no instante t_4 , ao fim da etapa. A figura 22 mostra a etapa 3a.

Figura 22 - Etapa 3a de funcionamento do DAB.

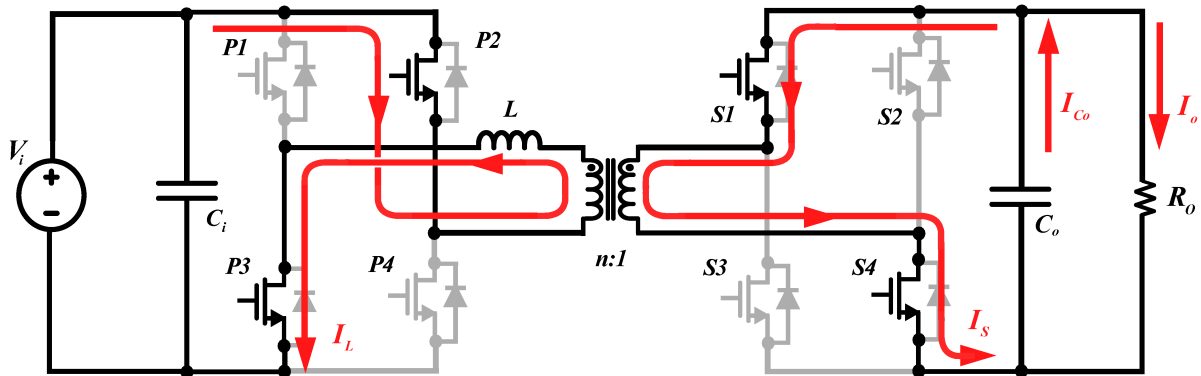


Fonte: O autor.

- Etapa 3b - ($t_4 \leq t < t_5$)

Na etapa 3b, correlata da etapa 3a, o sentido da corrente que passa por P_2 e P_3 inverte no primário, e o mesmo acontece com a corrente no secundário que passa pelas chaves S_1 e S_4 . Assim, essas chaves deixam de conduzir pelo diodo intrínseco e passam a conduzir em sentido direto, até o instante t_5 , quando S_2 e S_3 são acionadas. A corrente I_L , zerada ao fim da etapa anterior, agora cresce negativamente. A figura 23 mostra a etapa 3b.

Figura 23 - Etapa 3b de funcionamento do DAB.



Fonte: O autor.

As equações no primário e no secundário para ambas as etapas 3-a e 3-b, encontram-se em (15) e (16), respectivamente:

$$V_i + L \frac{di_L}{dt} + i_o R_o \cdot n = 0 \quad (15)$$

$$V_c = i_o R_o \quad (16)$$

Da equação (15) do primário, pode-se encontrar V_L e i_L :

$$V_L = -V_i - i_o R_o \cdot n \quad (17)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int -V_i - i_o R_o \cdot n \, dt \quad (18)$$

As correntes i_p e i_s zeram ao fim da etapa 3a, e invertem o sentido. As equações permanecem as mesmas porque as correntes permanecem invertidas entre si ao longo da etapa 3b, assim como na etapa 3a. Observando as etapas 3a e 3b, pode-se concluir que a tensão de entrada aparece invertida no primário. Assim, a conta para a tensão no indutor considera uma tensão negativa de V_i . Como visto na equação (17), V_L se mantém negativo, com módulo maior que na etapa anterior. Abaixo, segue a equação para a corrente no capacitor.

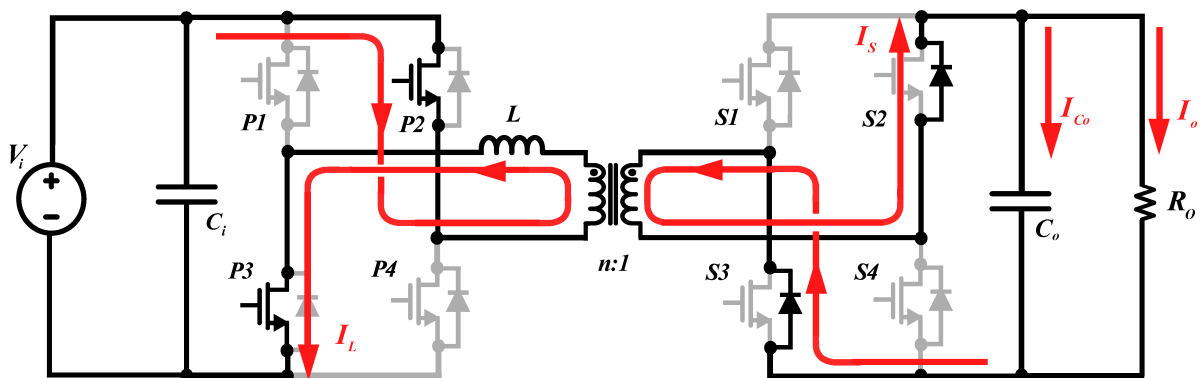
$$i_{co} = i_s - i_o \quad (19)$$

$$i_{co} = -i_p \cdot n - i_o = -i_L \cdot n - i_o \quad (20)$$

- Etapa 4 - ($t_5 \leq t < t_6$) – Etapa de roda livre no secundário.

Por fim, na etapa 4, S_2 e S_3 são acionadas, P_2 e P_3 continuam conduzindo em sentido direto. A corrente em S_2 e S_3 passa pelos seus diodos intrínsecos até o instante em que zera (na etapa 1a). Já a corrente no primário passa pelas chaves P_2 e P_3 até o instante em que P_1 e P_4 são acionadas, em t_6 . A tensão no indutor se torna positiva, tornando positiva a inclinação da corrente. A partir de t_6 , o ciclo repete. A figura 24 mostra a etapa 4.

Figura 24 - Etapa 4 de funcionamento do DAB.



Fonte: O autor.

Nessa etapa, ambas as tensões, de entrada e saída, aparecem invertidas sobre o transformador. As equações para o primário e secundário, são vistas em (21) e (22).

$$-V_i - L \frac{di_L}{dt} + i_0 R_o . n = 0 \quad (21)$$

$$V_c = i_0 R_o \quad (22)$$

Da equação (21) do primário, pode-se encontrar V_L e i_L :

$$V_L = -V_i + i_0 R_o . n \quad (23)$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int -V_i + i_0 R_o . n dt \quad (24)$$

De maneira semelhante à etapa 2, a equação (23) mostra uma equação de V_L que deve ser analisada sob o ponto de vista da tensão de saída. Considerando uma corrente na saída que gere um valor de $i_0 R_o . n$ maior que V_i , a tensão sobre o indutor permanece então positiva.

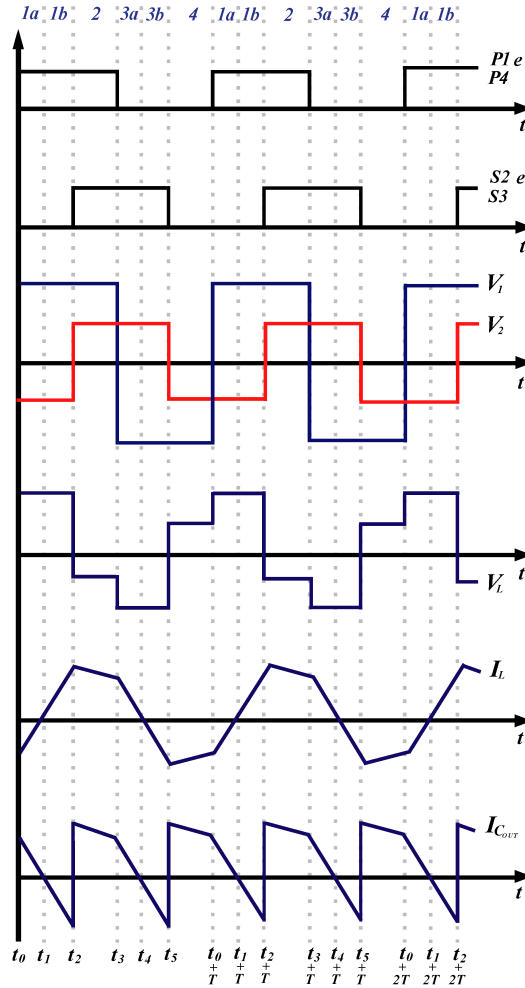
Para a corrente no capacitor, no secundário, tem-se as seguintes equações:

$$i_{co} = i_s - i_o \quad (25)$$

$$i_{co} = i_p . n - i_o = i_L . n - i_o \quad (26)$$

Seguindo as equações obtidas para cada etapa, pode-se obter as formas de onda do conversor, vistas na figura 25.

Figura 25 - Formas de onda do conversor Dual Active Bridge.



Fonte: O autor.

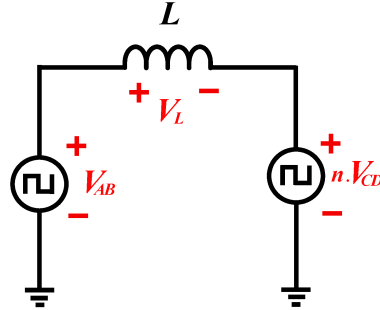
3.1.2 Equação de Potência

Conversores isolados com duas pontes como o DAB permitem a análise pela composição do funcionamento de cada inversor. Por esse motivo, pode-se considerar que a tensão no indutor L é a soma das tensões alternadas produzidas pelos inversores. A partir disso, define-se V_{AB} , como a tensão alternada advinda do chaveamento de V_i , e a tensão $n \cdot V_{CD}$ é equivalente a tensão alternada advinda do chaveamento de V_o , referida para o lado de alta tensão do transformador. A fase normalizada na modulação SPS é dada por (27), com φ representando o deslocamento em radianos.

$$d = \frac{\varphi}{\pi} \quad (27)$$

A figura 26 mostra o circuito equivalente do DAB, visto pelo indutor.

Figura 26 - Circuito equivalente do DAB, visto pelo indutor.



Fonte: Adaptado de He et al., 2023.

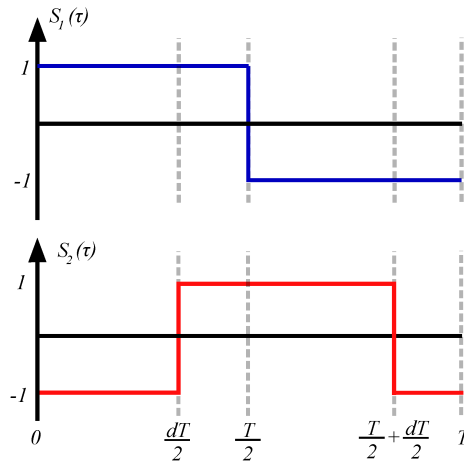
Para o cálculo da corrente no indutor, define-se as funções auxiliares:

$$S_1(\tau) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \tau < \frac{T}{2} \\ -1, & \frac{T}{2} \leq \tau < T \end{cases} \quad (28)$$

$$S_2(\tau) = \begin{cases} 1, & \frac{dT}{2} \leq \tau < T + \frac{dT}{2}; \\ -1, & 0 \leq \tau < \frac{dT}{2} \text{ e } \frac{T}{2} + \frac{dT}{2} \leq \tau < T \end{cases} \quad (29)$$

Nas equações (28) e (29), T representa o período de chaveamento. A figura 27 mostra as formas de onda de $S_1(\tau)$ e $S_2(\tau)$.

Figura 27 - Formas de onda auxiliares.



Fonte: O autor.

Sabe-se que:

$$V_L = V_{AB} - n \cdot V_{CD} \quad (30)$$

Sabe-se também, que as tensões V_{AB} e V_{CD} são composições de V_i e V_o , como visto em (31) e (32).

$$V_{AB} = V_i \cdot S_1(\tau) \quad (31)$$

$$V_{CD} = V_o \cdot S_2(\tau) \quad (32)$$

Logo, para o cálculo da corrente no indutor L, tem-se:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int V_L d\tau \quad (33)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int V_{AB} - n \cdot V_{CD} d\tau \quad (34)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^T V_i \cdot S_1(\tau) - n \cdot V_o \cdot S_2(\tau) d\tau \quad (35)$$

É possível observar quatro momentos distintos para a corrente. Observando a integral em (35), pode-se verificar que os valores são antissimétricos com relação à metade do período, o que torna a integral do período completo igual a zero. Para o cálculo correto, cada etapa é calculada separadamente. Com a intenção de calcular a potência, pode-se considerar apenas os dois primeiros intervalos ($0 \leq \tau < \frac{dT}{2}$ e $\frac{dT}{2} \leq \tau < \frac{T}{2}$)

Com isso tem-se, resolvendo a integral em (35):

- Primeiro intervalo ($0 \leq \tau < \frac{dT}{2}$):

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{V_i - n \cdot V_o}{L} \cdot t \quad (36)$$

- Segundo intervalo ($\frac{dT}{2} \leq \tau < \frac{T}{2}$):

$$i_L(t) = i_L\left(\frac{dT}{2}\right) + \frac{V_i + n \cdot V_o}{L} \cdot \left(t - \frac{dT}{2}\right) \quad (37)$$

Por simetria do conversor, $i_L(0) = -i_L\left(\frac{T}{2}\right)$. Logo, desenvolvendo a equação (36) para encontrar as condições iniciais em $\frac{dT}{2}$:

$$i_L\left(\frac{dT}{2}\right) = i_L(0) + \frac{(V_i + n \cdot V_o) \cdot dT}{2L} \quad (38)$$

Usando (38) em (37), encontra-se a condição $i_L \frac{T}{2}$:

$$i_L\left(\frac{T}{2}\right) = \left[i_L(0) + \frac{(V_i + n \cdot V_o) \cdot dT}{2L} \right] + \frac{(V_i + n \cdot V_o)}{L} \cdot \left(\frac{T}{2} - \frac{dT}{2} \right) \quad (39)$$

Logo, usando a simetria do conversor e substituindo $i_L \frac{T}{2} = -i_L 0$, tem-se:

$$i_L(0) = \frac{-V_i T + n \cdot V_o T \cdot (2d - 1)}{4L} \quad (40)$$

Com isso, é possível calcular a potência média do trecho de 0 a T, dobrando o valor da equação da potência para meio período, como visto em (41):

$$P = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_i \cdot i_L(t) dt \quad (41)$$

Dividindo a integral em duas, tem-se (42) e (43). Para o primeiro intervalo $\left(0 \leq \tau < \frac{dT}{2} \right)$, usa-se a equação (36).

$$\int_0^{\frac{dT}{2}} V_i \cdot i_L(t) dt = V_i \left[i_L(0) \cdot \frac{dT}{2} + \frac{V_i - n \cdot V_o}{2L} \left(\frac{dT}{2} \right)^2 \right] \quad (42)$$

No segundo intervalo $\left(\frac{dT}{2} \leq \tau < \frac{T}{2} \right)$, usa-se a equação (37).

$$\begin{aligned} \int_{\frac{dT}{2}}^{\frac{T}{2}} V_i \cdot i_L(t) dt &= \int_{\frac{dT}{2}}^{\frac{T}{2}} V_i \cdot \left[i_L\left(\frac{dT}{2}\right) + \frac{V_i + n \cdot V_o}{L} \cdot \left(t - \frac{dT}{2} \right) \right] dt = \\ &= V_i \left[i_L\left(\frac{dT}{2}\right) \cdot \left(\frac{T}{2} - \frac{dT}{2} \right) + \frac{V_i - n \cdot V_o}{2L} \left(\frac{T}{2} - \frac{dT}{2} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (43)$$

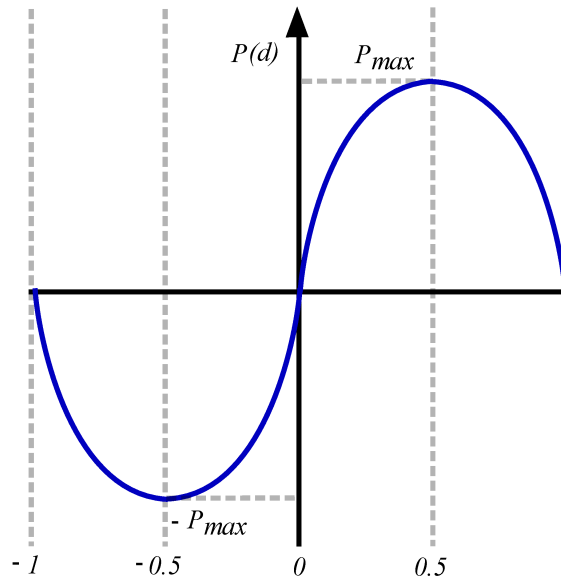
Para encontrar a potência média, soma-se a potência de cada trecho (42) e (43). Substituindo as condições iniciais $i_L(0)$ e $i_L\left(\frac{dT}{2}\right)$ pelo encontrado em (38) e (40), e isolando os termos, é possível verificar a equação da potência do DAB, vista em (44).

$$P = \frac{V_i \cdot V_o \cdot n}{2 \cdot f_s \cdot L} d(1 - d) \quad (44)$$

Essa equação demonstra a potência transferida pelo DAB. V_i representa a tensão de entrada, V_o representa a tensão de saída, n equivale à relação de transformação, f_s equivale à frequência de chaveamento, enquanto L representa a indutância. O termo d , por fim representa a fase normalizada.

É importante notar que ela funciona em ambas as direções, tanto para o fluxo positivo de potência quando para o fluxo negativo. A figura 28 mostra o comportamento da função para valores positivos e negativos de d .

Figura 28 - Potência transferida de acordo com d .



Fonte: O Autor.

É importante notar que um acréscimo em d gera um acréscimo no módulo da potência na faixa de valores de d com módulo abaixo de 0,5. Já um acréscimo nos valores de d maiores em módulo que 0,5 geram um decréscimo no módulo da potência. Por esse motivo, a modulação SPS limita os valores de φ de 0 a 90° , evitando valores de fase duplicados que geram a mesma potência requerida.

3.2. Modelagem dinâmica do conversor

A modelagem a seguir foi desenvolvida tomando como base o trabalho desenvolvido por Carvalho et al. (2019). Neste trabalho, considerou-se um DAB com filtro LC na saída. Aqui, o modelo é desenvolvido com base em um filtro apenas capacitivo. Tomando a equação (44) é possível encontrar a relação da corrente e da tensão a saída:

$$I_s = \frac{V_i \cdot n}{2 \cdot f_s \cdot L} d(1 - d) \quad (45)$$

$$V_o = \frac{I_i \cdot 2 \cdot f_s \cdot L}{n \cdot d(1 - d)} \quad (46)$$

Essa equação diz respeito à corrente de saída do secundário, antes da filtragem, por isso o índice “s”. Como pode ser observado nas duas equações, os valores instantâneos de corrente e da tensão na saída seguem uma relação não linear com relação à fase. Com isso, para encontrar a resposta dinâmica que relaciona d às variáveis de entrada e saída do sistema, é necessário fazer uma linearização. Aqui será feita uma linearização por pequenos sinais que permite encontrar a resposta dinâmica, e, posteriormente, permitirá o controle do conversor.

Assim, para permitir a obtenção do modelo de pequenos sinais, é considerada uma pequena perturbação na variável de controle (d) que gera uma pequena perturbação na corrente I_s . A perturbação considerada é representada por Δ . Os termos em maiúsculo (I_s e D) representam o ponto de operação em torno do qual é feita a linearização.

$$I_s(t) + \Delta i_s(t) = \frac{V_{in} \cdot n}{2 f_s L} \cdot (D + \Delta d(t)) \cdot [1 - (D + \Delta d(t))] \quad (47)$$

Para fazer a linearização, usa-se a série de Taylor truncada no primeiro termo, visto na equação (48).

$$f(D + \Delta d(t)) \approx f(D) + \left. \frac{\partial f}{\partial d} \right|_{d=D} * \Delta d(t) \quad (48)$$

Usando essa propriedade, encontra-se a seguinte equação:

$$\Delta i_s(t) = \frac{V_i \cdot n}{2 f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(t) \quad (49)$$

Por outro lado, para a corrente do secundário, encontra-se a seguinte equação:

$$i_s(t) = i_{Co}(t) + i_o(t) \quad (50)$$

Onde a corrente do capacitor é dada por:

$$i_{Co}(t) = C_o \cdot \frac{dV_{Co}(t)}{dt} \quad (51)$$

E a corrente de saída é dada por:

$$i_o(t) = \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (52)$$

Logo, substituindo (49), (51) e (52) em (50), obtém-se a equação (55).

$$\frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(t) = C_o \cdot \frac{dV_{Co}(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_o} \quad (53)$$

Aplicando Laplace, encontra-se:

$$\frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(s) = \left(C_o \cdot s + \frac{1}{R_o} \right) \cdot V_o(s) \quad (54)$$

Tomando $V_o(s)$ em função de $\Delta d(s)$, obtém-se:

$$G_{vout}(s) = \frac{V_o(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \frac{1}{C_o \cdot s + \frac{1}{R_o}} \quad (55)$$

Multiplicando a fração em s por R_o no numerador e no denominador:

$$G_{vout}(s) = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \frac{R_o}{C_o R_o \cdot s + 1} \quad (56)$$

Esta é a função de transferência da tensão na saída, $G_{vo}(s)$. De maneira análoga, é possível provar que a função de transferência da tensão no barramento é dada pela equação (57).

$$G_{vin}(s) = \frac{V_i(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_o \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \frac{1}{C_i \cdot s + \frac{1}{R_i}} \quad (57)$$

Multiplicando a fração em s por R_i no numerador e no denominador:

$$G_{vin}(s) = \frac{V_o \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \frac{R_i}{C_i \cdot R_i \cdot s + 1} \quad (58)$$

Na sequência, é encontrada a função de transferência da corrente na saída i_o . Do equacionamento anterior:

$$i_s(t) = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(t) \quad (59)$$

E, tomando a corrente no capacitor, tem-se também:

$$i_{co}(t) = C_o \cdot \frac{dV_{co}(t)}{dt} \quad (60)$$

A tensão sobre o capacitor é a mesma da saída. Assim, a equação (60) pode ser reescrita:

$$i_{co}(t) = C_o \cdot \frac{d(R_o \cdot i_o(t))}{dt} \quad (61)$$

Substituindo (61) e (59) em (50), obtém-se a equação (62).

$$i_o(t) = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(t) - C_o \cdot \frac{d(R_o \cdot i_o(t))}{dt} \quad (62)$$

Tomando a transformada de Laplace de (62):

$$i_o(s) = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \Delta d(s) - C_o \cdot R_o \cdot i_o(s) \quad (63)$$

Tomando $i_o(s)$ em função de Δd s , obtém-se:

$$G_{iout}(s) = \frac{i_o(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_i \cdot n}{2f_s L} \cdot (1 - |2D|) \cdot \frac{1}{C_o \cdot R_o \cdot s + 1} \quad (64)$$

Essa é a função de transferência da corrente de saída pela variação de fase d .

3.3. Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento e a modelagem do conversor *Dual Active Bridge*, levando em consideração a modulação SPS. As etapas de funcionamento para cada ciclo de chaveamento foram levantadas, e suas equações descritas. Isso permitiu a dedução da equação de potência média do conversor.

As relações entre a potência e a fase normalizada d permitiram o desenvolvimento do modelo matemático de pequenos sinais do DAB, que servirá como base para o projeto dos controladores. Esse estudo descrito nesse capítulo é crucial para que o controle seja assertivo, permitindo que o BESS funcione corretamente.

CAPÍTULO 4

Projeto e Especificação dos Circuitos de Potência e de Controle

Uma vez compreendido o funcionamento do conversor DAB, e realizada a sua modelagem, é possível projetar os componentes passivos do conversor, bem como seu sistema de controle.

Alguns dos elementos são projetados baseando-se nas equações desenvolvidas no capítulo 3. Adicionalmente, são mostradas nesse capítulo as equações que permitem o projeto dos filtros de entrada e de saída.

Para o controle, são projetados compensadores que abordem as três etapas descritas no capítulo 2 (carga em modo de corrente constante, carga em modo de tensão constante e descarga).

Ao fim deste capítulo, espera-se a apresentação dos valores projetados e da estratégia de controle do conversor.

4.1. Projeto dos Circuitos de Potência

Os elementos passivos do circuito podem ser calculados a partir do estudo feito no capítulo 3, tomando como base os critérios de projeto. O indutor tem papel de armazenador de energia, podendo ser calculado com base na equação (44), vista anteriormente. Com o rearranjo da equação, é possível obter um valor de indutância esperada para a potência requerida em torno de um ponto de operação D . Então:

$$L = \frac{V_{in} \cdot V_{out} \cdot n}{2 \cdot f_s \cdot P} D(1 - D) \quad (65)$$

Por outro lado, os capacitores também podem ser calculados considerando a ondulação máxima de tensão desejado na saída. Por meio da equação da corrente no capacitor:

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (66)$$

Considerando uma variação fixa de tensão, em dado intervalo de tempo e tomando a equação da potência de saída em conjunto com essa, pode-se obter a seguinte equação para o cálculo do capacitor de entrada C_i no barramento tomando como base a potência P_i e um ponto de operação D:

$$C_i = \frac{P_i \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot V_i \cdot \Delta V_i} \quad (67)$$

Nessa aplicação, a redução da ondulação de corrente é importante, visando um estresse menor da bateria, e, no sentido inverso, o fornecimento mais uniforme de corrente para o barramento. Considerando que a ondulação de corrente na saída depende da interação entre a tensão e a resistência de saída, pode-se obter:

$$C_o = \frac{P_o \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot V_o \cdot (\Delta I_o \cdot R_o)} \quad (68)$$

A ondulação de tensão ΔV_o na equação (67) é dado em volts, enquanto a ondulação de corrente ΔI_o na equação (68), é dado em ampères. Para o cálculo em termos de porcentagem de ondulação com relação ao valor de referência, as devidas modificações nessas equações devem ser feitas.

Os critérios de projeto serão os mesmos utilizados por Rodrigues et. al. (2026), com algumas alterações. Visando a continuidade e a aplicação do trabalho desenvolvido por ele, os parâmetros da microrrede onde o BESS deverá atuar serão considerados os mesmos que os descritos no trabalho de Rodrigues et. al. (2026), enquanto os parâmetros intrínsecos do BESS são escolhidos aqui para essa aplicação específica. A tabela 4 mostra os parâmetros da microrrede e do BESS.

Tabela 4 - Especificações de Projeto

Tensão do Barramento CC	400 V
Potência Nominal do BESS	2,5 kW
Potência Nominal dos Módulos Fotovoltaicos	7,7 kW
Frequência de Chaveamento	25kHz
Capacidade da Bateria	100 Ah
Tensão da Bateria	192 V
Resistência Interna da Bateria	0.005 Ω
Ondulação de Corrente na Bateria	0.25 A
Ripple de Tensão no Barramento	4 V
Corrente máxima de Carregamento	25 A

A bateria escolhida de íon-lítio possui as especificações mostradas na figura 29, retiradas do simulador em Hardware-in-the-Loop Typhoon HIL.

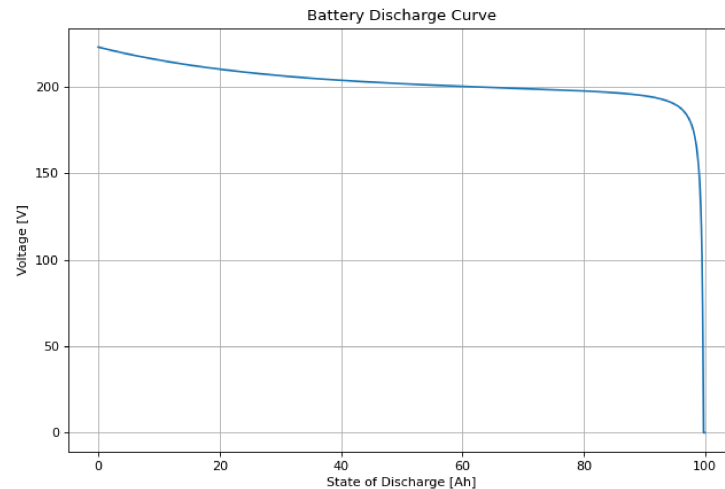
Figura 29 - Especificações da bateria no simulador do Hardware-in-the-Loop Typhoon HIL

Battery type:	Lithium-Ion	
Nominal voltage:	192	V
Capacity:	100	Ah
Initial SOC:	88	%
Full charge voltage:	122.5	%
Nominal discharge current:	20.0	%
Internal resistance:	0.005	Ω
Capacity at nominal voltage:	93.5	%
Capacity at exponential zone:	20	%
Voltage at exponential zone:	108.33	%

Fonte: O Autor.

A figura 30 mostra a curva de descarga dessa bateria, retirado também do simulador em Hardware-in-the-Loop.

Figura 30 - Curva de Descarga obtida para a bateria escolhida.



Fonte: O Autor.

Para esse projeto, é considerado um ponto de operação com uma fase de 30° . Essa fase foi escolhida porque é próxima ao centro dos valores de fase possíveis (0° a 90°). Considerando que a potência tem uma variação maior para valores de fase mais próximos de zero, esse valor é uma escolha justa para garantir uma margem boa de atuação dos compensadores. Normalizando a fase D pela equação (65), é encontrado um valor de $L = 177.8 \mu H$ para esse ponto de operação.

Para o capacitor de saída, na bateria, é usada a equação para a ondulação de corrente (68), visando garantir uma ondulação mínima de corrente para o carregamento correto da bateria. Para o capacitor de entrada, por outro lado, será usada a equação (67), considerando a ondulação de tensão. Uma vez que a tensão no barramento precisa variar pouco, é preferível fazer o cálculo considerando como parâmetro a ondulação de tensão. Será considerado uma ondulação de tensão no barramento de 4V (1% da tensão do barramento) e uma ondulação corrente na bateria de 0.25 A. Com isso, pelas equações (67) e (68) o valor de $C_{in} = 52.2 \mu F$ e de $C_{out} = 35 mF$.

Neste trabalho, foi considerado uma ondulação de corrente igual a 1% da corrente máxima de carregamento (0.25 A), o que torna o capacitor de saída grande, mas mantém a ondulação dentro do limite imposto neste projeto. A tabela 5 mostra os valores calculados para outros valores de ondulação de corrente de saída.

Tabela 5 - Valores de Capacitância para diferentes valores de ondulação de corrente de saída.

Ondulação de Corrente	C_{out}
2% da corrente máxima	17mF
5% da corrente máxima	6,94mF
10% da corrente máxima	3,47mF

Em aplicações futuras, para manter a ondulação de corrente escolhida de 1%, será implementado um filtro LC que garantirá a redução do tamanho do capacitor.

Na sequência, dado o valor de potência de 2,5kW na entrada, encontra-se R_{in} no valor de 64 Ω , baseado na equação (69).

$$R_{in} = \frac{V_{in}^2}{P} \quad (69)$$

Com os valores calculados e os valores da tabela, é possível então encontrar o modelo matemático para a corrente na saída, tensão na saída e tensão na entrada, baseando-se nas equações (55), (57) e (64). Para o projeto dos compensadores, foi feito um rearranjo matemático, visando a apresentação da planta também em função da fase em graus (φ) além dos já calculados modelos em função de d . Para isso, os modelos em função de d são divididos por 180 para obtenção dos modelos em função de φ . A tabela 6 mostra os modelos em d e φ para as três variáveis.

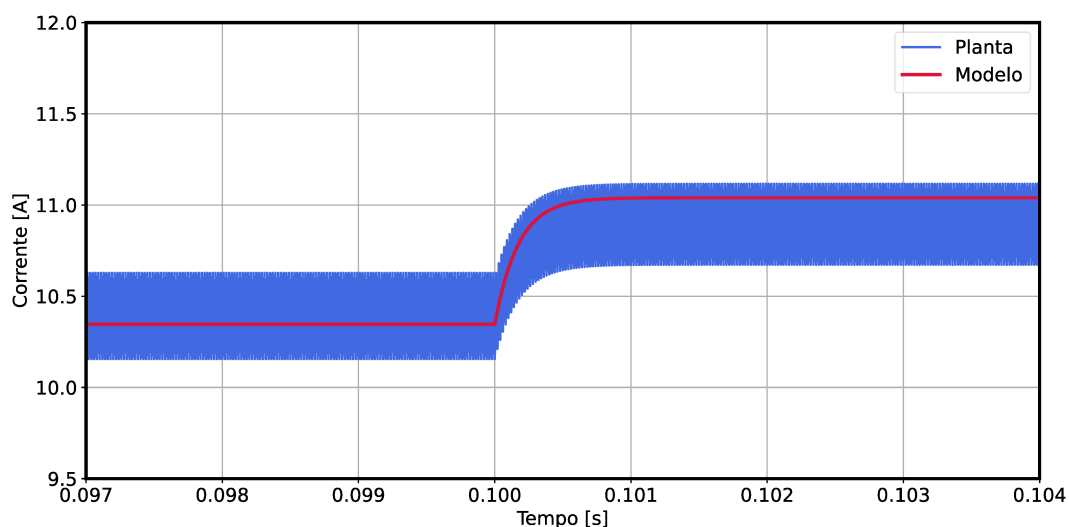
Tabela 6 - Modelos da planta para I_{out} , V_{out} e V_{in} com relação à d e a φ .

	$G_d(s) = \frac{Y(s)}{d(s)}$	$G_\varphi(s) = \frac{Y(s)}{\varphi(s)}$
Corrente na Saída	$\frac{62,50}{0,000173 \cdot s + 1}$	$\frac{0,3472}{0,000173 \cdot s + 1}$
Tensão na Saída	$\frac{62,50}{0,03472 \cdot s + 200}$	$\frac{0,3472}{0,03472 \cdot s + 200}$
Tensão na Entrada	$\frac{30}{0,00005208 \cdot s + 0.01562}$	$\frac{0,1667}{0,0000520 \cdot s + 0.01562}$

Nas figuras 31 e 32 são mostradas as respostas à um degrau de fase de 2°, para a corrente na saída e tensão na saída respectivamente. Na figura 33 é verificado a resposta à um

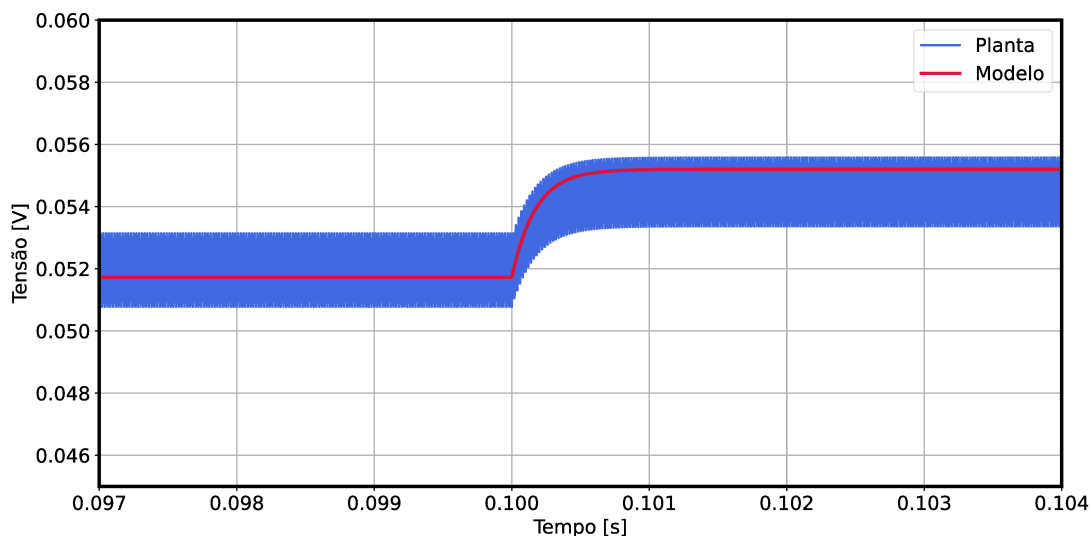
degrau de fase de $0,75^\circ$ na tensão de entrada. Todos os gráficos comparam o modelo com a planta para a condição dada. Para o caso da resposta ao degrau de tensão na bateria, foi feito teste com um resistor de valor igual à resistência interna da bateria, mantendo a bateria desconectada.

Figura 31 - Comparação Modelo e Planta para corrente na saída e resposta à um degrau de 2 graus de fase.



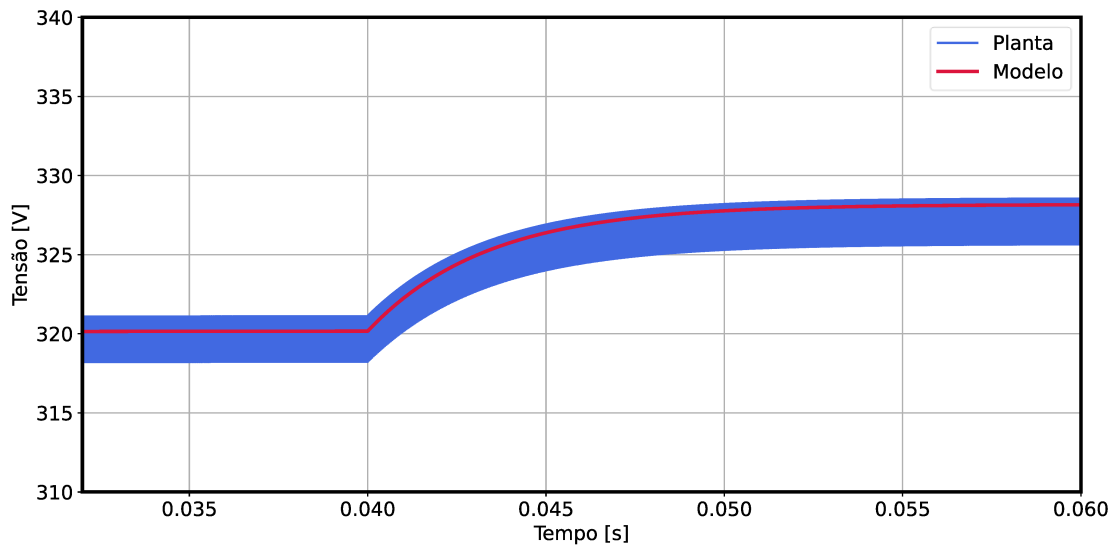
Fonte: O Autor.

Figura 32 - Comparação Modelo e Planta para tensão na saída e resposta à um degrau de 2 graus de fase.



Fonte: O Autor.

Figura 33 - Comparação Modelo e Planta para tensão na entrada e resposta à um degrau de 0.75 graus de fase.

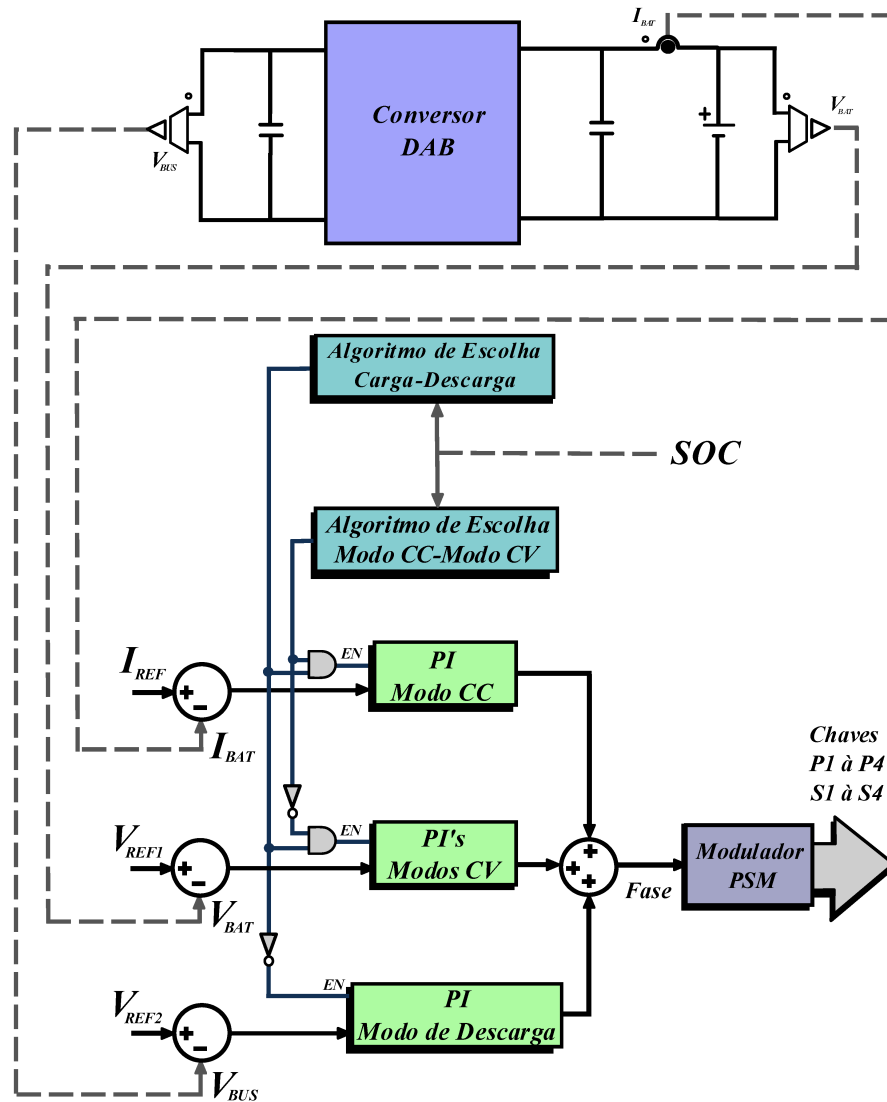


Fonte: O Autor.

4.2. Estratégia de Controle

O controle dos processos de carga e descarga são feitos separadamente, de maneira que cada etapa possua um ou mais controladores dedicados. A carga da bateria é feita inicialmente em modo de corrente constante, elevando rapidamente o SOC da bateria, e consequentemente, sua tensão. Posteriormente, assim que a bateria chega a um nível de tensão máximo, ocorre a troca de modos, permitindo o carregamento com tensão constante, visando não exceder os limites operacionais da bateria. Para a carga, os compensadores de modo CC e CV serão feitos tomando como base os modelos de corrente na saída e tensão na saída $G_{vout}(s)$ e $G_{iout}(s)$, ambos com relação à fase em graus. Para a descarga, que ocorre em modo único, o compensador será feito com base no modelo de tensão na entrada $G_{vin}(s)$. A figura 34 mostra o diagrama geral de controle considerando todos os modos de operação e seus respectivos controladores. Cada diagrama de controle é mostrado separado posteriormente.

Figura 34 - Diagrama geral de controle de carga e descarga.

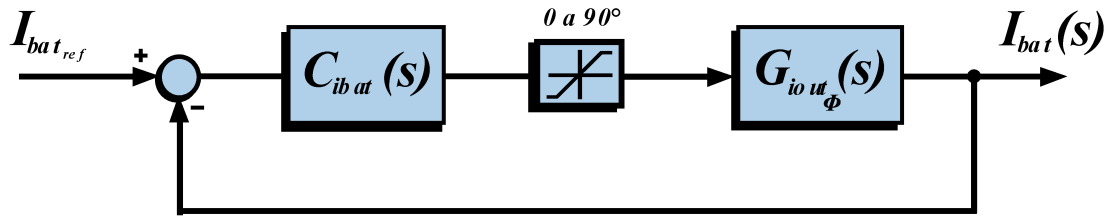


Fonte: O Autor.

O projeto dos compensadores foi feito no domínio de Laplace, e posteriormente, discretizados para aplicação em um sistema digital. Os parâmetros de projeto envolvem menor overshoot possível, estabilidade e tempo de acomodação justos com a proposta.

A figura 35 mostra o diagrama de controle para a corrente da bateria, onde $C_{ibat}(s)$ representa o compensador. É usado um saturador para manter a fase entre 0 e 90°, e o modelo usado para o projeto é o modelo dependente da fase em graus, uma vez que se planeja implementar o modulador dessa forma.

Figura 35 - Malha de Controle de Corrente na Bateria.



Fonte: O Autor.

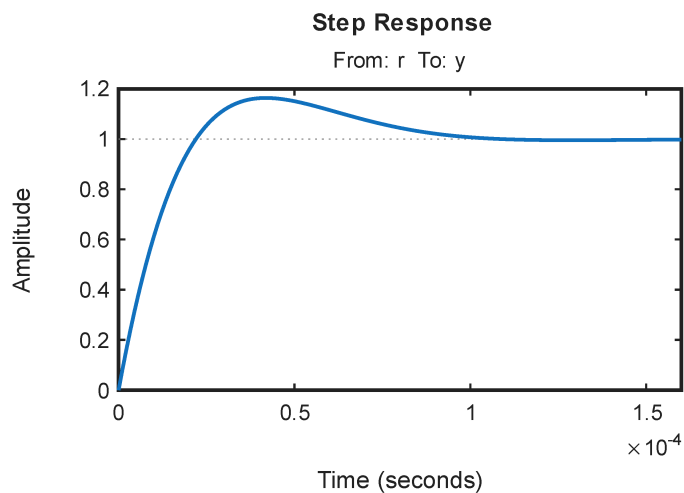
Para o projeto do compensador de corrente na bateria, foi considerado tempo de acomodação de até 1 milissegundo, e overshoot de até no máximo 20%. O software Matlab, através da ferramenta Sisotool foi usado para sintonizar o compensador PI considerando os valores de projeto especificados. A margem de fase é de 69° , e a margem de ganho é infinita, garantindo estabilidade. A equação (70) mostra a função de transferência do compensador $C_{ibat}(s)$ encontrado, e a figura 36 mostra a resposta ao degrau do sistema em malha fechada, com o compensador atuando sobre a planta de corrente de saída.

$$C_{ibat}(s) = 8362.2 \cdot \frac{1 + 0.000026 \cdot s}{s} \quad (70)$$

A figura 37 mostra os diagramas de Bode de magnitude e de fase do controlador de corrente na bateria, onde é possível verificar a estabilidade do sistema.

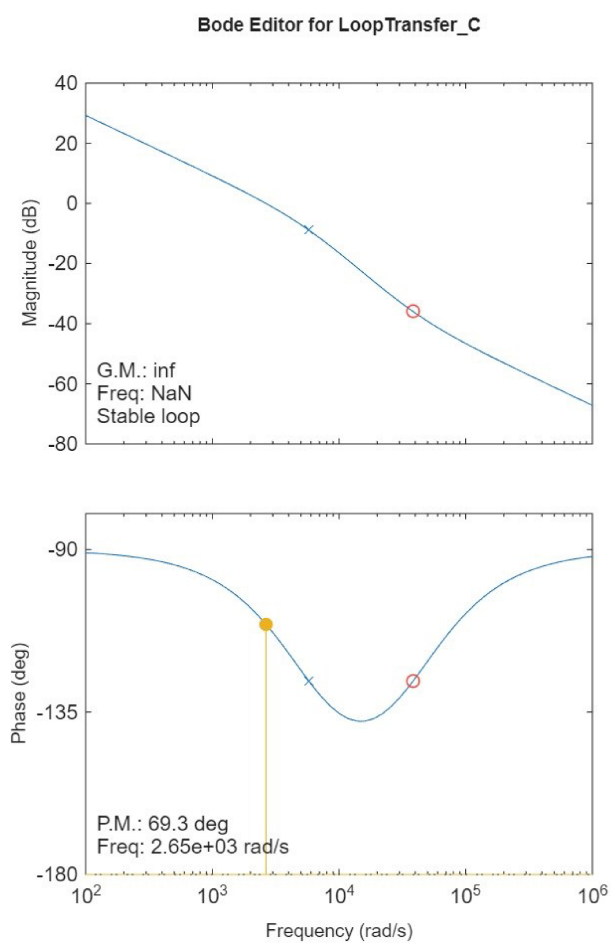
Considerando os dados de projeto, foi escolhido carregar a bateria com a mesma potência nominal que o BESS deve fornecer. Assim, garante-se o prosseguimento do projeto desenvolvido por Rodrigues et. al. (2026), onde há a atuação de dois sistemas de armazenamento de energia trabalhando em conjunto. Com a escolha dessa potência de carregamento, garante-se adequação a esse projeto, sendo possível a carga dos dois BESS ao mesmo tempo (5 kW ao todo) em um momento de produção total do sistema fotovoltaico (7,7 kW), além de garantir uma margem de uso da potência excedente. Assim, com a potência nominal, a corrente de carregamento é de aproximadamente 13 A, sendo a referência para o modo de corrente constante.

Figura 36 - Resposta ao degrau para a corrente em malha fechada.



Fonte: O Autor.

Figura 37 - Diagramas de Bode para o controlador de corrente na bateria.



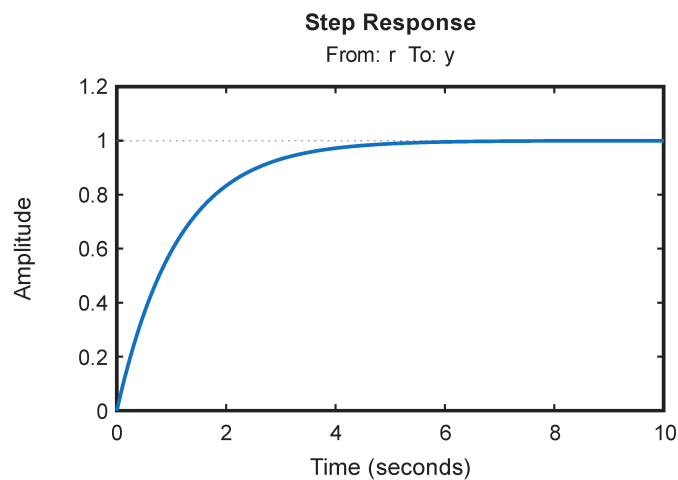
Fonte: O Autor.

Na sequência, foi projetado o controle em malha fechada da tensão na bateria. O projeto do controlador desse modo de carga foi feito em duas etapas. Como princípio inicial, considera-se que o controle de tensão na bateria deve ser muito mais lento que o controle de corrente, uma vez que a bateria possui dinâmica própria, devido à tensão de suas células e à baixa resistência interna. Especialmente devido à sua baixa resistência, é difícil subir a tensão sobre a bateria sem que haja um aumento significativo de corrente.

Considerou-se um tempo de acomodação longo, de 10 segundos, e overshoot de até 20%. A margem de fase é de 90°, e a margem de ganho infinita, o que garante estabilidade. O compensador encontrado é mostrado na equação (71), e visto na figura 38.

$$C_{vbat2}(s) = \frac{510.57}{s} \quad (71)$$

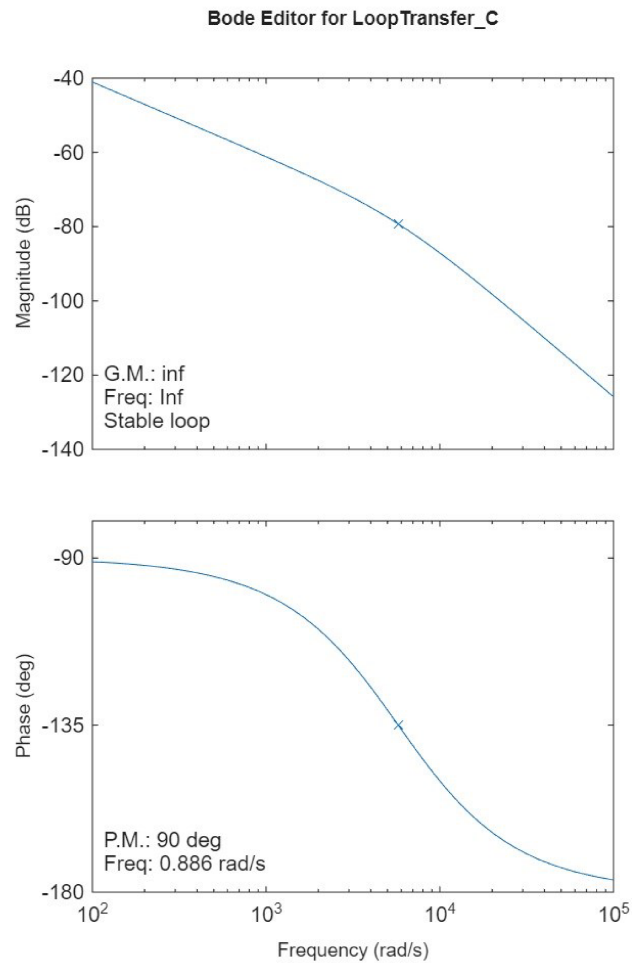
Figura 38 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controle 'rápido' de tensão da bateria.



Fonte: O Autor.

A figura 39 mostra os diagramas de Bode de magnitude e de fase do controlador de tensão na bateria projetado, onde é possível verificar a estabilidade do sistema.

Figura 39 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão 'rápido' na bateria.



Fonte: O Autor.

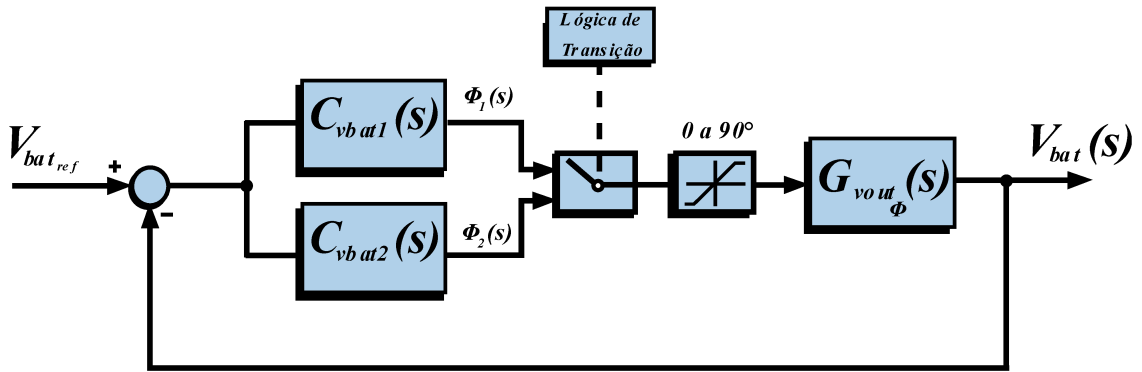
A resposta do controle de tensão usando esse compensador pode ser vista no capítulo 5, onde é verificada boa atuação dele. No entanto, foi verificado durante o projeto desse sistema, que o momento de transição entre os modos precisa de um controle ainda mais lento que esse. Considerando que o controle do modo de tensão constante é ativado após o modo de corrente constante, torna-se necessário fazer a troca entre os modos quando a tensão da bateria possui a tensão mais próxima possível da tensão de referência.

Por outro lado, mesmo com uma tensão próxima da tensão de referência, o compensador projetado aumenta a corrente significativamente acima dos 13 amperes da etapa anterior, o que torna necessário um compensador mais lento ainda nesse instante. Assim sendo, escolheu-se o uso de dois compensadores, onde um compensador cem vezes mais lento

é usado no momento da transição para permitir uma troca mais suave entre os modos. A troca entre o compensador lento ($C_{vbat1}(s)$) e rápido ($C_{vbat2}(s)$) acontece após uma alteração de 0.1% de SOC para cima.

Além dessa estratégia, ambos os compensadores rastreiam a fase do compensador do modo anterior, para evitar saturação no momento da troca. A figura 40 mostra o diagrama de controle do modo CV.

Figura 40 - Malha de Controle de Tensão na Bateria.



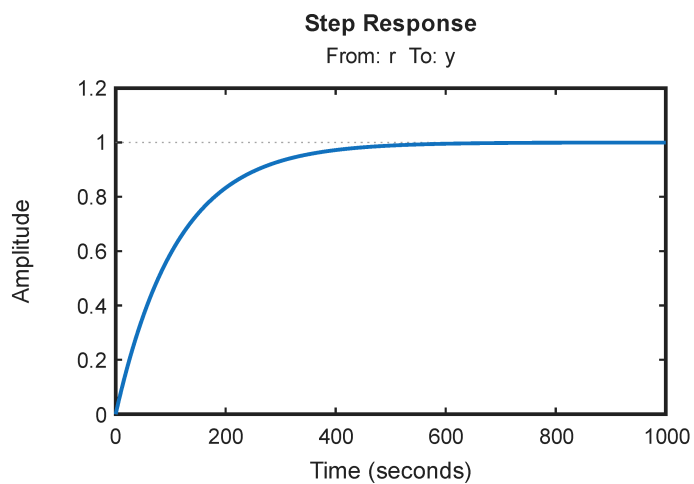
Fonte: O Autor.

A equação (72) mostra a função de transferência do compensador lento $C_{vbat1}(s)$, e a figura 41 mostra a resposta em malha fechada de tensão usando este compensador. A margem de ganho desse compensador é infinita, e a margem de fase é de 90° .

$$C_{vbat1}(s) = \frac{5.1057}{s} \quad (72)$$

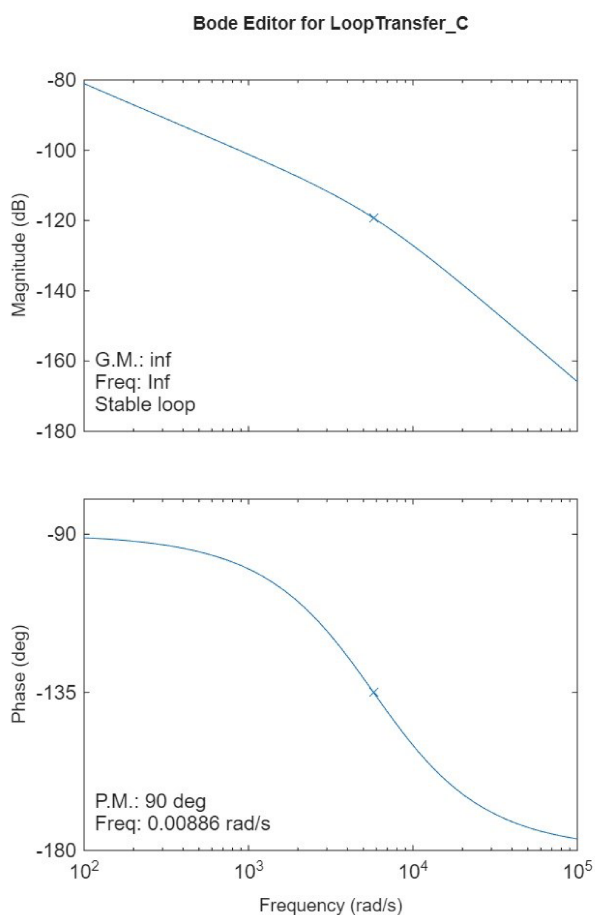
A figura 42 mostra os diagramas de Bode de magnitude e de fase do controlador de tensão lento projetado, onde é possível verificar a estabilidade do sistema.

Figura 41 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controle 'lento' de tensão da bateria.



Fonte: O Autor.

Figura 42 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão 'lento' na bateria.

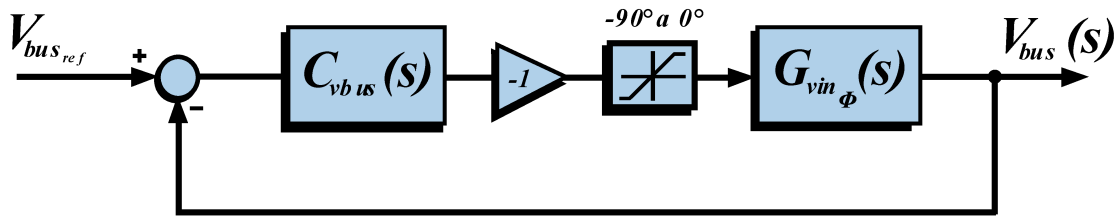


Fonte: O Autor.

Visando a manutenção da saúde da bateria, é proposto o carregamento da bateria em um SOC de no máximo 90%. O modelo escolhido da bateria mantém uma tensão de aproximadamente 216 V para esse valor de SOC, baseado na sua curva de descarga. Assim, a tensão de referência escolhida para o modo de tensão constante é de 216 V.

Na sequência foi feito o projeto do compensador para o modo de descarga. Esse modo deverá manter a tensão do barramento controlada em 400V, quando a rede não estiver estável e/ou quando o formador de rede do barramento estiver em inatividade. Considerando que o fluxo de potência é inverso, a saída do controlador deverá inverter a fase, para atuação na planta. A figura 43 mostra o diagrama de malha fechada para tensão no barramento.

Figura 43 - Malha de Controle de Tensão no Barramento.



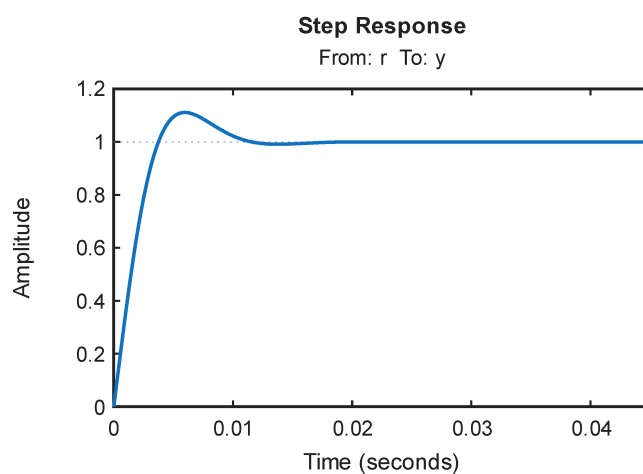
Fonte: O Autor.

O projeto do compensador $C_{vbus}(s)$ foi feito tomando como base um overshoot máximo de 20%, e margem de fase acima de 45°. A equação do compensador encontrado é vista em (73). A resposta ao degrau em malha fechada é vista na figura 44. A margem de ganho é infinita, e a margem de fase, de 64.4°.

$$C_{vbus}(s) = 83.681 \cdot \frac{1 + 0,0013 \cdot s}{s} \quad (73)$$

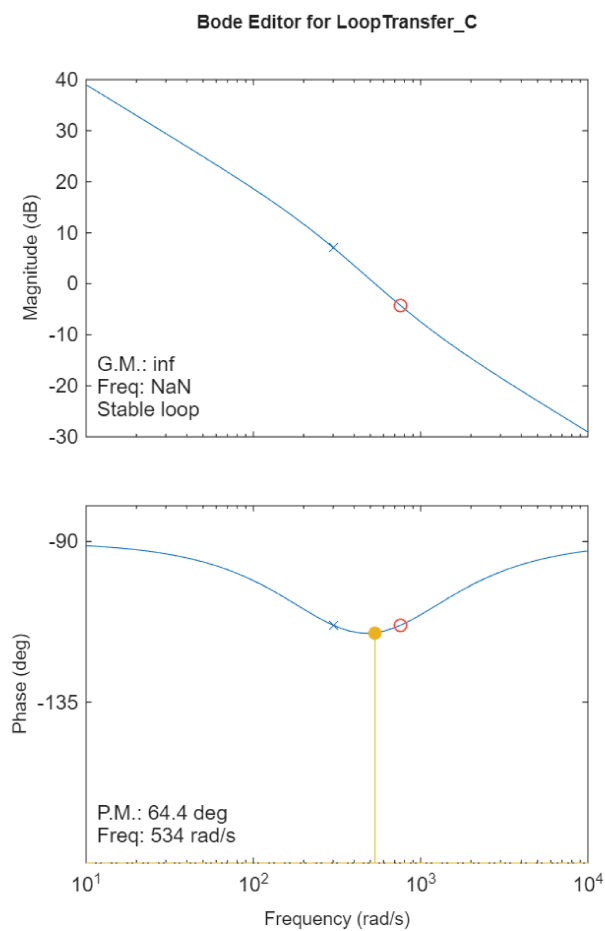
A figura 45 mostra os diagramas de Bode de magnitude e de fase do controlador de tensão na bateria projetado, onde é possível verificar a estabilidade do sistema.

Figura 44 - Resposta ao degrau em malha fechada para o controlador de tensão no barramento.



Fonte: O Autor.

Figura 45 - Diagramas de Bode para o controlador de tensão no barramento.



Fonte: O Autor.

Tanto a resposta ao degrau como os diagramas de bode atestam um controle estável, mas próximo de estar criticamente estável. Mesmo assim, pós testes, foi escolhido manter o controle projetado.

A tabela 7 mostra os ganhos no domínio z dos compensadores discretizados seguindo o método de Tustin, com frequência de amostragem de 50kHz.

Tabela 7 - Parâmetros em z para os compensadores

Compensador	b_0	b_1	a_1
Modo CC $C_{ibat}(z)$	3.010×10^{-1}	-1.337×10^{-1}	-1
Modo CV Lento $C_{vbat1}(z)$	5.036×10^{-5}	5.036×10^{-5}	-1
Modo CV Rápido $C_{vbat2}(z)$	5.036×10^{-3}	5.036×10^{-3}	-1
Modo de Descarga $C_{vbus}(z)$	1.0954×10^{-1}	-1.078×10^{-1}	-1

4.3. Conclusões do Capítulo

O presente capítulo apresentou a estrutura do DAB e seu funcionamento usando a modulação SPS. Foram desenvolvidas as etapas e calculados parâmetros importantes como a equação de potência do DAB, que permite o desenvolvimento matemático do modelo em pequenos sinais.

Além disso, o projeto dos elementos passivos do conversor e da estratégia de controle foram desenvolvidos também nesse capítulo com base em parâmetros de projeto que foram escolhidos para permitir aplicação futura em microrrede.

Com isso, o conversor escolhido pode ser simulado e seus resultados podem atestar seu funcionamento, a ser visto no próximo capítulo.

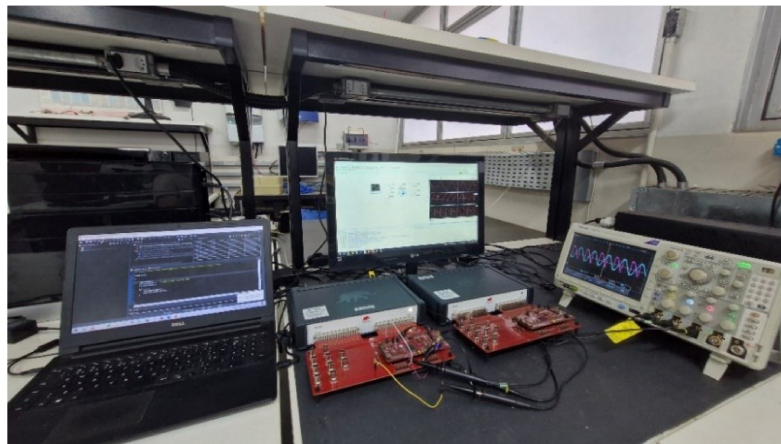
CAPÍTULO 5

Resultados e Discussões

Para validar o BESS projetado, foi feita simulação em tempo real em Hardware-in-the-Loop. O uso da simulação em tempo real para a avaliação da estratégia de controle de conversores configura em uma estratégia de C-HIL (Controller Hardware-in-the-Loop), que permite analisar o controle proposto em um microcontrolador, ou DSP, sob a influência de algumas das variáveis vistas em um sistema real, como atraso de processamento do controle, ou latência da comunicação.

Para fazer o sensoriamento, captura, modulação e controle, é usada uma placa de avaliação de DSP da Texas Instruments, o LAUNCHXL-F28379D. Por outro lado, na simulação do circuito de potência é usado um equipamento da Typhoon, o HIL404, que possui as características necessárias para a simulação em tempo real. A figura 46 mostra a bancada com os equipamentos usados para a simulação.

Figura 46 - Bancada com o Hardware-in- the-Loop em funcionamento.



Fonte: O Autor.

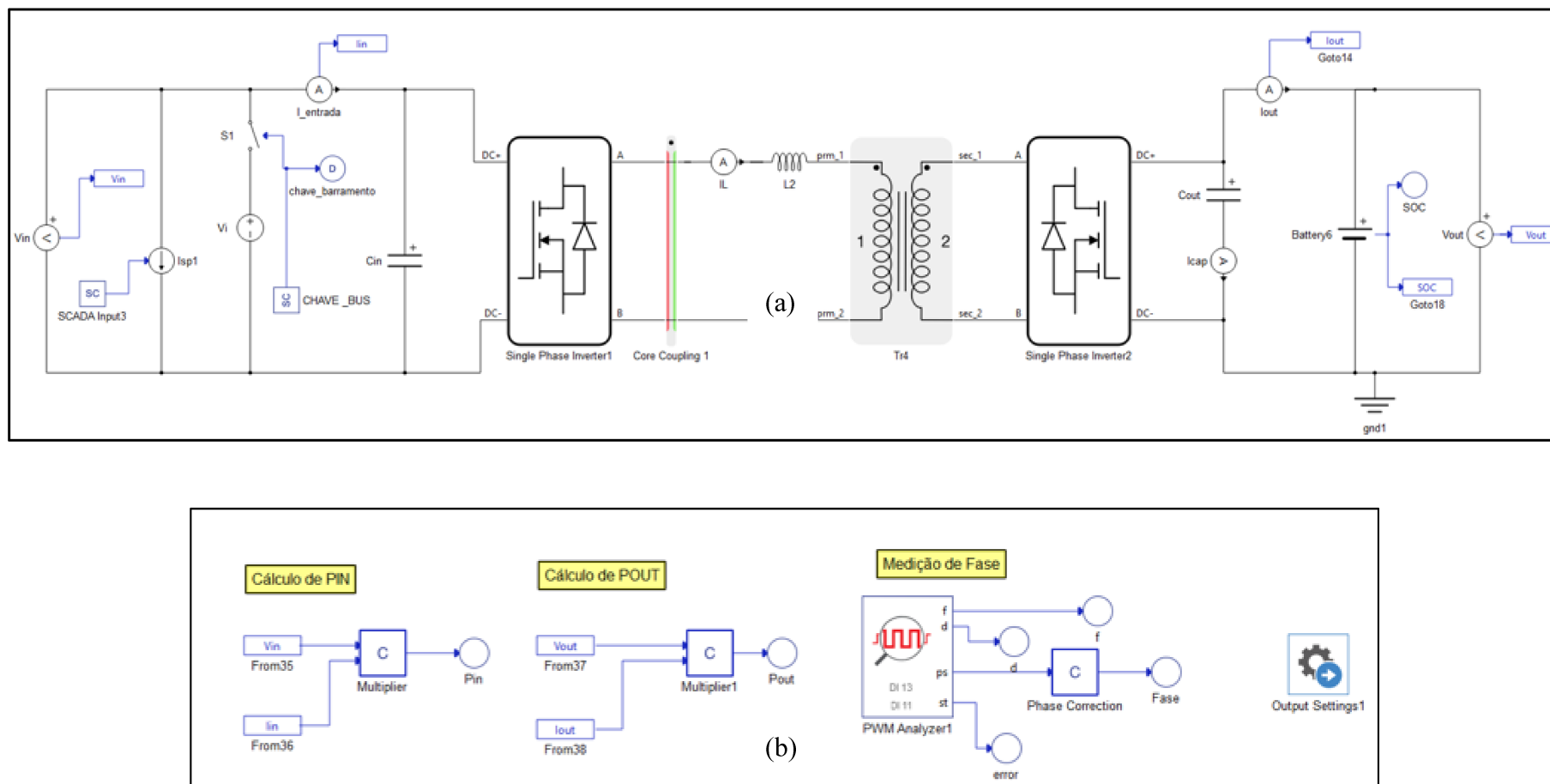
Esse capítulo se dispõe a apresentar os resultados de simulação em C-HIL.

5.1. Setup de Testes e Resultados Obtidos

A figura 47 mostra o setup simulado no ambiente de simulação do Typhoon HIL.

CAPÍTULO 5. Resultados e Discussões

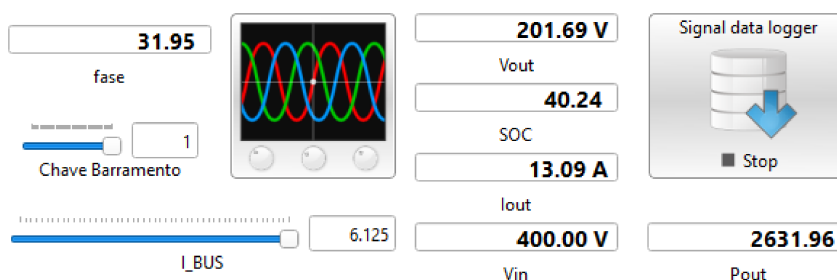
Figura 47 - Setup montado no ambiente do Typhoon HIL, onde encontram-se os circuitos de potência (46-a)) e os blocos de medição e exportação de variáveis (46-b)).



Fonte: O Autor.

O ambiente de simulação possui uma aba de monitoramento onde podem ser monitorados os valores dos parâmetros de simulação. Nessa aba (HIL SCADA), podem ser feitas também alterações no estado do circuito, como por exemplo, forçar um ilhamento, ou alterar parâmetros de carga, ou de tensão e corrente na entrada ou saída. A figura 48 mostra o ambiente virtual montado para monitoramento e testes.

Figura 48 - Ambiente virtual SCADA montado para o teste do BESS.



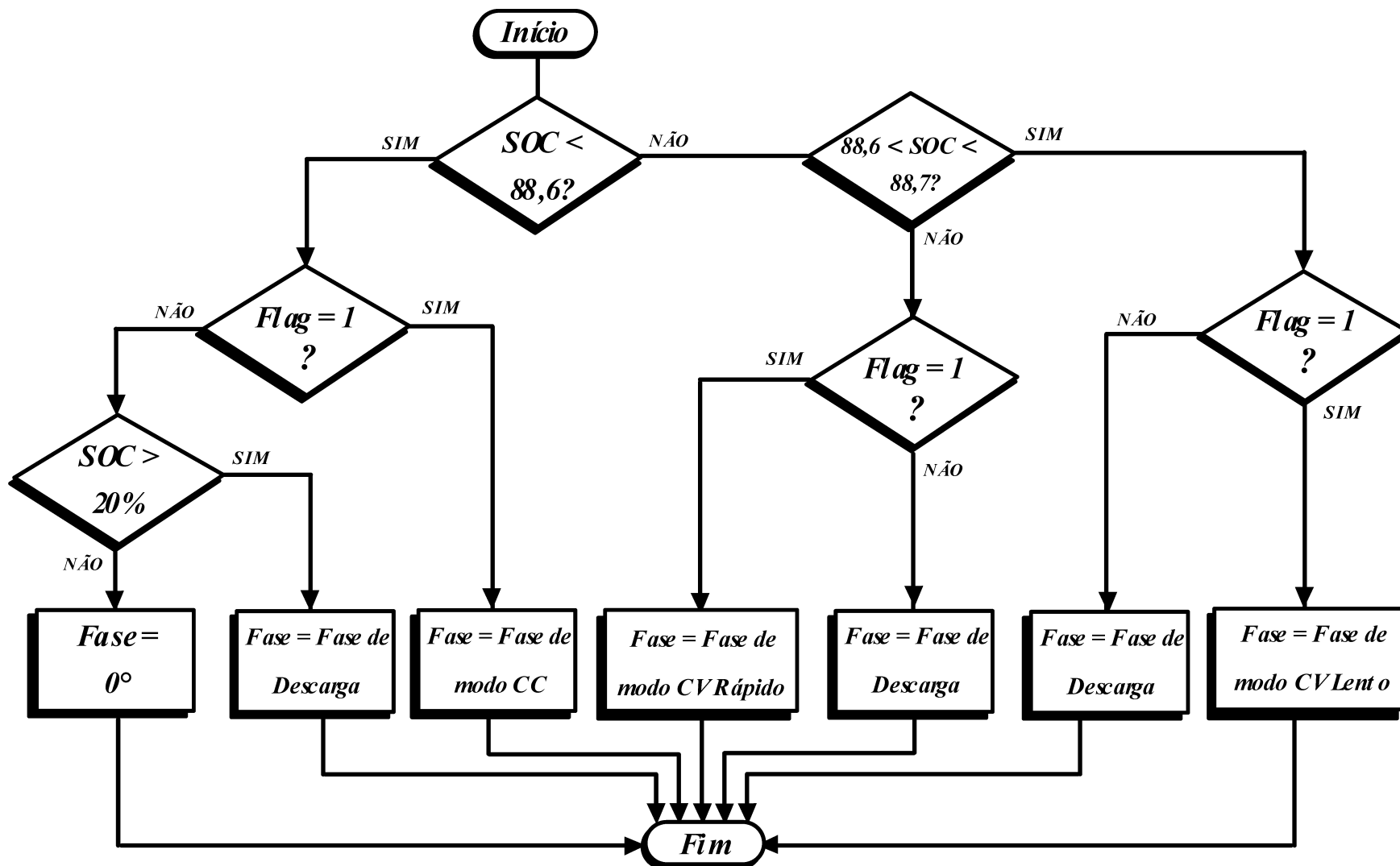
Fonte: O Autor.

A estrutura de controle apresentada na figura 34 foi implantada em um DSP. O código escrito leva em consideração o monitoramento do SOC, bem como das variáveis de corrente na bateria, tensão na bateria e tensão no barramento. As quatro variáveis são amostradas via ADC (Analog to Digital converter), com ganhos e offset ajustados experimentalmente.

Cada controlador funciona separadamente, ajustando a fase de acordo com a atuação do seu compensador. O modulador PWM recebe a fase do controlador ativo naquele instante, alterando a fase de acionamento das chaves conectadas ao secundário. Para evitar problemas de saturação com os compensadores inativos na hora da troca de modos, a estratégia escolhida é fazer com que os compensadores inativos rastreiem a fase do compensador ativo naquele instante, fazendo a troca entre modos iniciar a partir valor de fase do modo anterior.

Por outro lado, para garantir a troca de modos de carga e descarga, é criada uma flag, cujo valor de 1 indica carga, e valor de 0 indica descarga. Esse esquema será útil para implementação futura do gerenciamento da microrrede. Neste trabalho, a flag entra como sinal auxiliar para garantir a troca de modos no instante da desconexão ou conexão do barramento. A figura 49 mostra o fluxograma do código de controle e gerenciamento de carga/descarga, onde o monitoramento dos valores de SOC e do valor da flag indicam qual etapa é ativada em cada instante de operação.

Figura 49 - Fluxograma do código de Controle e Gerenciamento de Carga e Descarga



Fonte: O Autor.

Como visto na figura 49, o ponto de partida da estratégia é verificar se o SOC permanece abaixo ou acima do ponto de troca de modos CC/CV (quando o SOC está em 88,6%). Caso o SOC seja maior que 88,6%, é testado o limiar do valor de SOC de 88,7%, que define a troca entre os modos CV lento e CV rápido. Caso o SOC seja menor que 88,6%, o modo CC é ativado para uma flag igual a 1.

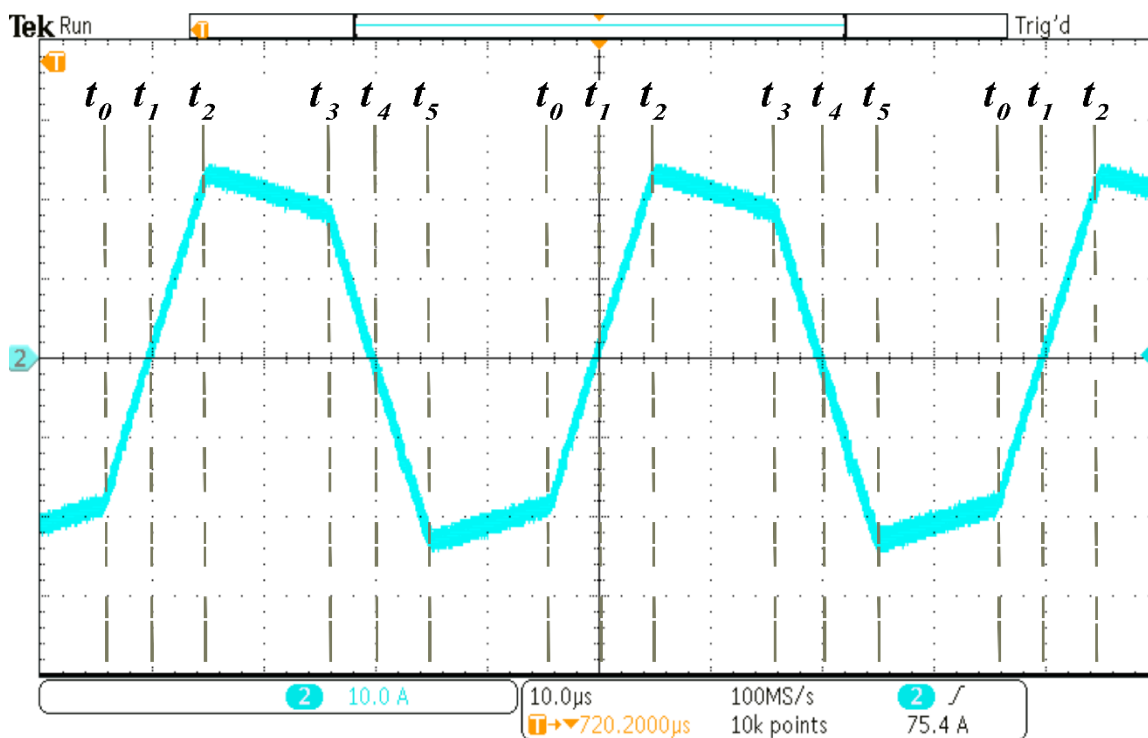
Em todos os casos, a flag é testada após a avaliação do valor de SOC, fazendo a estratégia de controle tomar a decisão entre carga e descarga. No caso específico da flag igual a zero e SOC menor que 20%, a estratégia de controle zera a fase, encerrando a descarga e protegendo a bateria de uma descarga profunda.

Na sequência são mostrados os resultados de malha fechada, malha aberta, troca de modos de operação e carga/descarga completa.

5.1.1 Resultados de operação em Malha Aberta

Inicialmente os testes de malha aberta incluíram a verificação das etapas do circuito, modelado matematicamente no capítulo 3. A figura 50 mostra a corrente no indutor.

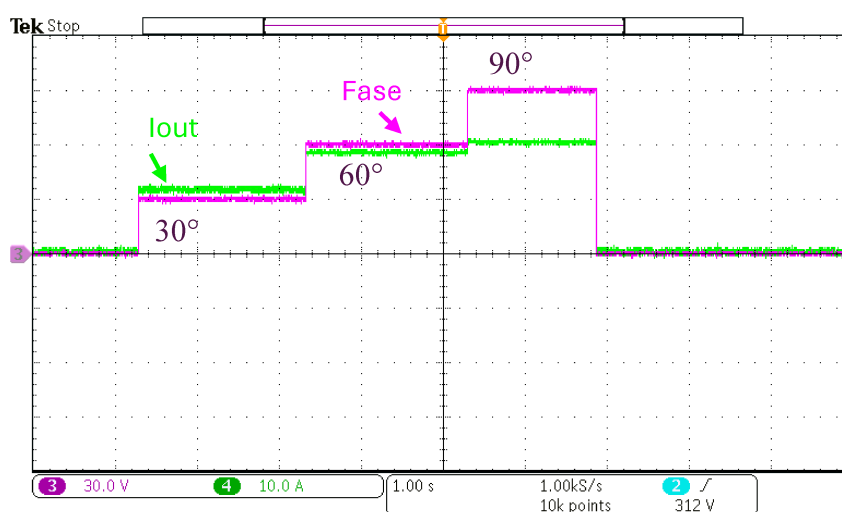
Figura 50 - Corrente no Indutor.



Fonte: O Autor.

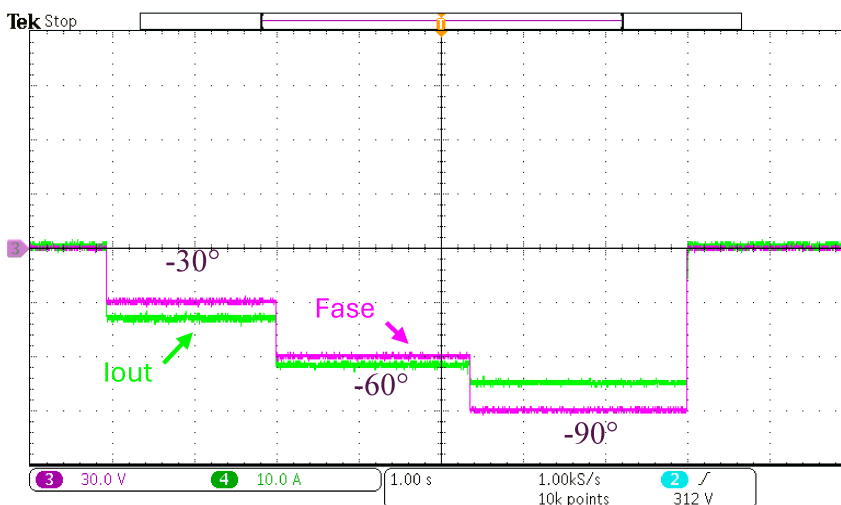
Na sequência, foi feito teste para atestar o funcionamento do modulador PSM em malha aberta. Nesse teste, o valor de fase foi alterado nos valores de 0° , 30° , 60° e 90° positivos, e posteriormente, para os valores de -30° , -60° e -90° . O parâmetro monitorado foi a corrente de saída. A figura 51 mostra os valores de fase e corrente de saída para o teste de fase positiva, e a figura 52 mostra os valores de corrente de saída e de fase para fases negativas. Em ambos os gráficos, a fase é mostrada em valores de tensão, onde cada volt representa um grau de fase.

Figura 51 - Teste em malha aberta para os valores de 0° , 30° , 60° , 90° e 0° , nessa ordem.



Fonte: O Autor.

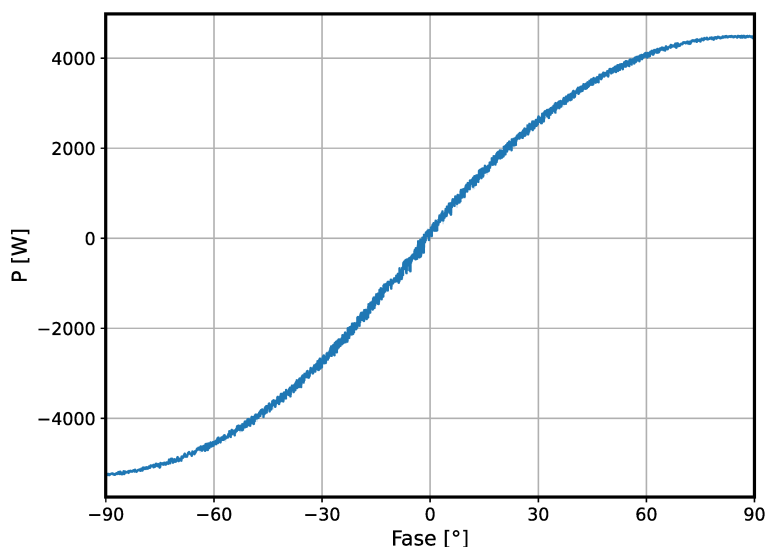
Figura 52 - Teste em malha aberta para os valores de 0° , -30° , -60° , -90° e 0° , nessa ordem.



Fonte: O Autor.

Por fim, foi feito o teste da potência de saída, aplicando uma rampa de fase, que varre todos os valores de fase de -90° a 90° , tornando possível a verificação da equação de potência encontrada na equação (44). A figura 53 mostra o gráfico obtido por meio desse teste.

Figura 53 - Valores de potência de saída de acordo com a fase.



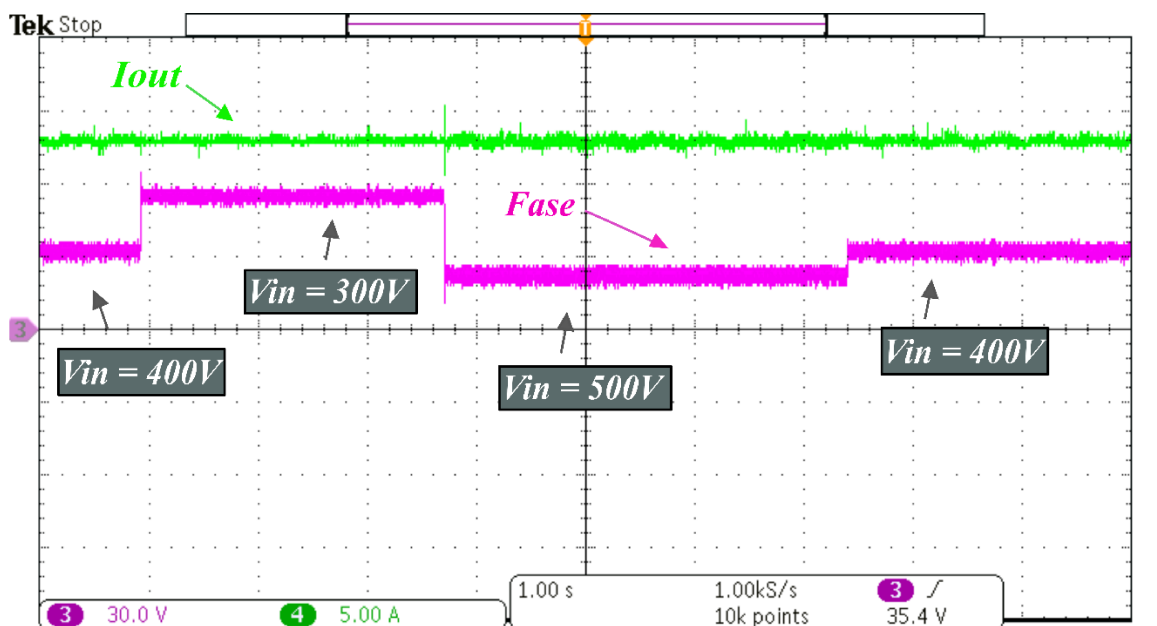
Fonte: O Autor.

5.1.2 Resultados de operação em Malha Fechada

Na sequência, foram feitos os testes em malha fechada, para atestar o controle de corrente na saída, tensão na saída e tensão no barramento mediante perturbações. A figura 54 mostra os valores de fase e de corrente na saída dada uma perturbação na tensão na entrada. O teste foi feito variando a tensão na entrada para situações críticas (100 V acima da nominal, e 100 V abaixo da nominal). A figura 55 mostra a corrente de saída e a fase mediante um degrau de tensão de entrada de 300 V a 500 V, onde a perturbação é maior, e consequentemente, maior a ação de controle.

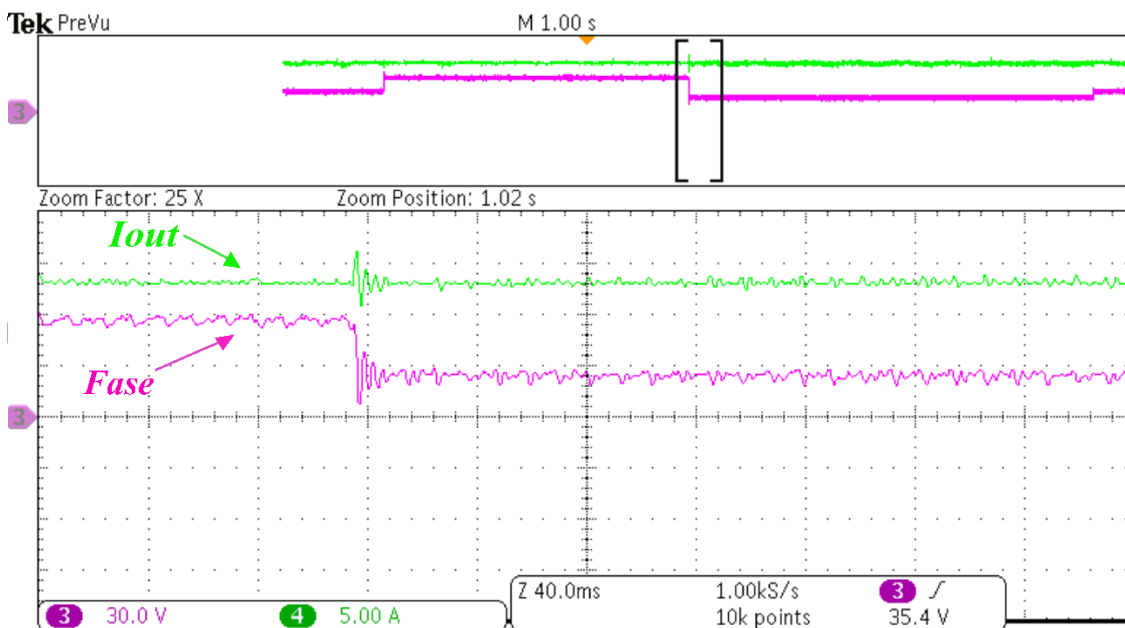
Em todos os resultados mostrados a seguir, a fase é mostrada em valores de tensão, onde cada volt representa um grau de fase.

Figura 54 - Corrente de Saída e Fase mediante tensão de entrada de 400 V, 300 V, 500 V e 400 V, nessa ordem, durante o modo de controle de corrente.



Fonte: O Autor.

Figura 55 - Corrente de Saída e Fase no degrau de tensão de entrada de 300 V para 500 V, durante o modo de controle de corrente.

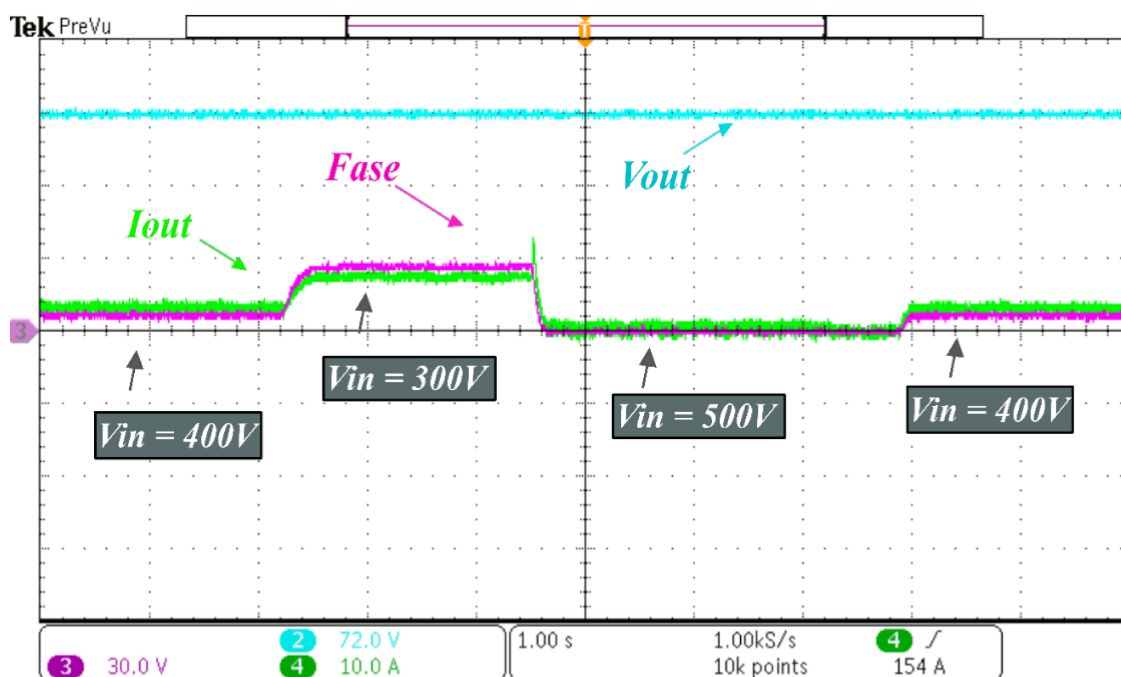


Fonte: O Autor.

Em seguida, é feito o teste para o controle da tensão da bateria no modo CV. Logo, a bateria é mantida com SOC maior que o limite escolhido para a transição de modos, garantindo que o controle rápido de tensão da bateria já está atuando. Foi promovida uma perturbação na tensão de entrada seguindo a mesma sequência feita para o controle de corrente (100 V acima da nominal, e 100 V abaixo da nominal). A figura 56 mostra a fase, tensão na bateria e corrente na bateria para as perturbações impostas sobre a entrada.

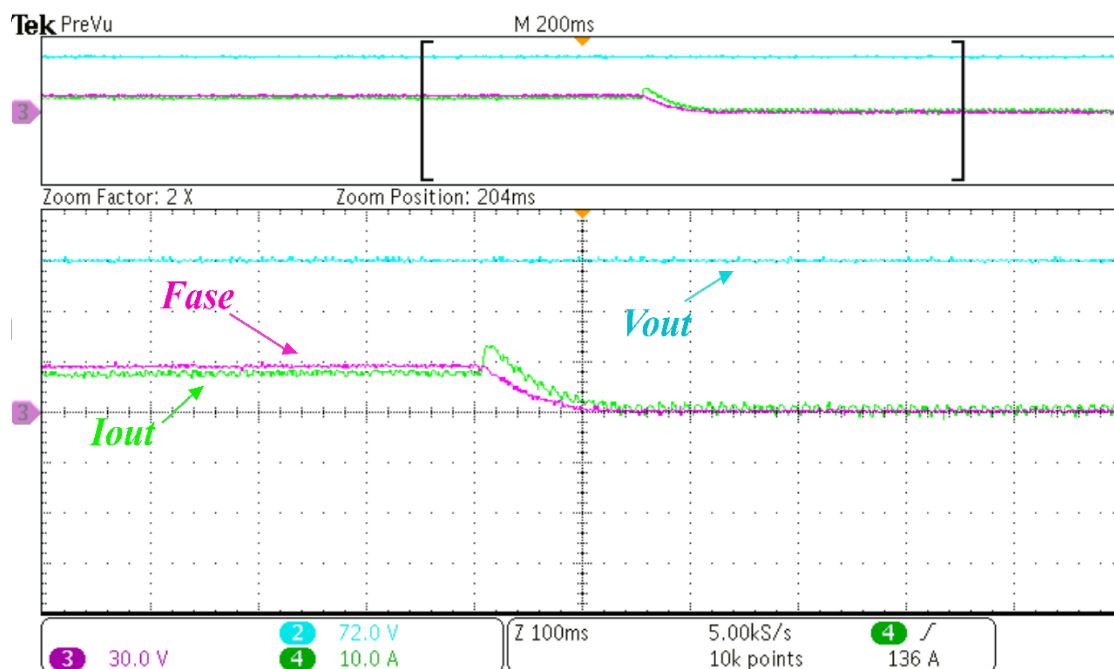
É importante notar que embora o controle atue sobre a tensão da bateria, a perturbação faz com que apenas a corrente que é enviada à bateria se altere significativamente, para manter a tensão controlada. Isso se deve a dois fatores: à dinâmica de fonte de tensão da bateria cuja resistência é baixa, e ao fato de que os controles projetados atuam implicitamente sobre a potência, e não apenas sobre a corrente ou a tensão. A tensão de saída permanece em 216 V à medida que o controle de tensão atua sobre a planta. A figura 57 mostra a atuação do controle durante a perturbação de 300 V a 500 V na entrada.

Figura 56 - Corrente de Saída, Tensão de Saída e Fase mediante tensão de entrada de 400 V, 300 V, 500 V e 400 V, nessa ordem, durante o modo de controle de tensão na bateria.



Fonte: O Autor.

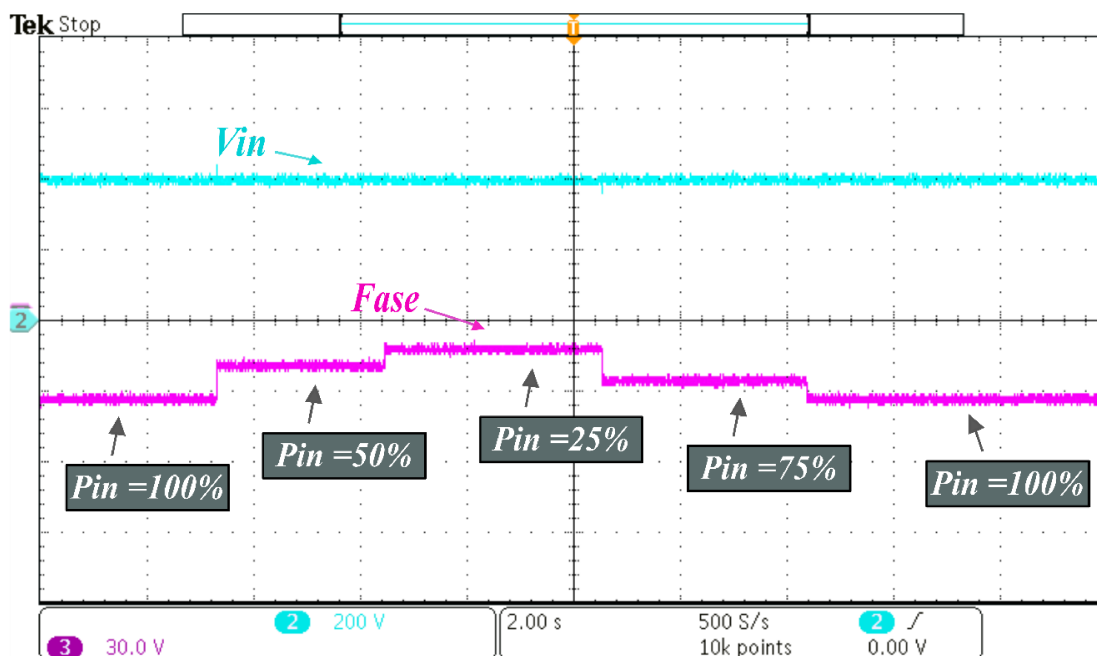
Figura 57 - Corrente de Saída, Tensão de Saída e Fase no degrau de tensão de entrada de 300 V para 500 V, durante o modo de controle de tensão na bateria.



Fonte: O Autor.

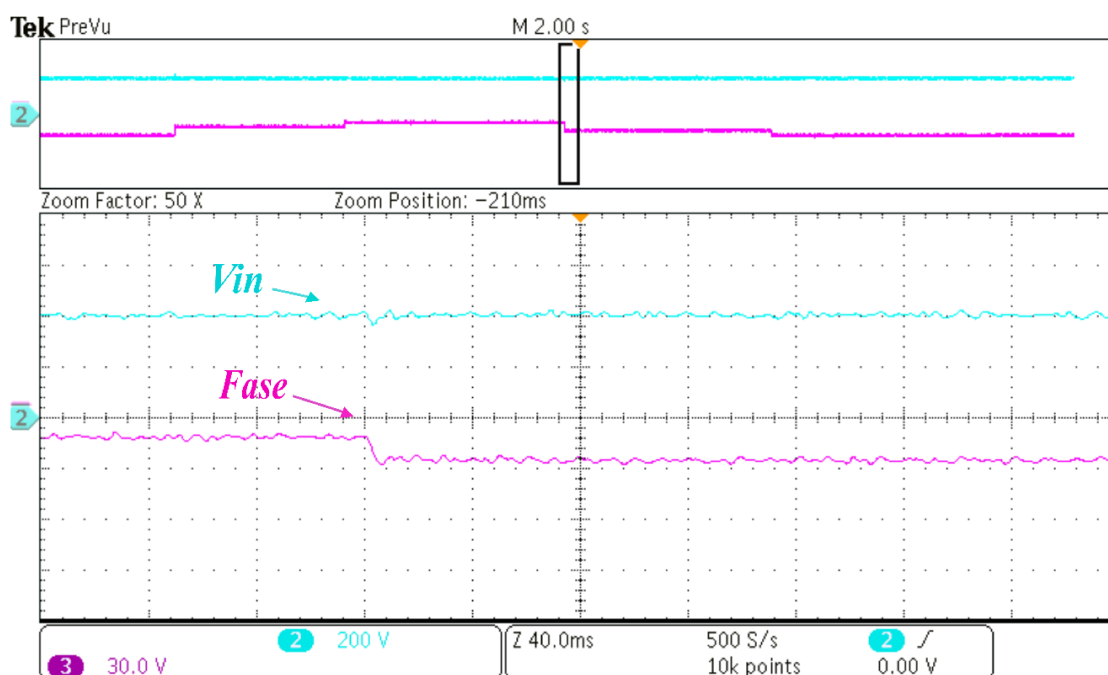
Por fim, é feito o teste para o controle de tensão no barramento. Para permitir a validação do controle, foram impostos degraus de carga, mantendo a potência do barramento como frações da potência nominal (100%, 50%, 25% e 75% da potência nominal). A figura 58 mostra os resultados para os valores fracionados da potência, retornando ao valor nominal ao fim do teste. A figura 59 evidencia a transição do controle entre o valor de 25% e o valor de 75% da potência nominal, onde o degrau de carga é maior, promovendo maior ação de controle.

Figura 58 - Tensão no Barramento e Fase mediante valores de 100%, 50%, 25%, 75% e 100% da potência nominal, nessa ordem, durante o modo de controle de tensão no barramento.



Fonte: O Autor.

Figura 59 - Tensão no Barramento e Fase durante o degrau de carga entre os valores de 25% e 75% da potência nominal, durante o modo de controle de tensão no barramento.



Fonte: O Autor.

5.1.3 Resultados de Troca de modos de carga e descarga

Para validar a possibilidade de aplicação em microrrede, foram feitos testes de troca entre os modos de carga e descarga. Isso garante que, caso inserido em uma microrrede, o BESS projetado seja capaz de responder ao gerenciador da microrrede de forma rápida, descarregando a bateria para garantir tensão no barramento em caso de ausência de formador de rede, ou carregando a bateria quando há potência gerada disponível.

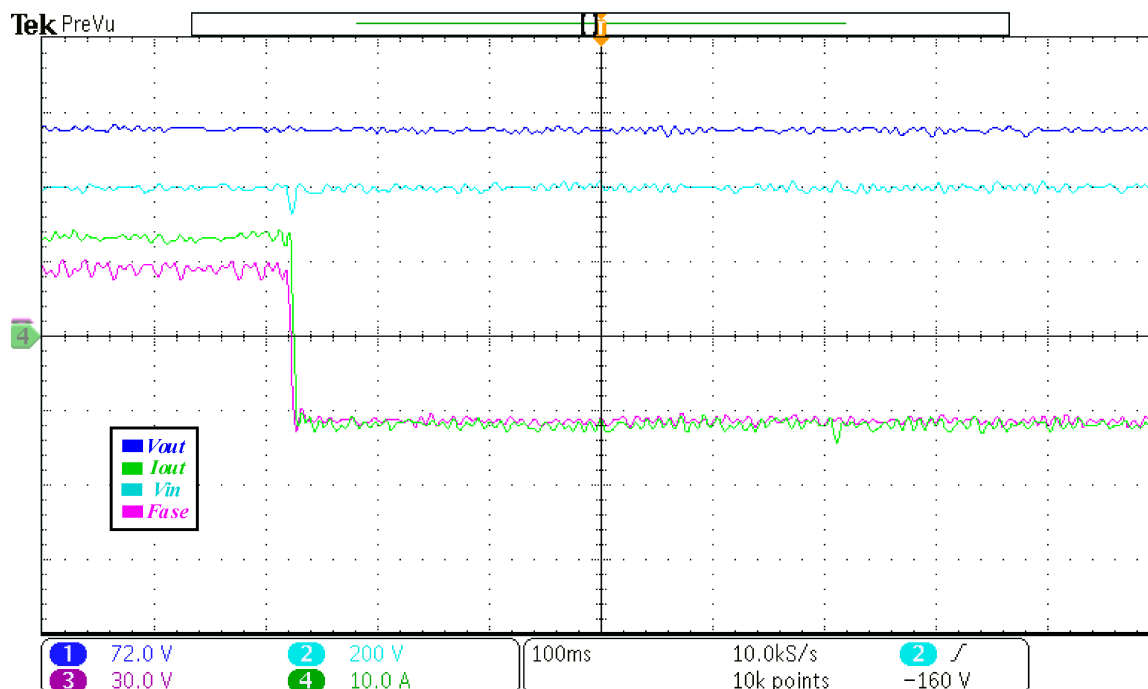
Para isso, os testes de troca entre carga e descarga foram feitos em todos os controladores, nas duas situações possíveis (carga troca para descarga e descarga troca para carga). Para isso, considerou-se uma fonte de tensão ideal (com uma chave para conexão/desconexão), representando o formador de rede. Em paralelo a esse arranjo é conectada uma fonte de corrente, representando a carga conectada ao barramento. A partir do SCADA, é controlada a conexão/desconexão do formador de rede. Assim que a chave dessa conexão muda o estado, é enviado um sinal do HIL ao DSP, que por meio de uma entrada lógica, reconhece o momento de troca e permite a troca de controle.

Essa estratégia simula o gerenciamento da microrrede para permitir a avaliação durante a troca. Nos subtópicos a seguir são mostradas as trocas feitas durante a atuação de cada controlador, separadamente.

- *Modo CC – Troca de Carga para Descarga*

Durante o carregamento da bateria em modo de corrente constante, com SOC de 80%, foi feita a desconexão do formador de rede, onde a bateria passa a descarregar para manter a tensão do barramento em 400V. A figura 60 mostra o momento da troca, permitindo ver a atuação do controle sobre a fase, e permitindo ver uma ligeira oscilação sobre a tensão do barramento.

Figura 60 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CC.

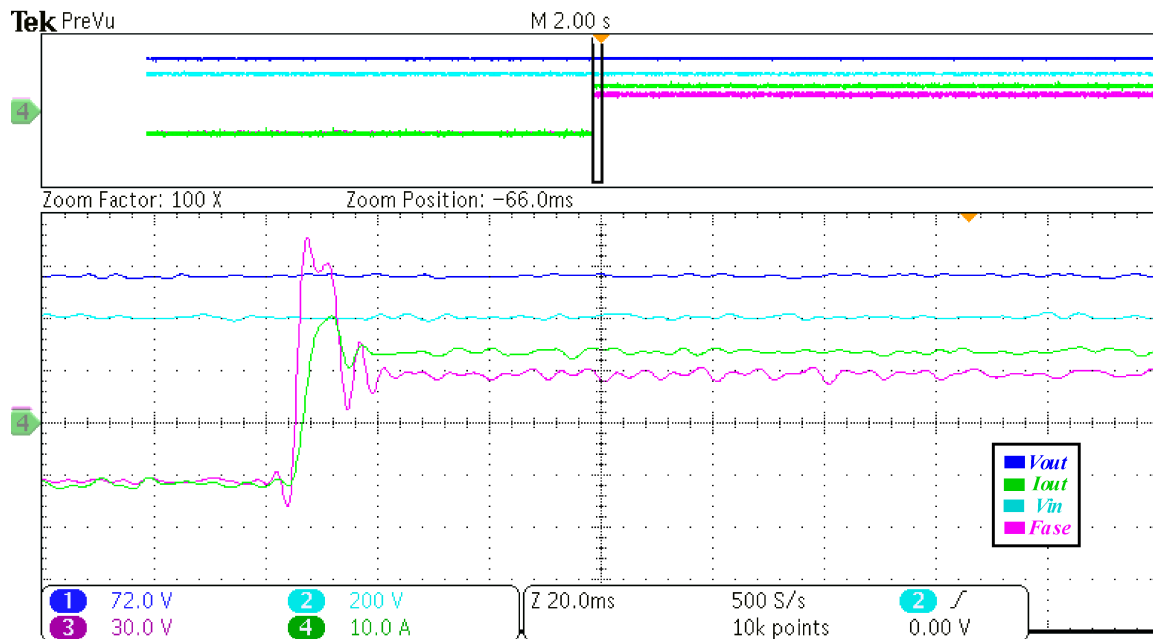


Fonte: O Autor.

- *Modo CC – Troca de Descarga para Carga*

Durante a descarga da bateria, foi feita a conexão do formador de rede no instante em que a bateria mantinha SOC de 80%. Assim, permite-se a troca entre o controle de descarga e o controle de carga em modo de corrente constante. A figura 61 mostra o momento da troca em zoom, evidenciando a saturação da fase por aproximadamente 10 milissegundos, o que eleva a corrente de saída para 20 A (corrente na fase máxima). Essa saturação é explicada pela atuação rápida do controle de corrente na bateria. É válido observar que o sistema foi projetado para atuar com corrente abaixo da corrente máxima de carga (25 A, pela tabela 4), logo, um pico rápido de corrente de 20A não afeta o sistema de maneira relevante.

Figura 61 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CC.

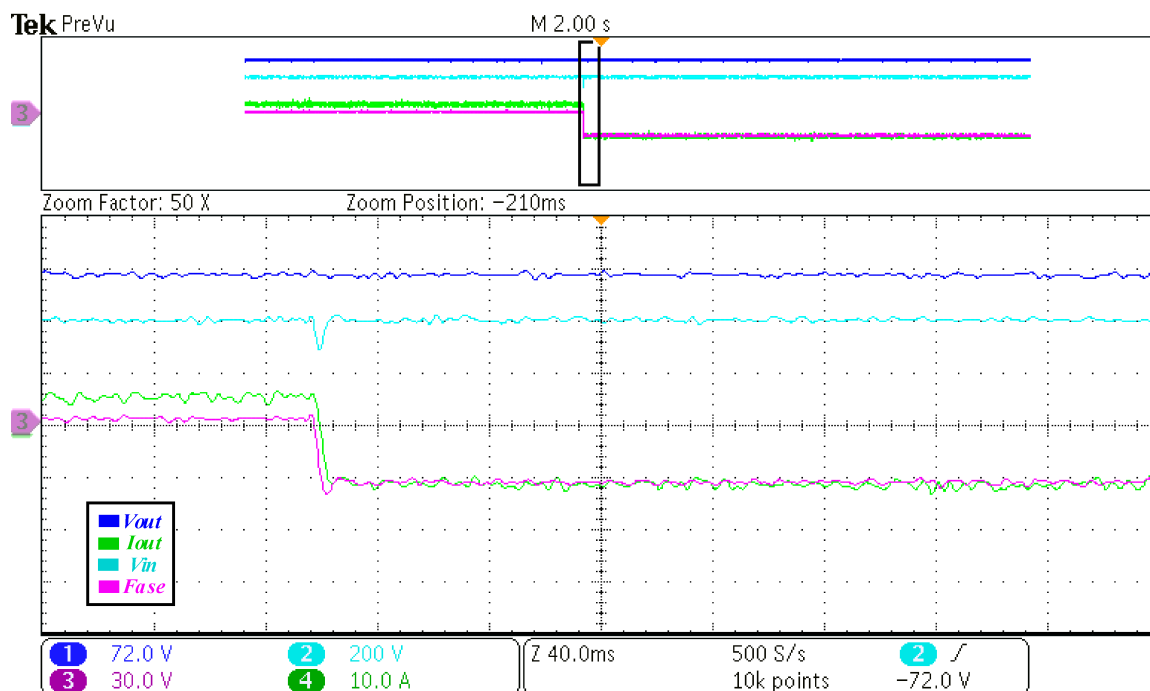


Fonte: O Autor.

- *Modo CV rápido – Troca de Carga para Descarga*

O mesmo teste feito para o modo CC foi feito para os modos CV rápido e lento. Para garantir a troca entre o modo de carregamento CV rápido e a descarga, o SOC foi mantido em 90% (acima dos 88.7% de limiar entre os modos CV lento e rápido). A figura 62 mostra o momento da troca entre o modo de rápido e o modo de descarga. A tensão no barramento oscila, mas mantém-se controlada em 400V. Em um contexto de microrrede, essa oscilação não afeta o desempenho global, sendo amortecida na atuação do controle dos outros elementos da microrrede.

Figura 62 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CV rápido.

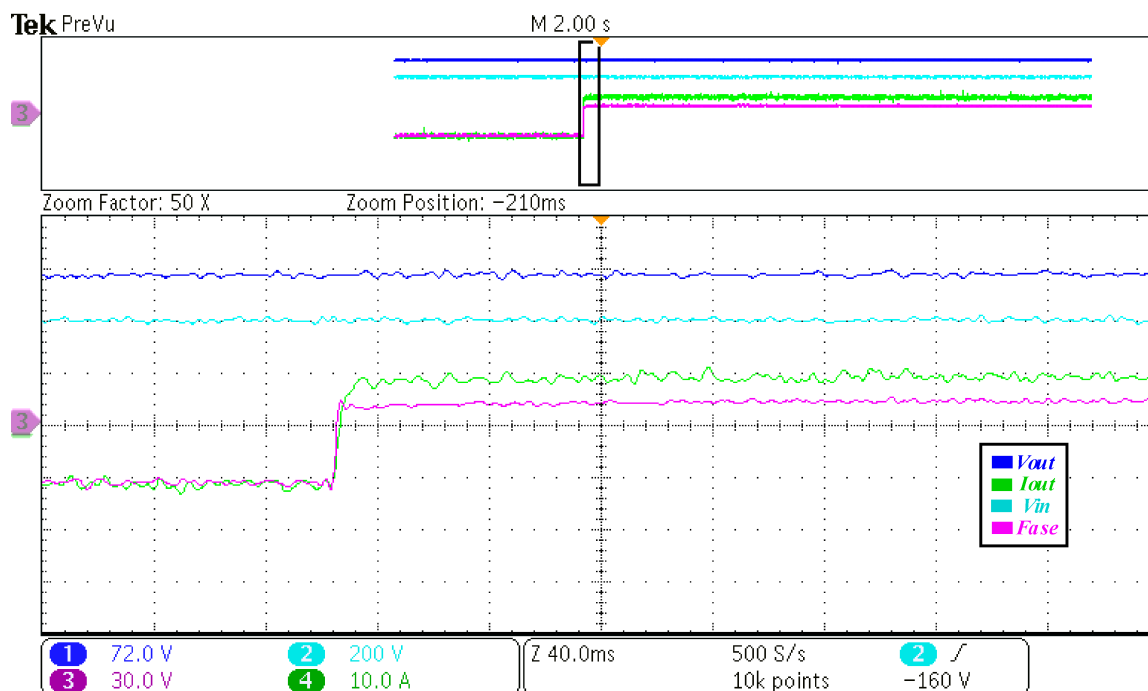


Fonte: O Autor.

- *Modo CV rápido – Troca de Descarga para Carga*

Da mesma maneira, foi feita a troca entre descarga e carga, para o modo CV rápido, considerando um SOC de 90%. A figura 63 mostra a troca entre descarga e carga para esse modo. É importante notar que a tensão no barramento não oscila, porque é considerado que no momento da troca entra em atuação uma fonte de tensão ideal (formador de rede).

Figura 63 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CV rápido.



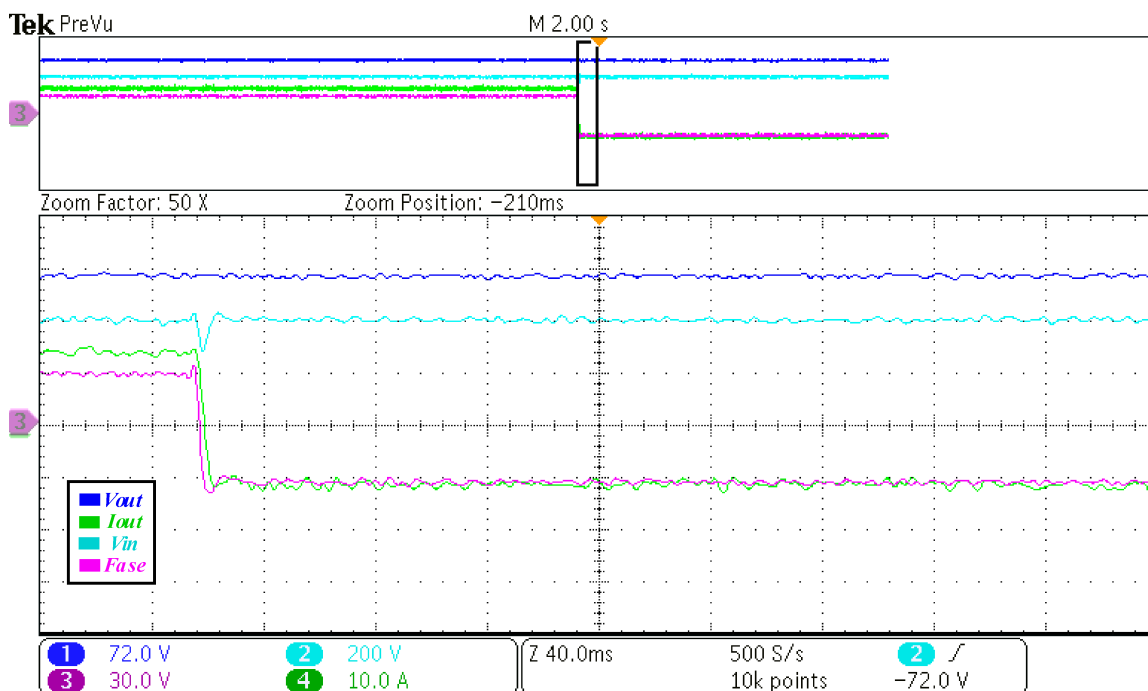
Fonte: O Autor.

- *Modo CV lento – Troca de Carga para Descarga*

Mesmo com uma duração de atuação curta para o controle CV lento (por cerca de 0.1% do SOC), optou-se por fazer o mesmo teste que foi feito para os outros modos. Assim, é possível avaliar o funcionamento do BESS mesmo durante a atuação desse controle. Para esse teste, o SOC foi mantido em 88.65% (média entre o limiar CC/CV lento e CV lento /CV rápido). A figura 64 mostra a troca entre descarga e carga para esse modo.

É importante notar que o início da carga em modo CV lento ainda está atuando quando foi feita a troca entre modo de carga e de descarga, especialmente devido ao fato de que esse é uma etapa com duração curta.

Figura 64 - Troca de carga para descarga durante o modo de carregamento CV lento.

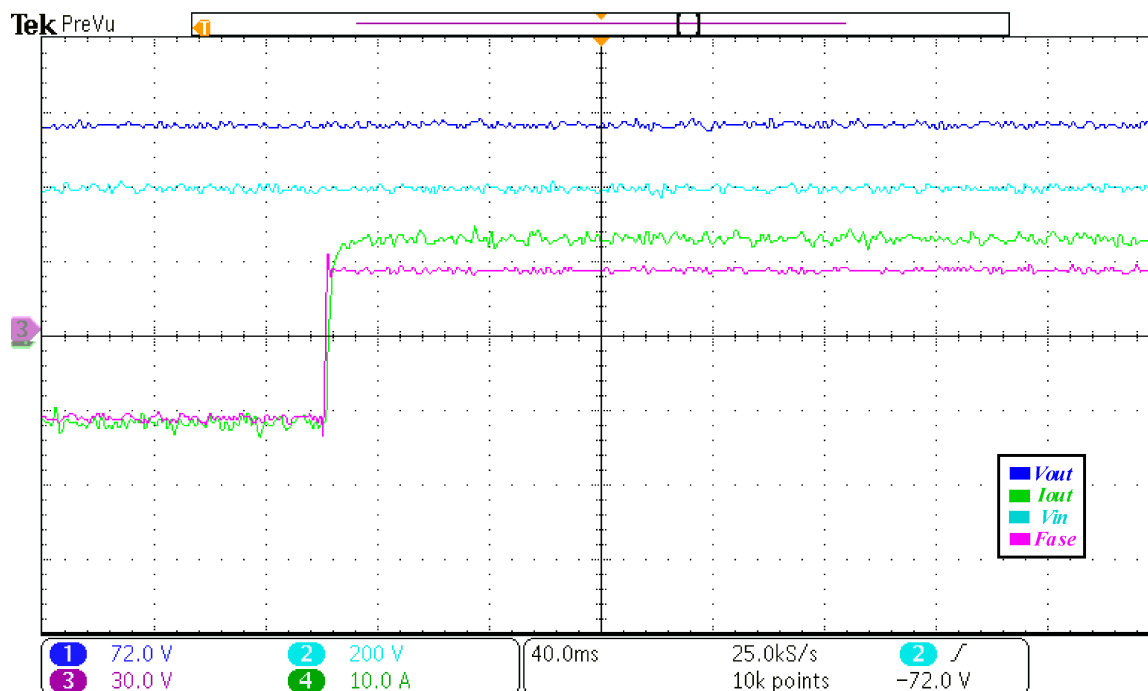


Fonte: O Autor.

- *Modo CV lento – Troca de Descarga para Carga*

Por fim, foi feito o teste de troca de modos entre a descarga e o modo CV lento. A figura 65 mostra a troca entre esses modos. Após a troca de modos, de maneira similar ao teste da figura 64, o sistema apresenta lentidão na estabilização devido à atuação do modo CV lento.

Figura 65 - Troca de descarga para carga durante o modo de carregamento CV lento.



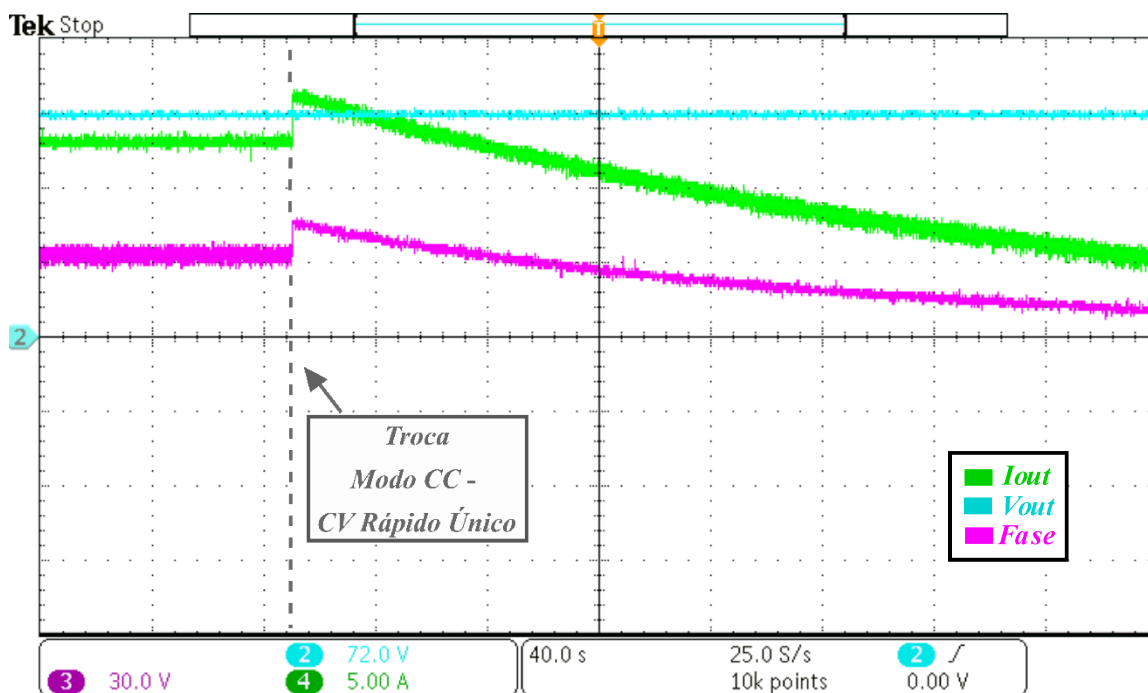
Fonte: O Autor.

5.1.4 Resultados de Carga e Descarga Completas

Como etapa final, foram feitos testes do processo inteiro de carga e do processo inteiro de descarga.

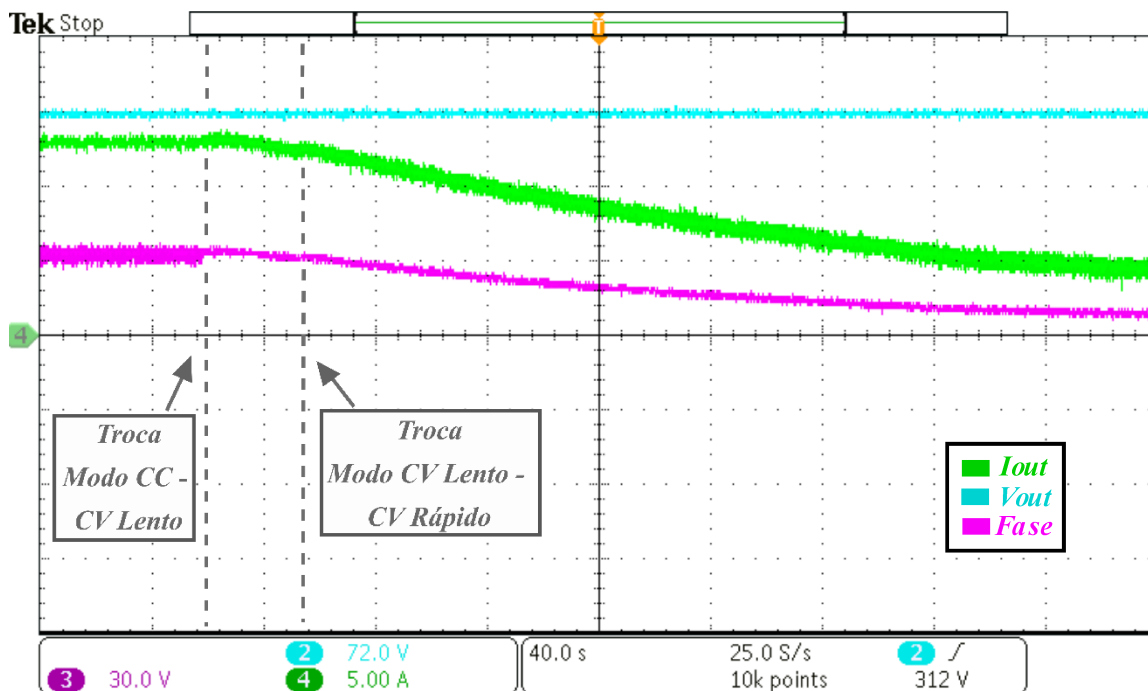
Durante o período de carga é feita a troca entre os modos CC, CV lento e CV rápido. Na figura 66 é mostrada a transição feita apenas com um controlador rápido, enquanto a figura 67 mostra a transição usando um controlador lento intermediário, assim como ficou na versão final do controle. A comparação entre os dois gráficos evidencia a necessidade de um controlador mais lento, evitando que a corrente aumente muito durante a atuação do controle de tensão.

Figura 66 - Corrente, Fase e Tensão de Saída no momento da transição do modo CC para o modo CV com controlador único rápido.



Fonte: O Autor.

Figura 67 - Corrente, Fase e Tensão de Saída no momento da transição do modo CC para o modo CV com dois controladores (lento e rápido).

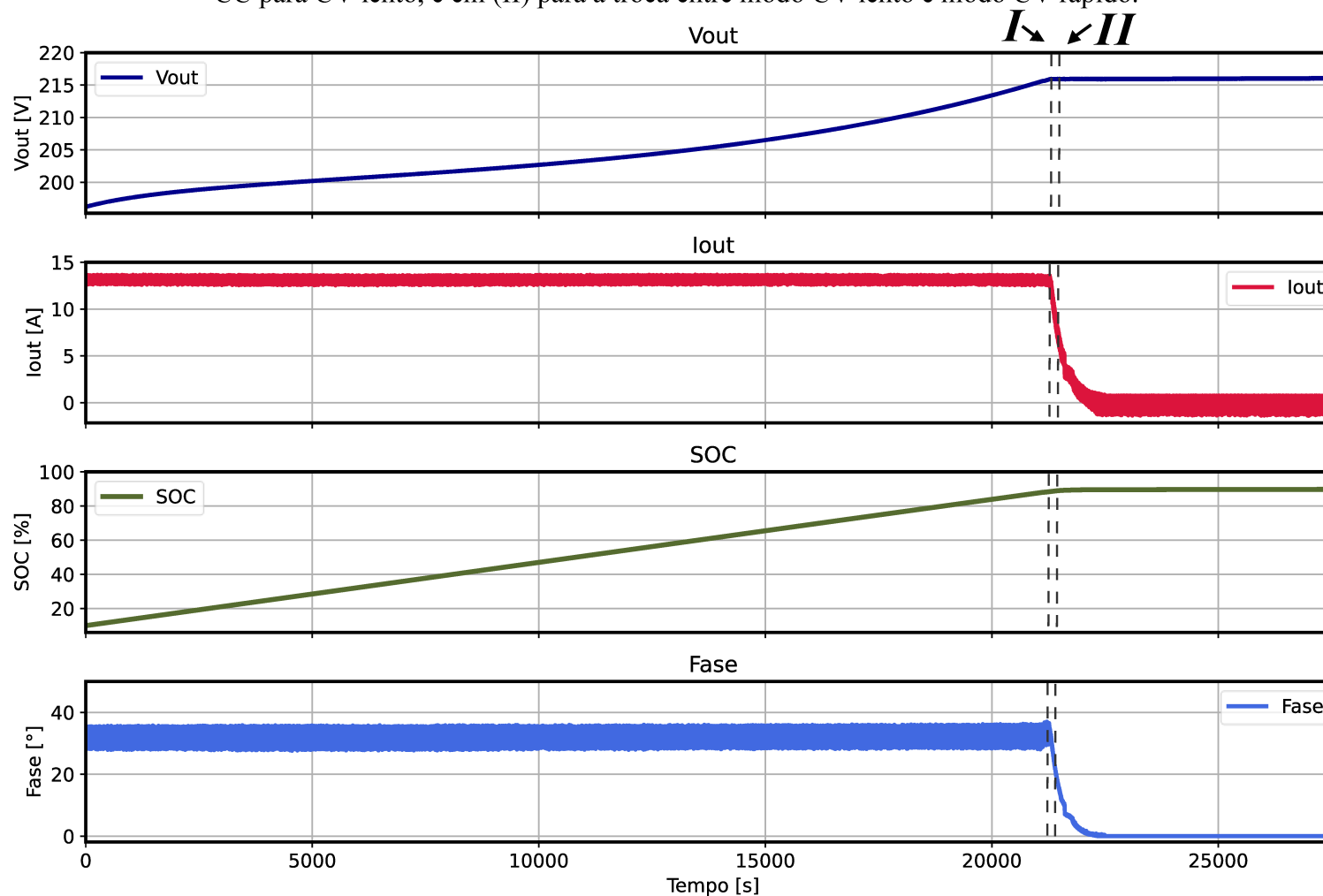


Fonte: O Autor.

Tomando o tempo inteiro de carga, é possível então verificar o carregamento completo. O SOC máximo foi estabelecido em 90% no capítulo 3. Já o SOC mínimo de operação em segurança é estabelecido aqui em 20%. Considerando que haja uma autodescarga entre o fim de um ciclo de descarga e o início do próximo ciclo de carga (entre um dia e outro, por exemplo), foi considerado como SOC inicial um valor de 10%. A figura 68 mostra o ciclo de carga.

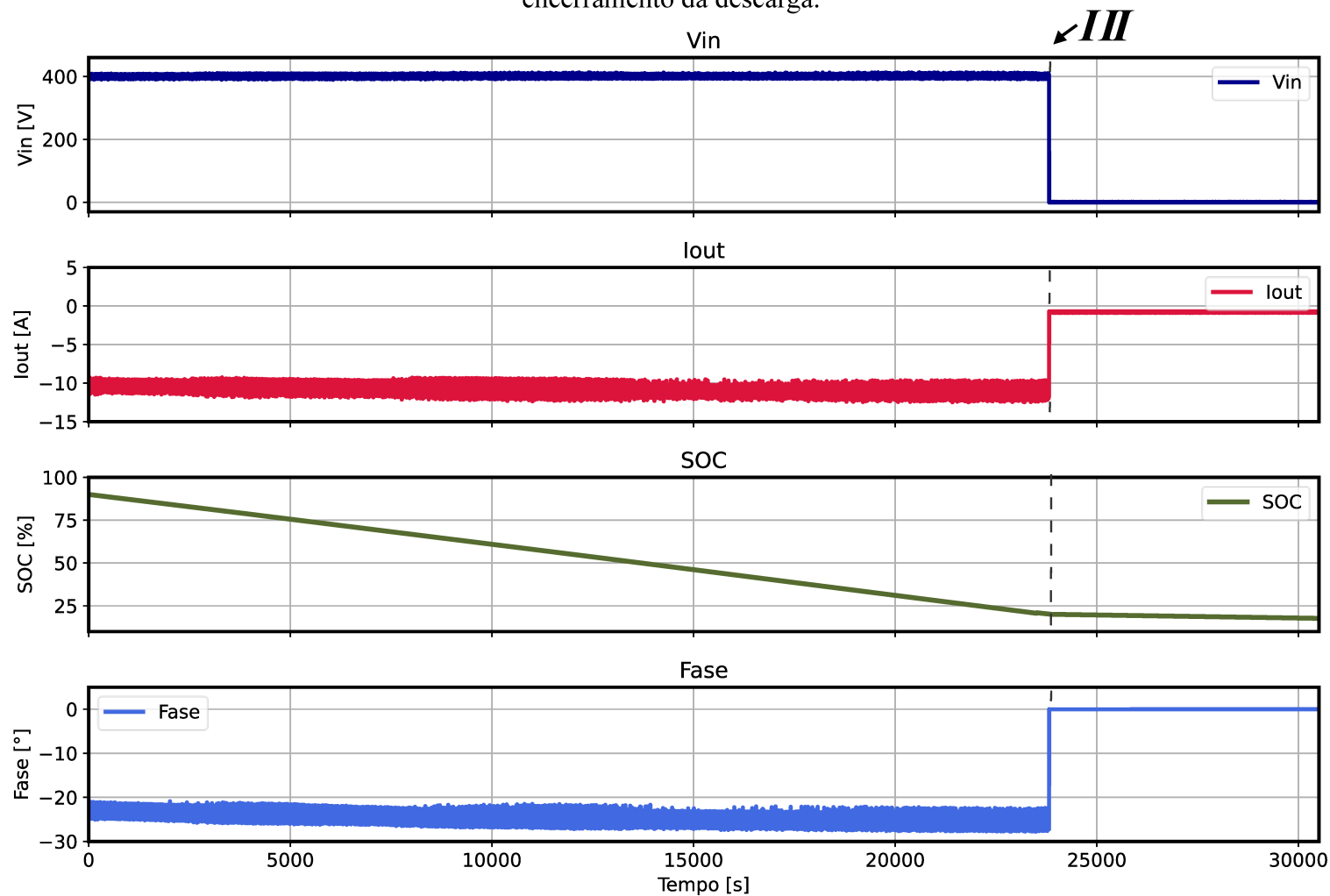
Por fim, é feita a descarga completa em potência nominal. A fim de evitar a descarga profunda, o controle de descarga é interrompido quando o SOC chega à um valor de 20%. A figura 69 mostra o ciclo de descarga. Como pode ser visto nas figuras, tanto a carga quanto a descarga estão durando aproximadamente seis horas e meia.

Figura 68 - Tensão na Bateria, Corrente na Bateria, SOC e Fase durante toda a etapa de carga, com demarcação em (I) para a troca de modo CC para CV lento, e em (II) para a troca entre modo CV lento e modo CV rápido.



Fonte: O Autor.

Figura 69 - Tensão no Barramento, Corrente na Bateria, SOC e Fase durante toda a etapa de descarga, com indicação, em III, para o encerramento da descarga.



Fonte: O Autor.

5.2. Discussões

O circuito projetado demonstra o funcionamento do conversor escolhido para a construção de um BESS. O correto controle dos parâmetros de saída e de entrada, baseado no algoritmo de carga e descarga demonstra que o sistema é capaz de funcionar para a proposta realizada. Nesse processo, algumas considerações podem ser feitas.

Em primeiro lugar verificou-se que a modulação SPS foi adequada à aplicação, mas espera-se futuramente a adaptação para modulações com maior grau de liberdade, como a DPS e a TPS. Uma vez que se espera aplicação futura em ZVS, uma boa prática é adequar a estratégia de modulação para que se atinja comutação suave em uma extensão considerável dos valores de fase.

Outra consideração a ser feita diz respeito ao tempo de carregamento. A corrente de carga escolhida de 13 A torna o carregamento lento, mas resolve dois problemas. Em primeiro: adequa o BESS para ser implementado na microrrede em fase de construção no laboratório onde o presente trabalho está sendo realizado. Uma vez que são previstos dois BESS, uma corrente de 13 A mantém a potência total dos dois BESS dentro da potência máxima total disponível no sistema fotovoltaico, sobrando uma boa margem. Em segundo, essa corrente escolhida adequa o projeto ao uso de um emulador de baterias, de 25 A máximo. Em ambos os casos, prezou-se pela margem de uso bem acima do nominal projetado, garantindo uso adequado sem saturar os limites de potência.

CAPÍTULO 6

Conclusão e Trabalhos Futuros

O presente documento descreve as etapas de projeto, modelagem e simulação em Hardware-in-the-Loop de um conversor DAB para aplicação em BESS para futuras aplicações em microrrede. Ao longo do trabalho, foi possível realizar a escolha do conversor bidirecional usado para transferência de potência entre o barramento e a bateria e vice-versa. Uma vez feita a revisão dos conversores usados na literatura, o conversor escolhido por fim foi o DAB (*Dual Active Bridge*), especialmente vantajoso devido à possibilidade de funcionamento em ZVS, bem como isolamento galvânico e alto ganho.

Assim, foi realizado o projeto com base no trabalho anteriormente realizado no NUPEP (Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência) descrito por Rodrigues et al. (2026). Considera-se implementação futura na microrrede descrita, visando a melhoria do sistema em construção no laboratório. Assim, alguns parâmetros foram projetados pensando especialmente na integração do sistema com a microrrede, como a tensão do barramento fixa em 400 V e a potência nominal escolhida de 2500 W, adequada ao dimensionamento da microrrede em questão (Tabela 4). Outros parâmetros, como aqueles relacionados à bateria, foram escolhidos para adequação do projeto.

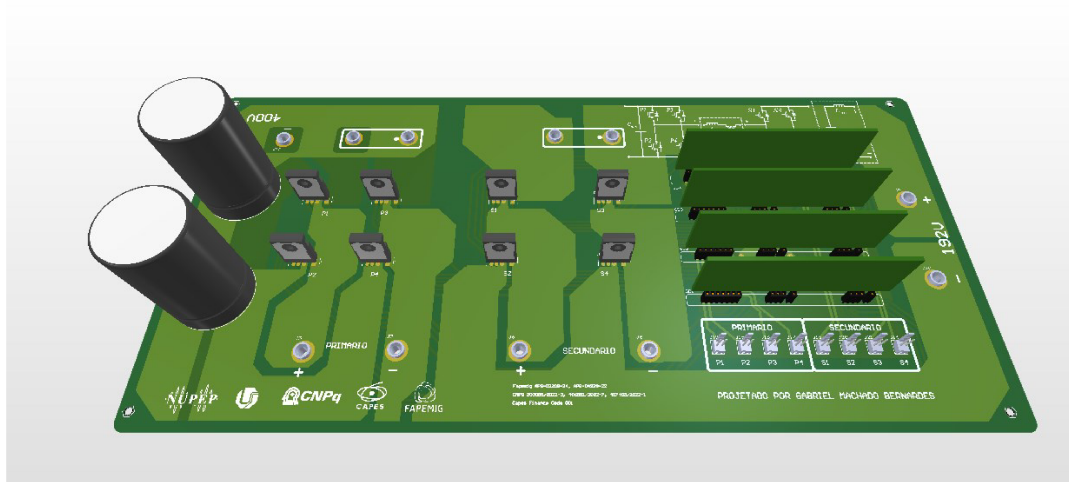
Ao fim da realização desse trabalho, é possível verificar a aplicabilidade para sistemas de microrredes, onde o BESS funcionará de maneira modular, recebendo como parâmetro externo uma flag (descrita no capítulo 4), que inicia a descarga em caso de demanda de potência, ou inicia a carga durante os períodos de potência excedente. Uma adição futura, adequada ao uso de estratégia de deslocamento de carga ou de corte de picos, é a implementação de um valor neutro para a flag, que torna a fase igual 0°. Esse esquema pode ser útil para manter o SOC da bateria em nível alto, e descarregá-la apenas no instante em que o algoritmo de otimização habilita a descarga.

Como mostra o trabalho, o BESS projetado possui resultados que atestam seu funcionamento. A seguir são feitas as considerações de trabalhos futuros.

6.1. Trabalhos Futuros

Como explicado anteriormente, o BESS projetado será incluído à uma microrrede em fase de implementação. Para isso, o circuito físico a ser montado em PCB encontra-se em desenvolvimento, como pode ser visto na figura 70.

Figura 70 - Projeto da PCB do conversor DAB a ser implementado no NUPEP.



Fonte: O Autor.

Para permitir o correto funcionamento, a placa conta com o circuito de potência e com o encaixe para os *Gate Drivers*. Todo o acionamento poderá ser feito por meio de pinos de sinal, que serão conectados ao DSP externamente. Tanto o indutor quanto o transformador e o capacitor de saída são dispostos externamente à placa, permitindo redução do tamanho da placa. A dissipação térmica será feita por meio de um dissipador único conectado aos oito MOSFETS, que serão soldados e posicionados com os terminais dobrados, permitindo essa configuração. O barramento será simulado por meio de um circuito retificador e fonte de tensão variável CA (*Varivolt*).

A bateria será simulada por meio de um emulador de baterias da ITECH, e a carga conectada ao barramento será simulada por meio de uma carga eletrônica da mesma fabricante, onde é possível variar parâmetros de potência via software. O emulador de baterias é visto na parte superior da figura 73, e a carga eletrônica é vista na parte inferior da figura 76. Ambos os equipamentos estão em posse do NUPEP.

Figura 71 - Equipamentos disponíveis no NUPEP (acima: emulador de baterias, abaixo: carga eletrônica)



Fonte: O Autor.

Assim, espera-se futuramente a implementação física desse projeto na microrrede proposta por Rodrigues et al. Na microrrede em questão, é previsto a substituição dos BDCs bidirecionais Buck Boost por conversores DAB, implementando assim em uma microrrede o trabalho desenvolvido nesta dissertação.

REFERÊNCIAS

ALI, M.; VASQUEZ, J.; GUERRERO, J.; GUAN, Y.; BAZMOHAMMADI, N. Microgrid an Energy Solution for Remote Islanded Communities in Indonesia. In: 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), Chengdu, China, 2024. DOI: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia60879.2024.10567531.

ARGYROU, M.; MAROUCHOS, C.; KALOGIROU, S.; CHRISTODOULIDES, P. A novel power management algorithm for a residential grid-connected PV system with battery-supercapacitor storage for increased self-consumption and self-sufficiency. *Energy Conversion and Management*, v. 246, 2021. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2021.114671>.

AVERBERG, A.; MERTENS, A. Characteristics of the single active bridge converter with voltage doubler. In: 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Poland, 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2008.4635384>.

BAI, H.; MI, C. Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 6, p. 2905-2914, 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2005103>.

CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; NOIA, G.; PIROLO, D. Experimental study of a bidirectional DC-DC converter for the DC link voltage control and the regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles. In: Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 1994. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.1994.316373>

CARVALHO L; COSTA, P; L. ROGGIA, L; SCHUCH, L; "Modeling and control of the Dual Active Bridge (DAB) converter applied to the power management of a battery bank", 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America), Gramado, Brazil, 2019, doi: 10.1109/ISGT-LA.2019.8895300

CHUA, K.; LIH BONG, H.; LIM, Y.; WONG, J.; WANG, L. The State-of-the-Arts of Peak Shaving Technologies: A Review. In: 2020 International Conference on Smart Grid and Clean

Energy Technologies (ICSGCE), Kuching, Malaysia, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSGCE49177.2020.9275637>

CHUNG, H.; CHOW, W.; HUI, S.; LEE, S. Development of a switched-capacitor DC-DC converter with bi-directional power flow. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, v. 47, p. 1383-1389, 2000. DOI: <https://doi.org/10.1109/81.895334>.

CHUNG, H.; IOINOVICI, A.; CHEUNG, W. Generalized structure of Bi-directional switched-capacitor DC/DC converters. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, v. 50, p. 743-753, 2003. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2003.812615>.

DE DONCKER, R.; DIVAN, D.; KHERALUWALA, M. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, p. 63-73, 1991. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.67533>.

DE SOUZA, E.; BARBI, I. Bidirectional Current-Fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter. In: XI Brazilian Power Electronics Conference, Natal, Brazil, 2011. DOI: <https://doi.org/10.1109/COBEP.2011.6085171>

ENERGY INSTITUTE. Statistical Review of World Energy 2025. Londres: Energy Institute, 2025. Disponível em: <https://www.energyinst.org/statistical-review>. Acesso em: 16 mar. 2026.

GONZÁLEZ, F.; SUMPER, A.; GOMIS-BELLMUNT, O. Energy Storage in power systems. John Wiley & Sons, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118971307>.

GORJI, S.; GHASEMI, H.; EKTESABI, M.; RAD, A. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview. IEEE Access, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>.

HE, J.; CHEN, Y.; LIN, J.; CHEN, J.; CHENG, L.; WANG, Y. Review of Modeling, Modulation, and Control Strategies for the Dual-Active-Bridge DC/DC Converter. Energies, 2023. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16052309>.

HE, L.; ZHANG, S.; CHEN, Y.; REN, L.; LI, J. Techno-economic potential of a renewable energy-based microgrid system for a sustainable large-scale residential community in Beijing, China. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 93, p. 631-641, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.05.053>.

HUSEIN, M.; CHUNG, I. Optimal design and financial feasibility of a university campus microgrid considering renewable energy incentives. *Applied Energy*, v. 225, p. 273-289, 2018. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.05.036>.

IEA. Global EV Outlook 2025. Paris: International Energy Agency, 2025. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025>. Acesso em: 30 mar. 2026.

IRENA. Renewable capacity statistics 2025. Abu Dhabi: International Renewable Energy Agency, 2025. Disponível em: <https://www.irena.org>. Acesso em: 26 fev. 2026.

JIANG, T.; SHEN, D.; ZHANG, Z.; LIU, H.; ZHAO, G.; WANG, Y.; TAN, S.; LUO, R.; CHEN, W. Battery technologies for grid-scale energy storage. *Nature Reviews Clean Technology*, v. 1, p. 474-492, 2025. DOI: <https://doi.org/10.1038/s44359-025-00067-9>.

KALAWOUN, J.; BILETSKA, K.; SUARD, F.; MONTARU, M. From a novel classification of the battery state of charge estimators toward a conception of an ideal one. *Journal of Power Sources*, v. 279, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2015.01.009>.

KARSHENAS, H.; DANESHPAJOOH, H.; SAFAEE, A.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems. In: *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*. InTech, 2011. DOI: <https://doi.org/10.5772/23494>.

KAZIMIERCZUK, M.; VUONG, D.; NGUYEN, B.; WEIMER, J. Topologies of bidirectional PWM DC-DC power converters. In: *IEEE 1993 National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*, 1993. DOI: <https://doi.org/10.1109/NAECON.1993.290886>.

KRISMER, F.; ROUND, S.; KOLAR, J. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South), 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2006.1712078>.

LEE, H.; YUN, J. High-Efficiency Bidirectional Buck-Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a SmartGrid. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2860059>

LITESH, G.; KRISHNA, B.; KARTHIKEYAN, V. Review and Comparative Study of Bi-Directional DC-DC Converters. In: 2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON), Kollam, India, 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/IPRECON52453.2021.9640712>

MAJO, J.; MARTINEZ, L.; POVEDA, A.; DE VICUNA, L.; GUINJOAN, F.; SANCHEZ, A.; VALENTIN, M.; MARPINARD, J. Large-signal feedback control of a bidirectional coupled-inductor Cuk converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.161474>.

MATSUO, H.; KUROKAWA, F. New solar cell power supply system using a boost type bidirectional DC-DC converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. IE-31, n. 1, p. 51-55, 1984. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.1984.350020>.

MOHANTY, P.; DASH, R.; KUNDU, S.; CHOUDHURY, T.; SAHOO, S. Comparative Analysis on Bidirectional DC-DC Converter Topologies. In: 2023 IEEE 2nd International Conference on Industrial Electronics: Developments & Applications (ICIDeA), Imphal, India, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIDeA59866.2023.10295175>.

ODEIM, F.; ROES, J.; HEINZEL, A. Power Management Optimization of an Experimental Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid System. Energies, 2015. DOI: <https://doi.org/10.3390/en8076302>

PAHLEVANI, M.; EREN, S.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. A Series-Parallel Current-Driven Full-Bridge DC/DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 31, n. 2, p. 1275-1293, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2417773>.

RAHN, C.; WANG, C. Battery Systems Engineering. Wiley and Sons, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118413340>.

RAVEENDHRA, D.; POOJITHA, R.; NARASIMHARAJU, B. L.; DREGLEA, A.; LIU, F.; PANASETSKY, D.; PATHAK, M.; SIDOROV, D. Part-I: State-of-the-Art Technologies of

Solar Powered DC Microgrid with Hybrid Energy Storage Systems-Architecture Topologies. *Energies*, 2023. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16165934>.

RAVEENDHRA, D.; POOJITHA, R.; NARASIMHARAJU, B.; DOMYSHEV, A.; DREGLEA, A.; DAO, M.; PATHAK, M.; LIU, F.; SIDOROV, D. Part II: State-of-the-Art Technologies of Solar-Powered DC Microgrid with Hybrid Energy Storage Systems: Converter Topologies. *Energies*, 2023. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16176194>.

RODRIGUES, D.; SOUZA JUNIOR, M.; MOURA, B.; GUIMARÃES, E.; BERNARDES, G.; RESENDE, E.; SANTOS NETO, P.; DE LIMA, G.; FREITAS, L. Automatic Power Flow Control Strategy in Hybrid Microgrids: Development and Validation using Controller Hardware-in-the-Loop. *Eletrônica de Potência*, v. 31, p. e202608, 2026. DOI: <https://doi.org/10.18618/REP.e202608>.

ROZALI, N.; ALWI, S.; MANAN, Z.; KLEMEŠ, J. Peak-off-peak load shifting for hybrid power systems based on Power Pinch Analysis. *Energy*, v. 90, Part 1, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2015.01.050>.

SAEED, M.; FANGZONG, W.; KALWAR, B.; IQBAL, S. A Review on Microgrids: Challenges & Perspectives. *IEEE Access*, v. 9, p. 166502-166517, 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3135083>.

SAHRI, Y.; TAMALOUZT, S.; BELAID, S.; BAJAJ, M.; GHONEIM, S.; ZAWBAA, H.; KAMEL, S. Performance improvement of Hybrid System based DFIG-Wind/PV/Batteries connected to DC and AC grid by applying Intelligent Control. *Energy Reports*, v. 9, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.01.036>.

SHYNI, R.; KOWSALYA, M. HESS-based microgrid control techniques empowered by artificial intelligence: A systematic review of grid-connected and standalone systems. *Journal of Energy Storage*, v. 84, Part B, 2024. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2024.111012>.

SIDDIQUI, A.; ASIM, M. Advancement, challenges and solutions of PV integrated battery energy storage systems: A review. *Journal of Energy Storage*, v. 132, Part C, 2025. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2025.117996>.

- SONG, M.; SON, Y.; LEE, K. Non-isolated Bidirectional Soft-switching SEPIC/ZETA Converter with Reduced Ripple Currents. *Journal of Power Electronics*, 2014. DOI: <https://doi.org/10.6113/JPE.2014.14.4.649>.
- SORTE, P.; PANDA, K.; PANDA, G. Current Reference Control Based MPPT and Investigation of Power Management Algorithm for Grid-Tied Solar PV-Battery System. *IEEE Systems Journal*, v. 16, n. 1, p. 386-396, 2022. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSYST.2021.3052959>.
- UDDIN, M.; MO, H.; DONG, D.; ELSAWAH, S.; ZHU, J.; GUERRERO, J. Microgrids: A review, outstanding issues and future trends. *Energy Strategy Reviews*, v. 49, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.esr.2023.101127>.
- WANG, Q.; GAO, T.; LI, X. SOC Estimation of Lithium-Ion Battery Based on Equivalent Circuit Model with Variable Parameters. *Energies*, v. 15, 5829, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15165829>.
- WEN, H.; XIAO, W. Bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520565>.
- ZHANG, F.; YAN, Y. Novel Forward-Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1578-1584, 2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2010174>.
- ZHANG, J.; LAI, J.; YU, W. Bidirectional DC-DC converter modeling and unified controller with digital implementation. In: *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin, TX, 2008*. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2008.4522813>.
- ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2180928>.