

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

LUAN SILVÉRIO PARRO

**CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL EM MEIA PONTE APLICADO NO
CONTROLE DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS EM MICRORREDES
ELÉTRICAS**

APUCARANA

2024

LUAN SILVÉRIO PARRO

**CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL EM MEIA PONTE APLICADO NO
CONTROLE DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS EM MICRORREDES
ELÉTRICAS**

**Bidirectional half-bridge DC/DC converter applied to control battery charge
and discharge in electric microgrids**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Vinícius Dário Bacon

APUCARANA

2024



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

LUAN SILVÉRIO PARRO

**CONVERSOR CC/CC BIDIRECIONAL EM MEIA PONTE APLICADO NO
CONTROLE DE CARGA E DESCARGA DE BATERIAS EM MICRORREDES
ELÉTRICAS**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação
apresentado como requisito para obtenção do
título de Bacharel em Engenharia Elétrica
do Curso de Bacharelado em Engenharia
Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do
Paraná.

Data de aprovação: 20/06/2024

Prof. Dr. Vinícius Dário Bacon
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Câmpus Apucarana

Prof. Dr. Leonardo Bruno Garcia Campanhol
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Câmpus Apucarana

Prof. Dr. Sebastian De Jesus Manrique Machado
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Câmpus Apucarana

APUCARANA
2024

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao(a) meu(minha) orientador(a) Prof.(a) Dr.(a) Vinícius Dário Bacon, por toda parceria, atenção, ensinamentos e conselhos dados antes e durante o trabalho.

Aos meus colegas de sala, que sempre firmaram uma boa parceria independente das situações vivenciadas durante o curso. Faço uma menção honrosa aos colegas de laboratório, que sempre se dispuseram para auxiliar em testes no laboratório quando não era possível minha presença, apenas de forma remota. Sem esse trabalho em equipe em prol da Universidade, nenhum resultado teria o sucesso que foi obtido.

Ao departamento de Engenharia Elétrica, pela cooperação, disponibilidade e incentivo durante toda a graduação.

Gostaria de reconhecer o suporte da minha família, por todo apoio fornecido durante a graduação e da minha namorada que sempre me deu forças nos momentos mais decisivos antes e durante o bacharelado.

Aproveito para agradecer a UTFPR, que foi responsável pela construção dos ambientes de trabalho e desenvolvimento do projeto, assim como os fomentos em iniciações científicas que se relacionam com o tema.

RESUMO

Este trabalho apresenta o protótipo de um conversor CC/CC *half-bridge*, projetado para operar eficientemente no carregamento e descarregamento de um banco de baterias dentro de uma microrrede elétrica. Utilizando um controle PI, o conversor ajusta a operação tanto em modo ilhado quanto conectado à rede elétrica, garantindo um controle de carga eficaz. Para o modo conectado, a rede elétrica fornece energia para o barramento CC e alimenta as cargas conectadas no sistema, porém, para o modo ilhado, a microrrede não possui a presença da rede, logo, a bateria será responsável por suprir a demanda dessas cargas. Com uma base alimentada por uma fonte chaveada para sinais e pela rede elétrica através de um retificador de tensão não-controlado, que alimenta um driver modular com chaves acopladas, o sistema foi simulado computacionalmente em SIMULINK e posteriormente implementado em bancada. A topologia do conversor CC/CC destaca-se pelo excelente custo-benefício, oferecendo um desempenho robusto em relação aos gastos de implementação, sendo ideal para uso em laboratório. Os testes demonstraram resultados satisfatórios para o carregamento e descarregamento da bateria em modo conectado. No geral, este trabalho não apenas demonstra uma solução viável para o gerenciamento de baterias em microrredes, mas também estabelece uma base sólida para futuras melhorias e implementações.

Palavras-chave: conversor cc-cc; banco de baterias; microrrede.

ABSTRACT

In this paper, a prototype of a half-bridge DC/DC converter is presented, designed to efficiently manage the charging and discharging of a battery bank within a microgrid. Utilizing PI control, the converter adjusts its operation for both islanded and grid-connected modes, ensuring effective charge control. In grid-connected mode, the electrical grid supplies power to the DC bus and feeds the connected loads. However, in islanded mode, without the presence of the grid, the battery must supply the demand for these loads. The system, simulated in SIMULINK and subsequently implemented on a test bench, is based on a structure powered by a switched-mode power supply for signals and by the electrical grid through an uncontrolled voltage rectifier that feeds a modular driver with coupled switches. The topology of the DC/DC converter stands out for its excellent cost-benefit ratio, offering robust performance relative to implementation costs, making it ideal for laboratory use. The tests showed satisfactory results for battery charging and discharging in grid-connected mode. Overall, this work not only demonstrates a viable solution for battery management within microgrids but also sets a solid foundation for future enhancements and implementations.

Keywords: dc-dc converter; battery bank; microgrid.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	7
1.1	Iminência de crise hídrica	7
1.2	Programas de inovações	7
1.3	Utilização de microrredes com baterias	8
1.4	Conversores chaveados	10
1.5	Objetivos	11
1.5.1	Objetivo geral	11
1.5.1.1	Objetivos específicos	11
1.5.1.2	Objetivos adicionais	11
1.6	Justificativa	12
1.7	Estrutura do trabalho	12
2	REFERENCIAL TEÓRICO	13
2.1	Topologia do conversor	13
2.1.1	Conversor <i>Buck</i>	15
2.1.2	Conversor <i>Boost</i>	16
2.1.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	18
2.1.4	Eficiência de conversão	19
2.1.5	Conversores CC-CC bidirecionais comumente utilizados na aplicação de carga e descarga de baterias	21
2.1.6	Princípios operacionais do conversor CC-CC <i>Half-Bridge</i> bidirecional	23
2.2	Drive de acionamento	24
2.3	Modelagem do conversor	25
2.4	Modelo de bateria utilizado para simulações	35
2.5	Projeto do controle	38
2.6	Modelo da bateria de íons de lítio	40
3	MATERIAIS E MÉTODOS	42
3.1	Metodologia de prototipagem	42
3.1.1	Fonte chaveada	43
3.1.1.1	Dimensionamento do transformador de pulsos	43
3.1.1.2	Dimensionamento do Indutor de filtro	49

3.1.2	Driver de acionamento	49
3.1.3	Projeto do controle e discretização	50
3.1.4	Braço de potência	57
4	RESULTADOS	59
5	CONCLUSÕES	68
	REFERÊNCIAS	69

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os contextos históricos que demandaram estudos relacionados à solução dos problemas de racionamento de energia no início do século XXI, causados pela escassez de chuvas e o desafio de medidas públicas, que se desenvolvem até hoje e geram discussões sobre qual é o melhor caminho para se evitar crises de energia elétrica e manter a estabilidade do Sistema Interligado Nacional (SIN).

1.1 Iminência de crise hídrica

No início do ano 2000, devido às questões tributárias que entornavam temas como importação de energia no Brasil, estudos mencionavam um possível risco de déficit de energia ultrapassar o valor de 5% com a chegada da eminente crise. A falta de investimentos no setor energético brasileiro, o período de ausência de chuvas, grandes divergências políticas que eram travadas no governo e a falta de comunicação das informações entre diferentes órgãos nacionais foram as principais causas que agravaram a crise de energia elétrica (PEREIRA, 2006).

Mesmo que desde 1999, a crise estava sendo sinalizada, os reservatórios das regiões Sudeste, Centro-Oeste e Nordeste, operavam no início do ano com uma média de abastecimento de reservatórios em 28,49% de seu total, e no pior mês do mesmo ano, essa média caiu para 14,26%. (PEREIRA, 2006).

1.2 Programas de inovações

Após, e até mesmo durante a crise energética, que permeou até 2002, despertou-se a atenção para a necessidade de investimentos em inovações tecnológicas que visavam uma maior estabilidade, segurança e garantia de fornecimento de eletricidade à população. Ainda em 2000, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), coordenou a criação o Programa de Eficiência Energética (PEE) para incentivar a redução do consumo de energia elétrica e aumentar a eficiência de seu uso instituído em 24 de Julho pela Lei 9.991/2000 (BRASIL, 2000). Em seguida, outros programas foram sendo criados para fortalecer as ideias discutidas pelo governo durante a crise, com por exemplo a criação do Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA) em 2002, que incentivava a geração de energia elétrica por fontes renováveis (Eólica, Biomassa e Pequenas Centrais Hidrelétricas - PCH) (BRASIL, 2002).

Alguns dos primeiros conceitos relacionados à *Smart Grids* foram introduzidos pelo artigo "Toward A Smart Grid" publicado na revista IEEE por Amin e Wollenberg (2005) em 2005, visando o controle em tempo real da geração e distribuição da energia à partir do monitoramento sensoriado e comunicado por processadores de dados. A partir de então, estudos relacionados a microrredes foram fomentados no ano de 2006, sendo esses sistemas de Geração Distribuída

(GD) que garantem um armazenamento e distribuição de energia em pequena escala. A característica distintiva das microrredes reside na sua capacidade de atuar como um único ente controlável em relação à rede, proporcionando assim uma gestão mais eficiente e flexível da energia distribuída.

Esses estudos começaram a se tornar promissores e conseqüentemente importantes o suficientes para serem regulamentados e categorizados pela Resolução Normativa n° 482/2012 da ANEEL - já revogada e reestabelecida pela 1.059/2023- que estabelecia condições gerais para a microgeração e minigeração distribuídas com a possibilidade de conexão de sistemas fotovoltaicos, eólicos ou de diferentes outras fontes de energia renováveis (BRASIL, 2023). Essa resolução, além de possibilitar, também fomentou a instalação de sistemas de geração de energia elétrica em residências, comércios e indústrias, que em conjunto com a COPEL, regulou o mercado de energia proveniente da geração distribuída, assim como a implantação de microrredes elétricas (COPEL, 2020).

Alguns anos após esses acontecimentos, já em 2015, o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída foi lançado pelo Ministério de Minas e Energia, promovendo estímulos e incentivos para uso de energia renovável como fonte energética pelos próprios consumidores (BRASIL, 2015). Nessa altura, o Brasil contava com diversos programas do governo que estudavam, aplicavam e validavam sistemas aplicados em diferentes regiões do Brasil, fato que mais tarde trouxe a instituição do marco legal da microgeração e minigeração distribuída, sancionada em 2022 e válida até 2045 (BRASIL, 2022a). O desenvolvimento da geração distribuída no Brasil conta com uma longa história e trabalha até hoje para descentralizar a geração de energia elétrica.

1.3 Utilização de microrredes com baterias

A utilização de microrredes está se tornando cada vez mais comum, especialmente em regiões com maiores instabilidades no Sistema Elétrico de Potência (SEP). Essas microrredes aproveitam as fontes de energia renováveis disponíveis (KURUKSHETRA, 2015). Devido à sua versatilidade, elas podem operar tanto em corrente contínua (CC) quanto em corrente alternada (CA) e podem estar conectadas ou isoladas do SEP. Isso permite a aplicação das microrredes em diversos ambientes.

Um exemplo brasileiro é a microrrede do Campus Centro Politécnico da UFPR, em Curitiba-PR. Esta microrrede possui 9 alimentadores a 13,8 kV, um gerador síncrono de biodiesel e um sistema fotovoltaico, totalizando uma capacidade de geração de 1,2 MW (OLIVEIRA *et al.*, 2021) Outro exemplo é a microrrede da comunidade isolada Xique-xique, em Remanso-BA, que atende principalmente a 110 casas (G1, 2023).

Fato é que a utilização de microrredes, aplicada nos mais diversos setores, visam garantir a estabilidade da energia fornecida às cargas, mantendo a qualidade do padrão de fornecimento no tocante à variação de frequência (KURUKSHETRA, 2015), à variação de tensão

ou à interrupção. Para atender essas demandas, a utilização de baterias se torna destaque e acaba sendo o ponto focal dos estudos de viabilidade de aplicações (QIANG; YAN; ZHONG-JIAN, 2017).

De acordo com o Ministério de Minas e Energia, o Brasil apresentou uma crescente até o 3,8 GW instalados em micro e minigeração distribuída, somente no ano de 2021, principalmente devido aos incentivos e projetos mencionados (BRASIL, 2022b). O índice de instalação ainda se supera quando o ano de 2023 é levado em conta, chegando a 7,4 GW somados aos 18,4 GW já existentes até 2022 (BRASIL, 2024a). Com o avanço na geração de energia elétrica proveniente de fontes renováveis de energia, em conjunto com a utilização de um sistema armazenador de energia (ESS - *Energy Storage System*), as microrredes se tornam uma opção válida para a manutenção da estabilidade do sistema de forma que, paralelamente, contribuisse com o desenvolvimento sustentável (RIBEIRO *et al.*, 2001).

A utilização de um banco de baterias como ESS (BESS - *Battery Energy Storage System*) é uma solução para garantir o fornecimento de energia à carga localizada na microrrede durante uma interrupção da rede elétrica. Outros benefícios que o BESS traz para o sistema em que é instalado, é suporte ao controle de frequência da rede, onde, quando a carga opera abaixo da frequência nominal, o BESS opera com a injeção de potência ativa na rede, contribuindo com o aumento da frequência, ou quando a carga opera acima da frequência nominal, operando o BESS como outra carga para ajudar o consumo de potência ativa, diminuindo a frequência (SHIM *et al.*, 2019). Esse serviço também pode ser provido somente pelo BESS, isolado da microrrede, mas não é a bem quisto quando comparado com a capacidade de fornecimento de serviços ancilares. Mesmo que o uso de BESS não consiga assumir o mesmo montante de armazenamento de energia pertencente a um reservatório hídrico, a suavização da intermitência em conjunto com sistemas de geração distribuída se mostra muito competente e válida para que seu uso comercial seja difundido, até mesmo para usos estratégico como o *peak-shaving*, utilizando o excedente de energia gerado armazenado em horário de pico onde a tarifa de energia elétrica tem maior valor decretado pelo órgão governamental responsável (JÚNIOR, 2022).

Vários movimentos políticos entornam o assunto da ascensão do BESS como serviço remunerado para disposição de energia elétrica em leilões de capacidade. Para o ano de 2024, as discussões sobre o Leilão de Reserva de Capacidade na forma de Potência permeiam em tópicos referentes ao contrato de potência elétrica advindos de empreendimentos de geração, como por exemplo, armazenamento de energia. O tema de armazenamento de energia teve o maior posicionamento nas contribuições da chamada pública n° 160, de 08/03/2024, contando com 122 documentos dentro do total de 780 recolhidos. Ainda, dentro do tema de armazenamento de energia, o tópico que recebeu mais contribuições, foi o uso de baterias associadas, baterias *stand-alone* e flexibilidade operativa (BRASIL, 2024b).

A utilização de sistemas de armazenamento de energia com baterias em sistemas intermitentes segue crescendo conforme o indicado, e é uma opção para cobrir várias potenciais

ocasiões de emergência de crise, recordando-se do racionamento de energia elétrica do ano de 2001.

Muito se discute dentro da utilização de BESS em microrredes, qual o modelo de bateria mais recomendada em termos de viabilidade quando são tratados assuntos como tensão, corrente, estado de saúde, impacto da temperatura e profundidade de descarga. O foco das discussões são as baterias de íons de lítio (Li-Íon) e de chumbo-ácido, incluso as VLRA - *Voltage Regulated Lead-Acid*. As vantagens da utilização de baterias de Li-Íon sobre as de chumbo-ácido estão na densidade de energia (peso), velocidade rápida de carga, baixa velocidade de descarga e custo final. Em aplicações gerais, as baterias de Li-Íon são 22% mais efetivas que as baterias de chumbo-ácido considerando as grandezas citadas (SHAFEE *et al.*, 2023).

1.4 Conversores chaveados

Adotando como base de estudo uma microrrede CC e a utilização de um BESS como sistema armazenador de energia, é necessário fazer o controle de carga e descarga para atender as exigências e limitações do banco de baterias, com intuito de realizar operações seguras e eficazes.

Em muitas aplicações, um Sistema de Gerenciamento de Baterias (BMS - *Battery Management System*) é recomendado para garantir as principais funções de proteção contra sobretensão, sobrecorrente, sobretemperatura, subtensão, estimativa do estado de saúde e estimativa do estado de carga (KIM; YUN; LEE, 2017).

No entanto, apesar de vários pontos vantajosos pontuados à respeito da implementação de um BESS no sistema, o impasse trazido pela utilização apenas do BMS na operação de um BESS está no desligamento das baterias quando condições críticas, como sobrecorrente, sobretensão ou subtensão são identificadas (REHMAN *et al.*, 2016). Isso pode ser contornado quando um BMS é utilizado em conjunto com o conversor chaveado CC/CC que interliga o BESS ao barramento CC de uma microrrede e controla a tensão e a corrente entregue às baterias. Ainda que esse conversor atue no interligamento dos sistemas, é necessário fazer o controle tanto da carga das baterias, quanto da descarga, mesmo desacoplado da rede elétrica, operando de modo ilhado, independentemente do tipo de balanço de energia de células escolhido na implementação. Para isso, faz-se necessário o desenvolvimento de um conversor chaveado bidirecional, capaz de fornecer uma saída controlada em tensão ou corrente. Um dos conversores que suporta todos esses requerimentos é o conversor CC/CC em meia ponte (HB - *Half Bridge*) bidirecional, que muitas vezes também é chamado de *Buck/Boost* bidirecional.

A bidirecionalidade de um conversor chaveado está relacionado ao número de chaves por braço chaveado. Um braço chaveado é justamente o ramo que conecta as chaves ao barramento CC. Na existência de uma chave e um diodo semiconductor, o resultado será um braço unidirecional. Se na Figura 10 a chave S1 fosse substituída pelo diodo, o resultado seria um conversor tipo *boost*, já se a chave S2 fosse substituída pelo diodo, seria um tipo *buck*, por

exemplo. Já na presença de duas chaves, o resultado será um braço bidirecional, como mostrado na imagem.

1.5 Objetivos

Nessa seção, serão apresentados os objetivos gerais e específicos que se submetem ao escopo do trabalho.

1.5.1 Objetivo geral

O objetivo geral do trabalho é o desenvolvimento de um protótipo de um conversor CC/CC bidirecional *half-bridge* para controle de carga e descarga de um banco de baterias. Trata-se do estudo e da implementação do conversor operando entre o barramento CC e um banco de baterias, que viabiliza diferentes aplicações em prol do desenvolvimento sustentável e da estabilidade do sistema elétrico.

1.5.1.1 Objetivos específicos

Desenvolver um conversor CC/CC para o controle da carga e descarga de baterias de chumbo-ácido. A escolha do conversor mais adequado será feita com base em estudos sobre diferentes topologias de conversores e suas aplicações específicas. Para isso, serão considerados aspectos como o número de chaves na topologia e relação de custo-benefício para implementação em bancada. Uma vez definido o conversor ideal, o foco será o controle do processo de carga e descarga da bateria. Este controle será validado através de simulações computacionais. Além disso, as placas de circuito impresso confeccionadas pelos alunos da universidade serão utilizadas para testar e ajustar o protótipo, por meio do circuito do driver de acionamento e da placa de sensoriamento, garantindo que o sistema atenda aos requisitos operacionais e de desempenho esperados.

1.5.1.2 Objetivos adicionais

Este mesmo protótipo poderá ser utilizado para fins didáticos em diversas matérias que compõem a grade de Engenharia Elétrica após ser implementado sobre uma base modular que poderá abranger 4 *slots*. Cada *slot* poderá aceitar um módulo de *driver* ou sensor para operar em diferentes projetos, variando a aplicabilidade de acordo com o objetivo do estudo. Essa etapa será cumprida em conjunto com outros alunos pesquisadores e estagiários do laboratório de eletrônica de potência.

1.6 Justificativa

A justificativa está na implementação de um protótipo que possibilite promover estudos de microrredes, sistemas estes emergentes no âmbito da Eletrônica de Potência, de uma forma que apresente resultados satisfatórios o suficiente para pesquisas científicas em torno do tema, como também estudos de viabilidade de aplicação para os BESS.

Sabendo disso, para se determinar o tipo de conversor bidirecional a ser utilizado, foram analisadas as possibilidades de aplicações destes conversores. Para o modo de operação bidirecional, os conversores podem ser divididos em dois grupos, o dos não-isolados e dos isolados. Para os conversores não isolados, este grupo ainda pode ser dividido em dois outros grupos, os de topologia básica, que agrega conversores do tipo *Boost*, *Cuk*, *Sepic* e *Zeta*, e os de topologia singulares. O mesmo tipo de divisão pode ser feita para o grupo de topologia isolada, onde o grupo básico agrega conversores tipo *Push-pull* e *Flyback*, já os singulares agregam *current-fed* e *voltage-fed*. Dentre os mencionados, muitos se comportam de maneira satisfatória aplicada em um contexto de microrredes, no entanto, carregam vantagens e desvantagens dependendo do objetivo final (WANG *et al.*, 2022). Como a maioria das topologias que se comportam de maneira satisfatória necessitam de um grande número de chaves ou até mesmo alto gasto de processamento para controle, este trabalho justifica-se em analisar a operação da topologia que apresenta o menor custo e maior simplicidade de operação e controle.

Ademais, com a escolha do conversor voltada para o âmbito econômico, a finalidade geral do projeto se torna acadêmica, já que há a possibilidade do sistema por inteiro poder ser manuseado em módulos, podendo ser utilizado para fins didáticos laboratoriais para diferentes áreas da grade curricular da Engenharia Elétrica, como por exemplo, Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia, Máquinas Elétricas etc.

1.7 Estrutura do trabalho

Neste trabalho, os tópicos abordados serão divididos em três partes principais. A primeira, sendo a introdução, já descrita no atual capítulo, que tratará sobre o contexto histórico, motivações, objetivos e justificativas do desenvolvimento do protótipo apresentado. A segunda, abordando o referencial teórico que abrange todas as áreas de pesquisa do trabalho, onde será apresentada a teoria de eletrônica de potência do conversor CC/CC e sua modelagem, teoria de baterias para estudar matematicamente o modelo das baterias mencionadas e teoria de controle analógico e digital para implementação do controle do conversor em relação à bateria. Por fim, numa terceira seção, serão abordados os materiais e os métodos utilizados para desenvolvimento do protótipo, assim como todo processo de confecção dos módulos e de simulação computacional que serviram de base para os testes em laboratório. O trabalho será finalizado com uma conclusão direcionada aos resultados obtidos pelo protótipo em comparação com as simulações e com as demandas de projeto.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

O desenvolvimento do protótipo se baseia no projeto de um sistema conversor CC/CC integrado ao sistema BESS que pode operar tanto em modo ilhado quanto conectado à rede elétrica, onde este, segue a ideia da utilização do conversor *buck Half-Bridge* para garantir a bidirecionalidade do sistema ao interligar o BESS com um barramento CC (YAOQIN; YING-CHUN; YIJIE, 2018). Quando conectado à rede elétrica, a energia que passa pela retificação e pela conversão, será direcionada ao carregamento da bateria. Quando operando de modo ilhado, a energia proveniente da bateria será controlada e direcionada para o barramento CC, que na prática, devido a ausência de um inversor, contará com uma carga CC em paralelo para dissipação dessa energia.

O carregamento da bateria acontece tanto em modo conectado, com a rede fornecendo energia, quanto para modo ilhado, com o sistema de geração distribuída fornecendo energia - caso a carga demandada seja atendida e a geração é excedente. O carregamento é sempre feito de acordo com o método de tensão constante, mesmo que a o método de corrente constante permita um carregamento inicial rápido e controlado, evitando picos durante o carregamento, o processo do carregamento completo da bateria até o nível de tensão de flutuação é impreciso, pois a tensão responderá à corrente controlada, apenas (PRADANA *et al.*, 2023). Por isso, o processo de carregamento por tensão constante torna-se mais interessante, mesmo que mais lento, o *SoC* será mais preciso e preparado para operar dentro de uma microrrede (SHAFIQ; EGGER, 2022).

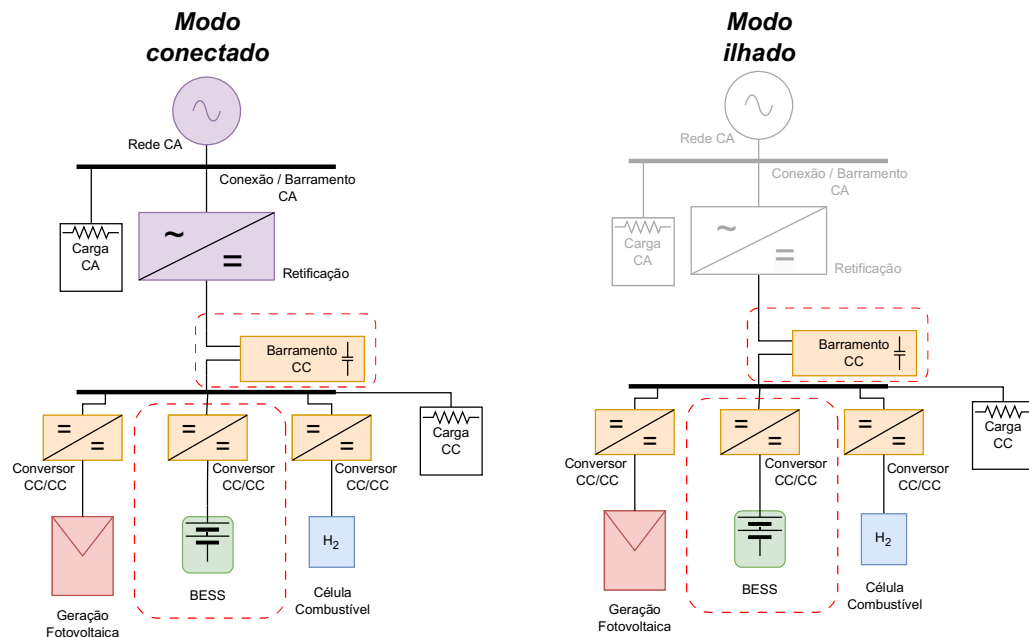
O descarregamento da bateria acontece tanto em modo conectado, com um valor de referência de controle menor que o estado de carga da bateria, contribuindo para com a rede elétrica no fornecimento de energia para a demanda da carga, quanto em modo ilhado, devido a ausência da rede (PRADANA *et al.*, 2023). É indispensável o descarregamento acontecendo por tensão controlada, pois nessa etapa, o conversor precisa responder ao mesmo nível de tensão do barramento CC, onde qualquer diferença de potencial poderá comprometer o sistema por completo (SHAFIQ; EGGER, 2022)

O barramento CC, em uma possível abordagem teórica, faz parte de uma microrrede que alimenta uma carga CA, e através de um inversor CA/CC consegue fazer a conexão com um barramento CA. Essa topologia conta com a alimentação da rede elétrica para operar em modo conectado, e com a geração fotovoltaica por meio de painéis solares quando operando em modo ilhado, contato com o auxílio do BESS (banco de baterias) e/ou célula combustível para suprir as demais demandas da microrrede (BACON *et al.*, 2022).

2.1 Topologia do conversor

De acordo com Barbi (2006), os conversores de energia CC/CC, por meio de semicondutores de potência operando como chaves de acionamento em conjunto com elementos passivos,

Figura 1 – Microrrede proposta para estudo



Fonte: Adaptado de Bacon et al. (2022).

são capazes de controlar o fluxo de potência de um determinado sistema alimentado por uma fonte de tensão contínua e uma carga elétrica também de corrente contínua. De acordo com a Figura 1, no modo conectado em sua configuração padrão, o fluxo de energia é direcionado da rede elétrica para a bateria. Esse processo envolve múltiplos estágios de conversão para permitir o carregamento eficiente da bateria. Em contraste, no modo ilhado, o fluxo de energia é oriundo da geração distribuída, especificamente de uma fonte fotovoltaica. Essa energia pode ser utilizada tanto para alimentar o restante do sistema quanto para carregar a bateria. Além disso, em casos onde a geração distribuída não atende completamente à demanda das cargas, a energia armazenada no banco de baterias contribui para suprir a necessidade energética do sistema.

Os conversores de energia, de forma geral, costumam operar em alta frequência (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995), possibilitando a redução de elementos reativos no sistema, sendo eles categorizados como elétricos ou magnéticos. Para elementos reativos elétricos, cita-se o capacitor, que pode ser reduzido aumentando a frequência do sistema, visto que sua impedância é inversamente proporcional à frequência. Para elementos reativos magnéticos, cita-se o indutor, que também é reduzido aumentando a frequência do sistema, permitindo utilizar núcleos ferromagnéticos especiais e menores, com núcleo de ar, mantendo a eficiência (BARBI, 2006).

Neste trabalho, um conversor CC/CC deve ser utilizado para converter a energia de *DC-Link* para um BESS, de forma bidirecional, alternando o fluxo de potência visando o carregamento e descarregamento das baterias. Para esse tipo de aplicação, muito se utiliza da

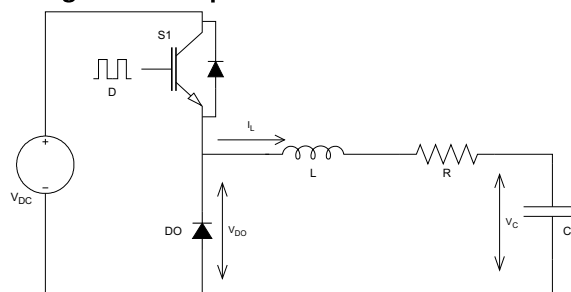
técnica de modulação por largura de pulsos (PWM - *Pulse Width Modulation*), por já estarem difundidos e estruturados em larga escala acadêmica (TYTELMAIER *et al.*, 2016).

2.1.1 Conversor *Buck*

O conversor do tipo *Buck* é responsável por abaixar a tensão de saída em relação de entrada, e pode ser facilmente encontrado em bibliografias nomeado como conversor abaixador. Por meio da variação da corrente e pelo valor constante de potência, a tensão também pode ser variada quando se alterna a dinâmica de operação da chave utilizada. Essa dinâmica é conhecida como *duty cycle* e é adimensional (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995).

O *duty cycle*, também chamado de razão cíclica, é igual ao tempo total que a chave permanece ligada em razão ao tempo total do ciclo de operação da chave. Para conectar a chave a uma carga, elementos passivos têm de ser introduzidos para garantir o pleno funcionamento do sistema. O primeiro elemento é o diodo, que é responsável por garantir que a energia provida do indutor do sistema não flua para as chaves, mas sim, retorne para a carga. Já o segundo elemento, é um filtro passa-baixas passivo, consistindo em um indutor e um capacitor, responsável por eliminar os ruídos de chaveamento de alta frequência (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995), de acordo com a Figura .

Figura 2 – Esquemático do circuito *buck*



Fonte: Autoria Própria (2024).

Para operar um conversor do tipo *Buck*, é necessário levar em consideração dois modos de condução: O modo de condução contínua e o modo de condução descontínua.

Para o modo de condução contínua, assume-se que a corrente no indutor nunca chegue a zero, ou seja, a corrente do indutor flui continuamente. Quando a chave está fechada, a corrente do circuito conversor flui para o indutor, e se divide entre o capacitor e a carga, enquanto o diodo está polarizado reversamente. Quando a chave está aberta, a corrente remanescente do indutor na operação anterior passar pelo capacitor e pela carga, polarizando o diodo diretamente. Antes que esse ciclo se encerre, o diodo já é polarizado de forma reversa novamente pelo fechamento da chave, nunca deixando a corrente chegar a zero ampères.

Olhando a condução completa em regime permanente, entende-se que para que o funcionamento esteja de acordo com o modelo matemático do MCC. Para isso, a integral da tensão

do indutor sobre o período de chaveamento deve ser zero dentro do período de comutação $T_S = t_{on} + t_{off}$.

$$\int_0^{T_S} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_S} v_L dt \quad (1)$$

$$(v_{DO} - v_C)t_{on} = v_C(T_S - t_{on}) \quad (2)$$

$$\frac{v_C}{v_{DO}} = \frac{t_{on}}{T_S} = D \text{ [Razão cíclica]} \quad (3)$$

Portanto, no MCC, entende-se que a razão entre a tensão de saída com a tensão de entrada depende unicamente da razão cíclica, onde nenhum outro parâmetro interfere nessa razão.

Por analogia, entende-se que o modo de condução descontínua (MCD) conduz a corrente do sistema considerando que a corrente no indutor chega a um valor nulo.

No MCD, após a chave de potência se abrir, a corrente do indutor do circuito buck passará pelo diodo, que estará operando como roda livre, e para a carga, se dissipando por completo. Caso essa dissipação ocorra antes do período de comutação ser alcançado, a condução é categorizada como normal. Caso a corrente se dissipe por completo no momento exato de comutação, a condução é categorizada como crítica.

Na operação normal, a tensão média é dependente da carga. Como a corrente do indutor após a abertura da chave ainda flui pelo circuito do conversor, a razão cíclica do sistema é alterada, e esse período de dissipação deve ser considerado como adicional ao tempo de chave fechada (BARBI, 2006).

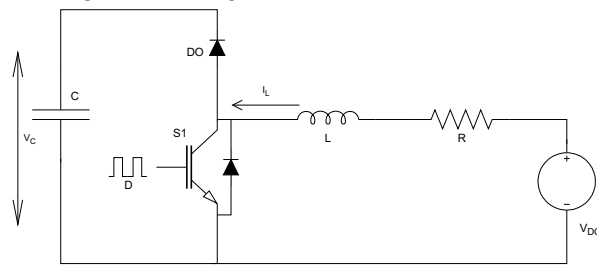
No MCD, vários inconvenientes podem acontecer em comparação com o MCC, visto que, nessa aplicação, o controle de tensão na carga não depende apenas da razão cíclica de chaveamento, mas também da anulação da corrente do indutor. Além disso, o conversor, por ter esse comportamento característico, também pode apresentar impedâncias internas, dificultando no fornecimento de tensão para sistemas externos (BARBI, 2006).

2.1.2 Conversor *Boost*

O conversor do tipo *Boost*, mostrado na figura tem a função oposta do tipo *Buck*, convertendo a tensão CC de entrada para um nível CC mais elevado na saída. O circuito de conversão do conversor tipo elevador (*Boost*) é um pouco mais complexo em questão de processo de conversão quando comparado com o conversor abaixador (EMADI *et al.*, 2017).

Quando a chave está em condução, o diodo está polarizado reversamente desde que uma tensão de entrada esteja aplicada no indutor de entrada. Ao mesmo tempo, o indutor armazena energia em forma de campo magnético, e a carga permanece sem alimentação, visto

Figura 3 – Esquemático do circuito *boost*



Fonte: Autoria Própria (2024).

que a chave está curto circuitando o indutor com o ponto de menor potencial da fonte de alimentação. Ao interromper a condução da chave, a energia armazenada no indutor, por meio da Lei de Faraday-Lenz, tende a manter a corrente fluindo na mesma direção, induzindo uma tensão de sentido oposto ao que se encontrava, no indutor. Dessa forma, como a tensão de entrada se encontra em série com a tensão induzida no indutor, a carga acaba recebendo uma tensão de nível maior que o fornecido pela alimentação do conversor, caracterizando o circuito como conversor elevador de tensão, daí o nome (RASHID *et al.*, 2010).

Da mesma forma que no conversor abaixador, no conversor elevador, a corrente do indutor ditará o modo de condução de conversão. Para o MCC, a corrente do indutor nunca alcançará valores nulo, já para o MCD, a corrente sempre atingirá valores nulos.

No MCC do conversor *boost*, a corrente no indutor nunca atinge zero durante cada ciclo de comutação. Durante o estado ligado da chave controlada, a corrente no indutor aumenta linearmente, gerando uma variação de fluxo magnético que, por consequência, induz uma tensão oposta no indutor, de acordo com a lei de Faraday. Nesse momento, o diodo de roda livre permanece desligado. Quando a chave é desligada, a energia armazenada no indutor é transferida para o circuito de saída através do diodo, mantendo a corrente no indutor positiva. No conversor boost em MCD, a corrente de saída é descontínua, o que significa que o capacitor de saída deve fornecer toda a corrente necessária para a carga quando o diodo está desligado. Como resultado, a carga do capacitor de saída varia significativamente ao longo do ciclo de comutação, resultando em uma ondulação de tensão maior na saída. Portanto, um capacitor de filtro maior é necessário no conversor boost para fornecer energia suficiente para a carga durante os períodos em que a corrente de saída é intermitente e para reduzir a ondulação de tensão a níveis aceitáveis (RASHID *et al.*, 2010).

Essa operação contínua é essencial para garantir uma transferência de energia constante do indutor para a saída, permitindo uma regulação eficaz da tensão de saída e minimizando as flutuações de corrente. Além disso, no MCC, a corrente média no indutor é constante durante todo o ciclo de comutação, resultando em uma operação estável e suave do conversor boost.

A condição para que o conversor opere no MCC é dependente do valor da indutância, que carregará um valor mínimo regido pela Equação 4.

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 DR}{2f} \quad (4)$$

A tensão de saída sempre é maior que a tensão de entrada, e essa razão varia de acordo com o tempo em que a chave permanece ligada e desligada, mas diferentemente do *Buck*, a razão se dá pela Equação 6.

$$v_{DC}DT = (v_C - v_{DC})(1 - D)T \quad (5)$$

$$\frac{v_C}{v_{DC}} = \frac{1}{1 - D} \quad (6)$$

No MCD do conversor *boost*, a corrente no indutor atinge zero e permanece nesse estado por um período de tempo, assemelhando-se ao comportamento observado no conversor *buck*. Durante este modo de operação, o ciclo de funcionamento do conversor *boost* é caracterizado por três subintervalos distintos. Nos dois primeiros subintervalos, o indutor acumula energia à medida que a corrente aumenta. No terceiro subintervalo, a corrente no indutor tenta se tornar negativa, mas o diodo de *freewheeling* impede que isso aconteça, mantendo a corrente em zero por um tempo determinado. Quando a chave é ligada novamente, a corrente começa a aumentar a partir de zero, reiniciando o ciclo de operação. Esse comportamento descontínuo da corrente no indutor durante o MCD tem implicações importantes no dimensionamento e na operação do conversor *boost*, sendo essencial compreender esses aspectos para garantir um funcionamento adequado e eficiente do circuito em diversas aplicações (EMADI *et al.*, 2017).

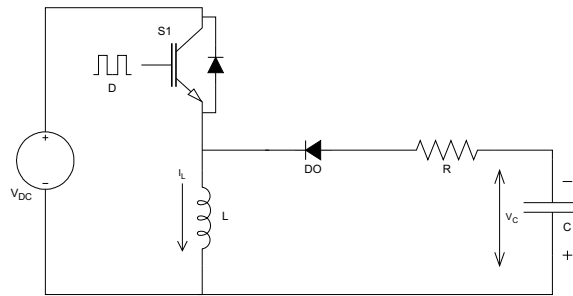
2.1.3 Conversor *Buck-Boost*

Após entender o funcionamento de conversores CC/CC, visando uma aplicação utilizando baterias conectadas a um *dc-link*, faz-se válido entender o funcionamento do conversor *Buck-Boost* para que a bateria tenha uma dinâmica de carregamento de forma que preserve seu estado de saúde (*State of Health - SOC*), e como o próprio nome sugere, o conversor elevador-abaixador tem como principal função elevar e abaixar a tensão quando necessário (??).

Nesse tipo de conversor, quando a chave está conduzindo corrente, o diodo se polariza reversamente, impedindo a carga de ser alimentada pela fonte de entrada, carregando o indutor de energia em forma de campo magnético. Ao abrir a chave, interrompendo a condução, pela lei de Faraday-Lenz, com objetivo de manter o sentido de corrente no circuito, o diodo se polariza diretamente e a carga é alimentada com polaridade inversa referente a polaridade da tensão de entrada (RASHID *et al.*, 2010).

O valor de indutância para o conversor *Buck-Boost* é o fator determinante para decisão de operação do conversor em MCC ou MCD, que pode ser determinado pela Equação 7, que

Figura 4 – Esquemático do circuito *buck-boost*



Fonte: Autoria Própria (2024).

surge após a definição de I_{min} como nula em determinado período de comutação. Para todo qualquer maior valor que o encontrado nessa equação, será garantida uma operação em MCD e apenas o uso do valor exato garantirá que a corrente chegue ao valor nulo no mesmo momento que o período de chaveamento se encerrar.

$$L_{min} = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (7)$$

A razão de entrada e saída do conversor *buck-boost* pode ser encontrada pela condição da Equação 9.

$$v_{DC}DT = -v_C(1 - D)T \quad (8)$$

$$\frac{v_C}{v_{DC}} = -\frac{D}{1 - D} \quad (9)$$

Por meio deste resultado, nota-se que a tensão de saída sempre será negativa em relação ao negativo GND, ou em outras palavras, sempre terá um tensão inversa à tensão de entrada. Devido à essa característica, diversas outras topologias de conversores do tipo *buck-boost* foram desenvolvidas para arcar com essa característica.

2.1.4 Eficiência de conversão

Para circuitos convencionais de conversão, os dispositivos que conduzem a corrente em uma aplicação de potência precisam ser robustos o suficientes para manter uma boa eficiência de conversão e evitar perder energia por causas não consideradas em ambientes não-ideais. Ao observar o processo da Figura 2 com uma visão sistêmica, observa-se que existe uma queda de tensão já na entrada dos circuitos, sejam nos transistores, ou nos diodos. Essa observação se torna relevante principalmente quando a tensão de saída ou entrada é baixa o suficiente a ponto dessa queda de tensão alterar a dinâmica da carga (HART, 2010).

$$v_L = v_{DC} - v_C - v_Q \quad (10)$$

Pela análise do conversor buck convencional, nota-se que se faz necessário considerar uma queda de tensão de comutação das chaves, apelidado como v_Q . Já quando a chave deixa de conduzir, o processo de análise se altera de acordo com a Equação 11.

$$v_L = -v_C - v_{DO} \quad (11)$$

Fazendo as médias das perdas em relação à tensão no capacitor, é possível encontrar que:

$$v_L = D(v_{DC} - v_C - v_Q) + (-v_C - v_{DO})(1 - D) = 0 \quad (12)$$

$$v_C = v_{DC}D - v_QD - v_{DO}(1 - D) \quad (13)$$

Para o caso da Equação 13, é evidente que considerando as perdas, a tensão de saída será sempre menor que a ideal, dita por $v_C = v_{DC}D$ (HART, 2010).

Mesmo tentando substituir os diodos convencionais, por diodos que garantem uma menor queda de tensão, as perdas ainda serão significantes no mesmo âmbito de aplicação, onde a tensão relacionada com o componente pode ser influenciada fortemente para baixos níveis de tensão.

Uma mesma análise é feita com os componentes passivos dos circuitos. O capacitor, pela sua própria característica construtiva, é interpretado em aplicações práticas como uma capacitância em série com um resistor série equivalente (r_C). Esse resistor série equivalente relaciona-se com as perdas devido ao dielétrico do capacitor, fato que culmina em imprecisões no cálculo de pico-a-pico do *ripple* da tensão de saída, caso não considerado (RASHID *et al.*, 2010).

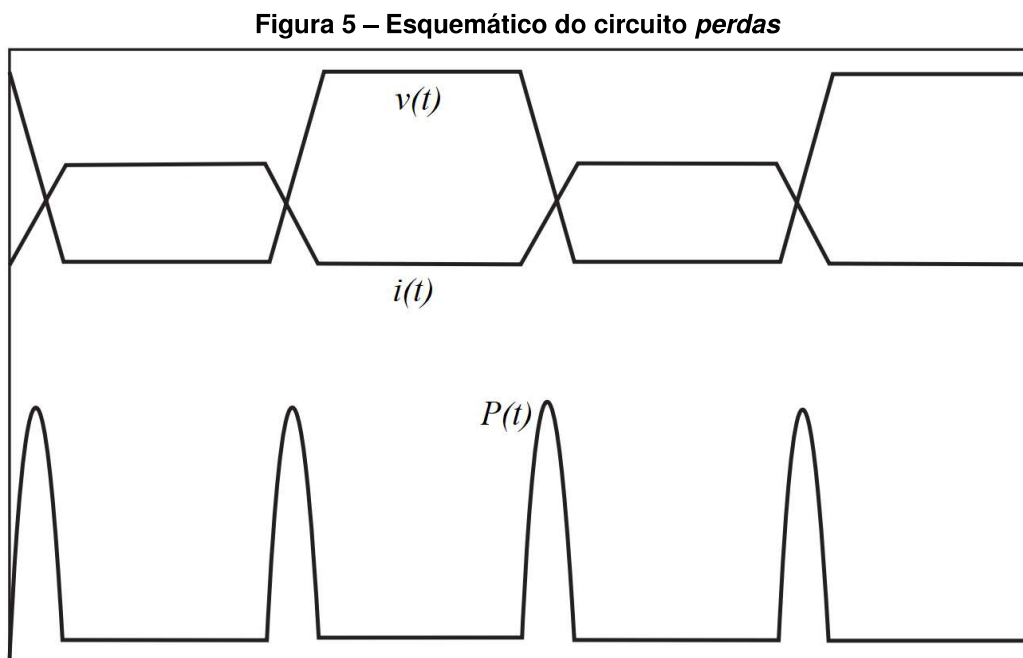
Os parâmetros analisados caracterizam perda de condução nos dispositivos conversores devido às resistências série dos componentes durante as comutações. A eficiência de conversão é definido pela Equação 14

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_{DC}i_{DC}}{v_L i_L} \quad [\%] \quad (14)$$

Acrescido das perdas de queda de tensão por característica de componentes, ainda devem ser consideradas as perdas causadas pelo chaveamento do circuito de conversão. Por todo período de comutação, perdas são geradas devido à dinâmica do chaveamento dos semicondutores. Para o MOSFET, o estado de condução é determinado pela carga presente no *gate*, ou ainda, para um TBJ ou um diodo, o estado de condução é determinado pela presença ou falta de cargas minoritárias armazenadas nas proximidades das junções dos componentes. Para alternar o estado de condução nesses dispositivos, uma carga precisa ser inserida ou removida nas regiões mencionadas, sendo assim, a quantidade de carga necessária para realizar a al-

ternância de estado influencia diretamente no tempo de condução e nas perdas por condução (HART, 2010).

Considerando as capacitâncias inerentes do semicondutor, a dinâmica de chaveamento se torna mais explícita devido a um maior tempo de interação da tensão e da corrente presentes no componente. Quando essa interação da tensão aplicada sobre a chave e a corrente de condução acontece, uma potência instantânea é enxergada e considerada como perda, caracterizando mais um motivo de perdas a serem consideradas na eficiência de conversão, como mostra a Figura 5.



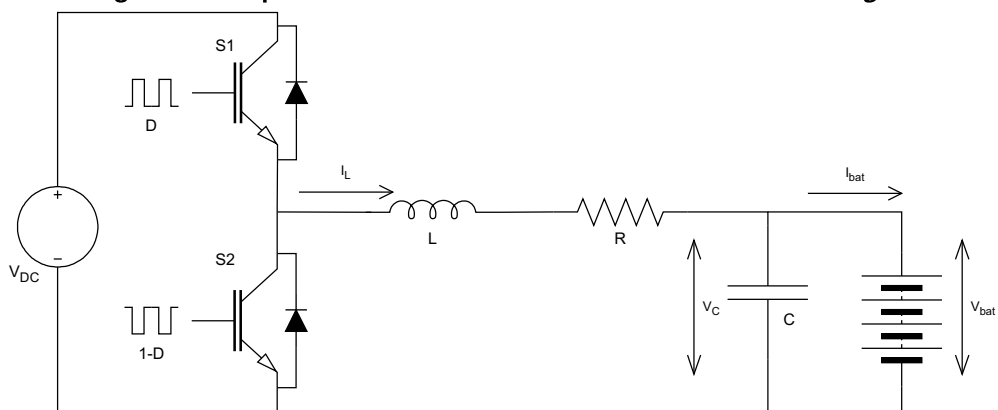
Fonte: Adaptado de Hart (2010).

2.1.5 Conversores CC-CC bidirecionais comumente utilizados na aplicação de carga e descarga de baterias

Os conversores bidirecionais CC-CC desempenham um papel fundamental em sistemas modernos de energia, permitindo a substituição de diodos por chaves ativas como MOSFETs ou IGBTs para otimização de eficiência e controle. Esses sistemas são categorizados em topologias não isoladas e isoladas, com exemplos como Zeta, Sepic, Cuk e Boost para a categoria não isolada, foco desta subseção, pois são prevalentes nas aplicações, particularmente valorizadas em cenários onde eficiência, compactação e custo são críticos, como em aplicações espaciais (TYTELMAIER *et al.*, 2016). Por esse motivo, faz-se importante o destaque da escolha do melhor tipo de conversor a ser utilizado de acordo com a aplicação e situação da construção do protótipo.

A topologia de meia ponte (*half-bridge*) é amplamente adotada em microrredes CC, combinando conversores *boost* e *buck* em configuração antiparalela para eficiência operacional tanto no modo abaixador quanto elevador. Esta abordagem é ideal para cenários que demandam alta eficiência energética e minimização de espaço físico, alinhando-se com exigências típicas de aplicações espaciais e industriais de alto desempenho e reduzindo o custo de implementação devido ao baixo número de chaves e elementos passivos utilizados (ODO, 2020). Nessa topologia, apenas a substituição do diodo presente na Figura 2 por uma outra chave promove a bidirecionalidade do sistema, resultando na mesma topologia da Figura 10.

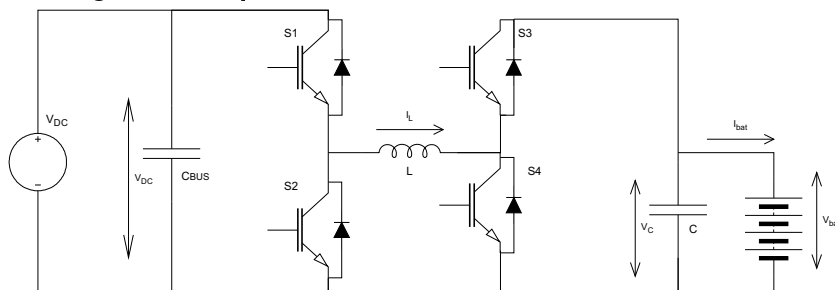
Figura 6 – Esquemático do circuito conversor CC-CC *Half-Bridge*



Fonte: Autoria Própria (2023).

O conversor bidirecional buck-boost em cascata, conhecido por sua operação em quatro quadrantes, oferece versatilidade excepcional ao permitir operações de elevação e redução em ambas as direções de tensão. Contudo, é importante pontuar a complexidade do controle como ponto expressivo de um desafio significativo, devido ao aumento do número de chaves ativas. Perdas de comutação elevadas são esperadas devido ao problema de recuperação reversa dos diodos de corpo dos transistores, conforme ilustrado na Figura 7 (TYTELMAIER *et al.*, 2016).

Figura 7 – Esquemático do circuito conversor em cascata

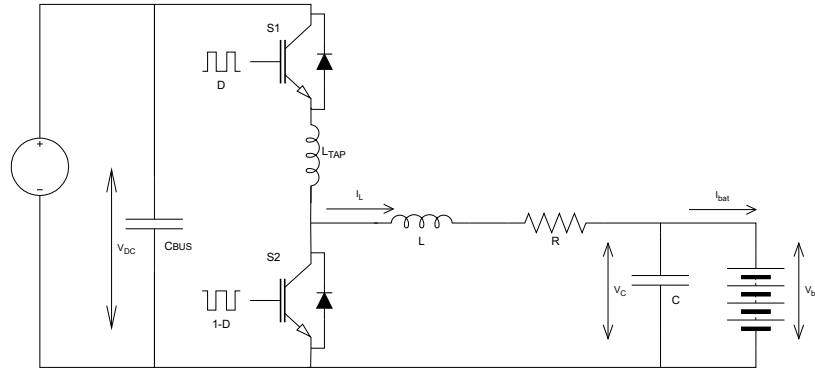


Fonte: Autoria Própria (2024).

Um outro tipo de conversor bastante utilizado na aplicação de carregamento e descarregamento de baterias, é o conversor do tipo *half-bridge* com *Tapped Inductor*, mostrado na Figura 8. Nessa topologia, como proposta de extensão ao conversor *half-bridge* tradicional, um

indutor é adicionado para garantir um maior nível de elevação de tensão para a topologia proposta. Essa implementação garante que a razão cíclica do sistema não precise ser elevada para suportar elevados ganhos, evitando picos de corrente durante o chaveamento e diminuindo as perdas por comutação (ODO, 2020).

Figura 8 – Esquemático do circuito conversor *half-bridge tapped inductor*



Fonte: Autoria Própria (2024).

Diante dos exemplos de conversores bidirecionais não isolados demonstrados nesta subseção, fica evidente que para um desempenho em protótipo de conversão de baixa potência, todas as topologias apresentadas são capazes de atender o propósito, mesmo que sejam necessárias algumas adaptações de circuito para inverter a tensão de saída, quando requerido. Sabendo disso, nota-se a grande importância da validação da implementação dependente do número de chaves, do número de componentes passivos e da complexidade de controle para implementação.

De acordo com o observado, a topologia que possui o melhor custo benefício, ou seja, que consegue entregar o resultado de conversão para carregamento e descarregamento de uma bateria utilizando menos componentes ativos e passivos, é a topologia *half-bridge*, sendo ela validada para utilização no protótipo do projeto e aprovada conforme os objetivos da implementação.

2.1.6 Princípios operacionais do conversor CC-CC *Half-Bridge* bidirecional

Pelo fato de que diodos são responsáveis por altas perdas de rendimento em circuitos conversores convencionais, principalmente quando a tensão de saída é de baixa magnitude, tornou-se comum o uso de chaves baixa resistência interna (por volta de $m\Omega$) conectadas em paralelo aos diodos dos circuitos para fazer a condução da corrente quando necessário, principalmente quando é de interesse do sistema alternar o fluxo de potência para com a carga. Pelo fato da chave principal ter que ser acionada quando a chave secundária (adicionada paralela ao diodos dos circuitos) estiver aberta, de maneira alternada, o conversor adaptado por ser chamado de conversor síncrono (RASHID *et al.*, 2010).

O novo circuito aumentou sua dificuldade de controle, pois agora necessita-se o controle de duas chaves de forma alternada, aumentando o risco de curto-circuito em caso de acionamento simultâneo das chaves. Para evitar casos como esse, é prático o uso de maior tempo de chave desligado em comparação com o tempo de chave ligado, *i.e.* menor razão cíclica, além do uso de tempo morto ou *blanking time* entre a alternância de acionamento das chaves (RASHID *et al.*, 2010).

Após a análise de rendimento dos circuitos com diodo ter sido completada, e uma chave ter sido adicionada, percebe-se que, por meio desta implementação, um novo modo de operação é habilitado para todos os conversores, que é a bidirecionalidade. Um conversor bidirecional, é capaz de operar em duas vias para considerar os dois fluxos de potência, tanto da fonte para a carga, quanto da carga para a fonte (RASHID *et al.*, 2010).

Um conversor abaixador bidirecional, pode operar abaixando a tensão de entrada para a carga em um fluxo de potência tradicional. Revertendo esse fluxo, o conversor pode operar como elevador de tensão da carga para a fonte.

Com a utilização do conversor abaixador síncrono, uma nova análise se faz necessária no ponto de vista da corrente do indutor, a fim de identificar o modo de condução do circuito. Agora, com uma chave permitindo condução bidirecional, é possível identificar que a corrente no indutor pode carregar valores negativos, logo a carga também iria ser alimentada com corrente contendo parcelas positivas e negativas. Dependendo do objetivo de funcionamento, esse processo de entrar em MCD, unido ao aumento da perda de rendimento, pode não ser interessante, necessitando o corte da condução da nova chave quando a corrente do indutor atingir valores próximos a zero.

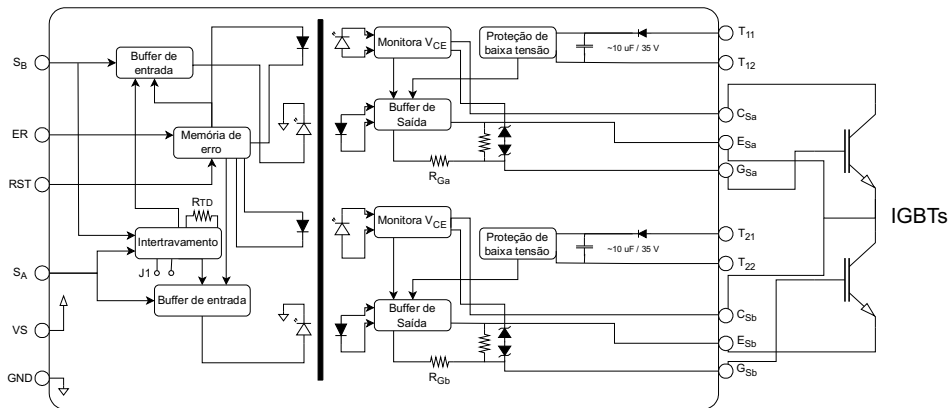
2.2 Drive de acionamento

No âmbito da implementação de conversores *CC-CC buck Half-Bridge*, a necessidade de um *driver* para o controle preciso do chaveamento é fundamental. Estes conversores, empregando transistores de potência tanto para a chave principal quanto para o diodo de roda livre para os assíncronos, requerem um controle meticuloso para garantir a minimização das perdas de comutação. Além disso, a presença de um *driver* permite a incorporação de recursos de proteção contra sobrecorrente, garantindo a integridade e a segurança do sistema, através do monitoramento e do desligamento rápido dos transistores em situações de sobrecarga. Outro aspecto relevante é a maximização da eficiência do conversor, na qual um *driver* eficiente desempenha um papel crucial ao reduzir as perdas de comutação e, conseqüentemente, otimizar o desempenho energético do sistema (HART, 2010).

Adicionalmente, a presença de um *driver* também pode contribuir para a redução da interferência eletromagnética (EMI) gerada pelo conversor, ao minimizar transições abruptas de corrente que potencialmente causam ruído elétrico, evitando o gatilho de acionamento não-intencional. Ainda, em situações em que é necessário isolar eletricamente o circuito de controle

do conversor do circuito de potência principal, o *driver* fornece esse isolamento, protegendo o circuito de controle contra surtos de tensão e interferências. Por fim, a compatibilidade de nível de sinal é um aspecto relevante, onde o *driver* desempenha um papel crucial ao adaptar os sinais de controle aos requisitos específicos do conversor, garantindo a operação harmônica e eficiente do sistema como um todo (SONG; MITROVIC; BOROYEVICH, 2024).

Figura 9 – Drive de acionamento para as chaves IGBTs



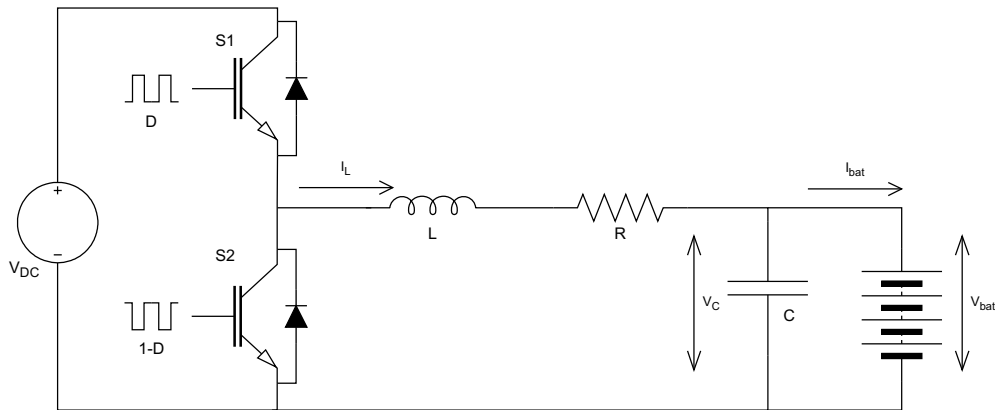
Fonte: Adaptado de Supplier (2012).

2.3 Modelagem do conversor

Como o conversor *buck* tradicional conta com uma chave (IGBT) atuando junto de um diodo, ao acionar a chave e entrar em estado de condução, a energia proveniente da bateria carregará o indutor com energia em forma de campo magnético. Quando, devido à atuação da razão cíclica, a chave interrompe a condução, a energia armazenada no indutor usa o diodo para continuar provendo energia à carga. Substituindo o diodo por uma outra chave, e passando a atuar em duas etapas de condução, o circuito contará com uma menor queda de tensão, diminuindo as perdas de comutação, como dito na seção anterior. O conversor que opera com essas características, possui uma topologia de componentes igual à descrita na Figura 10.

Além da eficiência na comutação, o sincronismo existente entre a comutação das duas chaves é gerenciada para evitar condução simultânea em prol da segurança da operação e manutenção da vida útil do sistema (condição de *shoot-through*). O gerenciamento conta com a introdução de um tempo morto entre os acionamentos das chaves para garantir que não haja condução por nenhuma parte durante o intervalo descrito. Durante o intervalo, a energia armazenada no indutor flui pelo MOSFET que substituiu o diodo, no entanto, o mesmo possui uma lenta recuperação, ou seja, a energia pode não ser cessada antes que o intervalo de tempo morto chegue ao fim. Para evitar o descrito, é comum utilizar chaves com um diodo em antiparalelo com a própria chave de forma a acelerar essa dissipação, atuando como diodo de roda livre (EMADI *et al.*, 2017).

Figura 10 – Esquemático do circuito conversor CC-CC Half-Bridge



Fonte: Autoria Própria (2023).

Para a modelagem do conversor escolhido, a representação em espaço de estados se torna útil quando o objetivo é simular laços de controle lineares, assim como funcionam como base para projetos de controle não-lineares. A média de espaço de estados e a linearização em pequenos sinais proporcionam um solução alinhada com bons desempenhos, e permite a aplicação de controles tradicionais com facilidade (RASHID *et al.*, 2010).

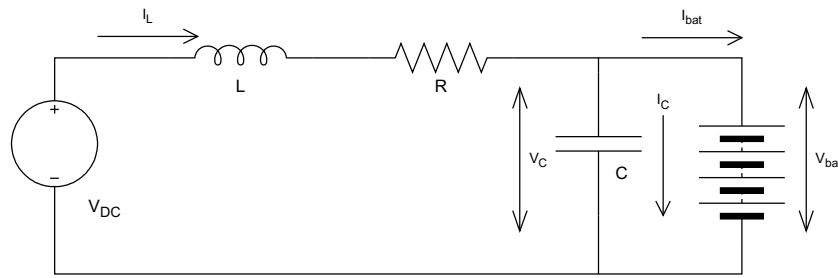
A análise começa de acordo com o estado dos semicondutores operando de forma síncrona. Supondo que as chaves são ideais, ou seja, apresentam queda de tensão nula no estado de condução e corrente também nula no estado de não condução, o comportamento do conversor ao longo do tempo (t) começa pela interpretação do conversor operando apenas com a primeira chave (S1) em condução, com a segunda chave (S2) aberta, caracterizando o estágio 1, de acordo com a Figura 11. De maneira análoga, quando a chave S1 entra em estado de corte, a chave S2, após um período de tempo morto, entra em condução, caracterizando o estágio 2, de acordo com a Figura 12.

Na etapa 1 de chaveamento do conversor *buck Half-Bridge*, a corrente flui do terminal positivo da fonte de tensão V_{DC} através da chave S1 e entra no indutor L com resistência interna R . O indutor acumula energia durante este período, causando um aumento linear na corrente devido à tensão aplicada. A corrente, em seguida, passa pelo capacitor C e pela carga, retornando ao terminal negativo da fonte V_{DC} . A Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) para este estado pode ser expressa como a soma das quedas de tensão ao longo do caminho da corrente, que deve ser igual à tensão da fonte V_{DC} .

$$V_{DC} = v_L + v_R + v_C \quad (15)$$

A Equação 15 ainda pode ser melhor exploradas, mas antes disso, a fim de definições dos parâmetros, entende-se que v_L é a tensão sobre o indutor L , v_R é a tensão sobre em cima da resistência inerente da bobina do indutor e v_C é a tensão sobre o capacitor de filtro. A tensão sobre o indutor, ainda pode ser expressa como:

Figura 11 – Esquemático do circuito conversor proposto operando na etapa 1



Fonte: Autoria Própria (2024).

$$v_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (16)$$

e a queda de tensão na resistência interna do indutor é

$$v_R = RI_L \quad (17)$$

A tensão sobre o capacitor é simplesmente v_C , que se acumula conforme o capacitor carrega com a corrente fornecida pelo indutor.

Com as definições, a Equação 15 pode ser reescrita de acordo com a Equação 18.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{DC} - RI_L - v_C}{L} \quad (18)$$

Quanto à Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC), a corrente que sai da chave $S1$ se divide em duas: uma parte flui pelo capacitor C e a outra pela carga. A soma das correntes que entram em um nó deve ser igual à soma das correntes que saem desse nó. Para o nó onde o indutor, o capacitor e a carga se encontram, a LKC é dada de acordo com a Equação 19.

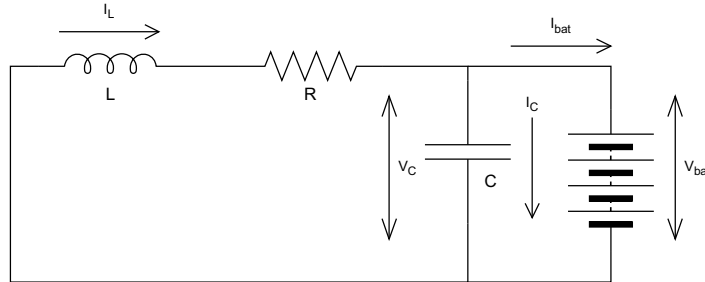
$$I_L = I_C + I_{bat} \quad (19)$$

A corrente que passa pelo indutor L é denominada I_L , I_C é a corrente que flui pelo capacitor de filtro, e I_{bat} é a corrente que passa pela carga, nesse caso, a bateria, em paralelo com o capacitor. Essa etapa de chaveamento resulta em um aumento da corrente no indutor, que por sua vez, carrega o capacitor e fornece energia para a carga conectada, com a tensão de saída estável, mesmo que em malha aberta, por característica inerente do conversor.

Na segunda etapa de chaveamento do conversor *buck Half-Bridge*, a chave superior $S1$ está aberta e a chave inferior $S2$ está conduzindo. Nesta configuração a corrente no indutor L continua a fluir devido à energia armazenada no campo magnético do indutor, mesmo que a fonte V_{DC} não esteja diretamente conectada ao circuito. Isso acontece pelo fato de que o indutor se opõe a mudanças abruptas na corrente, sempre tentando manter a corrente constante, obedecendo a Lei de Faraday-Lenz, que diz que a tensão induzida em um indutor é proporcional à

taxa de variação da corrente através dele, causando uma inércia eletromagnética. A corrente no indutor passa pela chave $S2$ e retorna ao terminal negativo da fonte V_{DC} . Durante este período, o indutor libera a energia armazenada para manter a corrente através da carga e do capacitor C .

Figura 12 – Esquemático do circuito conversor proposto operando na etapa 2



Fonte: Autoria Própria (2024).

A equação da Lei de Kirchhoff das tensões (LKT) para esta etapa, considerando que a fonte V_{DC} está desconectada, é descrita de acordo com a Equação 20.

$$0 = v_L + v_R + v_C \quad (20)$$

Como V_{DC} está desconectada, a soma das quedas de tensão ao longo do caminho da corrente deve ser zero. Devido à característica da inércia eletromagnética, as quedas de tensões continuam positivas. Da mesma forma que foi abordado para a LKT da etapa 1, os passos podem ser repetidos na etapa 2, substituindo os parâmetros já conhecidos, isolando o termo derivativo, resultando na Equação 21.

$$\frac{dI_L}{dt} = -\frac{RI_L + v_C}{L} \quad (21)$$

Já para a lei de Kirchhoff das correntes (LKC) para a etapa 2, a corrente que flui pelo indutor se divide em duas partes: uma parte continua fluindo pelo capacitor C e a outra pela carga. No nó onde o indutor, o capacitor e a carga se encontram, a LKC é dada pela Equação 22.

$$I_L = C \frac{dv_C}{dt} + I_{bat} \quad (22)$$

Nesta etapa de chaveamento, o indutor libera a energia armazenada, mantendo a corrente para a carga e garantindo a continuidade da corrente, evitando interrupções bruscas. A tensão no capacitor C é mantida estável, garantindo uma tensão de saída estável e regulada para a carga. Ainda é possível expandir a Equação 22 quando assumimos que:

$$I_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (23)$$

Substituindo a Equação 23 na Equação 19 e na Equação 22, isolando o termo derivativo, podemos encontrar a Equação 24 que substitui ambas equações mencionadas.

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{I_L - I_{bat}}{C} \quad (24)$$

Resumindo e agrupando a análise das duas operações, é possível observar que existem diferenças entre os equacionamentos obtidos. Para facilitar a interpretação do sistema a partir dos dados obtidos, necessita-se reduzir os equacionamentos de forma que apenas um conjunto de equações possa representar o circuito proposto.

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{DC} - RI_L - v_C}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{I_L - I_{bat}}{C} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} \frac{dI_L}{dt} = -\frac{v_R + v_C}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{I_L - I_{bat}}{C} \end{cases} \quad (26)$$

A análise de pequenos sinais pela média ponderada, em conjunto com o método de espaço de estados, além de ter boa fundamentação teórica, conforme descrito na introdução da modelagem (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), também conta com diversas referências acadêmicas que comprovam a eficácia na interpretação de sistemas através da redução dos pontos de observação para apenas um, portanto, é válido utilizar-se das ferramentas matemáticas a fim de parametrizar a planta de acordo com o circuito proposto.

Por se tratar de um circuito não-linear, é preciso analisá-lo sobre um ponto de equilíbrio, e só então, a partir deste ponto, linearizar-lo em busca dos parâmetros de aceitação da aproximação. A metodologia utilizada para a modelagem do conversor e sua linearização, começa pela análise de pequenos sinais pela média, que toma como objeto de linearização um sinal, observando-o no ponto de operação principal, ignorando outras características do sinal que não competem aos interesses do ponto escolhido, como por exemplo, um ruído. A partir de então, uma média é feita pelos resultados obtidos da análise em pequenos sinais e o resultado é repassado para o modelo de espaço de estados, resultando em passos posteriores, em uma função de transferência que representa o sistema linearizado no ponto escolhido.

O processo de linearização se inicia quando o circuito pode ser visto tanto em pequenos sinais, quando em sinais contínuos. Entende-se que um sinal possui influência sobre o outro, e isso deve ser considerado no modelo (KEONG, 2004). Para encontrar o resultado considerando a perturbação de pequenos sinais nas contribuições de cada etapa, é interessante observar o sistema à partir de uma análise de espaço de estados, para que então todas as contribuições possam ser somadas ou subtraídas dependendo da etapa que o parâmetro se referir.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (27)$$

Para definir tais equações em espaço de estados, se faz necessário observar o comportamento do circuito. Sendo assim, é possível definir as variáveis $x(t)$, como variável de estado, de acordo com a Equação 28, $u(t)$, como variáveis de controle e de acordo com a Equação 29 e $\omega(t)$ como as variáveis de distúrbio, como não mensuráveis.

As variáveis de distúrbio, em um contexto introdutório, representarão todas as perturbações advindas da alimentação e não-idealidade da bateria. Em outras palavras, serão representadas pela Equação 30.

Já para as matrizes que acompanham as variáveis descritas, é possível escaloná-las como a matriz A sendo a matriz de estado, responsável por definir a dinâmica do sistema, a matriz B sendo a matriz de entrada, responsável por definir os distúrbios do sistema causados pelas variáveis de entrada, a matriz C que é a matriz de saída e a matriz D, que é de transmissão direta, onde define a relação direta entre entradas e saídas.

Em relação à resposta que deseja-se obter, categorizada como variável $y(t)$, espera-se que o valor represente a tensão de saída do sistema que é modelado por meio do espaço de estados, caracterizado por ser a tensão sobre o capacitor de filtro (v_C). Logo, subentende-se que a matriz C precisa acompanhar as dimensões da matriz de variáveis de estado, de forma que a mesma acaba sendo representada por uma matriz linha de duas colunas com valores 0 e 1, respectivamente para a_{11} e a_{12} .

$$x(t) = \begin{bmatrix} I_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{DC} \\ D \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\omega(t) = I_{bat} \quad (30)$$

Adotando a primeira análise como início de estudo, onde o sistema opera com o fechamento de $S1$ e a abertura de $S2$, pelas Leis de Kirchhoff das tensões e correntes, com as equações diferenciais ordinárias deduzidas, responsáveis por reger a dinâmica do circuito, as matrizes do sistema em espaço de estados se moldam de acordo com a Equação 31.

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}; F_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (31)$$

Nota-se que as matrizes foram subscriptas com o número 1 para indicar que estamos numa primeira etapa de definição. Nessa etapa 1, estamos considerando o sinal com todos os ruídos e perturbações, ou seja, componentes indesejáveis, logo, será preciso analisar o sistema a partir de um ponto de observação para torná-lo linear em torno desse ponto escolhido.

Repetindo o procedimento para quando $S1$ é aberto e $S2$ é acionado, encontramos o resultado da Equação (32)

$$\left\{ \begin{array}{l} A_2 = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}; B_2 = 0 \\ C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}; F_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (32)$$

De acordo com as matrizes encontradas tanto no primeiro estágio, quanto no segundo estágio, se faz necessária a análise que considere apenas um tipo de informação para linearização do sistema como um todo. Isso é possível utilizando a técnica de representação de pequenos sinais pela média (*averaging*).

Considerando um *duty cycle* $d(t)$, as matrizes resultantes da técnica (barradas) serão a soma das matrizes dos estágios, multiplicados pelos respectivos tempo de operação, conforme mostra a Equação 33.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{A} = A_1 d(t) + A_2 (1 - d(t)) \\ \bar{B} = B_1 d(t) + B_2 (1 - d(t)) \\ \bar{C} = C_1 d(t) + C_2 (1 - d(t)) \\ \bar{F} = F_1 d(t) + F_2 (1 - d(t)) \end{array} \right. \quad (33)$$

A finalização do processo de linearização se inicia quando as contribuições das duas etapas são vistas como uma só e isso pode ser encontrado quando a razão cíclica define a

atuação de cada uma. Para a etapa 1, a razão cíclica tem valor de D , indo de 0 até 1. Já para a etapa 2, a razão cíclica também tem o mesmo intervalo de operação, porém, como o acionamento de ambas etapas é sincronizado, adota-se $1 - D$ como termo de acompanhamento na nova formulação.

Distribuindo os termos pertencentes ao espaço de estados e analisando os individualmente as equações que se diferenciam entre as etapas 1 e 2, sendo elas a derivada da corrente do indutor, é possível chegar na solução da Equação 36.

$$\overline{\frac{dI_L(t)}{dt}} = d(t) \left(\frac{V_{DC} - RI_L(t) - v_C(t)}{L} \right) + (1 - d(t)) \left(-\frac{RI_L(t) + v_C(t)}{L} \right) \quad (34)$$

$$\overline{\frac{dI_L(t)}{dt}} = \frac{d(t)V_{DC} - d(t)RI_L(t) + d(t)v_C(t) - RI_L(t) - v_C(t) + d(t)RI_L(t) + d(t)v_C(t)}{L} \quad (35)$$

$$\overline{\frac{dI_L(t)}{dt}} = \frac{d(t)V_{DC} - RI_L(t) - v_C(t)}{L} \quad (36)$$

Fazendo a mesma análise para o termo que não se difere entre as etapas, imagina-se que unindo as duas partes, nada mudará, pois a média entre duas expressões iguais, é ela mesma. No entanto, a resposta só pode ser comprovada através do resultado da Equação 39.

$$\overline{\frac{dv_C(t)}{dt}} = d(t) \left(\frac{I_L(t) - I_{bat}(t)}{C} \right) + (1 - d(t)) \left(\frac{I_L(t) - I_{bat}(t)}{C} \right) \quad (37)$$

$$\overline{\frac{dv_C(t)}{dt}} = \frac{d(t)I_L(t) - d(t)I_{bat}(t) + I_L(t) - I_{bat}(t) - d(t)I_L(t) + d(t)I_{bat}(t)}{C} \quad (38)$$

$$\overline{\frac{dv_C(t)}{dt}} = \frac{I_L(t) - I_{bat}(t)}{C} \quad (39)$$

Ainda assim, ao rearranjar as matrizes do espaço de estado, o sistema não conseguirá fornecer uma função transferência capaz de operar em malha aberta, pois os sinais de maiores amplitudes ainda estão no mesmo termo que os pequenos sinais, como descrito na Equação 40, que separa os sinais completos, abordados até agora em componentes CC, escritas em maiúsculas e em componentes CA, reescritas com um acento circunflexo em caractere minúsculo. Para contornar o impasse, é necessário analisar o equacionamento de espaço de estados desde a inserção da razão cíclica, porém agora, desconsiderando os termos CC e de maiores ordens, resultando em um modelo de espaço de estados que considera apenas os sinais CA de primeira ordem, também chamado de pequenos sinais.

$$\begin{cases} x(t) = X + \hat{x}(t) \\ y(t) = Y + \hat{y}(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \end{cases} \quad (40)$$

Iniciando o processo a partir da Equação 41, o primeiro passo é substituir os termos para depois fazer a distribuição e isolar cada componente de somatória. Em seguida, ordenar de forma que seja possível identificar o comportamento dos sinais para futuras manipulações matemáticas.

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = [d(t)A_1 + (1 - d(t))A_2]x(t) + [d(t)B_1 + (1 - d(t))B_2]u(t) \\ y(t) = [d(t)C_1 + (1 - d(t))C_2]x(t) \end{cases} \quad (41)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(X + \hat{x}(t)) = [(D + \hat{d}(t))A_1 + (1 - (D + \hat{d}(t)))A_2](X + \hat{x}(t)) + \\ [(D + \hat{d}(t))B_1 + (1 - (D + \hat{d}(t)))B_2]V_{DC} \\ Y + \hat{y}(t) = [(D + \hat{d}(t))C_1 + (1 - (D + \hat{d}(t)))C_2](X + \hat{x}(t)) \end{cases} \quad (42)$$

Para que as equações da Equação 42 fiquem menores e mais simples de serem manipuladas, será adotada a simplificação da Equação 43. Além disso, é sabido que a derivada de qualquer número constante, é zero. Assim sendo, a equação em questão poderá ser reescrita de acordo com a Equação 44.

$$\begin{cases} A_0 = A_1D + A_2(1 - D) \\ B_0 = B_1D + B_2(1 - D) \\ C_0 = C_1D + C_2(1 - D) \end{cases} \quad (43)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_0(X + \hat{x}(t)) + \hat{d}(t)(A_1 - A_2)(X + \hat{x}(t)) + \\ B_0V_{DC} + \hat{d}(t)(B_1 - B_2)V_{DC} \\ Y + \hat{y}(t) = C_0(X + \hat{x}(t)) + \hat{d}(t)(C_1 - C_2)(X + \hat{x}(t)) \end{cases} \quad (44)$$

A organização das componentes de somatória é dividida de forma que no começo da equação fiquem os números que não possuem dependência dos pequenos sinais. Em seguida,

os termos que dependem de unicamente uma componente de pequenos sinais. Por fim, são realocados os termos que dependem de duas ou mais componentes de pequenos sinais.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_0X + B_0V_{DC} + A_0\hat{x}(t) + \hat{d}(t)(A_1 - A_2)X + \\ \hat{d}(t)(B_1 - B_2)V_{DC} + \hat{d}(t)(A_1 - A_2)\hat{x}(t) \\ Y + \hat{y}(t) = C_0X + C_0\hat{x}(t) + \hat{d}(t)(C_1 - C_2)X + \hat{d}(t)(C_1 - C_2)\hat{x}(t) \end{cases} \quad (45)$$

Assumindo que os estados do espaço não sofrerão mudanças e que o sistema se encontrará em equilíbrio, se operando no ponto de equilíbrio, os termos de maiores ordens podem ser negligenciados e a Equação 46 entra como justificativa de eliminação de alguns termos. O resultado pode ser encontrado na Equação 47, onde o termos se liquidam em uma análise AC.

$$\begin{cases} 0 = A_0X + B_0V_{DC} \\ v_C = C_0X \end{cases} \quad (46)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_0\hat{x}(t) + \hat{d}(t)(A_1 - A_2)X + \\ \hat{d}(t)(B_1 - B_2)V_{DC} + \hat{d}(t)(A_1 - A_2)\hat{x}(t) \\ Y + \hat{y}(t) = v_C + C_0\hat{x}(t) + \hat{d}(t)(C_1 - C_2)X + \hat{d}(t)(C_1 - C_2)\hat{x}(t) \end{cases} \quad (47)$$

No momento em que os sinais passam a ser segregados, é possível subtrair os termos de maiores amplitudes do termo inteiro, resultando apenas nos de menores amplitudes representando o circuito linearizado, nulificando os distúrbios advindos da operação da bateria e tornando a razão cíclica uma variável de controle.

Resolvendo o equacionamento e substituindo para com $A_0 = A_1D + A_2(1 - D)$ e $A_1 = A_2$, é possível encontrar, após a compensação de alguns termos e a consideração da saída apenas em pequenos sinais, a Equação 48.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_2\hat{x}(t) + B_1\hat{d}(t)V_{DC} \\ \hat{y}(t) = C - 2\hat{x}(t) \end{cases} \quad (48)$$

Transformando todo o equacionamento em um modelo de espaço de estados em que os termos A, B e C representam novamente as matrizes que foram definidas antes da linearização, é possível encontrar o resultado final da modelagem do conversor no ponto de equilíbrio na

Equação 49. Dessa equação, pode-se provir diversas outras equações, até mesmo no domínio da frequência, que facilitam o projeto do controle.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \hat{x}(t) + \begin{bmatrix} U/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \hat{y} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{x}(t) \end{cases} \quad (49)$$

Com o novo sistema representado em espaço de estados, será possível, por meio da transformação do sistema para função transferência (FT), obter a representação do conversor no domínio da frequência com objetivo de conseguir controlá-lo por meio de um controle do tipo PI (Proporcional Integral)

2.4 Modelo de bateria utilizado para simulações

O conceito de bancos armazenadores de energia são difundidos desde o princípio da utilização de compostos químicos para, a partir de uma reação química, liberar energia. Essa busca pelo controle da emissão da energia vai de encontro com a característica estocástica das baterias até o surgimento do conceito de BMS. Desde 1859, as baterias de chumbo-ácido são utilizadas para inúmeras aplicações e até os dias atuais tem seu posicionamento de mercado. Conforme o tempo permitiu a inovação das tecnologias de bateria, novas combinações de compostos químicos foram utilizados para que essa energia pudesse ser liberada conforme requerido pelo sistema. Dentre essas tecnologias, destacam-se as baterias de NiCd (Níquel-Cádmio) e NiMH (Níquel Hidreto Metálico) (SANTOS *et al.*, 2023).

Essas tecnologias podem ser divididas para serem utilizadas em três aplicações de sistemas que demanda bateria. Para qualidade de energia, evitando distorções harmônicas, suportando frequência e tensão estáveis para o sistema; para ponte de energia, com objetivo de seguimento de carga, reserva de energia para suportar intermitências; e para gerenciamento de energia, para disponibilizar energia por longos períodos. O sistema de microrrede se encaixa na segunda opção, como ponte de energia, logo, é válida a análise das tecnologias de bateria visando uma aplicação específica (SANTOS *et al.*, 2023).

Com forte utilização no setor automobilístico, as baterias de chumbo-ácido (Pb-Ac) possuem uma tecnologia que atende muito bem várias aplicações, possui um baixo custo e devido ao tempo no mercado, possui um alto nível de confiabilidade. No entanto, tem baixa densidade energética, entregando pouca energia em relação à sua massa construtiva e tem baixa vida útil de ciclagem. São divididas em duas categorias, as ventiladas, que podem ser reparadas durante seu ciclo de trabalho, e as seladas, que só são abertas após o encerramento do ciclo de vida útil total (SANTOS *et al.*, 2023).

As baterias de Níquel Cádmio (Ni-Cd) também estão presentes no cenário automobilístico, no entanto, está presente em carros de tecnologia energética híbrida, além de estar contida em aplicações domésticas e afins. A revolução dessa tecnologia em relação a anterior, está na ausência do eletrólito para garantir uma reação química, facilitando seu uso em menores temperaturas (SANTOS *et al.*, 2023). Mesmo que também sejam amplamente difundidas no mercado, sua tecnologia utiliza componentes químicos que são tóxicos para o meio ambiente, ela possui baixa vida útil e conta com o efeito memória, que consiste em perder a capacidade de recarga após repetidas descargas não-completas (VIAN *et al.*,).

A tecnologia de baterias constituída por Níquel Hidreto Metálico (NiMH) é mais nova que as tecnologias apresentadas até então, foi adotada pelo mercado como substituta da bateria de NiCd, devido à características semelhantes e menor toxicidade de componentes por conta da utilização de hidrogênio absorvido na forma de hidreto metálico ao invés de cádmio nos eletrodos. Devido a melhor qualidade de componentes e melhor disponibilidade de tecnologias para desenvolvimento de produtos, esse tipo de tecnologia dominou o mercado digital da época, principalmente para produtos que não necessitavam de tanta energia para funcionamento em longos períodos de tempo, pois a deterioração dos componentes aconteciam por volta de 300 ciclos de vida. Alguns cuidados extras eram demandados para utilização diária da bateria, como armazenamento em locais de baixa umidade e exigência de plena descarga para manutenção do estado de construção da bateria (SANTOS *et al.*, 2023).

A tecnologia de íons de lítio como componente principal de uma bateria foi introduzido em 1979 com a topologia LiCoO₂ (Óxido de Lítio Cobalto), caracterizada como uma estrutura laminar, que foi posteriormente modificado para outros tipos de estruturas, como eletrodos, marcado pela topologia LiFePO₄ (LFP - Fosfato de Lítio Ferro) e também canais de estrutura, difundido pela composição de LiMn₂O₄ (LMO - Lítio com Espinélio de Manganês). Todas as estruturas possuem eletrodos com estruturas cristalinas abertas, onde os íons podem ser extraídos ou inseridos de acordo com o fluxo químico da célula. Esse tipo de tecnologia possui alta densidade energética e não possui efeito memória. Os pontos negativos em sua implementação, se dá pela necessidade de um circuito BMS para controle de fluxo de energia levando em consideração sua proteção por elevação de temperatura, para evitar combustão em cadeia e o alto custo devido à emergência de mercado (SANTOS *et al.*, 2023).

Para um sistema armazenamento de energia híbrido em um contexto de microrrede isolada, ao se comparar as tecnologias citadas em um ambiente de simulações, levando em consideração o custo da bateria por kWh (\$/kWh) e a quantidade média de ciclos de vida, é possível chegar em uma conclusão para escolha da tecnologia em aplicações de ponte de energia. Excluindo a tecnologia de NiMH, que possui baixos ciclos de vida e cuidados específicos de uso, comparando as baterias de Li-íon, NiCd e Pb-Ac, é possível identificar, de acordo com o Quadro 1 que a bateria de Li-íon é ligeiramente mais viável que a bateria de Ni-Cd em termos de custo-benefício, vencendo por 500 ciclos de vida a mais sobre uma média.

Quadro 1 – Comparação entre relações de custo-benefício das principais tecnologias de baterias aplicadas em microrrede

Tecnologia	Custo por energia	Ciclos de vida
Pb-Ac	400 \$/kWh	2000 uc
Ni-Cd	1200 \$/kWh	2000 uc
Li-íon	1250 \$/kWh	2500 uc

Fonte: Adaptado de Sanjareh *et al.* (2021).

A tecnologia da bateria utilizada para implementação do BESS no sistema é por íons de lítio (RIBEIRO *et al.*, 2001). Porém em sistemas ininterruptos de energia, como por exemplo *nobreaks* e em inversores para sistemas fotovoltaicos híbridos, são utilizadas baterias de chumbo-ácido para contrapor os efeitos de quedas de tensões, flutuações de energia e ausência da rede elétrica quando operando em modo ilhado com o peso da viabilidade econômica já citada. No entanto, com o advento dos avanços em baterias de lítio, esse cenário pode ser alterado para garantia de melhores resultados (SHAFEE *et al.*, 2023).

Em termos de densidade energia, já é sabido que as baterias de Li-ion são cerca 4,5 vezes mais densas quando comparadas com baterias de chumbo-ácido, porém, não é apenas nessa característica que a nova tecnologia leva vantagem, mas também em maior energia específica, menor tempo de carregamento, maior tempo de descarregamento, maior profundidade de descarga, melhores eficiências, maior durabilidade, menor peso e menores quantidades de manutenções. Os resultados simulacionais podem ser observados no Quadro 2.

Quadro 2 – Comparação entre desempenho de parâmetros de bateria de chumbo-ácido vs Li-íon em ambiente computacional

Características	Chumbo-ácido	Li-íon
Tensão Nominal (V)	12	12
Capacidade nominal (Ah)	40	40
Densidade de energia (Wh/L)	54-95	250-360
Energia Específica (Wh/Kg)	30-40	110-175
Taxa de carga (hr)	12-13	0,6-1
Taxa de descarga (hr)	1,5	4,5
Profundidade de descarga	50%	80%
Temperatura	-40°C a 27°C	25°C a 46°C
Eficiência	75%	97%
Intervalo de substituição ou troca (anos)	1,5 a 2	5 a 7
Peso médio da bateria (kg)	8,074	1,55
Manutenção	Necessária	Não necessário

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

Admite-se a bateria de íons de lítio para simulações do conversor CC-CC, dentro do ambiente SIMULINK de acordo com a exposição dos fatos.

2.5 Projeto do controle

Para iniciar o projeto dos controladores, é necessário descrever a planta matematicamente pela modelagem já desenvolvida, do domínio da frequência. Na questão da implementação do controlador do tipo PI, utilizando a descrição em FT, ainda se faz necessário dividir as partes da planta que receberão o controle mencionado.

Essa divisão em duas partes da planta pode ser feita analisando a descrição em espaço de estados em termos separados que definem as variáveis de controle e transformando-os para o domínio da frequência pela transformada de Laplace, de forma direta. Sabendo que as variáveis de controle são a tensão no capacitor e a corrente no indutor, é possível encontrar as relações dinâmicas que ditam o comportamento do conversor nas Equações 52 e 55.

$$\mathcal{L}\frac{d\hat{i}_L}{dt} = \mathcal{L}\frac{-R}{L}\hat{i}_L(t) - \mathcal{L}\frac{-1}{L}\hat{v}_C(t) \quad (50)$$

$$s\hat{i}_L(s) + \frac{R}{L}\hat{i}_L(s) = \frac{V_{DC}d(s) - v_C(s)}{L} \quad (51)$$

Aplicando a transformada direta de Laplace na Equação 50, assumindo que a condição inicial seja nula para toda e qualquer consideração e, fazendo algumas manipulações matemáticas na Equação 51, é possível encontrar a Equação 52 para introduzir em um diagrama de blocos e projetar um controle com melhor análise visual.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{d(s)V_{DC} - v_C(s)} = \frac{1}{sL + R} \quad (52)$$

O mesmo processo pode ser feito analisando a segunda variável de estado, encontrando a Equação 55 em sua forma final a ser introduzida já no diagrama de blocos.

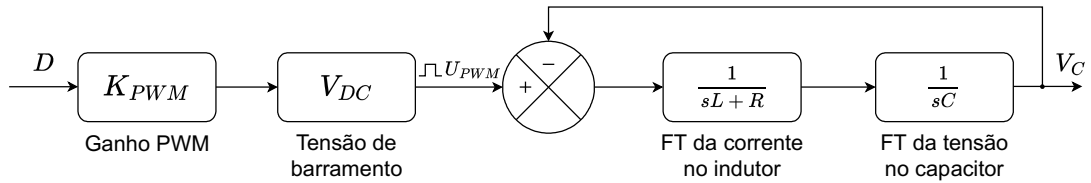
$$\mathcal{L}\frac{d\hat{v}_C}{dt} = \mathcal{L}\frac{1}{C}\hat{i}_L(t) \quad (53)$$

$$s\hat{v}_C(s) = \frac{1}{C}\hat{i}_L(s) \quad (54)$$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{i}_L(s)} = \frac{1}{sC} \quad (55)$$

Para entender melhor sobre a divisão do sistema em parte de controle de tensão e controle de corrente, um diagrama de blocos é apresentado na Figura 13.

Figura 13 – Diagrama de blocos da planta do conversor



Fonte: Autoria Própria (2024).

Para plantas do tipo zero, o controle PI garante que na resposta em estado estacionário o erro de regime permanente seja nulo, portanto, é viável sua aplicação na planta desta pesquisa (ARAÚJO, 2007). O cálculo do controle PI precisa ser feito considerando uma robustez, suficientemente capaz de suportar distúrbios aleatórios, advindos dos componentes da própria planta, para que não opere sob instabilidade. Para tal, é adotado um método de projeto de controle que é dividido em três fases, sendo elas, compensação do ângulo de fase, ganho da planta e ajuste (BACON, 2020).

Na primeira fase, a compensação do ângulo de fase (Φ_C) será calculada de acordo com um valor pré-definido de fase, sendo esse valor chamado de margem de fase desejada (M_{FD}), como mostrado na Equação 56

$$\Phi_C = M_{FD} - (\Phi_{P|\omega_C} + 180) \quad (56)$$

O termo $\Phi_{P|\omega_C}$ é a frequência de cruzamento. O intuito dessa fase é fazer com que haja um alto divisor relacionado com a frequência de corte do sistema, de forma que a busca pela referência de sinal no *feedback* seja imprecisa e mais lenta, para que dessa maneira, seja possível evitar que uma projeção dos ruídos no sinal de controle.

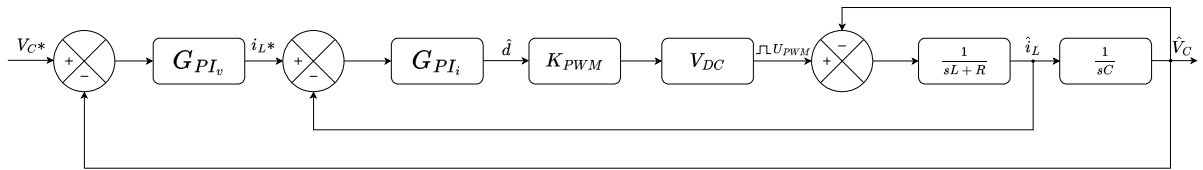
Depois de determinados os parâmetros pertencentes ao ângulo de fase, pela frequência definida, o ganho e o ângulo do sistema podem ser encontrados. Esses dois termos precisam ser descobertos para que seja encontrada a contribuição angular necessária para adaptar o sistema na nova frequência definida. O cálculo da contribuição é definida pela Equação 57.

$$G_C(s) = \frac{Ts + 1}{s} = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\Phi_C) \cdot \omega_C} + 1}{s} \quad (57)$$

Depois da contribuição ser encontrada, no diagrama de blocos, esta será posta em série com a FT da planta, ajustando o ângulo de fase de acordo com a margem de fase desejada. No entanto, assim que é imposta uma compensação angular, necessita-se também de uma compensação em módulo, que é encontrado por meio de um ganho proporcional compensado em malha aberta, definido pela Equação 58.

$$K_C = \frac{1}{|G_{MAC}|_{\omega_C}} \quad (58)$$

Figura 14 – Diagrama de blocos da planta do conversor considerando controle



Fonte: Autoria Própria (2024).

2.6 Modelo da bateria de íons de lítio

Alguns conceitos básicos sobre bateria devem ser introduzidos para entender como o arranjo de conexão com o protótipo foi construído, em prol de se alcançar os objetivos da carga. A conexão de várias células em série, implica em uma soma de tensão considerando cada parcela individual das células que foram conectadas. No entanto, a capacidade de corrente continua a mesma que uma célula apenas. Analogamente, ao se conectar várias células em paralelo, as tensões não irão se somar, mas a capacidade de corrente, sim. Mesclando os dois tipos de conexões, é possível modificar o arranjo de baterias de acordo com o que a carga necessitar (PLETT, 2015).

Ainda, alguns termos precisam ser entendidos para que a bateria possa ser modelada garantindo todos os parâmetros desejados. A Energia específica, nada mais é do que a quantidade de energia armazenada por unidade de peso, e já a densidade de energia, é a quantidade de energia armazenada por unidade de volume.

Para a construção de um modelo equivalente de bateria, é importante começar pela representação mais básica, entender quais pontos são não-concordantes com a aplicação, e refinar o modelo para que os parâmetros sejam concordantes com o desejado. O circuito elétrico mais simples que descreve o comportamento de uma bateria, é o modelo de circuito aberto, onde a bateria é representada simplesmente por uma fonte de tensão, entregando uma tensão em seus terminais. Esse modelo acaba sendo uma representação fraca do circuito real da bateria pois a tensão nos terminais de saída da fonte é totalmente dependente da corrente de carga (PLETT, 2015).

A primeira melhoria, é a consideração do estado de carga, levando em consideração que a tensão da célula completamente carregada, é ligeiramente maior que a tensão nominal. Sendo assim, o Estado de Carga (SoC - *State of Charge*), será um parâmetro indicador da relação da tensão da bateria, porém, em percentual, mostrando 100% quando a célula estiver completamente carregada, e 0% para descarregada. A tensão dos terminais irá variar com o SoC, tendo que ser representado agora por uma fonte de tensão dependente (PLETT, 2015). A relação de dependência depende da eficiência de carregamento (η), mas não será abordada nesse estudo, podendo ser encontrada pela Equação 59, onde $i(t)$ é a corrente que passa pela célula, Q é a capacidade total em Ah e z é o estado de carga (SoC), e é estudado na relação pela sua variação infinitesimal.

$$\dot{z}(t) = \frac{-\eta(t)i(t)}{Q} \quad (59)$$

A segunda melhoria no modelo, está relacionada com a dinâmica situacional da bateria. Quando uma carga é conectada nos terminais da célula, a tensão tende a abaixar, e quando a tensão nos terminais é medida com circuito aberto, a tensão tende a ser ligeiramente maior que a nominal. Esse fenômeno pode ser representado por uma resistência elétrica, e é encontrado no meio acadêmico como *equivalent series resistance* (ESR) (PLETT, 2015). Com o novo modelo elétrico, não só existe uma equação para descrever o estado de carga, mas também, uma nova equação que dita a tensão terminal. Ambas as equações são calculadas ao mesmo tempo para representar uma célula não-ideal. A inserção de um novo termo resistivo no circuito da célula implica em uma dissipação de potência por calor, resultando em uma deficiência na eficiência da célula. Além disso, nota-se que o valor da resistência interna é também uma função do SoC e da temperatura interna da célula, como mostra a Equação 60, onde $OCV(z(t))$ é a tensão de circuito aberto em função do estado de carga, $i(t)$ é a corrente que passa pela célula e R_0 é a resistência descrita.

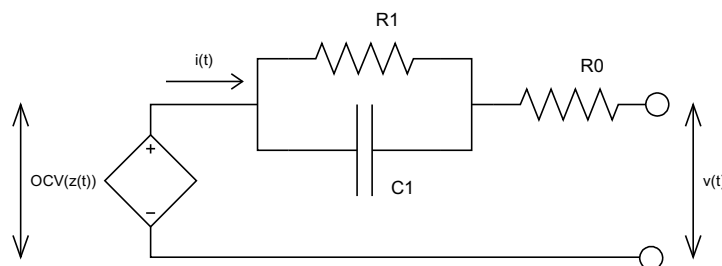
$$v(t) = OCV(z(t)) - i(t)R_0 \quad (60)$$

A terceira e última implementação no circuito elétrico equivalente da bateria está relacionada à dinâmica do comportamento ao inserir ou remover carga que drene ou absorva corrente na célula, processo esse chamado de polarização de tensão. A polarização da tensão se desenvolve de forma lenta conforme a célula se carrega ou descarrega ao decorrer do tempo (PLETT, 2015). Esse efeito pode ser aproximado utilizando um resistor em paralelo com um capacitor, que altera a forma como a segunda equação foi inserida no conjunto de equações que regem o circuito equivalente, conforme dita a Equação 61.

$$v(t) = OCV(z(t)) - v_{C1}(t) - v_{R0}(t) \quad (61)$$

Com a adesão das equações relacionadas à dinâmica da representação do circuito, a equivalência elétrica do proposto pode ser observado na Figura 15.

Figura 15 – Circuito elétrico equivalente da bateria de Li-ion



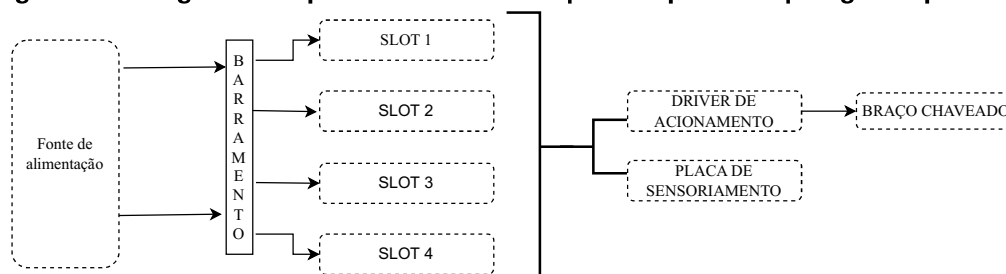
Fonte: Autoria Própria (2024).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Nesta seção, serão abordados os métodos utilizados para implementação do conversor CC/CC em um sistema para carregamento e descarregamento de baterias. Também serão abordados os materiais utilizados envolvidos na implementação da primeira versão do protótipo, assim como os resultados obtidos.

O protótipo é dividido em três partes principais. A primeira parte é a fonte de alimentação junto com uma fonte chaveada, que fornecerão energia de forma isolada para o circuito de força e de processos, respectivamente, onde este é voltado para partes mais sensíveis e de baixa tensão. A segunda parte é composta por um barramento CC, que opera junto com uma retificação não-controlada. É constituído por um banco de capacitores capaz de suportar a energia que transita entre a rede e os *slots*. Nesse caso, uma pré-carga é utilizada para que o barramento se carregue de forma suave caso a carga na saída do sistema seja baixa, evitando que a corrente de carregamento dos capacitores seja alta, visto que não há dinâmica nesse processo. A terceira parte é constituída por quatro *slots* com pinagens pré-definidas. Nesses espaços, há a possibilidade de encaixe de diversas placas projetadas para operar no protótipo. Nesse trabalho, serão utilizados dois espaços, um para o *driver* de acionamento do braço chaveado, outro para condicionamento dos sinais para garantir o controle em malha fechada do conversor.

Figura 16 – Diagrama simplificado em blocos que interpreta a topologia do protótipo



Fonte: Autoria Própria (2023).

3.1 Metodologia de prototipagem

Para a confecção dos componentes necessários para implantação da primeira versão de testes do protótipo, fez-se o uso de placas de circuito impresso (PCI) elaboradas por meio da CNC (Controle Numérico Computadorizado) onde por meio de uma fresa, foi possível usinar as placas com precisão e exatidão. Essas placas surgem de um esquemático elétrico, antes simulado computacionalmente para averiguação de resultados.

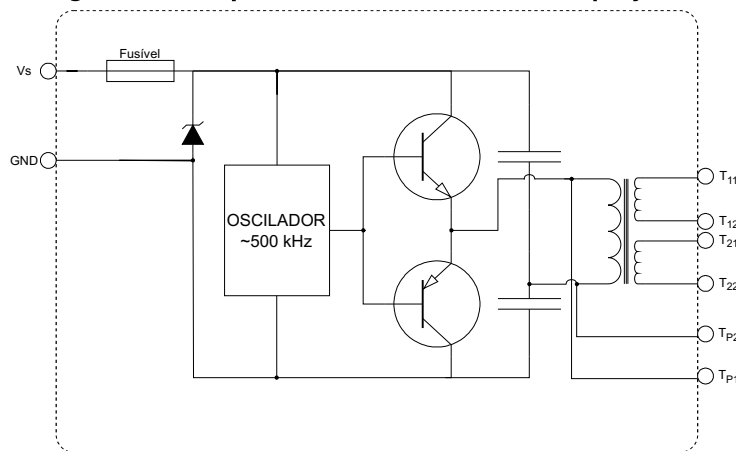
As placas foram usinadas pelos estagiários da COELT (Coodernação de Engenharia Elétrica) da UTFPR-AP, utilizando materiais do laboratório e alguns componentes adquiridos particularmente por professores que coordenam o Laboratório de Eletrônica de Potência.

3.1.1 Fonte chaveada

O primeiro circuito do acionamento do conversor CC/CC é a fonte chaveada isolada de dois canais, tendo a possibilidade de incremento de mais 3 transformadores de pulso isoladores, capacitando-a à 8 canais. Essa fonte será a responsável por alimentar o driver de acionamento do braço comutador.

O projeto de confecção da fonte consiste em um oscilador schmitt-trigger à 500 kHz, alimentado em 15 Vdc, protegida por uma fusível de 750 mA e um diodo zener de 18 Vdc para sobretensões.

Figura 17 – Esquemático resumido da fonte projetada



Fonte: Autoria Própria (2024).

Ao alimentar a fonte com 15 Vdc em "Vs" referenciado em "GND", o oscilador à schmitt-trigger será responsável por gerar uma onda à aproximadamente 500 kHz que irá atuar sobre os transistores amplificadores, responsáveis por transmitir o sinal de onda ao primário do transformador de pulsos (Tp1 e Tp2), que pela relação de transformação 1:2, terá sua tensão aumentada em duas vezes, sendo capaz de fornecer ± 15 Vdc e 1 A por canal.

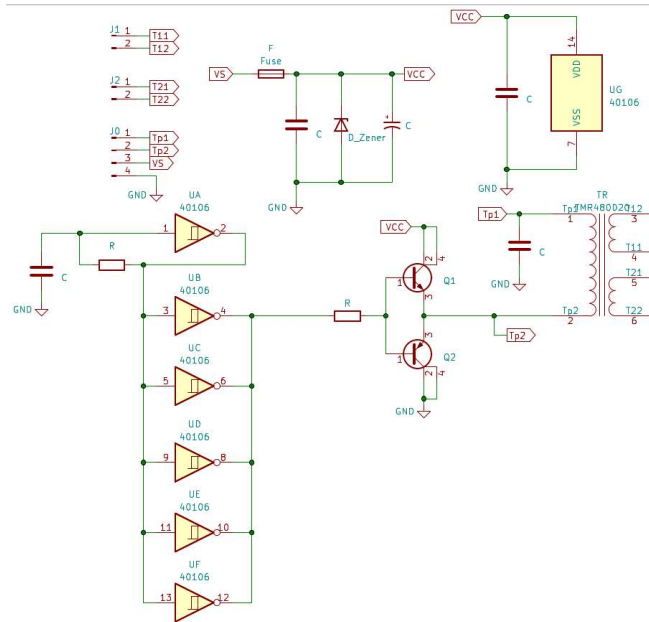
O transformador de pulsos foi confeccionado de maneira manual. Para tal, foi utilizado um núcleo de ferrite toroidal, de modelo NT-15/9,5/8, com as características definidas no Quadro 3.

Devido a limitação de fornecimento de materiais pelo laboratório, o transformador teve que ser enrolado impreterivelmente utilizando o modelo de fio de cobre tipo AWG 26.

3.1.1.1 Dimensionamento do transformador de pulsos

Para dimensionar o transformador de acordo com parâmetros e os componentes existentes, é necessário primeiro calcular o número de espiras, adequando-o para a relação de transformação e frequência de chaveamento (F_s) desejada. De acordo com a Equação 62, essa questão pode ser verificada para transformadores do tipo toroidal.

Figura 18 – Esquemático completo da fonte projetada



Fonte: Autoria Própria (2023).

Quadro 3 – Informações técnicas do núcleo toroidal de ferrite modelo NT-15/9,5/8

Parâmetro	Valor da Grandeza	Unidade de medida
Comprimento efetivo [L_e]	37,18	mm
Área efetiva [A_e]	21,41	mm^2
Material	IP12R	-
Permeabilidade inicial [μ_i]	$2100 \pm 25\%$	-
Densidade de fluxo [B] a 15 Oe, $23\hat{A}^\circ C$	510	mT
Densidade do material	4800	Kg/m^3
Fator de Indutância [Al]	$2000 \pm 25\%$	nH
Diâmetro externo [Φ_D]	15 ± 1	mm
Diâmetro interno [Φ_d]	$9,5 \pm 1$	mm
Espessura [h]	$8 \pm 0,5$	mm

Fonte: Adaptado de Thornton (2015).

$$N_1 = \frac{V_{CC}10^8}{4F_sBA_e} \quad (62)$$

$$N_1 = \frac{7,5 \times 10^8}{4 \times 500.10^3 \times 5100 \times 0,2141} = 0,343 e \quad (63)$$

$$N_2 = \frac{15 \times 10^8}{4 \times 500.10^3 \times 5100 \times 0,2141} = 0,686 e \quad (64)$$

O análogo para o secundário é utilizado, alterando apenas a tensão V_{CC} para a tensão de saída, sendo que a relação de transformação é aplicada justamente alterando a relação da tensão de entrada pela tensão de saída desejada.

Sabendo que a densidade de fluxo magnético (B) é calculado utilizando a unidade de medida 5100 Gauss, no lugar de 0,51 T, que a frequência de chaveamento seja 500 kHz, que a área efetiva seja utilizada em cm^2 , adequando os 21,41 mm^2 e que a tensão de alimentação seja 7,5 V, é possível encontrar 0,343 espiras no primário e 0,686 espiras no secundário.

Para fins de praticidade de construção, serão utilizadas 1 volta no primário e 3 voltas no secundário, a relação de transformação não será seguida fielmente, no entanto o objetivo dessa mudança é conseguir uma tensão com valor levemente maior que o teórico, para que os reguladores lineares no decorrer do circuito não tenham problema para ajustar os valores de tensão.

As indutâncias de cada lado do transformador podem ser encontradas de acordo com a Equação 65.

$$L_1 = \frac{N_1^2 Al}{10^9} \quad (65)$$

$$L_1 = \frac{1^2 \times 2000}{10^9} = 2\mu H \quad (66)$$

$$L_2 = \frac{3^2 \times 2000}{10^9} = 18\mu H \quad (67)$$

Analogamente, alterando o valor do número de espiras do primário para o secundário, a indutância no secundário pode ser encontrada. Considerando 1 e para o primário e 3 para o secundário, com o fator de indutância igual a 2000 nH, encontra-se $2\mu H$ para o primário e $18\mu H$ para o secundário.

Por se tratar de chaveamento em alta frequência, se faz necessário considerar o efeito *skin* ou pelicular. Esse efeito surge devido à alteração da profundidade de penetração da corrente nos condutores. Em resultado disso, em altas frequências, existe uma alta concentração de corrente próxima à superfície, que surge devido à correntes parasitas, também conhecidas como correntes de Foucault, que cancelam a transmissão da corrente pelo centro do condutor, espalhando-a para as periferias (MCLYMAN, 2004).

Espera-se que pelo efeito pelicular, a resistência CA dos condutores aumente e a indutância de fuga diminua devido à exigência da alteração de seção transversal dos enrolamentos (NIA *et al.*, 2019).

O raio de penetração devido ao efeito pelicular pode ser encontrado de acordo com a Equação 68

$$\epsilon = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (68)$$

Sendo:

$$\begin{cases} \rho_T = \rho_{20C}[1 + \alpha(T - 20C)] [\Omega.m] \\ \omega = 2\pi f [rad/s] \\ \mu = \mu_r \mu_0 \end{cases} \quad (69)$$

Ao substituir as componentes da equação pelos valores de aplicação, ou seja $\rho_{100C} = 22,204.10^{-9}$ para $\alpha = 0,004041 K^{-1}$ assim como $\rho_{20C} = 16,78 n\Omega.m$ e $\mu_r = 0,999994$, é possível definir o raio de penetração:

$$\epsilon = \sqrt{\frac{2 \times 22,204.10^{-9}}{500.10^3 \pi^2 4.10^{-7} 0,999994}} = 149,991.10^{-6} m \quad (70)$$

Com o raio de penetração encontrado, é possível encontrar o diâmetro de penetração, sendo esse 0,2999 mm. O diâmetro de penetração, em termos do mesmo tipo de condutor, deveria ser AWG 28, que possui um diâmetro de seção igual a 0,3211 mm. Para condutores de maior diâmetro, haveria desperdício de material, como é o caso de aplicação, que utiliza AWG 26, com 0,4049 mm em diâmetro. Isso significa que a corrente preencherá 74,09% de todo o condutor utilizado.

Diante disso, é necessário encontrar a capacidade de condução de corrente de acordo com a densidade de corrente para a aplicação. A área de condução efetiva é a razão entre a corrente efetiva máxima I_{emx} com a densidade de corrente K_{jmx} , que é igual à 350 A/cm² (BASCOPE, 1996), definida pela Equação 71.

$$A_{ce} = \frac{I_{emx}}{K_{jmx}} \quad (71)$$

Sendo que:

$$I_{emx} = I_{inmn} \cdot \sqrt{D_{mx}} = \frac{P_{out}}{\eta D_{mx} V_{inmn}} \sqrt{D_{mx}} \quad (72)$$

$$I_{emx} = \frac{15\sqrt{0,5}}{0,8 \times 0,5 \times 7,5} = 3,535 A \quad (73)$$

Sendo assim, a área efetiva seria:

$$A_{ce} = \frac{3,535}{350} = 1,0101 mm^2 \quad (74)$$

Para que haja a compensação do condutor durante a condução de corrente, é necessário considerar o número de espiras para enrolar as bobinas com os condutores paralelos, conforme as Equações 75 e 76.

Para o lado primário, se faz necessário:

$$N_{par_{pri}} = \frac{A_{ce}}{A_{AWG26}} = \frac{1,0101}{0,13} = 7,77 e \quad (75)$$

$$N_{par_{sec}} = \frac{I_{out}}{A_{AWG26} K_{jmx}} = \frac{1}{350 \times 0,13} = 2,19 e \quad (76)$$

Logo, com uma corrente de saída para a fonte igual a 1 A em 15 V, o número de condutores em paralelo que se faz necessário para o primário é de 8 condutores e para o secundário, 3 condutores.

Com isso, o transformador pode ser acoplado na placa da fonte para se conectar com um circuito de *driver*, operando com dois canais de sinal. Caso o protótipo exija mais canais de sinais para acionamento de *drivers*, é possível conectar outros transformadores em paralelo com o projetado.

Durante rigorosos testes laboratoriais, verificou-se que, ao exigir elevados esforços do barramento CC ao qual o conversor CC/CC estava acoplado para a conversão de energia, o transformador de pulsos, dimensionado conforme os cálculos propostos, não era suficientemente robusto. Sob condições de alta carga, a alimentação apresentou depressões na forma de onda de tensão durante esse intervalo de testes. Essa depressão na forma de onda da alimentação era o suficiente para anular o pulso de chaveamento da entrada do transformador de pulsos, principalmente ao trabalhar com elevadas tensões no barramento CC.

Para isso, o cálculo do projeto necessita de uma readequação dos parâmetros, alterando a tensão do secundário para 35 V. A justificativa da escolha desse valor foi devido a observação do comportamento da fonte chaveada quando operando com carga e sem carga. Na situação onde a fonte atuava com sem carga, o transformador de pulsos apresentava uma tensão de saída igual a 30 V, porém, no mesmo instante em que uma carga era conectada, a tensão no secundário abaixava para 22 V. Dito isso, novos parâmetros de projeto precisam ser considerados para contornar efeitos práticos e validar uma nova implementação.

Seguindo a mesma linha de raciocínio que a proposta apresentada. O primeiro passo é encontrar o número de espiras necessárias para o primário e secundário.

$$N_1 = \frac{7,5 \times 10^8}{4 \times 500.10^3 \times 5100 \times 0,2141} = 0,343 e \quad (77)$$

$$N_2 = \frac{35 \times 10^8}{4 \times 500.10^3 \times 5100 \times 0,2141} = 1,603 e \quad (78)$$

Percebe-se que a relação de primário para secundário, nesse caso, é de 1:5. Portanto, ao utilizar números inteiros, a relação de espiras seria de uma espira para o primário e 5 espiras para o secundário. No entanto, também foi observado durante o intervalo de testes realizados em laboratório, que poucas voltas primário do transformador resultava em fragilidades na resistência contra a saturação do núcleo, isto é, levando em consideração a Equação 79, é possível

observar que quanto mais números de espiras relacionadas ao primário, que não se cancelam, menor o valor do fluxo magnético.

$$B = \frac{V_{CC} \times 10^8}{4F_s N_1 A_e} \quad (79)$$

Uma densidade de fluxo elevada pode levar ao aquecimento do núcleo do transformador, e conseqüentemente, facilitando o processo de saturação. Para o cálculo do número de espiras, o valor escolhido para ser utilizado na densidade de fluxo magnético deve ser o menor possível do projeto, para que o resultado do número de espiras seja o maior possível, para os casos onde o objetivo é evitar a saturação magnética (HURLEY; WOLFLE; BRESLIN, 1998).

Mediante a testes sequenciais de laboratório, respeitando a relação de transformação de 1:5, os números de espiras no primário foram testados para cada incremento unitário de voltas, para verificação da saturação do núcleo. Como resposta, uma relação de espiras igual a 4:20 foi definida como satisfatória. Isso indica que a densidade de fluxo limitante utilizada para o caso foi de 2043,44 Gauss.

Seguindo com os cálculos dos parâmetros de projeto do transformador, a indutância com os ajustes encontrados, a indutância é definida abaixo.

$$L_1 = \frac{4^2 \times 2000}{10^9} = 32\mu H \quad (80)$$

$$L_2 = \frac{20^2 \times 2000}{10^9} = 800\mu H \quad (81)$$

O efeito pelicular também foi considerado mediante a mudança proposta. Para isso, a Equação 82, é reescrita, mostrando que com as alterações, o efeito *skin* não sofreu alterações em suas conclusões.

$$\epsilon = \sqrt{\frac{2 \times 22,204 \cdot 10^{-9}}{500 \cdot 10^3 \pi^2 4 \cdot 10^{-7} 0,999994}} = 149,991 \cdot 10^{-6} \text{ m} \quad (82)$$

No entanto, para o cálculo da área efetiva, considerando que esta é dependente, de forma proporcional, da corrente efetiva máxima, é necessário considerar novos valores.

$$I_{emx} = \frac{35\sqrt{0,5}}{0,8 \times 0,5 \times 7,5} = 8,25 \text{ A} \quad (83)$$

É possível observar que a potência de saída do transformador se altera, pois a tensão de saída também é alterada. Essas modificações levam ao resultado de um novo valor para corrente efetiva máxima, que será utilizado para cálculo da área efetiva, de acordo com a Equação 84.

$$A_{ce} = \frac{8,25}{350} = 2,357 \text{ mm}^2 \quad (84)$$

Consequentemente, para compensação do condutor, considerando a área efetiva, são obedecidas as Equações 85 e 86.

$$N_{par_{pri}} = \frac{A_{ce}}{A_{AWG26}} = \frac{2,357}{0,13} = 18,13 e \quad (85)$$

$$N_{par_{sec}} = \frac{I_{out}}{A_{AWG26} K_{jmx}} = \frac{1}{350 \times 0,13} = 2,19 e \quad (86)$$

Finalizando a etapa de cálculos, comprova-se o novo projeto do transformador de pulsos, destinado aos problemas práticos encontrados durante os testes, com uma relação de espiras 4:20, utilizando 19 condutores paralelos para o enrolamento primário e 3 condutores paralelos para o enrolamento secundário, garantindo dessa forma a montagem e utilização do transformador em bancada.

3.1.1.2 Dimensionamento do Indutor de filtro

O dimensionamento do indutor de filtro é de certa forma parecido com o dimensionamento do transformador de pulsos principalmente pela sua característica de toróide. No entanto, por operar com uma função diferente, os cálculos de dimensionamento requerem um outro script para se encontrar um resultado onde a indutância possa operar sem que haja saturação do núcleo utilizado.

O primeiro passo é encontrar a indutância de saída necessária para filtrar e amortecer todo o conteúdo de saída do chaveamento, que pode ser encontrado de acordo com a Equação 87.

$$L = \frac{Dv_C T}{\Delta I_C} = \frac{0,5 \times 110 \times \frac{1}{20.000}}{0,1 \times 12} = 2,291 mH \quad (87)$$

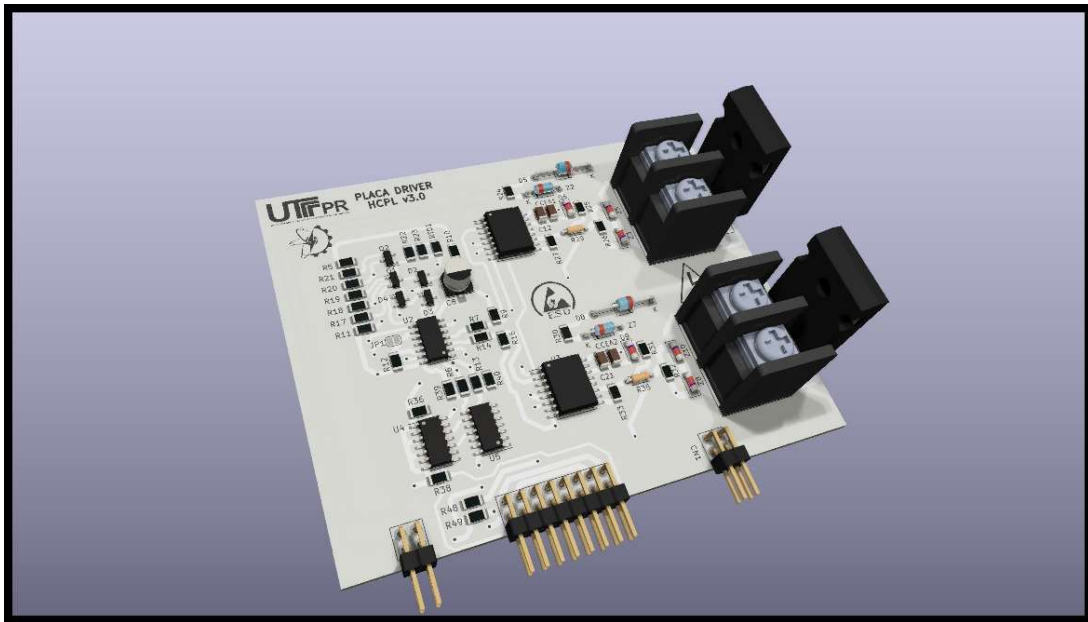
Com a razão cíclica em 50%, a tensão de saída do conversor em 110 Volts (operando em carregamento), a frequência de chaveamento em 20 kHz e considerando 10% de oscilação de corrente no indutor, a indutância recomendada para o protótipo foi encontrada. Esse valor serve como propriedade instrutiva à fim de comparação com componentes já existentes no laboratório.

O modelo a ser utilizado no protótipo é um já existente, com valor de indutância próximo ao calculado, igual a 2,05 mH, que cumpre os mesmos requisitos de projeto.

3.1.2 Driver de acionamento

O circuito de driver utilizado baseado em modelos mercadológicos, representado pela Figura 19 e simulado computacionalmente em seu modelo 3D de acordo com a Figura 20, tem capacidade de chavear IGBTs de até 1200 V em 100 kHz com uma corrente de saída igual a

Figura 20 – Modelo 3D da placa de acionamento



Fonte: Laboratório UTFPR-AP (2024).

Os parâmetros de projeto obedem o Quadro 4, identificando cada componente e seus respectivos valores no sistema.

Quadro 4 – Parâmetros de projeto

Parâmetro	Valor
Tensão do DC-Link	180 Vdc (alimentação 127 Vrms)
Resistência do indutor	0,128 Ω
Capacitância de filtro	220 μF
Indutância	2,05 mH
Frequência de chaveamento	20 kHz
Margem de fase desejada Φ_D	89° (Malha interna - Conectado)
Margem de fase desejada Φ_D	70° (Malha externa - Conectado)
Margem de fase desejada Φ_D	84° (Malha externa - Ilhado)

Fonte: Autoria Própria (2024).

A malha interna de controle é a malha de corrente, que em geral, opera numa velocidade, ou seja, em uma frequência de cruzamento mais rápida que a malha externa de tensão. Essa tomada de decisão é feita pelo fato de que a malha interna precisa responder ao controle proposto, para que então, forneça uma corrente de referência para a malha externa. Assim sendo, faz sentido iniciar o cálculo do controle à partir da corrente de carregamento do banco de baterias.

O primeiro passo é readequar a função transferência, com os valores dos parâmetros de projeto, que receberá os ganhos do controle da malha interna para que as compensações

possam ser injetadas corretamente pelo microcontrolador. Sabendo disso, a Equação 88 define a função transferência correta à partir dos componentes utilizados no protótipo.

$$G(s) = K_{PWM}V_{DC} \left(\frac{1}{sL + R} \right) = \frac{0,05}{2,05 \cdot 10^{-3}s + 0,128} \quad (88)$$

Nessa equação, foram utilizados os valores de 180 Vdc para a tensão de entrada, um ganho PWM de $250 \cdot 10^{-6}$, um indutor com indutância de 2,05 mH e uma resistência de indutor igual a 0,128 Ω .

O ganho PWM pôde ser encontrado à partir da frequência base do clock do sistema do microcontrolador, que tem valor igual a 80 MHz e pela frequência de chaveamento do conversor, no valor de 20 KHz. O período de chaveamento de 50 μs multiplicando a frequência de operação do sistema resultará no clock PWM. O ganho PWM é exatamente o inverso do valor resultante.

Com a equação preparada para o controle, é necessário encontrar a frequência de cruzamento do sistema através da Equação 89.

$$\omega_C = \frac{2\pi f_{sw}}{\Phi_a} = \frac{40.000\pi}{30} = 4,1888 \text{ KHz} \quad (89)$$

Para Φ_a igual a 20 rad/s, a atenuação da frequência de cruzamento irá operar em uma frequência bem abaixo da original, evitando que o controle seja mais rápido que a planta em si, permitindo a dinâmica da planta responder ao controle proposto ao sistema.

Em seguida, para encontrar o atual ganho da planta na frequência de cruzamento, se faz necessário substituir a variável de frequência "s" pela frequência de cruzamento ($j\omega$) e encontrar o módulo do resultado, que se liquida na Equação 90 por meio da raiz quadrada da soma dos quadrados dos termos real e imaginário.

$$|G(j\omega_C)| = |0,0001 - j0,0052| = 0,0052 \text{ dB} \quad (90)$$

$$\frac{1}{|G(j\omega_C)|} = 190,8439 \text{ dB} \quad (91)$$

O inverso do módulo na frequência de cruzamento resulta no ganho série na primeira etapa de sintonização do controle PI. Essa etapa representa a busca pela estabilidade da fase, crítica para encontrar a estabilidade do sistema pois existe uma forte influência no período transitório e na resposta em frequência quando há a resposta temporal do sistema em relação à entrada.

O mesmo processo se repete para a descoberta do valor da fase da função na mesma frequência de cruzamento, nesse caso, estabelecido pela Equação 92, que pode ser encontrado pelo arco-tangente da divisão do termo imaginário pelo termo real.

$$\angle G(j\omega_C) = -1,5559 \text{ rad} \quad (92)$$

Em outras palavras, o resultado dessa expressão entrega o quão distante a planta encontra-se da instabilidade, apontando a qualidade no ponto escolhido e revelando a potência da robustez contra distúrbios. Para encontrar uma compensação da distância do ângulo atual até a margem de fase desejada, utiliza-se da Equação 93.

$$\Phi_g = \frac{2\pi(MFD)}{360} + 1,5559 - \pi = -0,0324 \text{ rad} \quad (93)$$

Através da compensação tanto em módulo quanto em fase, é possível encontrar os primeiros ganhos para observar o comportamento da planta através dos ajustes.

Para aplicar o ganho de compensação de fase na planta, caracterizando a segunda etapa do projeto de controle, deve-se inserir a constante de correção, descrita de acordo com a Equação 94, no compensador e em seguida, na terceira etapa, aplicar uma compensação de módulo. Toda mudança de fase nessa segunda etapa causa uma alteração de módulo de forma que o mesmo precise ser compensado para que a influência da mudança de fase seja nula. A Equação 95 descreve a compensação descrita.

$$G_F(s) = \frac{s \frac{-1}{\tan(\Phi_g)\omega_C} + 1}{s} = \frac{0,007375s + 1}{s} \quad (94)$$

Como já mencionado, ao multiplicar a função $G_F(s)$ pela $G(s)$, haverá um deslocamento do módulo que deverá ser compensado pela seguinte etapa, que gerará um outro ganho, entrando no ramo do produto descrito.

$$K_F = \frac{1}{\left| \frac{-1}{\tan(\Phi_g)\omega_C} j\omega_C + 1 \right|} = 25,863 \cdot 10^3 \quad (95)$$

Inserindo o ganho em série com o sistema em malha aberta, o mesmo garantirá que o módulo do sistema compensado em malha aberta na frequência de cruzamento tenha um deslocamento do valor de módulo nulo. Por fim, para encontrar a função transferência com todos os ajustes necessários, é construída a Equação 96.

$$K_F G_F(s) G(s) = \frac{8,583s + 1164}{0,00205s^2 + 8,711s + 1164} \quad (96)$$

Para a terceira etapa, se faz necessário encontrar os ganhos proporcionais e integral através das Equações 97 e 98, respectivamente. Essas equações dependem exclusivamente dos valores anteriormente obtidos em cálculos da descoberta das compensações de módulo e fase.

$$K_p = K_C \frac{-1}{\tan(\Phi_g)\omega_C} = 190,744 \quad (97)$$

$$K_i = K_C = 25,863 \cdot 10^3 \quad (98)$$

Os mesmos valores dos ganhos K_p e K_i podem ser encontrados pelas Equações 99 e 100.

$$K_{p1} = \frac{1}{|G(j\omega_C)|} \cos(\Phi_g) = 190,744 \quad (99)$$

$$K_{i1} = \frac{1}{|G(j\omega_C)|} \text{sen}(\Phi_g) \omega_C = 25,863 \cdot 10^3 \quad (100)$$

Com o bloco de controle PI encontrado de acordo com a Equação 101, a malha do sistema pode ser fechada por meio de uma realimentação unitária, correspondendo à função transferência da Equação 102.

$$G_C(s) = \frac{K_{i1} + K_{p1}s}{s} \quad (101)$$

$$G_{mf} = \frac{I_L(s)}{d(s)V_{DC} - v_C(s)} = \frac{G(s)G_C(s)}{1 + G(s)G_C(s)} = \frac{8,583s + 1164}{0,00205s^2 + 8,711s + 1164} \quad (102)$$

Percebe-se que a mesma função transferência utilizada com a realimentação unitária considerando o controle PI em série com a planta se repete na etapa onde a planta é realimentada considerando a compensação de fase e módulo. Essa metodologia mostra que a metodologia de controle utilizada traz o mesmo desempenho que métodos de sintonia de controle mais convencionais.

Os ganhos encontrados na malha de corrente devem ser repetidos para a malha externa de tensão, porém, considerando diferentes valores e planta a ser compensada. Em seguida, o mesmo procedimento deverá ser repetido para o modo de funcionamento ilhado. Em ambos os casos, os valores utilizados na função transferência, parâmetros de controle e demais requisitos de sintonização, são descritos ao fim da sub-seção. Essa tarefa resultará em quatro ganhos que operam juntos no domínio da frequência contínua. Para serem inseridos em um microcontrolador digital, os ganhos precisam obedecer uma conversão para domínio da frequência discreta, sofrendo um processo chamado de discretização.

O processo de discretização dos ganhos acontece por meio de uma aproximação discreta, e o método escolhido será o trapezoidal, ou também conhecido como aproximação de Tustin, que consiste em substituir a variável de frequência contínua "s" por $\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$. A Equação 103 mostra como fica a função transferência de um controlador PI após a substituição, distribuição e simplificação dos termos quando a aproximação é feita.

$$G_C(z) = \frac{z(2K_{p1} + K_{i1}T) + K_{i1}T - 2K_{p1}}{2z - 2} \quad (103)$$

Sabendo que a função de transferência é uma razão da saída $Y(z)$ pela entrada $X(z)$, é necessário encontrar a saída deste resultado, isolando o $Y(z)$, de acordo com a Equação 104.

$$Y(z)(z - 1) = X(z) \frac{z(K_{i1}T + 2K_{p1})}{2} + X(z) \frac{K_{i1}T}{2} - X(z)K_{p1} \quad (104)$$

A partir de então, aplica-se a propriedade do deslocamento temporal, permitindo deslocar todo o resultado de forma com que o $Y(z)$ se isole por completo e liquide em valores preparados para serem configurados em forma de equações diferenças.

$$Y(z) = \frac{Y(z)}{z} + X(z) \frac{(K_{i1}T + 2K_{p1})}{2} - X(z) \frac{(K_{i1}T + 2K_{p1})}{2z} \quad (105)$$

$$z^{-1} \rightarrow n - 1 \quad (106)$$

$$Y[n] = Y[n - 1] + X[n] \frac{(K_{i1}T + 2K_{p1})}{2} + X[n - 1] \frac{(K_{i1}T + 2K_{p1})}{2} \quad (107)$$

Observa-se que a saída atual depende da saída passada, do erro passado e do erro atual e, substituindo os valores de K_p e K_i do tempo contínuo nos termos que acompanham a entrada $X[n]$, é possível obter os coeficientes de ganho de controle em tempo discreto. A frequência de amostragem para o microcontrolador é de três vezes a frequência de chaveamento, assim sendo, o período de amostragem (T) utilizado é o inverso de 60 kHz. Sendo assim, a Equação 108 mostra os resultados a serem inseridos no microcontrolador.

$$\begin{cases} \frac{k_{i1}T+2K_{p1}}{2} = 190,959 \\ \frac{k_{i1}T-2K_{p1}}{2} = -190,528 \end{cases} \quad (108)$$

Repetindo o mesmo procedimento para a Malha Externa (ME) de tensão, e em seguida, para a Malha Interna (MI) de corrente em modo ilhado e por último, para a malha externa de tensão em modo ilhado, é possível encontrar os resultados de todos os ganhos descritos no Quadro 5.

É importante ressaltar que a função de transferência $G(s)$ se altera para a malha externa, trocando a Equação 52 pela Equação 55, seguindo o mesmo roteiro, porém, fazendo o cálculo para uma margem de fase desejada igual a 70° em uma frequência de 30% à da malha interna.

Para que o sistema opere em modo ilhado, a malha de controle responsável pela tensão do controlador utilizado adotará outra referência no lugar da tensão da bateria, sendo ela a tensão do barramento CC. Dito isto, é sabido que a planta sofre uma mudança em sua topologia, devido à inversão do fluxo de potência. Para cumprir com a alternância e evitar não conformidade de controle, uma modelagem para a vista do barramento CC deve ser incluída, levando em consideração o modelo elétrico da bateria de íons de lítio.

Quadro 5 – Resultados dos ganhos proporcionais e integrais para cada aplicação

Modo de operação	Ganhos contínuos	Ganhos discretos
Modo conectado (MI)	$K_p = 190,744 \left[\frac{\%}{A} \right]$	$K_p = 190,959 \left[\frac{\%}{A} \right]$
Modo conectado (MI)	$K_i = 25862,955 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$	$K_i = -190,528 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$
Modo Conectado (ME)	$K_p = 0,2597 \left[\frac{\%}{A} \right]$	$K_p = 0,2607 \left[\frac{\%}{A} \right]$
Modo Conectado (ME)	$K_i = 118,8212 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$	$K_i = -0,2588 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$
Modo Ilhado (ME)	$K_p = 0,0925 \left[\frac{\%}{A} \right]$	$K_p = 0,0925 \left[\frac{\%}{A} \right]$
Modo Ilhado (ME)	$K_i = 0,7636 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$	$K_i = -0,0925 \left[\frac{\%}{A.s} \right]$

Fonte: Autoria Própria (2024).

Levando em consideração que a implementação da resistência em paralelo com a capacitância na representação equivalente da bateria possui um efeito mais presente que a adesão da resistência R_0 , o modelo a ser considerado na modelagem do barramento CC leva em conta apenas os dois componentes paralelos R_1 e C_1 , liquidando-se em uma equação final de tensão tal como a Equação 109 mostra.

$$v(t) = OCV(z(t)) + v_{C1} \quad (109)$$

De acordo com o circuito equivalente, uma corrente que flui pelo nó de conexão dos componentes obedece a mesma base da Equação 110.

$$i(t) = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{v_{C1}}{R_1} \quad (110)$$

Substituindo a Equação 110 na Equação 109, encontra-se a Equação 111.

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} \left(v_{gd} \frac{i_{\Delta Pd}}{V_{DC}} - C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} - \frac{v_{C1}}{R_1} \right) \quad (111)$$

Sabendo que C_{DC} é a capacitância do banco de capacitores utilizada no barramento CC, v_{gd} é a tensão da rede em RMS e $i_{\Delta Pd}$ é a corrente resultante do balanço de potência ativa relacionado à representação no eixo d do referencial síncrono para o modelo de representação do barramento CC (BACON, 2020). O modelo do barramento CC nada mais é que uma fonte de corrente dependente da corrente de balanço de potência ativa pela razão entre a tensão da rede em RMS e a tensão do barramento.

Sendo assim, repetindo o processo de linearização em pequenos sinais, a relação entre a corrente de balanço, representando uma perturbação e a tensão no barramento CC é expressa pela função transferência mostrada na Equação 112.

$$G_{bat} = \frac{\hat{V}_{DC}(s)}{\hat{i}_{\Delta Pd}(s)} = \frac{v_{gd}}{V_{DC}(C_1 + C_{DC})s + \frac{2V_{DC} - OCV(z)}{R_1}} \quad (112)$$

No entanto, como o balanço de potência entre o lado CC e o lado CA são iguais e o retificador não é controlado, se faz necessário fazer o balanceamento de potência somente pelo lado CC, comparando a potência da bateria com a potência do barramento (BACON, 2015).

$$p_{DC} = V_{DC}I_{DC} = v_{gd}I_{bat} = p_{bat} \quad (113)$$

Dessa forma, a corrente do barramento poderá ser expressa de duas formas, de acordo com a Equação 114 ou de acordo com a Equação 115.

$$I_{DC} = C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (114)$$

$$I_{DC} = \frac{v_{gd}I_{bat}}{V_{DC}} \quad (115)$$

Igualando as duas equações e fazendo a análise de pequenos sinais, excluindo todos os termos constantes e considerando apenas as perturbações, é possível encontrar o resultado da Equação 116.

$$V_{DC} \frac{d\hat{v}_{DC}(t)}{dt} = \frac{v_{gd}I_{bat}(t)}{v_{DC}} \quad (116)$$

Isolando os termos de tensão e corrente, o ganho para essa etapa pode ser encontrado de acordo com a Equação 117.

$$G_{pvdc}(s) = \frac{\hat{v}_{DC}(s)}{\hat{i}_{bat}} = \frac{v_{gd}}{V_{DC}C_{DC}s} \quad (117)$$

Sendo assim, no modo ilhado, o controle é feito apenas no modo de tensão, para entregar um nível aceitável ao barramento CC de energia, nessa etapa, considera-se uma margem de fase de 84° e frequência de cruzamento igual a 78,5398 Hz. A planta utilizada para sintonizar os ganhos do modo ilhado foi a descrita pela Equação 118.

$$G_i(s) = \frac{127}{180 \times 0,44 \cdot 10^{-3}s} \quad (118)$$

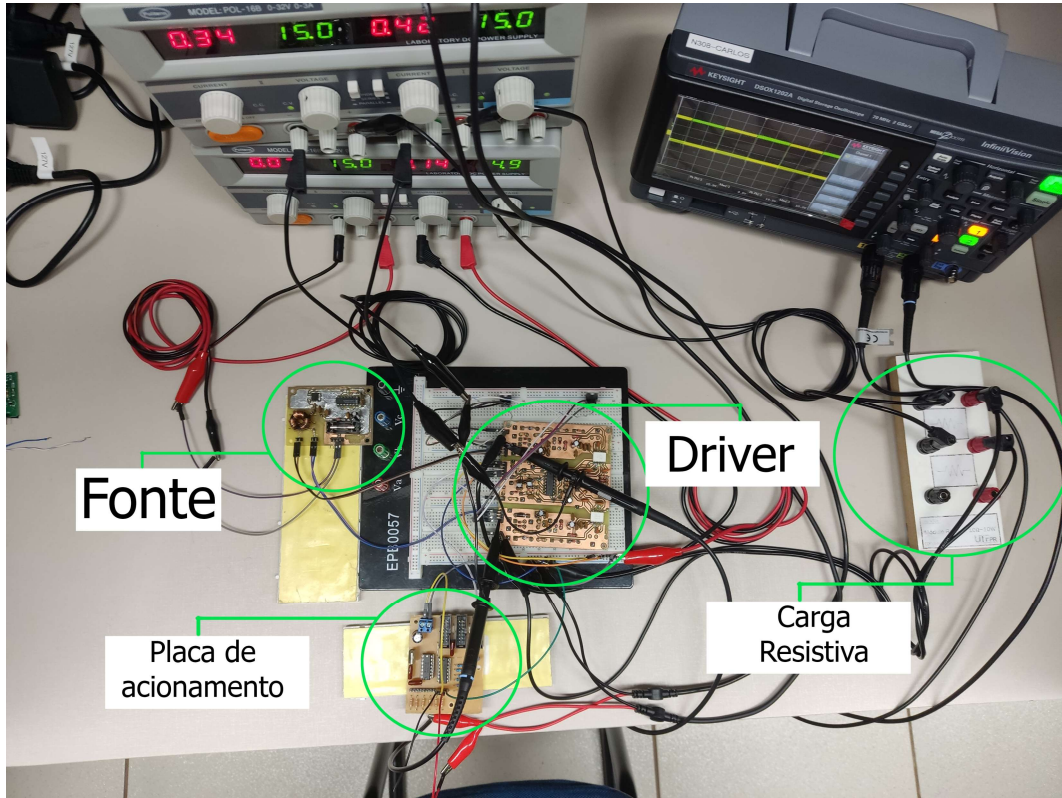
3.1.4 Braço de potência

Para acionamento do braço de potência, foram utilizadas nessa etapa, duas chaves MOSFETs para teste individual dos canais. As chaves operam na topologia de meia ponte e contam com uma carga resistiva.

As chaves foram inseridas em uma placa de testes, sem dissipação de calor, chaveadas em 5 kHz. As cargas resistivas foram de 10 Ω em 10 W.

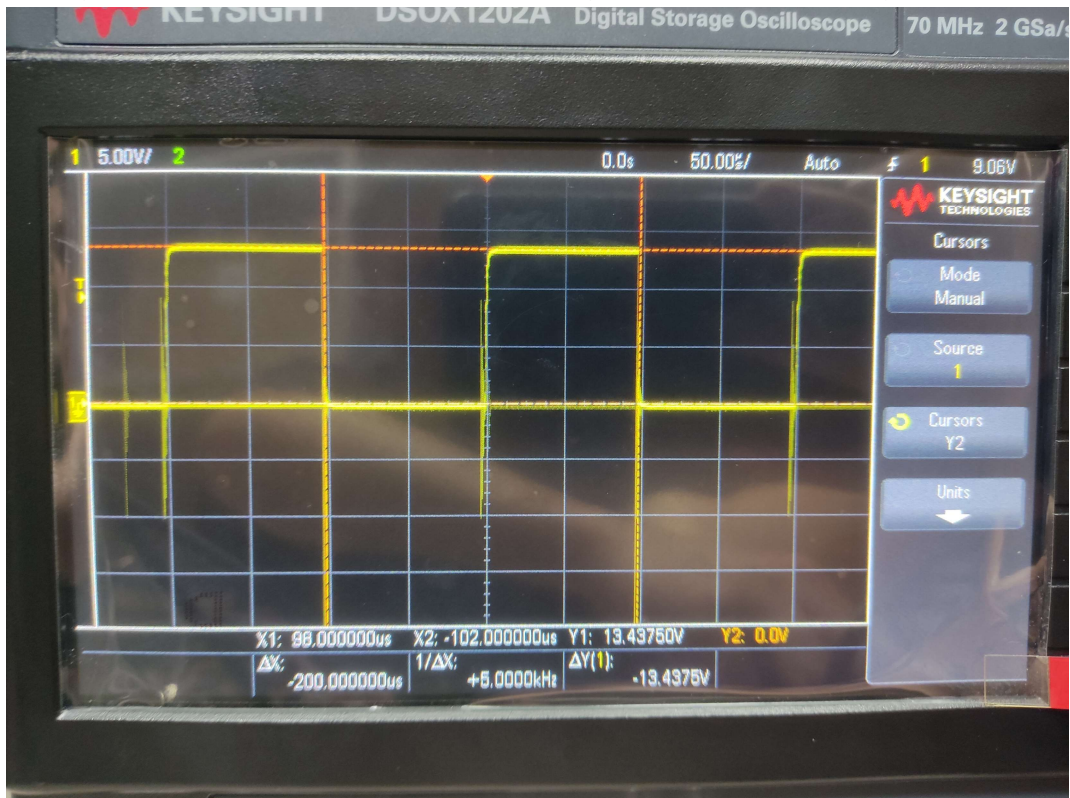
Até o momento, um teste simples é suficiente para verificar o funcionamento do projeto em malha aberta, retirando imagens do funcionamento e comparando com a teoria.

Figura 21 – Visão da bancada do protótipo



Fonte: Autoria Própria (2023).

Figura 22 – Forma de onda na saída do braço em conexão com carga resistiva



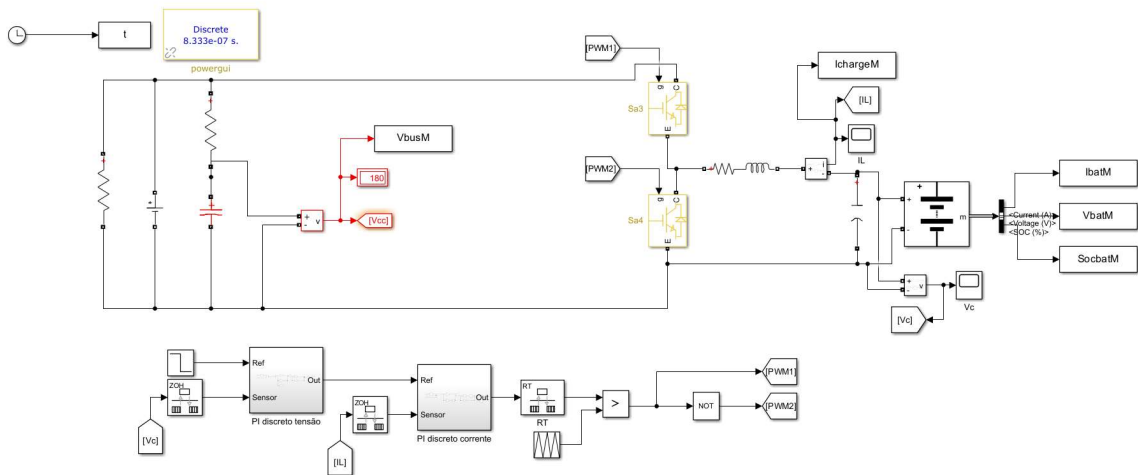
Fonte: Autoria Própria (2023).

4 RESULTADOS

Conforme mencionado, para validar a implementação do protótipo, testes emulados em ambiente SIMULINK serviram para verificar a execução dos testes em protótipo. A versão do MATLAB utilizada para cálculos e simulação foi a R2022b Update 8, em sua versão 9.13.0.2502115 para arquitetura x64 (win64) e suportou todos os testes descritos no decorrer da seção.

Para configuração da simulação, a biblioteca "*Specialized Power Systems*" foi a principal utilizada para questão de fonte dos blocos. A alimentação foi garantida por uma fonte CC, representando a retificação não-controlada do protótipo, em conexão com o *DC-LINK*. Conectado ao barramento CC, é possível encontrar o par de chaves IGBTs, na configuração de buck *half-bridge*, com todos os valores de capacitância, resistência e indutância usados com base nas medidas reais do protótipo. Em conexão com o capacitor, uma bateria de íons de lítio foi utilizada, podendo encontrar todo o sistema descrito na Figura 23. Na configuração da bateria da simulação, utilizando 26 células de 3,7 V nominais, a tensão de carregamento por célula seria de 4,8 V, se mantendo dentro do recomendado, assim como para a de chumbo-ácido, onde é seguido o manual de instrução do fornecedor, não ultrapassando 125 V em uma associação de 8 baterias de 12 V 7 Ah, resultando em uma tensão de flutuação igual a 15,6 V por bateria.

Figura 23 – Circuito utilizado para simulação no SIMULINK

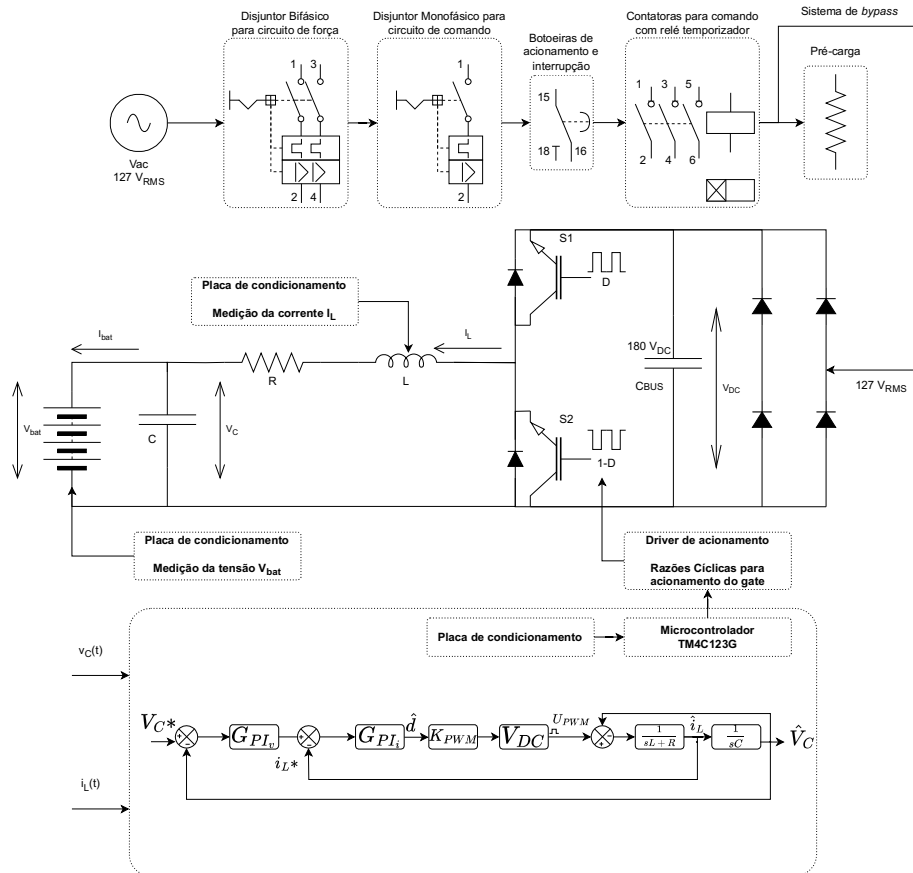


Fonte: Autoria Própria (2024).

O circuito, no protótipo, pode ser identificado de acordo com a Figura 25, sendo a parte de retificação com circuito de acionamento de pré-carga. Também é possível verificar na imagem a presença de componentes que não são simuladas, como o próprio microcontrolador e as fontes junto ao *drive* de acionamento com o cartão de condicionamento. Todo o diagrama pode ser observado de acordo com a Figura 24.

Para o primeiro banco de testes, foi simulado e testado, em modo conectado, ou seja, com a conexão e alimentação da rede no sistema, o carregamento e descarregamento da bate-

Figura 24 – Diagrama em blocos do circuito de bancada



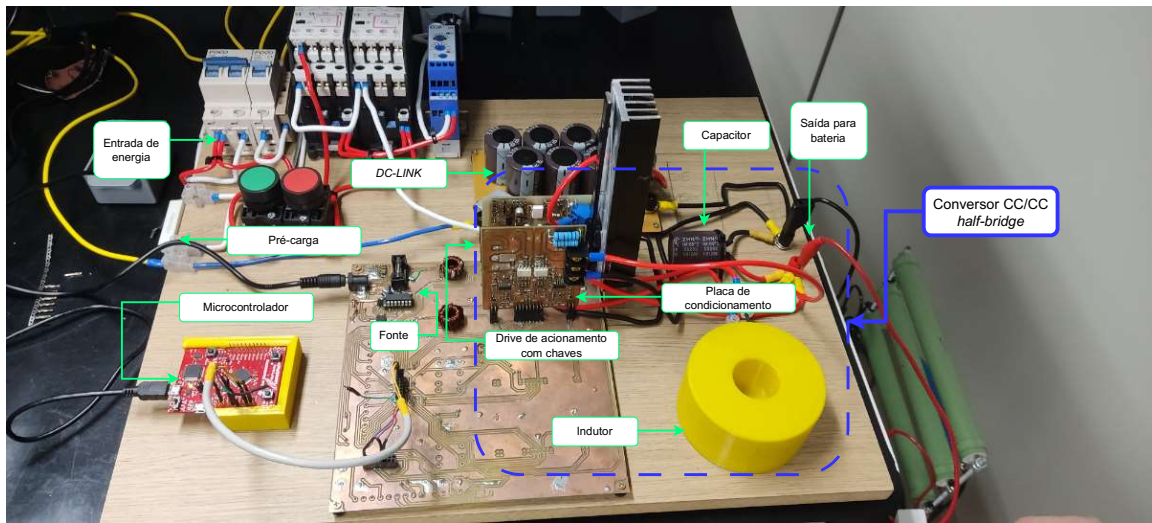
Fonte: Autoria Própria (2024).

ria. Para a etapa de carregamento da bateria, de acordo com a Figura 26, nota-se que a tensão se mostra estável nos valores escolhidos como referência para o controle durante o carregamento, sendo eles 106 V e 110 V. Nessa parte, a bateria contava com um SoC igual a 98% de valor inicial.

Já de acordo com a Figura 27, é possível identificar a corrente de carregamento imposta sobre a bateria, com um certo nível de ruído, porém também aceitável para os padrões do protótipo, ainda mais se tratando da corrente que passa pelo indutor. Os mesmos parâmetros de testes que foram utilizados para analisar a forma de onda da tensão estão sendo repeditos para analisar a forma de onda e valores da corrente. Nota-se que, apenas dos ruídos, a corrente se mantém constante em cima de valores aceitáveis para o carregamento da bateria, fluindo entre 0,7 A e -0,5 A para quando a referência é de 106 V e entre 1 A e 2 A, com média de 1,5 A para quando a referência sobe para 110 V.

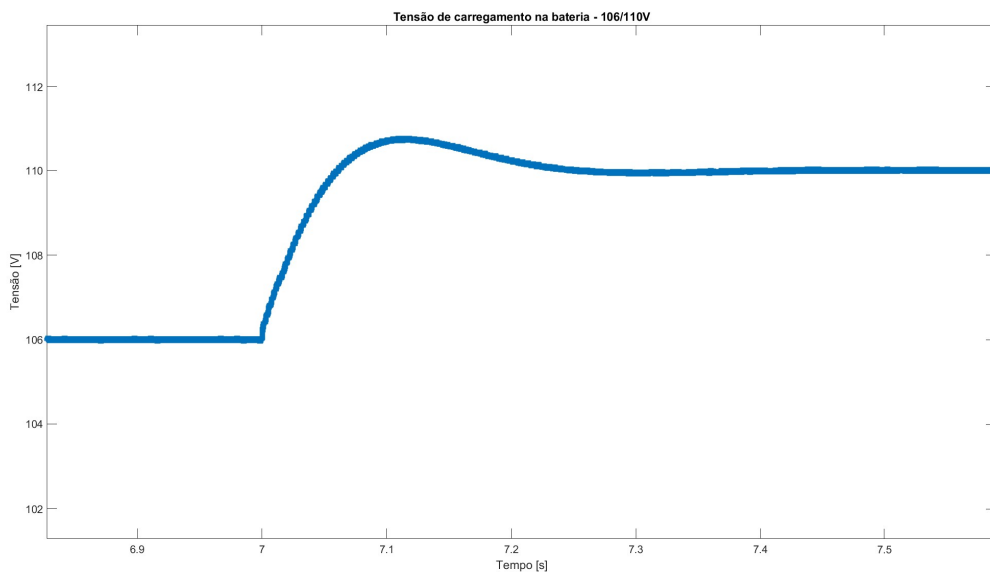
O sistema de simulação pode ser validado de acordo com a Figura 28, que mostra o comportamento do estado de carga de acordo com a alternância dos valores de tensão de referência para carregamento. O SoC varia de 9,0016% quando em 6,4 segundos para 98,0017% quando em 6,8 segundos e por fim, indo até 98,0047% em 7,2 segundos.

Figura 25 – Protótipo montado em bancada



Fonte: Autoria Própria (2024).

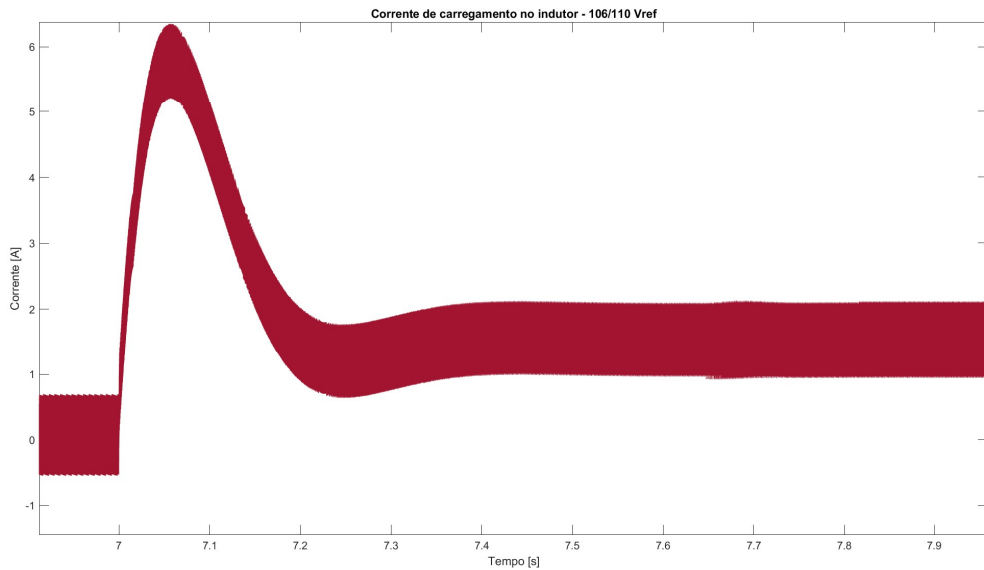
Figura 26 – Tensão de carregamento de simulação



Fonte: Autoria Própria (2024).

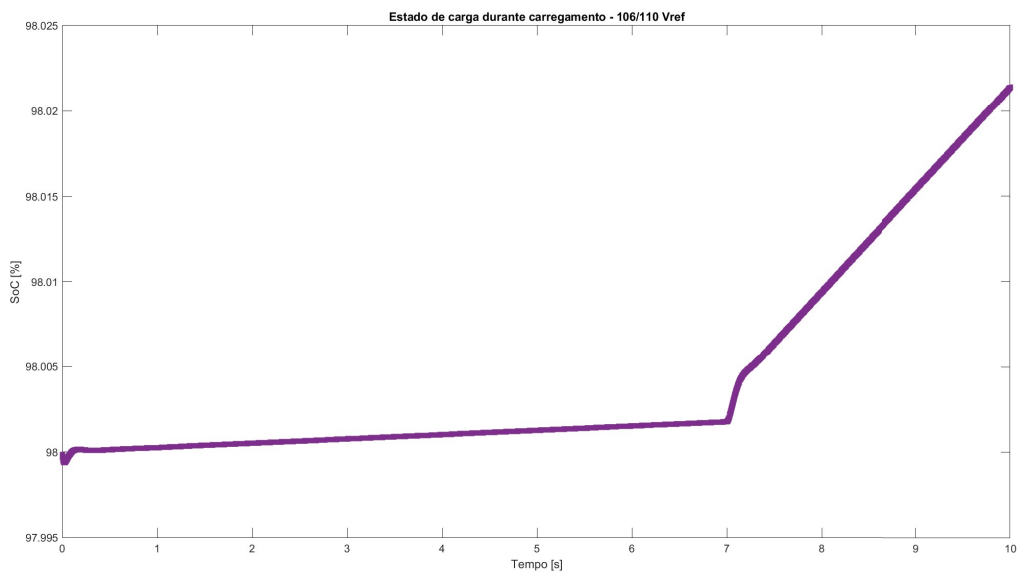
Também é possível observar que a tensão opera de maneira constante, sem ruídos, quando observada pelo modelo físico, pela Figura 29, mostrando que o próprio sistema é robusto contra ruídos em tensão. O valor da tensão RMS no osciloscópio se mostrou menor que o medido no multímetro, onde são 121,19 V e 123,5 V, respectivamente. No entanto, para ambos os casos de medição, nota-se que a busca pela referência em função do controle, acontece. o *ripple* para a tensão em simulação, assim como a corrente, não ultrapassou valores exorbitantes, se mantendo estável dentro de um intervalo de $\pm 0,03$ V. A mesma tensão no circuito físico do protótipo apresentou alguns volts de variação, em torno de ± 2 V, relação maior que

Figura 27 – Corrente de carregamento de simulação



Fonte: Autoria Própria (2024).

Figura 28 – Estado de carga de carregamento de simulação



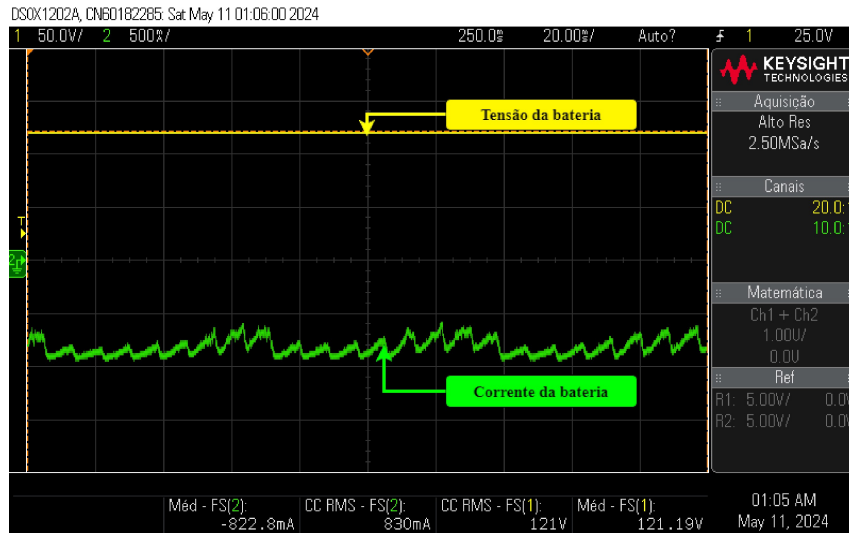
Fonte: Autoria Própria (2024).

a da simulação, no entanto, totalmente aceitável para os padrões estabelecidos. O Canal 1 em amarelo mostra a tensão sobre a bateria e o canal 2 mostra a corrente da bateria.

Mesmo que exista um erro de regime permanente não nulo na tensão, isso não indica que o controle PI não está funcionando para a planta proposta, visto que a descalibração do ADC do microcontrolador, somado com as perdas no sensoriamento impactam negativamente no resultado final, necessitando de ajustes finos não necessários para o momento. É garantido,

no entanto, que na interface do microcontrolador, a medição da tensão apresenta erro de regime permanente nulo com a leitura igual à referência pré-estabelecida.

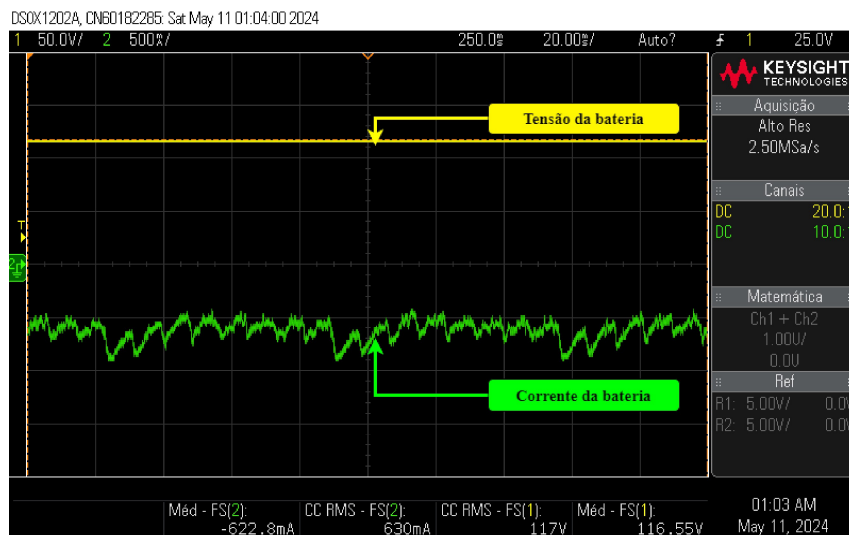
Figura 29 – Corrente de carregamento no protótipo para 125 V de tensão de referência



Fonte: Autoria Própria (2024).

O controle de tensão atua seguindo a referência estabelecida, podendo ser observado o comportamento resultante de acordo com a Figura 30, visto que a corrente diminui com a diminuição da tensão de referência.

Figura 30 – Corrente de carregamento no protótipo para 120V de tensão de referência

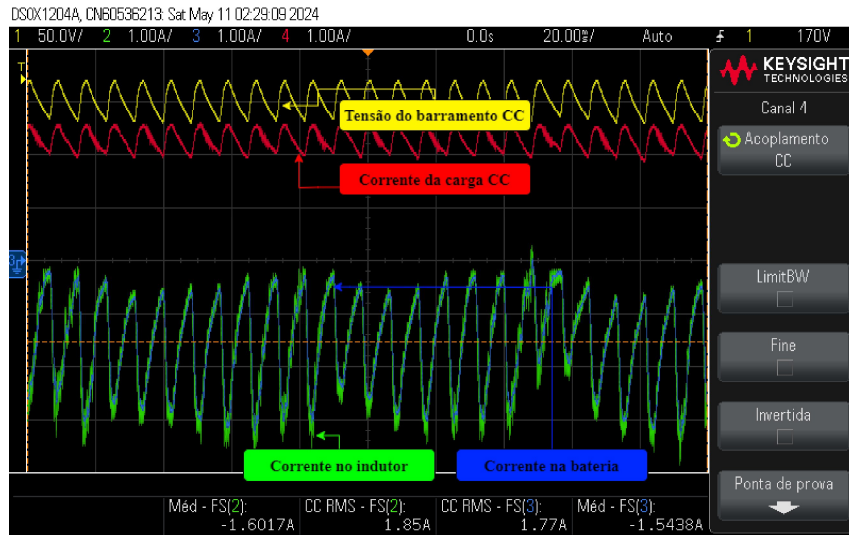


Fonte: Autoria Própria (2024).

Por meio da Figura 31, é possível observar as ondulações presentes na tensão do barramento CC, na corrente do indutor, na corrente da bateria e na corrente de carga. A carga, nesse caso, resistiva, foi conectada em paralelo com o barramento CC para que a mesma interprete uma carga CC presente na microrrede. Como a presença da carga, por consequência, existe mais energia do retificador, é de se esperar que a ondulação da tensão do barramento CC seja

alta, visto que a taxa de carregamento e descarregamento dos capacitores era a mesma, 120 Hz para diferentes níveis de corrente, resultando em maiores ondulações para maiores níveis de tensão e corrente provenientes do retificador não controlado. É possível diminuir essa ondulação aumentando a capacitância do barramento CC, no entanto, foram usados capacitores disponíveis no laboratório que servissem para a montagem do protótipo na bancada, por isso, uma capacitância de $440 \mu F$ foi utilizada.

Figura 31 – Comportamento do barramento CC e da bateria com a conexão da carga CC



Fonte: Autoria Própria (2024).

Ainda pela mesma Figura 31, é possível observar que a parcela da corrente média do indutor é a mesma que vai para a bateria, indicando que o processo de fluxo de potência está acontecendo corretamente, em mesma magnitude e forma de onda.

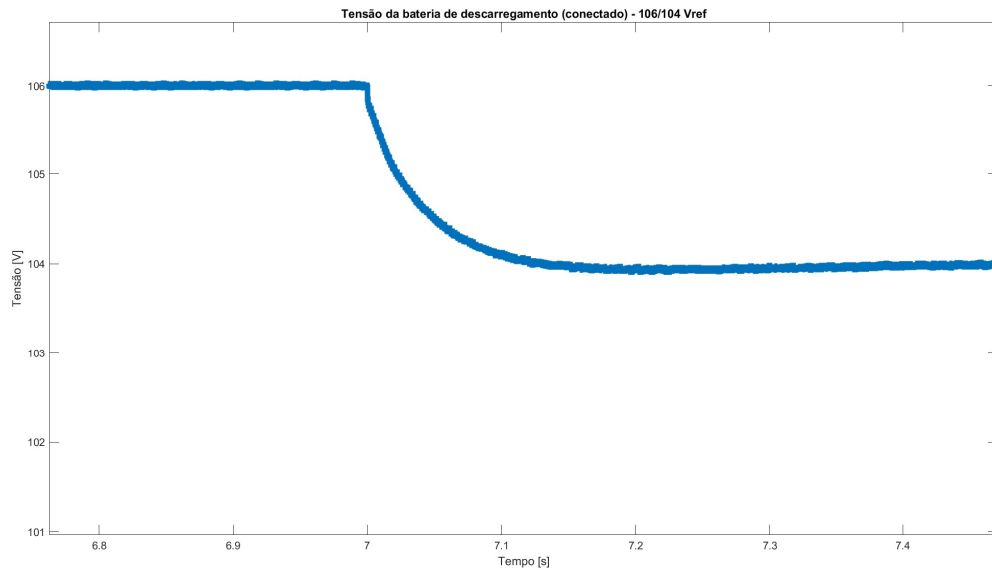
Seguindo no modo conectado, para o segundo banco de testes, referente ao descarregamento da bateria, alguns resultados análogos podem ser retirados em forma de comparação. Modificando a tensão de referência para um valor abaixo da tensão instantânea da bateria, respeitando o estado de carga existente, é possível descarregar a bateria com o sistema operando em modo conectado. Esse experimento pode ser observado de acordo com a Figura 32, que mostra o comportamento da tensão nessa configuração.

Para análise do comportamento da forma de onda da tensão da bateria, vale ressaltar que o estado de carga da bateria se manteve em 98% e a tensão foi abaixada de 106 V para 104 V, apenas.

Já para uma análise da corrente, o processo é repetido, nas mesmas configurações de parâmetros, resultando na forma de onda da Figura 33.

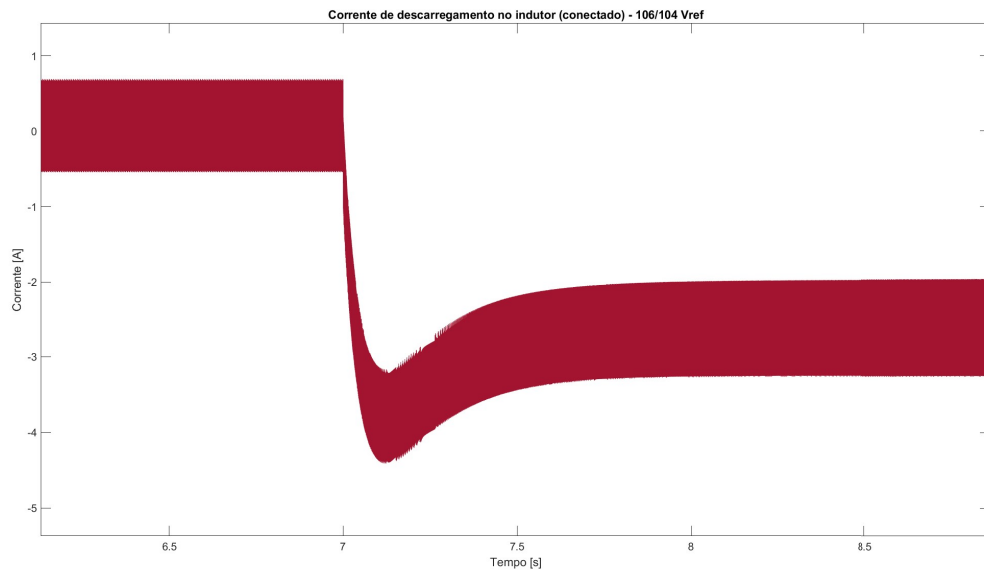
Ainda, para verificação do comportamento da bateria perante a alteração do valor de referência de "carregamento", uma análise do estado de carga pode ser feita como objetivo de garantir uma prova real do funcionamento do sistema, podendo ser observado a partir da Figura 34. O SoC vai de 98,0017% quando em 6,86 segundos para 98,0018% quando em 6,96 segundos. Ao atingir 7,06 segundos, o SoC alcança valores de 98,0012%.

Figura 32 – Tensão de descarregamento da bateria em modo conectado



Fonte: Autoria Própria (2024).

Figura 33 – Corrente de descarregamento da bateria em modo conectado

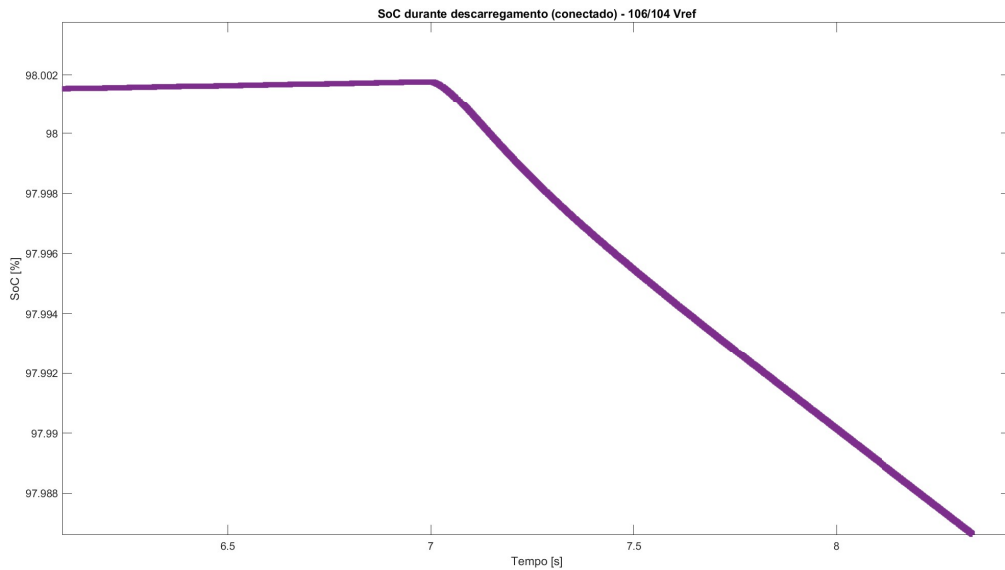


Fonte: Autoria Própria (2024).

Os testes realizados em protótipo que representam o descarregamento da bateria com a rede conectada no sistema podem ser observados na Figura 35. Dessa maneira, foi possível observar uma diminuição na ondulação tanto de tensão quanto de corrente, pois nessa etapa, a bateria age de forma contrária à drenagem de corrente da rede por parte da carga, de certa forma compensando o trabalho do retificador.

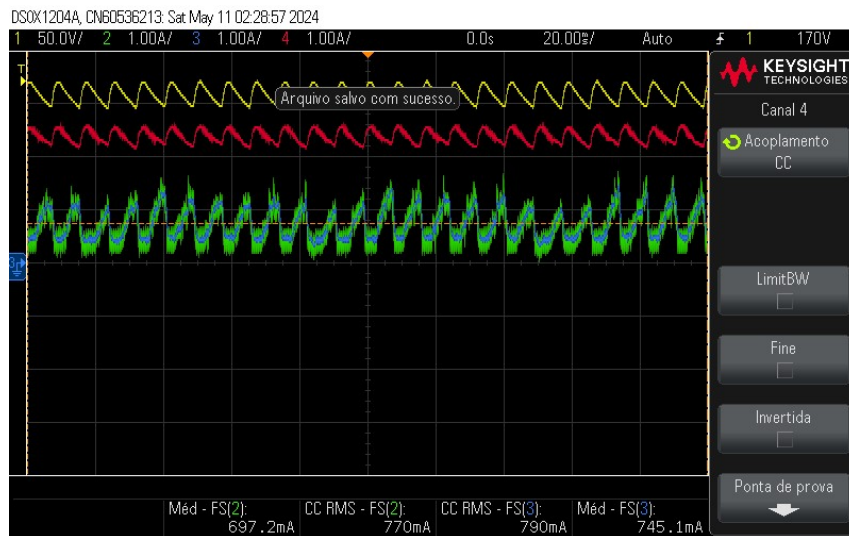
Nessa última figura, os canais são os mesmos que os que foram utilizados na Figura 31.

Figura 34 – Estado de carga de descarregamento da bateria em modo conectado



Fonte: Autoria Própria (2024).

Figura 35 – Comportamento do sistema no modo conectado para o descarregamento

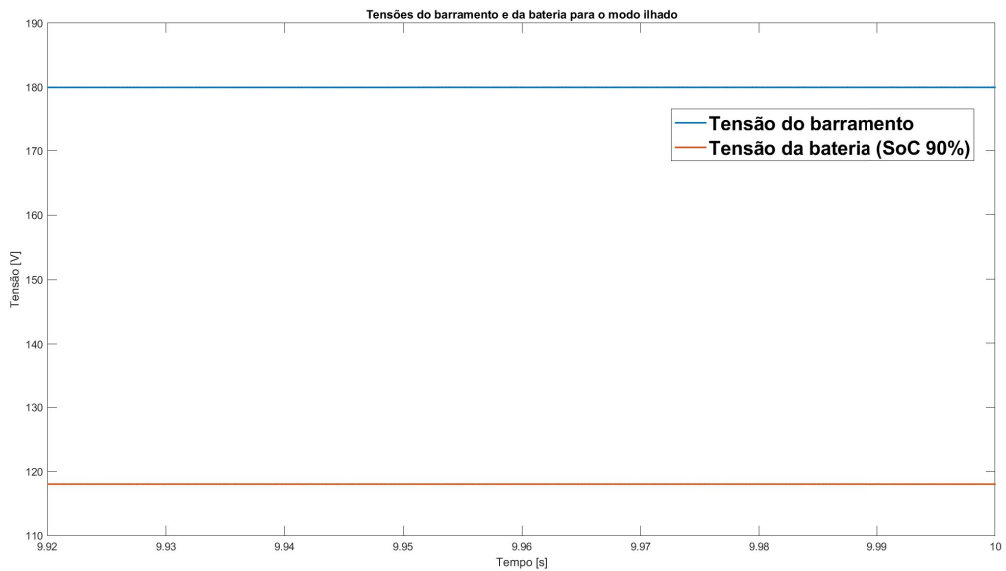


Fonte: Autoria Própria (2024).

Para o teste de modo ilhado, teste realizado somente em ambiente de simulação devido às limitações existentes na época de testes do protótipo, a tensão de alimentação é retirada, e agora, com o fluxo de potência invertido, o sistema conversor de energia fornece energia para o *DC-LINK*. Automaticamente, a referência se altera, e agora um novo nível de tensão se torna o principal parâmetro a ser controlado, deixando a tensão da bateria aberta para fornecer a energia necessária para a carga conectada em paralelo com o barramento CC. Nesse teste de simulação, com o conversor convertendo a tensão da bateria para o valor de barramento, considerando, uma margem de fase de 84° e ganhos em domínio contínuo de 0,0487 e 0,4021 proporcional e integral, respectivamente, ou até mesmo 0,0487 e -0,0487 discretizados, o resul-

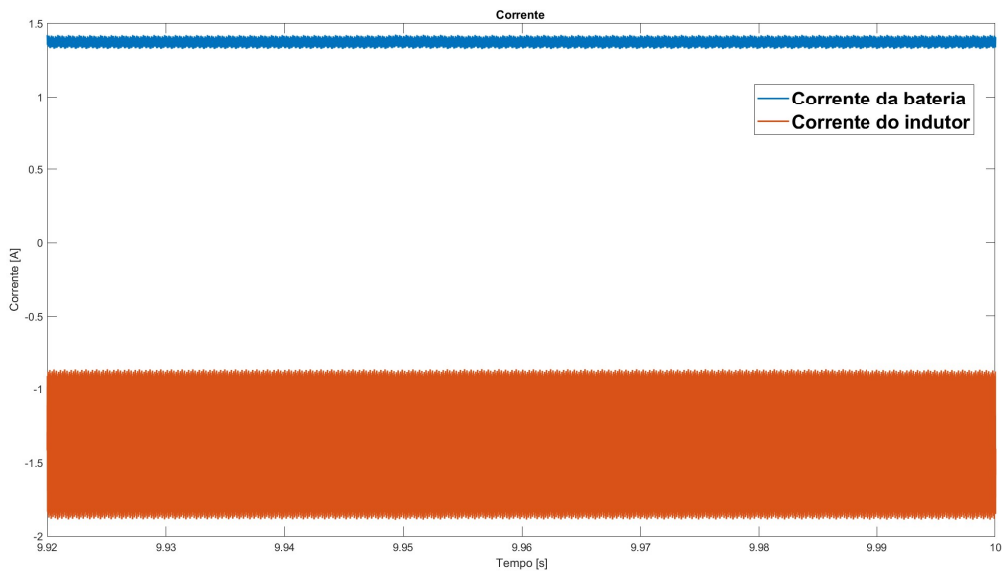
tado do ilhamento para tensão do barramento, tensão da bateria, corrente do indutor e corrente da bateria é visto na Figura 37.

Figura 36 – Simulação da tensão no barramento e na bateria para o modo ilhado



Fonte: Autoria Própria (2024).

Figura 37 – Simulação da corrente no indutor e na bateria para o modo ilhado



Fonte: Autoria Própria (2024).

5 CONCLUSÕES

Este trabalho teve como objetivo a construção de um protótipo para carregamento e descarregamento de baterias através de um conversor *buck Half-Bridge* pertencente à uma microrrede de estudo. Através dos resultados da implementação do conversor, foi possível obter uma tensão de saída controlada tanto para o carregamento quanto para o descarregamento que apresentasse erro de regime permanente nulo, com níveis de variações aceitáveis para o proposto. A tensão é controlada pela malha externa do conversor e opera a partir de uma referência imposta ao controle. Já a corrente da bateria, é controlada pela malha interna do conversor, se comportando de maneira oscilatória porém responsiva ao controle, entregando o desempenho necessário para que a corrente de carga e descarga não ultrapasse os limites de operação.

O método de controle utilizado foi a sintonização dos ganhos PI a partir da margem de fase da planta, e o controle PI foi utilizado pois a planta é do tipo zero, onde a operação conjunta dos dois se liquida em erros de regime permanente nulo. A implementação de todo o protótipo foi elaborada com ajuda dos estagiários do laboratório da universidade e a placa de aquisição faz parte de uma outra dissertação do mesmo departamento da COELT.

Espera-se que em implementações futuras, o *layout* da base seja remodelado, garantindo maior segurança e facilidade de acesso à medições para o operador, que a capacitância resultante do barramento CC aumente, aumentando assim a qualidade da energia no barramento e que mais uma placa de aquisição possa ser utilizada para o teste ilhado, desde que ela tenha capacidade para leitura maior que, no mínimo, 200 V.

REFERÊNCIAS

- AMIN, S. M.; WOLLENBERG, B. Toward a smart grid: power delivery for the 21st century. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 3, n. 5, p. 1–4, Out 2005. ISSN 1558-4216.
- ARAÚJO, F. M. U. de. **Sistemas de Controle**. 2007. Disponível em: <https://www.dca.ufrn.br/~meneghet/FTP/Controle/scv20071.pdf>. Acesso em: 09 jun. 2023.
- BACON, V. D. **ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS IMPLEMENTADOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**. 2015. 73 p. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná Câmpus Cornélio Procópio, Cornélio Procópio, 2015.
- BACON, V. D. **SISTEMA UPQC MULTIFUNCIONAL PROPOSTO PARA OPERAR COMO INTERFACE ENTRE MICRORREDES HÍBRIDAS E REDES CONCESSIONÁRIAS DE ENERGIA ELÉTRICA**. 2020. 138 p. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná Câmpus Cornélio Procópio, Cornélio Procópio, 2020.
- BACON, V. D. *et al.* Melhoria da eficiência energética em microrredes aplicando estratégia de controle baseada em termos ressonantes. **XIII CONGRESSO BRASILEIRO DE PLANEJAMENTO ENERGÉTICO**, v. 13, p. 1–4, Ago 2022.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência : conversores CC-CC básicos não isolados**: 2a edição. [S.l.]: Edição dos autores, 2006. ISBN 621.314.22.
- BASCOPE, G. V. T. **Conversor Flyback-Push-Pull alimentado em corrente com correção de fator de potência**. jun. 1996. 150 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, jun. 1996.
- BRASIL. **LEI No 9.991, DE 24 DE JULHO DE 2000**. 1a. ed. Brasil, 2000. Disponível em: https://www.planalto.gov.br/ccivil_03/leis/l9991.htm. Acesso em: 31 mar. 2024.
- BRASIL. **LEI Nº 10.438, DE 26 DE ABRIL DE 2002**. 1a. ed. Brasil, 2002. Disponível em: https://www.planalto.gov.br/ccivil_03/leis/2002/l10438.htm. Acesso em: 09 jun. 2023.
- BRASIL. **PORTARIA No 538, DE 15 DE DEZEMBRO DE 2015**. Brasil, 2015. Disponível em: <https://www.gov.br/mme/pt-br/acao-a-informacao/legislacao/portarias/2015/portaria-n-538-2015.pdf/view>. Acesso em: 03 abr. 2024.
- BRASIL. **LEI No 14.300, DE 6 DE JANEIRO DE 2022**. 1a. ed. Brasil, 2022. Disponível em: http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_ato2019-2022/2022/lei/L14300.htm. Acesso em: 18 abr. 2024.
- BRASIL. **PLANO DECENAL DE EXPANSÃO DE ENERGIA**. Brasil, 2022. Disponível em: https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/secretarias/spe/publicacoes/plano-decenal-de-expansao-de-energia/pde-2031/documento-final/pde-2031_revisaoposcp_rvfinal_v2.pdf/view. Acesso em: 09 jun. 2023.
- BRASIL. **RESOLUÇÃO NORMATIVA ANEEL No 1.059, DE 7 DE FEVEREIRO DE 2023**. Brasil, 2023. Disponível em: <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20231059.html>. Acesso em: 20 jun. 2023.
- BRASIL. **Micro e minigeração distribuída apresenta acréscimo de 7,4 GW em 2023**. Brasil, 2024. Disponível em: <https://www.gov.br/aneel/pt-br/assuntos/noticias/2024/>

micro-e-minigeracao-distribuida-apresenta-acrescimo-de-7-4-gw-em-2023. Acesso em: 18 abr. 2024.

BRASIL. **Perspectivas e Desafios para Baterias nos LRCAPs - DESTAQUES DAS CONTRIBUIÇÕES DA CP 160/2024 – LRCAP 2024**. 1a. ed. Brasil, 2024. Disponível em: <https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/noticias/mme-debate-perspectivas-e-desafios-para-as-baterias-no-sistema-interligado-nacional-1/SNTEPDPOGPerspectivaseDesafiosparaBateriasnosLRCAPV3.pdf>. Acesso em: 03 jul. 2024.

COPEL. **CHAMADA PÚBLICA COPEL DIS GD 001/2020 COMPRA DE ENERGIA ELÉTRICA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**. Paraná, Brasil, 2020. Disponível em: <https://www.copel.com/hpcweb/wp-content/uploads/2020/11/Edital-Chamada-Publica-DIS-GD001-2020site.pdf>. Acesso em: 19 jun. 2023.

EMADI, A. *et al.* **Integrated Power Electronic Converters and Digital Control**. CRC Press, 2017. (ISSN). ISBN 9781439800706. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=phX659AzaxUC>.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Springer US, 2001. (Online access with purchase: Springer). ISBN 9780792372707. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=On9-rJTR8ygC>.

G1. **Sem energia elétrica há 90 anos, comunidade isolada da BA ganha primeira rede de eletricidade 100% sustentável do Brasil**. 1a. ed. Bahia, Brasil, 2023. Disponível em: <https://g1.globo.com/ba/bahia/noticia/2023/02/06/sem-energia-eletrica-ha-90-anos-comunidade-isolada-da-bahia-ganha-primeira-rede-de-eletricidade-100p.html>. Acesso em: 09 jun. 2023.

HART, P. D. W. **Power Electronics**. McGraw-Hill Education, 2010. ISBN 9780073380674. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=mX6NxAEACAAJ>.

HURLEY, W.; WOLFLE, W.; BRESLIN, J. Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 4, p. 651–659, 1998.

JÚNIOR, L. J. H. F. **Avaliação Técnica e Econômica de uma Microrrede Operando Conectada à Rede Elétrica Utilizando Tecnologia de Peak Shaving**. 2022. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo (USP), São Paulo, Brasil, 2022.

KEONG, N. P. Small signal modeling of dc-dc power converters based on separation of variables. 2004.

KIM, Y.; YUN, S.; LEE, J. Soc estimation and bms design of li-ion battery pack for driving. **International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI)**, n. 14, p. 1–3, Jul 2017. ISSN 978-1-5090-3057-6.

KURUKSHETRA, H. Frequency control of a microgrid by using pi controller. **2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)**, p. 1, Jun 2015. ISSN 978-1-4673-6503-1.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [S.l.]: Founding Editor, 2004. ISBN 0-8247-5393-3.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. Wiley, 1995. ISBN 9780471584087. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=KbkQAQAAMAAJ>.

- NIA, M. S. S. *et al.* Analysis of skin effect in high frequency isolation transformers. **North American Power Symposium (NAPS)**, p. 1–4, Fev 2019. ISSN 978-1-7281-0407-2.
- ODO, P. A comparative study of single-phase non-isolated bidirectional dc-dc converters suitability for energy storage application in a dc microgrid. *In: 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 391–396.
- OLIVEIRA, G. H. *et al.* Tudo sobre microrredes no brasil: Desenvolvimento de microrredes com energia renovável. **O SETOR ELÉTRICO**, v. 16, n. 181, p. 22–24, 2021.
- PEREIRA, R. **A história de uma crise anunciada**. 1a. ed. São Paulo, 2006. Disponível em: https://www2.senado.leg.br/bdsf/bitstream/handle/id/323774/complemento_2.htm?sequence=3. Acesso em: 09 jun. 2023.
- PLETT, G. L. **Battery management systems, Volume I: Battery modeling**. [S.l.]: Artech House, 2015.
- PRADANA, B. B. *et al.* Charging a 60 v 20 ah sealed lead acid battery for electric motorcycle using the constant current-constant voltage method. *In: 2023 7th International Conference on Electrical, Telecommunication and Computer Engineering (ELTICOM)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 150–155.
- QIANG, B.; YAN, C.; ZHONGJIAN, W. The dynamic impedance modeling and simulation analysis of lithium battery cell in micro power grid. **2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**, v. 12, p. 1, Fev 2017. ISSN 2158-2297.
- RASHID, M. *et al.* **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications**. Elsevier Science, 2010. (Engineering). ISBN 9780080467658. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=41-7BMFjnnsC>.
- REHMAN, M. M. U. *et al.* Design and control of an integrated bms/dc-dc system for electric vehicles. **IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**, n. 17, p. 1–3, Jun 2016. ISSN 978-1-5090-1816-1.
- RIBEIRO, P. F. *et al.* Energy storage systems for advanced power applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 89, n. 12, p. 1–2, Dez 2001. ISSN 0018-9219.
- SANJAREH, M. B. *et al.* Cost comparison of various battery technologies for hybrid energy storage system application in an islanded microgrid. *In: 2021 11th Smart Grid Conference (SGC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- SANTOS, R. dos *et al.* Sistemas de armazenamento de energia baseados em baterias: tecnologias para sistemas de geração distribuída. *In: ____*. [S.l.: s.n.], 2023. ISBN 9786553603301.
- SHAFEE, A. *et al.* Technical comparison between lead-acid and lithium-ion batteries used in microgrid ups system. **IEEE IAS Global Conference on Renewable Energy and Hydrogen Technologies (GlobConHT)**, p. 1–5, Mar 2023. ISSN 979-8-3503-3212-4.
- SHAFIQ, Z.; EGGER, W. Study of charging strategies of lithium batteries and their effect on the batteries technologies. *In: 2022 IEEE 13th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 0540–0546.
- SHIM, J. W. *et al.* On droop control of energy-constrained battery energy storage systems for grid frequency regulation. **IEEE Access**, v. 7, p. 1–4, Nov 2019. ISSN 2169-3536.

SONG, H.; MITROVIC, V.; BOROYEVICH, D. Gate driver cm noise minimization by impedance balancing with integrated rogowski sensor. *In: 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1491–1497.

SUPPLIER. **DRIVER DUPLO - DRO100D25A**. Brasil, 2012. Disponível em: http://www.supplier.ind.br/site/arquivosprodutos/datasheet_dro100d25a_041212.pdf. Acesso em: 09 jun. 2023.

THORNTON. **CATÁLOGO DE FERRITE**. Brasil, 2015. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em: 09 jun. 2023.

TYTELMAIER, K. *et al.* A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems. *In: 2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 22–28.

VIAN, Â. *et al.* **Armazenamento de Energia: Fundamentos Tecnologia e Aplicações**. Editora Blucher. ISBN 9786555500578. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=NP8kEAAAQBAJ>.

WANG, J. *et al.* Review of bidirectional dc–dc converter topologies for hybrid energy storage system of new energy vehicles. **Green Energy and Intelligent Transportation 1 (2022)**, v. 1, n. 2, p. 1–2, Mai 2022. ISSN 2773-1537.

YAOQIN, J.; YINGCHUN, X.; YIJIE, H. Small-signal discrete-time modeling and digital control of the bi-directional dc/dc converters. **International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)**, p. 1–3, Out 2018. ISSN 978-1-5386-4190-3.