

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE GOIÁS
CÂMPUS ITUMBIARA
CURSO DE BACHARELADO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E
AUTOMAÇÃO**

ANA CLARA PEREIRA FERREIRA

**CONTROLADOR DE CARGA DE BATERIAS UTILIZANDO O
CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL *BUCK-BOOST***

**ITUMBIARA – GO
2024**



INSTITUTO FEDERAL
Goiás

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SECRETARIA DE EDUCAÇÃO PROFISSIONAL E TECNOLÓGICA
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
SISTEMA INTEGRADO DE BIBLIOTECAS

TERMO DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAÇÃO NO REPOSITÓRIO DIGITAL DO IFG - ReDi IFG

Com base no disposto na Lei Federal nº 9.610/98, AUTORIZO o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, a disponibilizar gratuitamente o documento no Repositório Digital (ReDi IFG), sem ressarcimento de direitos autorais, conforme permissão assinada abaixo, em formato digital para fins de leitura, download e impressão, a título de divulgação da produção técnico-científica no IFG.

Identificação da Produção Técnico-Científica

- | | |
|--|---|
| ☐ Tese | ☐ Artigo Científico |
| ☐ Dissertação | ☐ Capítulo de Livro |
| ☐ Monografia – Especialização | ☐ Livro |
| ☒ TCC - Graduação | ☐ Trabalho Apresentado em Evento |
| ☐ | |
| ☐ Produto Técnico e Educacional - Tipo: _____ | |

Nome Completo do Autor: Ana Clara Pereira Ferreira

Matrícula: 20161040100089

Título do Trabalho: Controlador de carga de baterias utilizando o conversor CC-CC bidirecional *buck-boost*.

Autorização - Marque uma das opções

1. ☒ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso aberto);
2. ☐ Autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG somente após a data ____/____/____ (Embargo);
3. ☐ Não autorizo disponibilizar meu trabalho no Repositório Digital do IFG (acesso restrito).

Ao indicar a opção **2 ou 3**, marque a justificativa:

- ☐ O documento está sujeito a registro de patente.
☐ O documento pode vir a ser publicado como livro, capítulo de livro ou artigo.
☐ Outra justificativa: _____

DECLARAÇÃO DE DISTRIBUIÇÃO NÃO-EXCLUSIVA

O/A referido/a autor/a declara que:

- i. o documento é seu trabalho original, detém os direitos autorais da produção técnico-científica e não infringe os direitos de qualquer outra pessoa ou entidade;
- ii. obteve autorização de quaisquer materiais inclusos no documento do qual não detém os direitos de autor/a, para conceder ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás os direitos requeridos e que este material cujos direitos autorais são de terceiros, estão claramente identificados e reconhecidos no texto ou conteúdo do documento entregue;
- iii. cumpriu quaisquer obrigações exigidas por contrato ou acordo, caso o documento entregue seja baseado em trabalho financiado ou apoiado por outra instituição que não o Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

Itumbiara, GO
Local

01/04/2024.
Data

Ana Clara Pereira Ferreira

Assinatura do Autor e/ou Detentor dos Direitos Autorais

ANA CLARA PEREIRA FERREIRA

**CONTROLADOR DE CARGA DE BATERIAS UTILIZANDO O
CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL *BUCK-BOOST***

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Banca examinadora do Curso de Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Campus Itumbiara, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador(a): Prof. Dr. Eric Nery Chaves.

**ITUMBIARA – GO
2024**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

F383c Ferreira, Ana Clara Pereira

Controlador de carga de baterias utilizando o conversor CC-CC bidirecional Buck-Boost./Ana Clara Pereira Ferreira.-- Itumbiara, 2024.

61 p. : il. color.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Câmpus Itumbiara, 2024.

Orientador: Prof. Dr. Eric Nery Chaves.

1. Baterias elétricas. 2. Energia elétrica - Produção. 3. Eletrônica de potência. I. Título. II. Chaves, Eric Nery. III. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás.

CDD 621.31

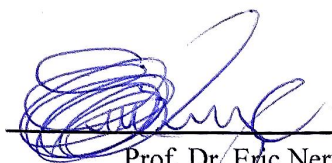
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás
Biblioteca Maria Gabriela Pacheco Pardey / Câmpus Itumbiara
Bibliotecário: Eduardo Pereira Resende CRB1/3266

Ana Clara Pereira Ferreira

Controlador de Carga de Baterias Utilizando o Conversor CC-CC Bidirecional
Buck-Boost

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca
avaliadora, parte dos requisitos para a obtenção do título de
bacharel em Engenharia de Controle e Automação junto ao
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de
Goiás (IFG), Câmpus Itumbiara.

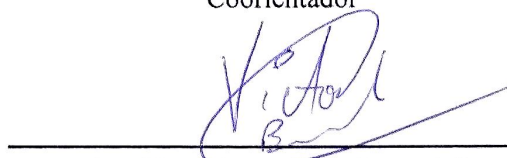
Aprovado em 01 de abril de 2024.



Prof. Dr. Eric Nery Chaves
IFG – Câmpus Itumbiara
Orientador



Prof. Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas
IFG – Câmpus Itumbiara
Coorientador



Prof. Dr. Victor Regis Bernadeli
IFG – Câmpus Itumbiara
Avaliador

Itumbiara/GO
2024

Dedico este trabalho a Deus que me concede
força e coragem para atingir os meus objetivos
e a minha família pelo incentivo e apoio durante
a jornada.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus pelo dom da vida, pelo fôlego que nos concede a cada dia, sustento e por estar ao meu lado em todos os momentos me capacitando e fortalecendo.

Aos meus familiares pelo apoio incondicional e carinho que recebi, em especial aos meus pais, que forneceram todo o suporte para que o meu crescimento profissional e humano fosse possível e por tornarem toda a minha educação possível, apesar de todas as dificuldades que encontraram pelo caminho.

Aos professores pelo empenho e pela transmissão dos seus conhecimentos ao longo desta graduação, minhas reais manifestações de respeito e gratidão.

Agradeço ao meu professor e orientador Eric Nery Chaves, que sempre me apoiou e acreditou em meu potencial para desenvolver as pesquisas deste trabalho,

Meus agradecimentos a todos os parceiros de faculdade pelas amizades conquistadas e pela troca de conhecimentos durante todos esses anos.

Agradeço a todos os funcionários do IFG, que contribuíram com o meu crescimento acadêmico e dedicam os seus esforços no desenvolvimento de uma educação de qualidade e acessível. Agradeço ao Instituto Federal de Goiás (IFG), por dar oportunidade para a minha formação em nível superior.

A realização desta monografia finaliza mais uma etapa em minha vida e gostaria de prestar meus sinceros agradecimentos, com profundo reconhecimento e gratidão às pessoas que contribuíram de forma direta ou indiretamente para a concretização deste trabalho.

*“[...] Tudo tem o seu tempo determinado e
há tempo para todo propósito debaixo do céu [...].”*

Bíblia (Eclesiastes 3:1)

Toda honra e glória a Deus.

RESUMO

O propósito deste trabalho compreende no estudo e desenvolvimento de um conversor bidirecional como interface entre o barramento CC e o sistema de baterias, atuando como controlador de carga de baterias, com a finalidade de que se possa manter a tensão no barramento CC regulada através do controle do fluxo de potência. O sistema apresentado é constituído de um conversor CC-CC bidirecional, que pode atuar como elevador (*Boost*) ou abaixador de tensão (*Buck*) dependendo de como os interruptores são acionados. A topologia proposta possibilita a transferência bidirecional de energia, permitindo que o banco de baterias atue como carga durante o carregamento ou como fonte quando fornece energia para o barramento, adaptando-se às características de cada processo e garantindo uma transição suave entre eles. Uma análise abrangente é conduzida através da modelagem de circuito de pequenos sinais em média linear para operação em modo de condução contínua. Para validar os modelos obtidos, as funções de transferência do circuito do conversor operando como *Buck* e *Boost* são apresentadas e empregando técnicas de controle, o projeto em malha fechada é realizado para atender ao fluxo bidirecional de potência e aos processos de carga e descarga de baterias garantindo a potência de saída necessária à carga e maior vida útil às baterias, pois a ondulação da corrente é um fenômeno que influencia na vida útil das baterias em sistemas de armazenamento de energia. A simulação computacional do sistema e os cálculos matemáticos de auxílio ao projeto dos compensadores foram realizados empregando-se o software MATLAB. Por fim, com os dados obtidos e analisados, as conclusões foram apresentadas.

Palavras-chave: Conversor Bidirecional, Controlador de carga, Baterias e Simulação computacional.

ABSTRACT

The purpose of this work involves the study and development of a bidirectional converter as an interface between the DC bus and the battery system, acting as a battery charge controller, with the purpose of maintaining the voltage on the DC bus regulated through control. of the power flow. The system presented consists of a bidirectional DC-DC converter, which can act as a voltage raiser (Boost) or lowerer (Buck) depending on how the switches are activated. The proposed topology enables bidirectional energy transfer, allowing the battery bank to act as a load during charging or as a source when supplying energy to the bus, adapting to the characteristics of each process and ensuring a smooth transition between them. A comprehensive analysis is conducted through linearly averaged small-signal circuit modeling for continuous conduction mode operation. To validate the models obtained, the transfer functions of the converter circuit operating as Buck and Boost are presented and employing control techniques, the closed loop design is carried out to meet the bidirectional power flow and battery charging and discharging processes. ensuring the output power required for the load and longer battery life, as current ripple is a phenomenon that influences the life of batteries in energy storage systems. The computer simulation of the system and the mathematical calculations to aid the design of the compensators were carried out using MATLAB software. Finally, with the data obtained and analyzed, conclusions were presented.

Keywords: *Bidirectional Converter, Charge Controller, Batteries and Computer Simulation.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Conversor Bidirecional <i>Buck-Boost</i> não isolado em modo de condução contínua.	15
Figura 2 – Operação e montagem para os modos <i>Buck</i> e <i>Boost</i> .	16
Figura 3 - Conversor <i>Buck</i> Convencional	19
Figura 4- Conversor <i>Boost</i> Convencional	19
Figura 5- Técnica de modulação tipo PWM.	21
Figura 6 - Conversor Bidirecional <i>Buck-Boost</i>	24
Figura 7 - Formas de onda da corrente no indutor para o conversor bidirecional.	24
Figura 8- Modo de carga da bateria	25
Figura 9- Modo de descarga da bateria	25
Figura 10- Circuito Etapa <i>Boost</i> durante o período de condução da chave.	30
Figura 11 - Circuito Etapa <i>Boost</i> durante o período de bloqueio da chave.	30
Figura 12 - Circuito Etapa <i>Buck</i> durante o período de condução da chave.	38
Figura 13 - Circuito Etapa <i>Buck</i> durante o período de bloqueio da chave.	38
Figura 14 - Diagrama de blocos de um processo básico de controle.	43
Figura 15 - Resposta da função de transferência na Etapa <i>Boost</i> .	45
Figura 16 - Resposta da função de transferência controlada na Etapa <i>Boost</i> .	46
Figura 17 - Resposta da função de transferência da tensão na Etapa <i>Buck</i> .	47
Figura 18 - Resposta da função de transferência da tensão controlada na Etapa <i>Buck</i> .	47
Figura 19 - Resposta da função de transferência da corrente na Etapa <i>Buck</i> .	48
Figura 20 - Resposta da função de transferência da corrente controlada na Etapa <i>Buck</i> .	49
Figura 21 - Gráfico método de carga corrente constante – tensão constante.	50
Figura 22 - Projeto Controlador de Carga de Baterias.	52
Figura 23 - Controle tensão de descarga das baterias - Etapa <i>Boost</i>	53
Figura 24 - Controle tensão de carga das baterias – Etapa <i>Buck</i> .	53
Figura 25 - Controle Corrente da Bateria	54
Figura 26 - Seletor modo de funcionamento do sistema.	54
Figura 27 - Simulação do Modo Carga de Baterias (Etapa <i>Buck</i>).	55
Figura 28 - Simulação do Modo de Descarga de Baterias (Etapa <i>Boost</i>).	56
Figura 29 - Simulação da Transição do Modo de Carga para o Modo de Descarga de baterias.	56

LISTA DE SIGLAS

C	Capacitor
CC	Corrente Contínua
d	Duty cycle (ciclo de trabalho do conversor)
D	Diodo
FS	Switching frequency (frequência de comutação)
IB	Corrente da bateria
i_C	Corrente do capacitor
i_D	Corrente do diodo
i_L	Corrente do indutor
i_R	Corrente do resistor
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
KD	Ganho derivativo
KI	Ganho Integral
KP	Ganho Proporcional
L	Indutor
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)
SOC	State of charge (Estado de carga)
VB	Tensão da Bateria
V_L	Tensão do indutor
Vmod	Sinal modulante
Vo	Voltage Output (tensão de saída)
Vs	Voltage Source (tensão de entrada)

V_x	Tensão do diodo
P_i	Input Power (potência de entrada)
P_o	Output Power (potência de saída)
T/ T_s	Período de chaveamento
T_{ON}	Tempo que a chave fica ligada
T_{OFF}	Tempo que a chave fica desligada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	13
1.2	OBJETIVOS	17
1.2.1	OBJETIVO GERAL	17
1.2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
2	FUNCIONAMENTO CONVERSORES CC-CC	17
2.1	CONVERSOR <i>BUCK</i> E <i>BOOST</i> UNIDIRECIONAL	18
2.2	MODULAÇÃO PWM PARA CONVERSORES	20
3	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS	22
3.1	CONVERSOR BIDIRECIONAL <i>BUCK-BOOST</i>	23
3.2	FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	25
3.2.1	MODO CARGA – ETAPA <i>BUCK</i>	25
3.2.2	MODO DESCARGA – ETAPA <i>BOOST</i>	25
3.3	VALORES DOS PARÂMETROS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO	42
3.4	ESPAÇO DE ESTADOS	26
3.5	MODELO PARA PEQUENOS SINAIS	27
3.6	OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	27
4	MODELAGEM DINÂMICA	29
4.1	MODELAGEM DINÂMICA ETAPA <i>BOOST</i>	30
4.2	MODELAGEM DINÂMICA ETAPA <i>BUCK</i>	38
5	SISTEMAS DE CONTROLE	43
5.1	PROJETO DOS CONTROLADORES	44
5.1.1	ETAPA <i>BOOST</i>	44
5.1.2	ETAPA <i>BUCK</i>	46
6	SISTEMA PROPOSTO	49
6.1	BATERIA	49
6.1.1	MODELAGEM BATERIA	50
6.1.2	MÉTODO DE CARREGAMENTO CORRENTE CONSTANTE - TENSÃO CONSTANTE	50
7	SIMULAÇÃO PROJETO CONTROLE DE FLUXO DE ENERGIA DA BATERIA	51
7.1	CONTROLADORES IMPLEMENTADOS	53
8	RESULTADOS SIMULAÇÃO	55
9	CONSIDERAÇÕES FINAIS	57
10	TRABALHOS FUTUROS	59
11	REFERÊNCIAS	60

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

O panorama global contemporâneo está em constante evolução socioeconômica, com uma crescente integração de máquinas nas indústrias, eletrônica nos lares e nos sistemas de transporte, buscando melhorar o conforto humano e aumentar a capacidade produtiva, resultando em um significativo aumento no consumo de energia elétrica.

No entanto, uma parcela substancial da oferta de energia elétrica ainda é proveniente de combustíveis fósseis, contribuindo para o aumento dos níveis de poluição e das emissões de gases de efeito estufa, representando uma ameaça ambiental e para a saúde humana. (BARROZO, 2010)

Para atender às crescentes demandas da sociedade e superar as lacunas na geração de energia, esforços têm sido direcionados para aumentar a participação de fontes renováveis na matriz energética, além de diversificar as fontes de energia para mitigar a vulnerabilidade do sistema. Paralelamente, é essencial desenvolver sistemas de armazenamento de energia eficazes para atender às necessidades do cenário energético em constante evolução. (SERÔDIO, 2018)

Nesse contexto, a geração de energia por meio de fontes renováveis representa tanto uma oportunidade quanto um desafio. Os desafios incluem a intermitência dessas fontes, a sua falta de sincronia natural com a demanda, a necessidade de conversão para armazenamento e a estabilidade do sistema. As oportunidades residem na superação desses desafios, especialmente em relação ao armazenamento e à estabilidade do sistema. (OLIVEIRA, 2016)

Esse desafio requer a adoção e o desenvolvimento de novas tecnologias nos processos de geração, transmissão e distribuição de energia, visando aprimorar a eficiência energética global, melhorar os mecanismos de controle e gestão das redes, e possibilitar uma maior participação dos usuários finais no planejamento e operação do sistema. (SILVA, 2013)

A produção de energia por fontes renováveis está sujeita a fatores naturais, o que pode exigir o armazenamento de energia em baterias para garantir um suprimento contínuo e aumentar a confiabilidade do sistema diante das variações na produção de energia.

As baterias elétricas, presentes desde o século XIX na maioria dos dispositivos elétricos e eletrônicos, desempenham um papel crucial ao armazenar energia para manter o funcionamento dos dispositivos quando não há energia sendo fornecida ao sistema. (OLIVEIRA, 2016)

Essas baterias consistem em conjuntos de células que podem ser conectadas em série ou em paralelo, armazenando energia química que é posteriormente convertida em energia elétrica

por meio de reações eletroquímicas. Podem ser classificadas em baterias primárias, que não podem ser recarregadas devido às suas características químicas, e baterias secundárias, que permitem recarga por meio de uma fonte de energia externa.

Atualmente, as baterias recarregáveis são de grande interesse, pois são amplamente utilizadas como fonte principal de energia em dispositivos portáteis e precisam atender continuamente às demandas das novas aplicações tecnológicas. Com a onipresença da interação humana com dispositivos tecnológicos e o aumento da portabilidade dos sistemas eletrônicos, torna-se essencial a incorporação de meios eficazes de armazenamento de energia, principalmente por meio de baterias eletroquímicas. (SERÔDIO, 2018)

É fundamental empregar conversores de potência e estratégias de controle para realizar com segurança e eficácia as operações de carga e descarga de baterias, visto que a eficiência, desempenho e vida útil de um sistema que utiliza baterias estão intrinsecamente ligados aos mecanismos e tecnologias de carga e descarga. O não cumprimento adequado dessas operações pode resultar em danos ou redução da vida útil das baterias. (SILVA, 2013)

Por conseguinte, esta baseia-se no estudo e desenvolvimento de um conversor bidirecional como interface entre o barramento CC e o sistema de baterias, atuando como controlador de carga de baterias, com a finalidade de que se possa manter a tensão no barramento CC regulada através do controle do fluxo de potência. O sistema apresentado é constituído de um conversor CC-CC bidirecional, que pode atuar tanto como elevador (*Boost*) quanto como abaixador de tensão (*Buck*) dependendo de como os interruptores são acionados e, obviamente, do fluxo de potência necessário. Ambas as situações podem ser atendidas por um único conversor CC-CC, que possui características de redução e elevação de tensão simultaneamente.

Os conversores CC-CC são responsáveis por converter uma tensão contínua em outro nível, entre duas fontes. Eles são compostos por semicondutores de potência, interruptores totalmente controlados, diodos, capacitores e indutores, que processam o fluxo de potência entre a fonte de entrada e a fonte de saída do conversor. Existem diversas topologias de conversores CC-CC, sendo os mais comuns os conversores *Buck* (abaixadores) e *Boost* (elevadores) de tensão. (SERÔDIO, 2018)

Os conversores bidirecionais CC-CC são classificados em isolados e não isolados. Os conversores não isolados são adequados para aplicações onde não são necessárias grandes variações de tensão entre a entrada e a saída do conversor.

Esses conversores são fundamentais para integrar bancos de baterias e fontes geradoras de energia, permitindo que, dependendo da condição de energia, o banco de baterias opere como carga ou forneça energia ao barramento.

O crescimento da demanda por aplicações que exigem armazenamento de energia resultou no aumento do uso de conversores CC-CC bidirecionais, que controlam o fluxo de energia entre a fonte de alimentação e a carga. (SILVA, 2013)

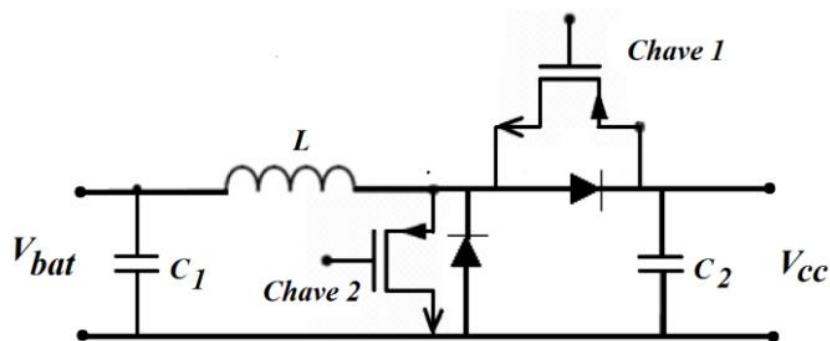
Devido às características do sistema a ser implementado, observa-se que as condições de carga podem ser atendidas por meio de um conversor CC-CC *Buck*, enquanto as condições de descarga da bateria podem ser satisfeitas por meio de uma configuração *Boost*, necessária para elevar a tensão.

A topologia proposta atua como conversor *Buck* quando o fluxo de potência é do barramento CC para a bateria, e como conversor *Boost* quando o fluxo de potência é inverso, do banco de baterias para o barramento CC. Nesse caso, sua aplicação é bidirecional, regulando a tensão do barramento e permitindo o fluxo bidirecional de energia, funcionando como abaixador ou elevador dependendo do sentido do fluxo de corrente.

Para a carga e descarga da bateria, é necessário saber qual método aplicar. Na literatura, o método mais comum para a carga é o de corrente constante - tensão constante, enquanto para a descarga é o de corrente constante. O controle da bateria para esses processos é interconectado por uma chave, com transição entre os modos feita por um circuito que monitora a tensão no barramento.

O conversor proposto permite a divisão de esforços nos componentes para as correntes que passam pelas chaves. A estrutura do conversor proposto realiza o carregamento do banco de baterias e mantém o nível de tensão do barramento CC regulado, havendo assim baixa relação de conversão entre a tensão de entrada e saída, e, portanto, é utilizado o conversor não isolado em modo de condução contínua.

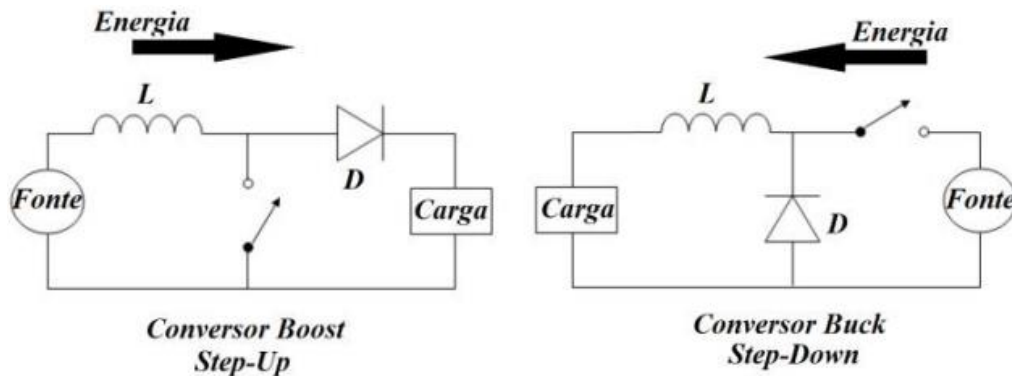
Figura 1 - Conversor Bidirecional *Buck-Boost* não isolado em modo de condução contínua.



Fonte: (BASTOS, 2013)

A operação e a montagem para os dois modos podem ser feitas de forma separada, conforme necessário para aumentar ou diminuir a tensão de entrada em relação à tensão de saída.

Figura 2 – Operação e montagem para os modos *Buck* e *Boost*.



Fonte: (BASTOS, 2013)

O trabalho apresenta análises quantitativas e qualitativas do funcionamento e projeto do conversor para os modos de operação *Buck* e *Boost*, destacando as etapas de operação. A análise qualitativa inclui as formas de onda do conversor e as etapas de operação, enquanto a análise quantitativa envolve o cálculo dos parâmetros dos componentes, observando a simetria entre os modos de operação.

A estratégia de controle do conversor deve prever a bidirecionalidade da corrente do indutor para os dois modos de operação. O conversor proposto é modelado para determinar as funções de transferência necessárias ao projeto das malhas de controle nos modos de operação *Buck* e *Boost*. Visando à estabilidade do conversor, adota-se a técnica de controle por modo de corrente média e uma estratégia de controle baseada na linearização das características do conversor para melhorar a resposta dinâmica.

O projeto de desenvolvimento em eletrônica de potência requer o uso de simulação computacional para prever o comportamento do sistema em diferentes condições. Assim, é possível testar as topologias e componentes, verificar sua viabilidade e validar o funcionamento do sistema. O conversor CC-CC utilizado nas simulações serve como interface entre uma fonte de alimentação e uma bateria durante o carregamento e a descarga, com a intensidade de corrente controlada por uma técnica de controle, que determina a comutação correta entre os semicondutores conforme o modo de operação.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GERAL

Com base no estudo dos conversores CC-CC, as suas características e demanda de energia requerida pelo sistema, o trabalho tem por objetivo desenvolver o projeto de um conversor CC-CC bidirecional abaixador e elevador de tensão para adequação das tensões e controle do fluxo de potência entre o barramento CC e o sistema de baterias, fornecendo energia através de um banco de baterias para o barramento CC e fluxo reverso onde há o carregamento de bateria.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para alcançar os objetivos propostos para esta monografia, algumas etapas e objetivos específicos são propostos:

- Estudo do funcionamento do conversor bidirecional como regulador de tensão do barramento CC através da interface com sistema de baterias;
- Dimensionamento e modelagem do conversor bidirecional no modo de condução contínua atuando como controlador de carga de bateria;
- Estudo de sistemas de armazenamento de energia e carregamento de baterias;
- Projeto de uma estrutura de controle que regule a tensão no barramento CC e realize o processo de carregamento do banco de baterias;
- Projetos de controle no modo corrente e no modo tensão para controlar o processo de carga/descarga das baterias;
- Validação do projeto de controle do conversor bidirecional com resultados de simulação por meio da representação gráfica das formas de onda do conversor;

2 FUNCIONAMENTO CONVERSORES CC-CC

Buscando um dispositivo a ser empregado no cenário apresentado, foram realizadas pesquisas bibliográficas e consultado o banco de dados do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos) para a compreensão do funcionamento de conversores CC-CC.

Os conversores de Eletrônica de Potência convertem a energia de uma forma para outra através do uso dos transistores como interruptores.

Através de uma estratégia de comando para abertura e fechamento de suas chaves, os conversores estáticos são capazes de elevar ou abaixar um determinado nível de tensão ou

corrente, sendo aplicados, em geral, para adequação das tensões entre barramentos e para a transferência de energia entre os mesmos (SEGUEL, 2009).

Os conversores não isolados não possuem o transformador em sua topologia e possuem um alcance de ganho menor, sendo adequados para aplicações onde não são necessárias grandes relações de transformação de tensão entre a entrada e a saída (BALDASSI, 2015).

Os conversores podem operar no regime de condução contínua, crítica e descontínua diante da análise da corrente do indutor.

A condução crítica encontra-se no limiar entre o regime de condução contínua e descontínua, e ocorre quando a corrente no indutor chega a zero exatamente no instante em que o transistor entra em condução. O modo de condução contínua (MCC), em que a corrente através do indutor flui continuamente ao longo do período de comutação sem decair a zero; e o modo de condução descontínua (MCD), em que a corrente que circula pelo indutor atinge zero antes do final do período de comutação.

O modo de condução contínua apresenta problemas inerentes de estabilidade causados pela presença do zero no semiplano da direita, entretanto, no modo de condução descontínua a incidência de picos de corrente e o esforço submetido às chaves e diodos são maiores (SEGUEL, 2009). Portanto, este trabalho delimita-se ao estudo do conversor em regime de condução contínua.

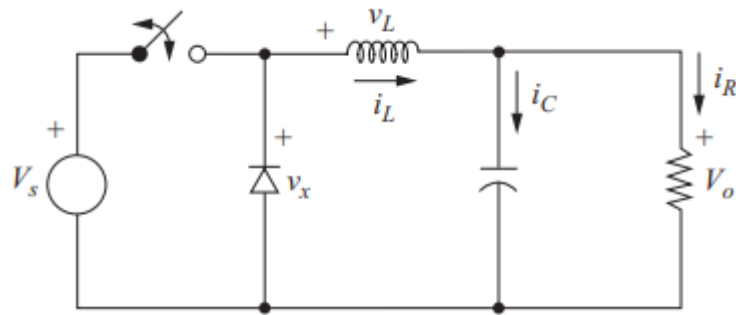
2.1 CONVERSOR *BUCK* E *BOOST* UNIDIRECIONAL

Os conversores CC-CC durante o processamento de energia entre duas fontes de corrente contínua, podem abaixar ou elevar a tensão, assim a Figura 3 apresenta o Conversor *Buck* Convencional e a Figura 4 apresenta o Conversor *Boost* convencional.

No conversor *Buck*, o capacitor reduz a ondulação de tensão e o indutor reduz a ondulação de corrente. O valor de tensão na saída é inferior ao valor da tensão de entrada e consequentemente a corrente na saída é maior que a corrente de entrada. O conversor *Buck* tem como característica, se comportar como uma fonte de tensão na sua entrada e uma fonte de corrente na sua saída. A função de transferência que representa o ganho estático do conversor, demonstrando a relação abaixadora da tensão de saída em relação a tensão de entrada do Conversor *Buck* é apresentada na Equação 2.1.1.

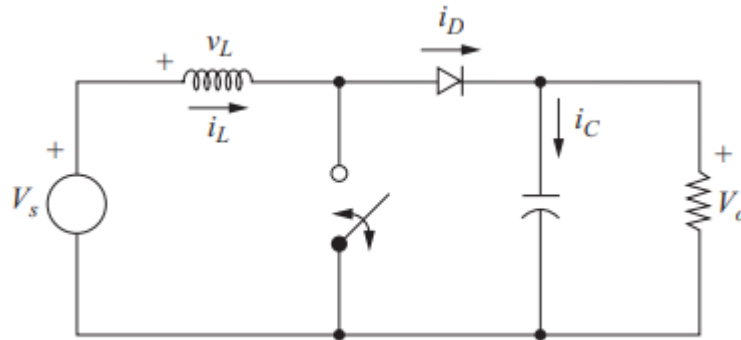
$$\frac{V_o}{V_s} = d \quad (2.1.1)$$

Figura 3 - Conversor *Buck* Convencional



Fonte: (HART, 2011)

Figura 4- Conversor *Boost* Convencional



Fonte: (HART, 2011)

A entrada do conversor *Boost* possui características de fonte de corrente devido à presença do indutor em série com a fonte de alimentação para reduzir a ondulação de corrente, e a saída do circuito atribui características de fonte de tensão devido ao capacitor conectado ao barramento de saída para reduzir a ondulação de tensão. E assim, a tensão média de saída produzida é maior que a tensão média de entrada.

A função de transferência que representa o ganho estático do conversor, demonstrando a relação elevadora da tensão de saída em relação a tensão de entrada do Conversor *Boost* é apresentada na Equação 2.1.2.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{(1-d)} \quad (2.1.2)$$

2.2 MODULAÇÃO PWM PARA CONVERSORES

A modulação é uma forma de converter um sinal contínuo (referência) em pulsos de comando para o acionamento dos transistores de potência.

A modulação determina a frequência, duração, sequência e o sincronismo dos pulsos de comando. O modulador PWM é composto pelo sinal de referência, sinal da portadora, modulador, gerador de sinal complementar e tempo morto.

O sinal de referência é o sinal desejado na saída do conversor. O sinal da portadora define a frequência de comutação dos semicondutores e o padrão dos pulsos de comando. O modulador (comparador) é o circuito responsável em comparar o sinal de referência com a portadora. A largura do pulso na saída do modulador varia de acordo com a amplitude do sinal de referência em comparação com o sinal portador, caracterizando, assim, a modulação por largura de pulso PWM.

O sinal de comando é obtido, geralmente, pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora).

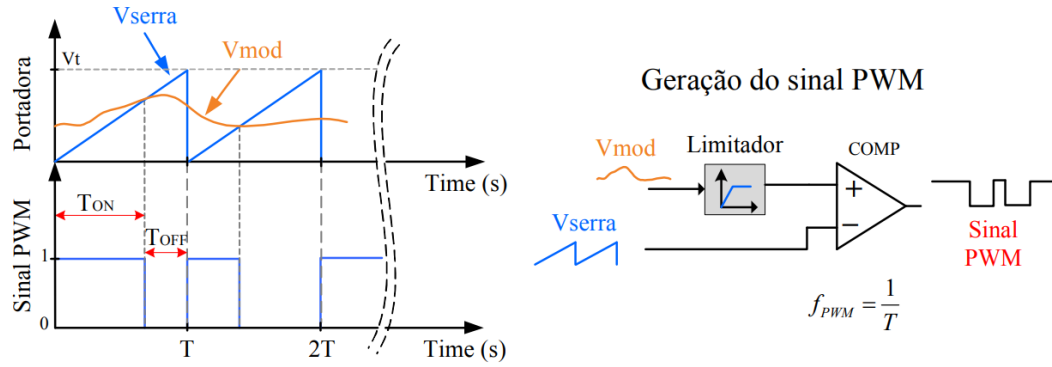
Um regulador de tensão de modo de comutação PWM gera uma onda de tensão retangular de alta frequência. O ciclo de trabalho (largura do pulso) da onda retangular varia para controlar a tensão de saída CC.

A tensão média de saída depende da relação entre o intervalo em que a chave permanece fechada e o período de chaveamento. Na modulação por largura de pulso (PWM) opera-se com frequência constante, variando-se o tempo em que o interruptor permanece conduzindo.

No controle do conversor a tensão de saída é controlada, em função da variação do ciclo de trabalho da chave de potência do conversor.

A Figura 5 apresenta a técnica de controle tipo PWM. Nesta técnica, um sinal modulante (V_{mod}) é comparado com uma onda dente de serra (portadora) para produzir uma forma de onda chaveada, de frequência fixa, cuja largura de seus pulsos seja proporcional à amplitude do sinal modulante. O sinal PWM é então aplicado para controlar a chave de potência do conversor. (PADILHA, 2011)

Figura 5- Técnica de modulação tipo PWM



Fonte: (PADILHA, 2011)

Para garantir a operação do conversor, é necessário o emprego de um circuito limitador para garantir que a amplitude do sinal modulante não ultrapasse o valor máximo do sinal da portadora. Com isso, o ciclo de trabalho do sinal PWM está compreendido entre 0 e 1. O ciclo de trabalho de um sinal PWM é definido por (PADILHA, 2011):

$$d = \frac{ton}{T} \quad (2.2.1)$$

Onde d é o ciclo e trabalho, ton é o tempo em que a chave permanece no estado acionado e T é o período de chaveamento.

3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

Realizado o estudo dos conversores unidirecionais, foi compreendido o seu princípio de funcionamento. Porém, no sistema proposto é necessário um conversor com capacidade de transferência de energia bidirecional, visto que ocorre a distribuição de energia entre geração e armazenamento.

Teoricamente, dois conversores unidirecionais independentes podem ser usados em paralelo para se obter transferência bidirecional de energia. Porém, a desvantagem reside no volume que estes dois conversores ocupam, no custo e na complexidade dos circuitos de controle.

Os diodos presentes nas topologias unidirecionais não permitem que a corrente flua em ambas as direções, mas com o emprego de dispositivos de comutação o sentido de cada condução pode ser controlado e o fluxo de corrente ocorre em ambas as direções.

Deste modo, torna-se mais vantajoso transformar um conversor unidirecional em bidirecional, aprimorando a capacidade de condução unidirecional dos conversores convencionais pelas chaves condutoras bidirecionais. (WENK, 2019)

Após a análise e comparação entre as topologias pesquisadas, foi escolhida a topologia do conversor CC-CC bidirecional *Buck-Boost* para aprofundamento do estudo, pois é uma estrutura compacta, com um menor número de chaves e consequentemente maior redução de perdas, além de uma boa transferência de potência,

3.1 CONVERSOR BIDIRECIONAL *BUCK-BOOST*

Devido à presença do diodo nos circuitos do conversor *Buck* e *Boost* apresentados nas Figuras 3 e 4 respectivamente, eles não têm a propriedade inerente do fluxo de potência bidirecional.

Esta limitação pode ser removida pela introdução de MOSFETS de potência que permitem a condução de corrente em ambas as direções para fluxo de energia bidirecional com a operação de comutação controlada.

A estrutura do Conversor Bidirecional *Buck* e *Boost* é composta pelo conversor *Buck* e *Boost* conectados em antiparalelo entre si, mas com o recurso adicional de fluxo de energia bidirecional. O conversor bidirecional permite inverter o fluxo de energia de maneira rápida e eficiente apenas controlando as razões cíclicas das chaves semicondutoras controladas.

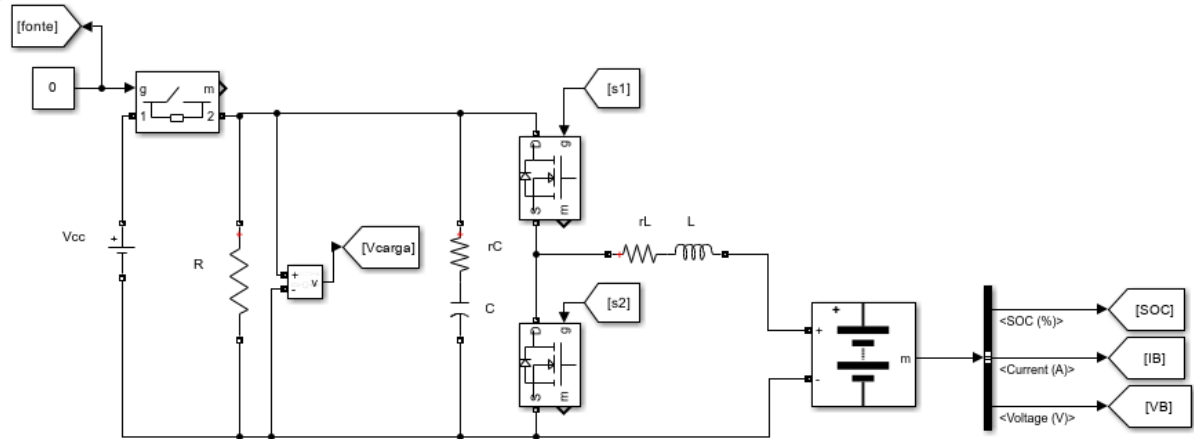
O conversor abordado neste estudo é aplicado entre o barramento CC e as baterias, realizando a conexão e conduzindo o fluxo de energia. O conversor opera de forma a adequar a tensão, tendo a função de fornecer energia para o barramento CC em que o conversor está ligado, como também fazer a recarga das baterias, recuperando parte da energia.

Para que o conversor *Buck* e o conversor *Boost* funcionem corretamente deve-se garantir que o banco de baterias deve ter uma tensão terminal inferior à tensão do barramento CC.

Quando a corrente elétrica flui do barramento CC para as baterias, o conversor atua como *Buck*, abaixando a tensão do barramento e carregando as baterias, logo a tensão e a corrente de carga são positivas.

Quando o sistema necessita da energia armazenada nas baterias a corrente flui no sentido oposto, então o conversor atua como *Boost*, caracterizando tensão positiva, mas corrente de carga negativa.

Figura 6 - Conversor Bidirecional *Buck-Boost*



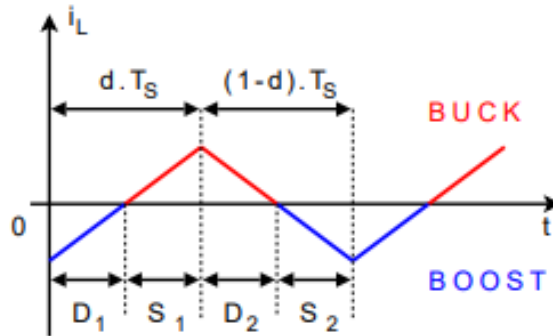
Fonte: Fonte: Elaborado pela autora (2023)

O ciclo de trabalho é definido como a razão entre o tempo de ativação do interruptor principal e o período total de comutação. Essa relação se mantém enquanto houver corrente contínua fluindo no indutor ou no Modo de Condução Contínua.

A Figura 7 ilustra a forma de onda da corrente no indutor para o conversor bidirecional onde se observa que as chaves semicondutoras controladas (s1 e s2) operam com razões cíclicas complementares (d e $1 - d$), onde d é definido em (2.3).

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1.1)$$

Figura 7 - Formas de onda da corrente no indutor para o conversor bidirecional.



Fonte: (DAMASCENO, 2008)

Durante a carga da bateria a corrente média no indutor, i_L , é positiva e durante a descarga a corrente tem polaridade negativa. O estágio *Buck* do conversor bidirecional é composto pelo dispositivo s1, sendo que a energia flui do barramento CC para o banco de baterias, enquanto que o estágio *Boost* é formado pelo dispositivo s2 e neste caso a energia flui do banco de baterias para o barramento CC.

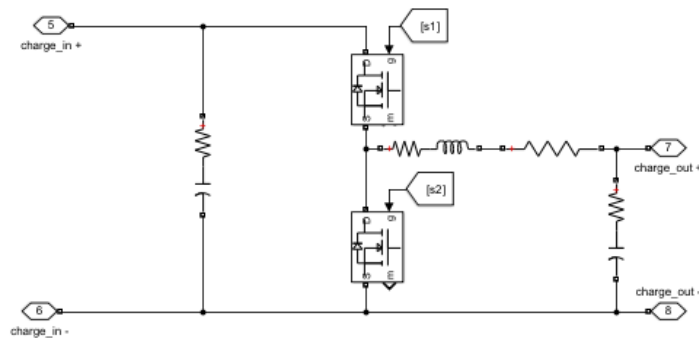
3.2 FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR *BUCK-BOOST*

A operação do conversor como modo *Buck* (carga) ou modo descarga (*Boost*) é determinada pela comutação dos MOSFETS (s1 e s2).

3.2.1 MODO CARGA – ETAPA *BUCK*

Para fornecer corrente para carregar a bateria, o conversor proposto funciona como *Buck*, que utiliza a propriedade de comutação do MOSFET [s1] e armazenamento de energia no indutor na forma de corrente, para obter a queda na tensão. Assim, a direção do fluxo de potência do conversor proposto é do barramento CC para o banco de baterias para carregar a bateria com a corrente.

Figura 8- Modo de carga da bateria

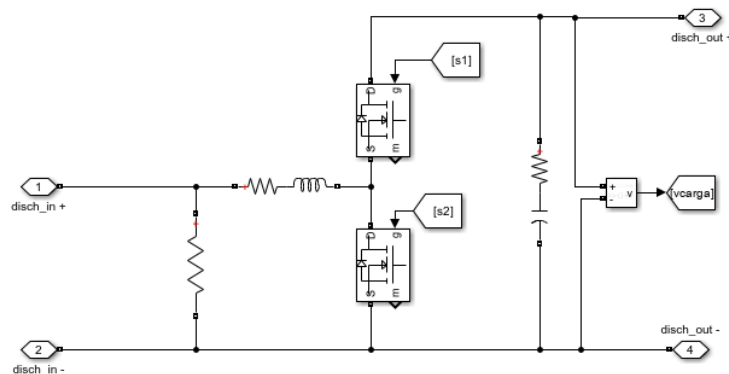


Fonte: Elaborado pela autora (2023)

3.2.2 MODO DESCARGA – ETAPA *BOOST*

O conversor funciona como um conversor *Boost* com a função de controle de corrente. Assim, a direção do fluxo de potência é do banco de baterias para o barramento CC para descarregar a bateria através da corrente do MOSFET [s2].

Figura 9- Modo de descarga da bateria



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

3.3 ESPAÇO DE ESTADOS

O conversor é constituído de dispositivos semicondutores, e assim apresenta um comportamento não-linear e invariante no tempo. Essas dificuldades podem ser superadas pelo uso de técnicas que utilizam a forma de onda média e o modelo de pequenos sinais durante um período de comutação, para se obter o comportamento dinâmico. (WENK, 2019)

A modelagem matemática de um sistema visa representá-lo por uma função de transferência, a qual determina o comportamento estático e dinâmico do mesmo através dos modelos individuais de cada etapa de funcionamento e pelo seu intervalo de tempo respectivo,

A técnica utilizada para a modelagem de conversores estáticos operando com PWM é a média de espaço de estados, que consiste em obter a média ponderada dos estados do circuito em relação à razão cíclica de operação sobre um período de comutação, através de uma representação vetorial–matricial.

A derivada do vetor de estados é a matriz em que os elementos são iguais às derivadas dos elementos correspondentes do vetor de estados. O vetor de entrada $u(t)$ contém as entradas independentes do sistema. As matrizes A e B contém constantes de proporcionalidade.

O vetor de estados $x(t)$ contém as variáveis de estado. Para descrever a dinâmica do sistema foram definidas as variáveis de estado, que determinam a dinâmica do sistema.

As equações diferenciais que formam a representação em espaço de estados do sistema, podem ser escritas conforme a Equação 3.3.1.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (3.3.1)$$

Em que:

$x(t)$: vetor de estados

$\frac{dx(t)}{dt}$: derivada do vetor de estados

$u(t)$: vetor de entrada

A : matriz de sistema

B : matriz de entrada

$$y = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \quad (3.3.2)$$

C : matriz de saída

D : matriz de transmissão de estados

3.4 MODELO PARA PEQUENOS SINAIS

A análise do comportamento dinâmico pode ser feita através de técnicas de linearização do funcionamento considerando pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente. Desta forma, obtém-se o modelo dinâmico de pequenos sinais através da injeção de uma perturbação nas variáveis de estado do sistema.

$$\langle x \rangle = X + \hat{x}, \quad (3.4.1)$$

$$\langle y \rangle = Y + \hat{y}, \quad (3.4.2)$$

$$\langle u \rangle = U + \hat{u}, \quad (3.4.3)$$

$$d = d_0 + \hat{d} \quad (3.4.4)$$

Como as perturbações tem valores muito menores do que de suas variáveis relacionadas, tem-se:

$$X \gg \hat{x}, \quad (3.4.5)$$

$$Y \gg \hat{y}, \quad (3.4.6)$$

$$U \gg \hat{u}, \quad (3.4.7)$$

$$d_0 \gg \hat{d} \quad (3.4.8)$$

$$\langle \dot{x} \rangle = [A_0 + d(A_1 - A_0) + \hat{d}(A_1 - A_0)]X + \quad (3.4.9)$$

$$[B_0 + d(B_1 - B_0) + \hat{d}(B_1 - B_0)]U +$$

$$[A_0 + d(A_1 - A_0) + \hat{d}(A_1 - A_0)]\hat{x}, +$$

$$[B_0 + d(B_1 - B_0) + \hat{d}(B_1 - B_0)]\hat{u}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt} = & (AX + BU) + A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \{(A_1 - A_0)X + (B_1 - B_0)U\}\hat{d}(t) + \\ & \{(A_1 - A_0)\hat{x}(t)\hat{d}(t) + (B_1 - B_0)\hat{x}(t)\hat{d}(t)\} \end{aligned} \quad (3.4.10)$$

3.5 OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Como em regime permanente as variáveis de estado não apresentam variações, as variáveis estão em equilíbrio:

$$AX + BU = 0 \quad (3.5.1)$$

$$Y = CX + DU \quad (3.5.2)$$

$Du = 0$, pois não existe alimentação de ação adiante.

A solução de espaço de estados do conversor é

$$X = -A^{-1}BU \quad (3.5.3)$$

$$Y = -CA^{-1}BU \quad (3.5.4)$$

Portanto as equações de estado do modelo de pequenos sinais são:

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + [(A1 - A2)X + [(B1 - B2)U]\hat{d} \quad (3.5.5)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + [(C1 - C2)X + [(D1 - D2)U]\hat{d} \quad (3.5.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$s\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + [(A1 - A2)X + [(B1 - B2)U]\hat{d}(s) \quad (3.5.7)$$

$$\hat{y}(s) = C\hat{x}(s) + [(C1 - C2)X + [(D1 - D2)U]\hat{d}(s) \quad (3.5.8)$$

Isolando $\hat{x}(s)$ e substituindo, pode-se obter uma função de transferência entre a variável de saída e a razão cíclica $\hat{d}(s)$ para o estágio de potência de um conversor de comutação operando no modo de condução contínua, dado por:

$$Tyd(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = C(sI - A)^{-1} + [(A1 - A2)X + (B1 + B2)U] + [(C1 + C2) + (E1 - E2)U] \quad (3.5.9)$$

Após as manipulações matriciais, pode-se concluir que a corrente é função direta de dois parâmetros independentes entre si: as variações ocorridas na tensão de entrada do conversor e a variação do ciclo de trabalho. Para projetar a malha de controle é preciso determinar as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor.

$$Gi = \frac{i(s)}{\hat{d}(s)} \quad (3.5.10)$$

$$Gv = \frac{v(s)}{\hat{v}(s)} \quad (3.5.11)$$

As equações 3.5.10 e 3.5.11 demonstram como pequenas variações nos vetores de entrada e razão cíclica excitam variações nos estados e nos vetores de saída. Através destas funções de transferência, a análise da reposta em frequência dos circuitos permite o projeto dos controladores, garantindo a melhoria na resposta dinâmica do conversor.

4 MODELAGEM DINÂMICA

Para a obtenção do modelo matemático de sistemas chaveamento, obtém-se o conjunto de EDOs capazes de descrever o comportamento do sistema, sendo que a situação do sistema em um determinado instante de tempo pode ser descrita por um conjunto de variáveis de estado.

Com as matrizes de espaço de estados que representam os circuitos em cada etapa de operação definidas, a matriz média, que constitui o sistema completo, é representada pela multiplicação linear das matrizes de cada etapa de operação, ponderadas pelo intervalo Δt , relativo a cada etapa de operação (WENK, 2019). Desta forma, as variáveis de estado são representadas por equações diferenciais que reproduzem a dinâmica do sistema.

Os elementos armazenadores de energia (tensão no indutor e corrente no capacitor) compõem o circuito e determinam a ordem das matrizes no espaço de estado, formando o vetor de estados $x(t)$. O conversor é alimentado por fontes independentes que formam o vetor $u(t)$. O vetor de saída $y(t)$ contém os sinais dependentes e de interesse.

Em regime permanente, o valor médio da tensão no indutor e o valor médio da corrente no capacitor são nulas, mas em regime transitório, os valores médios destas grandezas em um período de comutação são dados por:

Sabe-se que a corrente no capacitor pode ser encontrada pela Equação 4.1 (HART,2011).

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Em que:

i_C : corrente no capacitor [A];

$\frac{dv_C(t)}{dt}$: derivada da tensão no capacitor em relação ao tempo.

A queda de tensão no indutor pode ser encontrada com a Equação 4.2 (HART,2011).

$$v_L = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Em que:

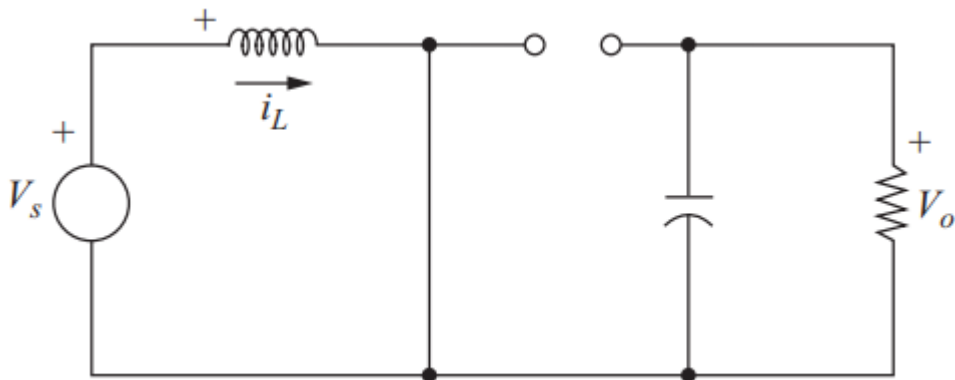
v_L : tensão no indutor [V];

$\frac{di_L(t)}{dt}$: derivada da corrente no indutor em relação ao tempo.

4.1 MODELAGEM DINÂMICA ETAPA *BOOST*

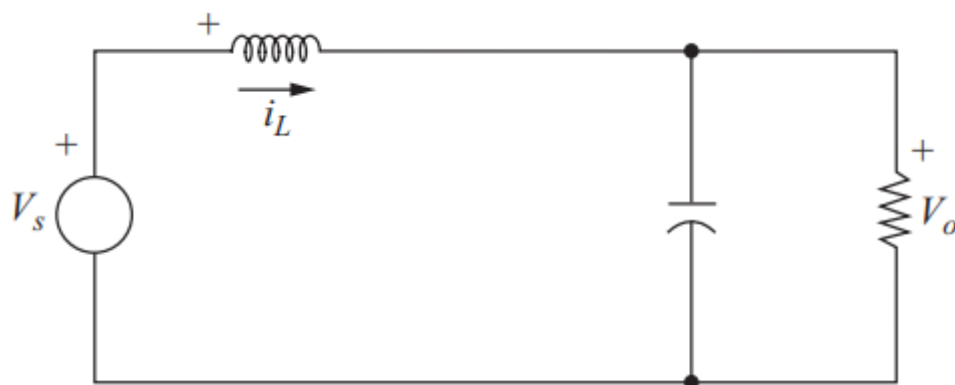
Para análise do comportamento dinâmico do conversor durante a Etapa *Boost*, será considerado seu funcionamento no MCC, onde o conversor apresenta dois estados, um durante o período de condução e outro durante o bloqueio da chave.

Figura 10- Circuito Etapa *Boost* durante o período de condução da chave.



Fonte: (HART,2011).

Figura 11 - Circuito Etapa *Boost* durante o período de bloqueio da chave.



Fonte: (HART,2011).

Considerando a seguinte equação de estado:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1.1)$$

$$\dot{x}d = A1dx + B1du \quad (4.1.2)$$

$$\dot{x}(1-d) = A2(1-d)x + B2(1-d)u \quad (4.1.3)$$

$$Amed = A1d + A2(1-d) \quad (4.1.4)$$

$$Bmed = B1d + B2(1-d) \quad (4.1.5)$$

$$\tilde{x} = Amed(x + \tilde{x}) + Bmedu \quad (4.1.6)$$

$$\tilde{x} = [A1d + A2(1-d)](x + \tilde{x}) + [B1d + B2(1-d)]u \quad (4.1.7)$$

$$\tilde{x} = [A1(d + \tilde{d}) + A2(1 - (d + \tilde{d}))](x + \tilde{x}) + [B1(d + \tilde{d}) + B2(1 - (d + \tilde{d}))] \quad (4.1.8)$$

$$\tilde{x} = [A1d + A1\tilde{d} + A2 - A2d - A2\tilde{d}](x + \tilde{x}) + [B1d + B1\tilde{d} + B2 - B2d - B2\tilde{d}]u \quad (4.1.9)$$

$$\tilde{x} = [A1dx + A1\tilde{d}x + A2x - A2dx - A2\tilde{d}x + A1d\tilde{x} + A1\tilde{d}\tilde{x} + A2\tilde{x} - A2d\tilde{x} - A2\tilde{d}\tilde{x}] + [B1du + B1\tilde{d}u + B2u - B2du - B2\tilde{d}u] \quad (4.1.10)$$

$$\tilde{x} = A1\tilde{d}x + A1d\tilde{x} + A2\tilde{x} - A2d\tilde{x} - A2\tilde{d}x + B1\tilde{d}u - B2\tilde{d}u \quad (4.1.11)$$

$$\tilde{x} = [\underbrace{(A1 - A2)d + A2}_{\text{Matriz de sistema (Amed)}}]\tilde{x} + \{\underbrace{(A1 - A2)x + [(B1 - B2)u]}_{\text{Vetor de acoplamento com a entrada}}\}\tilde{d} \quad (4.1.12)$$

Considerando o Conversor Boost com a chave fechada:

$$Vs - L \frac{diL}{dt} = 0 \quad (4.1.13)$$

$$\frac{diL}{dt} = \frac{Vs}{L} \quad (4.1.14)$$

$$\frac{CdvC}{dt} = -iC = \frac{-Vo}{R} = \frac{-Vc}{R} \quad (4.1.15)$$

$$\frac{dvC}{dt} = \frac{-Vc}{RC} \quad (4.1.16)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1.17)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.1.18)$$

$$x = \begin{bmatrix} iL \\ Vc \end{bmatrix} \quad y = [0 \quad 1]x \quad (4.1.19)$$

$$\begin{bmatrix} iL \\ Vc \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A1} \begin{bmatrix} iL \\ Vc \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B1} Vs \quad (4.1.20)$$

$$\Delta i_{Lsub} = \frac{V_s \cdot dT}{L} \quad (4.1.21)$$

$$i_{Lmax} = i_{Lmed} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.1.22)$$

$$i_{Lmin} = i_{Lmed} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.1.23)$$

$$P_s = P_o \quad (4.1.24)$$

$$V_s \cdot i_L = \frac{V_o^2}{R} \quad (4.1.25)$$

$$V_s \cdot i_L = \frac{V_s^2}{R(1-d)^2} \quad (4.1.26)$$

$$i_{Lmed} = \frac{V_s}{R(1-d)^2} \quad (4.1.27)$$

$$i_{Lmin} = i_{Lmed} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.1.28)$$

$$i_{Lmin} = \frac{V_s}{R(1-d)^2} - \frac{V_s dT}{2L} \quad (4.1.29)$$

No limiar do modo de condução crítica:

$$i_{Lmin} = 0 = \frac{V_s}{R(1-d)^2} - \frac{V_s dT}{2L} \quad (4.1.30)$$

$$\frac{V_s}{R(1-d)^2} = \frac{V_s d}{2Lminf} \quad (4.1.31)$$

$$Lmin \geq \frac{d(1-d)^2 R}{2f} \quad (4.1.32)$$

O valor do capacitor é determinado conforme a equação (12):

$$Cmin \geq \frac{dI_o}{2f\Delta V_o} \quad (4.1.33)$$

Onde ΔV_o é a ondulação de tensão de V_o .

Onde I_o é a corrente de saída e f é a frequência de chaveamento.

Considerando o Conversor *Boost* com a chave aberta:

$$V_s - L \frac{di_L}{dt} - V_c = 0 \quad (4.1.34)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s + V_c}{L} \quad (4.1.35)$$

$$\frac{CdvC}{dt} = ic \quad (4.1.36)$$

$$iL - iR = ic \quad (4.1.37)$$

$$iL - \frac{Vc}{R} = ic \quad (4.1.38)$$

$$\frac{dvC}{dt} = \frac{iL}{C} - \frac{Vc}{RC} \quad (4.1.39)$$

$$\begin{bmatrix} i\dot{L} \\ \dot{V}c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A2} \underbrace{\begin{bmatrix} iL \\ Vc \end{bmatrix}}_{B2} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B2} V_S \quad (4.1.40)$$

$$\Delta iL_{desc} = \frac{(V_S - V_o)(1-d)T}{L} \quad (4.1.41)$$

$$\Delta iL_{med} = \Delta iL_{sub} + \Delta iL_{desc} = 0 \quad (4.1.42)$$

$$\Delta iL_{med} = \frac{V_S d T}{L} + \frac{(V_S - V_o)(1-d)T}{L} = 0 \quad (4.1.43)$$

$$V_S = V_o(1-d) \quad (4.1.44)$$

Função que representa o ganho estático do conversor

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{1}{(1-d)} \quad (4.1.45)$$

Determinando o ganho estático através da matriz de estados:

$$A_{med} = A_1 d + A_2(1-d) \quad (4.1.46)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{d}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{(1-d)}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.1.47)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.1.48)$$

$$A_{med}^{-1} = \frac{adjA_{med}}{detA_{med}} \quad (4.1.49)$$

$$adjA_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{(1-d)}{C} \\ \frac{(1-d)}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.1.50)$$

$$adjA_{med} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(1-d)}{L} \\ -\frac{(1-d)}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.51)$$

$$\det A_{med} = \frac{(1-d)^2}{LC} \quad (4.1.52)$$

$$\frac{Y}{U} = \frac{V_o}{V_s} = -CA_{med}^{-1}B_{med}u \quad (4.1.53)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = [0 \quad -1] \frac{\begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{-(1-d)}{C} & 0 \end{bmatrix}}{\frac{(1-d)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.54)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{\begin{bmatrix} \frac{(1-d)}{C} & 0 \end{bmatrix}}{\frac{(1-d)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.55)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{(1-d)}{LC}}{\frac{(1-d)^2}{LC}} \quad (4.1.56)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-d} \quad (4.1.57)$$

Determinando a função de transferência a partir da equação de estado

$$\tilde{x} = [(A1 - A2)d + A2]\tilde{x} + \{(A1 - A2)x + [(B1 - B2)u]\tilde{d} \quad (4.1.58)$$

$$x = \begin{bmatrix} iL \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.1.59)$$

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad A2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.1.60)$$

$$B1 = B2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.61)$$

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iL \\ V_c \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (4.1.62)$$

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ \frac{-iL}{C} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (4.1.63)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ \frac{-iL}{C} \end{bmatrix} \quad (4.1.64)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.1.65)$$

$Du = 0$, pois não existe alimentação de ação adiante

$$y = Cx \quad (4.1.66)$$

$$yd = C1dx \quad (4.1.67)$$

$$y(1 - d) = C2(1 - d)x \quad (4.1.68)$$

$$y = [C1d + C2(1 - d)]x \quad (4.1.69)$$

$$x = x + \tilde{x} \quad (4.1.70)$$

Como o sistema é SISO (single input, single output), $C1=C2$, portanto:

$$y = C(x + \tilde{x}) \quad (4.1.71)$$

$$y = C\tilde{x} \quad (4.1.72)$$

$$y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} iL \\ VC \end{bmatrix} \quad (4.1.73)$$

Realizando a transformada de Laplace, da equação de estado, obtém-se:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1.74)$$

$$sx(s) = Ax + Bu \quad (4.1.75)$$

$$x(s) = Ax + Bu \quad (4.1.76)$$

$$x(s)(sI - A) = Bu(s) \quad (4.1.77)$$

$$x(s) = (sI - A)^{-1}Bu(s) \quad (4.1.78)$$

$$y(s) = Cx(s) \quad (4.1.79)$$

$$y(s) = C(sI - A)^{-1}Bu(s) \quad (4.1.80)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (4.1.81)$$

$$sI - Amed = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{(1-d)}{L} \\ -\frac{(1-d)}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.1.82)$$

$$(sI - Amed)^{-1} = \frac{adj(sI - Amed)}{\det(sI - Amed)} \quad (4.1.83)$$

$$adj(sI - Amed) = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{(1-d)}{C} \\ -\frac{(1-d)}{L} & s \end{bmatrix}^T \quad (4.1.84)$$

$$adj(sI - Amed) = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{-(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & s \end{bmatrix} \quad (4.1.85)$$

$$det(sI - Amed) = s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-d)^2}{LC} \quad (4.1.86)$$

$$det(sI - Amed) = \frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC} \quad (4.1.87)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (4.1.88)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = [0 \quad 1] \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{-(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & s \end{bmatrix}}{\frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC}} \begin{bmatrix} \frac{Vc}{L} \\ -\frac{iL}{C} \end{bmatrix} \quad (4.1.89)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\begin{bmatrix} \frac{(1-d)}{C} & s \end{bmatrix}}{\frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC}} \begin{bmatrix} \frac{Vc}{L} \\ -\frac{iL}{C} \end{bmatrix} \quad (4.1.90)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{(1-d)Vc - sLiL}{LC}}{\frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC}} \quad (4.1.91)$$

$$Vc = Vo \quad (4.1.92)$$

$$\frac{Vo}{Vs} = \frac{1}{1-d} \quad (4.1.93)$$

$$Vo = \frac{Vs}{1-d} \quad (4.1.94)$$

$$Pi = Po \quad (4.1.95)$$

$$VsiL = \frac{Vo^2}{R} \quad (4.1.96)$$

$$VsiL = \frac{Vs^2}{(1-d)^2 R} \quad (4.1.97)$$

$$iL = \frac{Vs}{(1-d)^2 R} \quad (4.1.98)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{(1-d)Vs}{(1-d)} - \frac{sLVs}{(1-d)^2 R}}{\frac{LC}{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}} \quad (4.1.99)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{Vs(1 - \frac{sL}{(1-d)^2 R})}{LRC} R}{\frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC}} \quad (4.1.100)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{\frac{VsR(1 - \frac{sL}{(1-d)^2 R})}{LRC}}{\frac{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2}{LRC}} \quad (4.1.101)$$

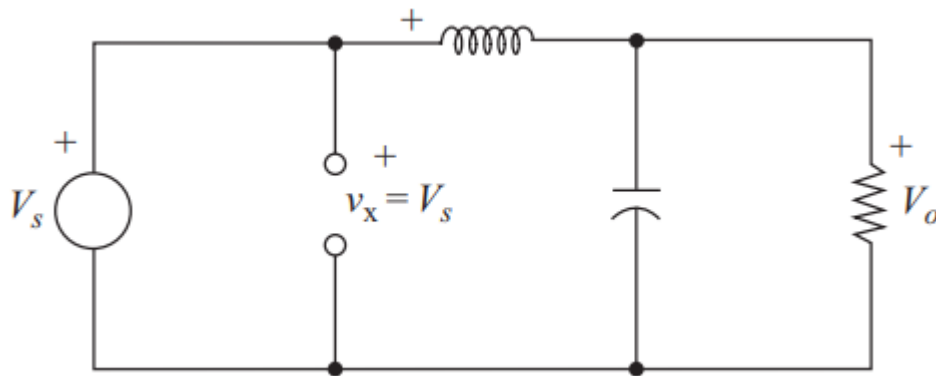
$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{VsR(1 - \frac{sL}{(1-d)^2 R})}{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2} \quad (4.1.102)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{Vs[R - \frac{sL}{(1-d)^2}]}{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2} \quad (4.1.103)$$

4.2 MODELAGEM DINÂMICA ETAPA *BUCK*

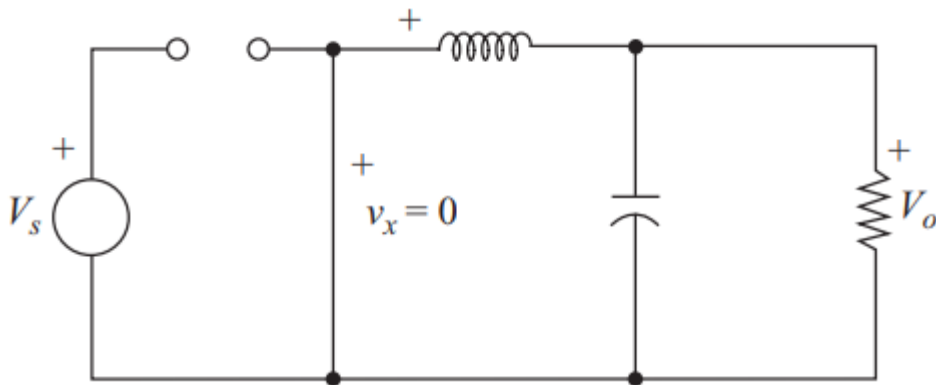
Para análise do comportamento dinâmico do conversor durante a Etapa *Buck*, será considerado seu funcionamento no MCC, onde o conversor apresenta dois estados, um durante o período de condução e outro durante o bloqueio da chave.

Figura 12 - Circuito Etapa *Buck* durante o período de condução da chave.



Fonte: (HART,2011).

Figura 13 - Circuito Etapa *Buck* durante o período de bloqueio da chave.



Fonte: (HART,2011).

O primeiro estado é considerado para a chave conduzindo, Figura 11. Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões têm-se as seguintes equações:

$$V_s - V_L - V_o = 0 \quad (4.2.1)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.2.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_o}{L} \quad (4.2.3)$$

$$i_L - i_C - i_o = 0 \quad (4.2.4)$$

$$iC = C \frac{dVc}{dt} \quad (4.2.5)$$

$$C = \frac{Vo \cdot (Vs - Vo)}{8 \cdot L \cdot \Delta Vo \cdot Vs \cdot fs^2} \quad (4.2.6)$$

$$L = \frac{Vo \cdot (Vs - Vo)}{\Delta I \cdot f \cdot Vs} \quad (4.2.7)$$

$$\frac{dVc}{dt} = \frac{iL}{C} - \frac{Vc}{RC} \quad (4.2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x1} \\ \dot{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} Vs \quad (4.2.9)$$

Aplicando a Lei de Kirchhorff das tensões quando a chave está aberta:

$$VL = -Vc \quad (4.2.10)$$

$$\frac{diL}{dt} = \frac{-Vc}{L} \quad (4.2.11)$$

$$iL - iC - io = 0 \quad (4.2.12)$$

$$iC = C \frac{dVc}{dt} \quad (4.2.13)$$

$$\frac{dVc}{dt} = \frac{iL}{C} - \frac{Vc}{RC} \quad (4.2.14)$$

A representação matricial das equações é dada pela equação:

$$\begin{bmatrix} \dot{x1} \\ \dot{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} Vs \quad (4.2.15)$$

Realizando a média das duas etapas de operação para o modo *Buck*, resulta em:

$$\begin{bmatrix} \dot{x1} \\ \dot{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V \quad (4.2.16)$$

$$\begin{bmatrix} y1 \\ y2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x1 \\ x2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vs \quad (4.2.17)$$

Para obter a função de transferência que represente a tensão de saída do conversor *Buck* em função da razão cíclica, será utilizada a técnica de modelagem por espaço de estados.

$$\dot{x} = A\bar{x} + Bu \quad (4.2.18)$$

Foram obtidas as equações referentes aos dois estágios de operação do conversor $(0, dT)e(dT, T)$, por meio de representações matriciais, que obedecem aos seguintes equacionamentos.

$$\dot{x}d = \dot{A}1\bar{d}(s)\bar{x} + B1\bar{d}(s)u \quad (4.2.19)$$

$$\dot{x}(1-d) = \dot{A}2(1-\bar{d})(s)\bar{x} + (1-\bar{d})(s)B2u \quad (4.2.20)$$

$$\dot{A} = \dot{A}1\bar{d}(s) + \dot{A}2(1-\bar{d})(s) \quad (4.2.21)$$

$$\dot{B} = B1\bar{d}(s) + B2(1-\bar{d})(s) \quad (4.2.22)$$

Aplicando as equações, obtemos:

$$\dot{x} = [\dot{A}1\bar{d}(s) + \dot{A}2(1-\bar{d})(s)]x + [B1\bar{d}(s) + B2(1-\bar{d})(s)]u \quad (4.2.23)$$

$$\dot{A}1 = \dot{A}2 \quad (4.2.24)$$

$$B2 = 0 \quad (4.2.25)$$

Aplicando tais igualdades na equação, obtém-se:

$$\dot{x} = \dot{A}1\bar{x} + B1u\bar{d}(s) \quad (4.2.26)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se:

$$I \cdot s \cdot \dot{x}(s) = \dot{A}1\bar{x}(s) + B1u\bar{d}(s) \quad (4.2.27)$$

Onde I é a matriz de identidade, portanto:

$$\dot{x}(s) \cdot [sI - \dot{A}1]\bar{x}(s) = B1u\bar{d}(s) \quad (4.2.28)$$

$$\dot{x}(s) = [sI - \dot{A}1]^{-1}\bar{x}(s) \cdot B1u\bar{d}(s) \quad (4.2.29)$$

$$[sI - \dot{A}1] = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.2.30)$$

$$[sI - \dot{A}1] = \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.2.31)$$

$$[sI - \dot{A}1]^{-1} = \frac{adj(sI - A1)}{det(sI - A1)} \quad (4.2.32)$$

$$adj[sI - \dot{A}1] = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & s \end{bmatrix}^T \quad (4.2.33)$$

$$adj[sI - \dot{A}1] = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \quad (4.2.34)$$

$$det[sI - \dot{A}1] = s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} \quad (4.2.35)$$

$$det[sI - \dot{A}1] = \frac{LRCs^2 + Ls + R}{LRC} \quad (4.2.36)$$

Aplicando as equações obtemos:

$$[sI - \dot{A}1]^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{RC} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix}}{\frac{LRCs^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.37)$$

$$[sI - \dot{A}1]^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} \frac{sCrC+1}{Crc} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix}}{\frac{LRCs^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.38)$$

$$\bar{x}(s) = \frac{\begin{bmatrix} \frac{(sRC+1)V\bar{s}\bar{d}(s)}{LRC} \\ \frac{V\bar{s}\bar{d}(s)}{LC} \end{bmatrix}}{\frac{LRCs^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.39)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}L \\ \dot{v}C \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} (sRC+1)V s \bar{d}(s) \\ LRC \\ V s \bar{d}(s) \\ LC \\ LRC s^2 + Ls + R \\ LRC \end{bmatrix}}{\frac{LRC s^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.40)$$

Para obter a função de transferência referente a tensão no capacitor:

$$\dot{V}C = \frac{\frac{V s \bar{d}(s)}{LC}}{\frac{LRC s^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.41)$$

$$\dot{V}C = \frac{V s \bar{d}(s) R}{LRC s^2 + Ls + R} \quad (4.2.42)$$

$$\frac{\dot{V}C}{\bar{d}(s)} = \frac{Vs}{LC(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC})} \quad (4.2.43)$$

Para obter a função de transferência que represente a corrente de saída do conversor *Buck* em função da razão cíclica, utiliza-se a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}L \\ \dot{v}C \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} (sRC+1)V s \bar{d}(s) \\ LRC \\ V s \bar{d}(s) \\ LC \\ LRC s^2 + Ls + R \\ LRC \end{bmatrix}}{\frac{LRC s^2 + Ls + R}{LRC}} \quad (4.2.44)$$

$$\dot{i}L = \frac{(sRC+1)V s \bar{d}(s)}{LRC s^2 + Ls + R} \quad (4.2.45)$$

$$\frac{\dot{i}L}{\bar{d}(s)} = \frac{(sRC+1)V s}{LRC s^2 + Ls + R} \quad (4.2.46)$$

4.3 VALORES DOS PARÂMETROS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO

Para o cálculo dos parâmetros utilizados na simulação, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada foi estabelecida como sendo de 2:1, isso indica que a tensão de saída é o dobro da tensão de entrada. O valor da frequência de comutação foi estabelecido como 1000 Hz, este valor se refere à taxa na qual os transistores, alternam entre os estados ligado e desligado.

Os valores do indutor e capacitor para serem utilizados na simulação foram previamente calculados, através das equações para o modo *Boost* (Equação 4.1.32 e Equação 4.1.33) e modo *Buck* (Equação 4.2.6 e Equação 4.2.7) apresentadas respectivamente nos itens 4.1 e 4.2; na comparação dos resultados obtidos no cálculo do indutor e capacitor, o modo *Buck* demonstrou valores mais elevados e, portanto, foi utilizado na simulação por ser o mais crítico. A resistência em série com o indutor foi definida como 1% do valor do indutor, e a resistência em série do

capacitor como 0.1% do valor do capacitor. A Tabela 1 exibe os valores de todos parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 1 – Valores dos parâmetros utilizados na simulação.

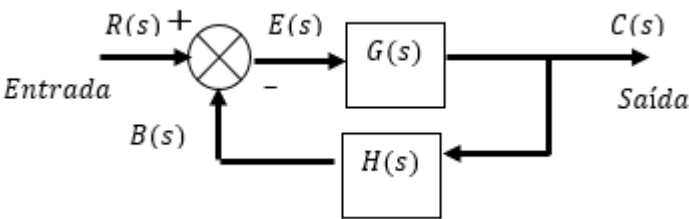
Parâmetros	Valores
Tensão no barramento CC (Vcc)	48V
Resistor (Carga) (R)	6Ω
Resistência em série com o capacitor (rC)	0.001 Ω
Capacitor (C)	1000uF
Resistência em série com o indutor (rL)	0.05Ω
Indutor (L)	$5.76e^{-4}$ H
Tensão da bateria (VB)	24V

Fonte: Elaborado pela autora (2023)

5 SISTEMAS DE CONTROLE

O sistema de controle em malha fechada realiza uma comparação do valor de saída de um processo a um valor de referência desejado. Detectado uma diferença entre a referência e a resposta, implementa-se um controlador que gera uma ação de controle que diminui o desvio da saída em comparação com a referência desejada, compensando os efeitos de perturbações. (NISE, 2013)

Figura 14 - Diagrama de blocos de um processo básico de controle.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Quando a ação de controle é linearmente proporcional ao erro de processo em malha fechada, ao elevar o ganho do controlador proporcional, tende-se a reduzir o erro em regime permanente para sistemas sem polo na origem. Com o aumento do ganho, o erro estacionário pode ser diminuído, por outro lado, aumentando o ganho, podem aparecer oscilações e mesmo levar o sistema à instabilidade. (NISE, 2013)

Para anular o erro em regime permanente para uma entrada do tipo degrau, para sistemas sem polo na origem, pode ser utilizado um controlador integral. Esse tipo de controlador insere um polo de malha aberta na origem e, com isso, o erro do sistema, em malha fechada, para entrada em degrau é nulo. (NISE, 2013)

Como a ação de controle integral eleva a ordem do sistema, as margens de estabilidade do sistema são reduzidas. Por esse motivo, a escolha dos parâmetros do controlador deve ser feita de modo a assegurar uma resposta transitória adequada.

Porém se o objetivo é melhorar a resposta transitória é indicado o uso de um Controlador Derivativo. A ação de controle derivativa atua sobre a taxa de variação de erro e sua ação tende a inserir amortecimento no sistema. Com isso, um sistema com resposta sobressinal pode ser compensado de forma a exibir uma resposta com pouco ou mesmo nenhum sobressinal (NISE, 2013).

5.1 PROJETO DOS CONTROLADORES

Para o projeto dos controladores, será utilizado o método de lugar geométrico das raízes, por ele permitir a alocação de polos e zeros e seus efeitos de uma forma mais interativa, possibilitando uma melhor análise da velocidade do sistema pelos polos de malha fechada. (NISE, 2013)

O lugar das raízes representa graficamente os pontos no plano complexo que correspondem aos polos e zeros de um sistema (OGATA,2010). A partir da função de transferência de malha aberta pode analisar o posicionamento dos polos de malha fechada e obter informações sobre o comportamento do sistema em malha fechada.

Para estudo de sistemas realimentados com o método do lugar das raízes foi utilizado o software Matlab, onde há opção de adicionar e remover polos e zeros do controlador e avaliar a resposta ao degrau do sistema realimentado.

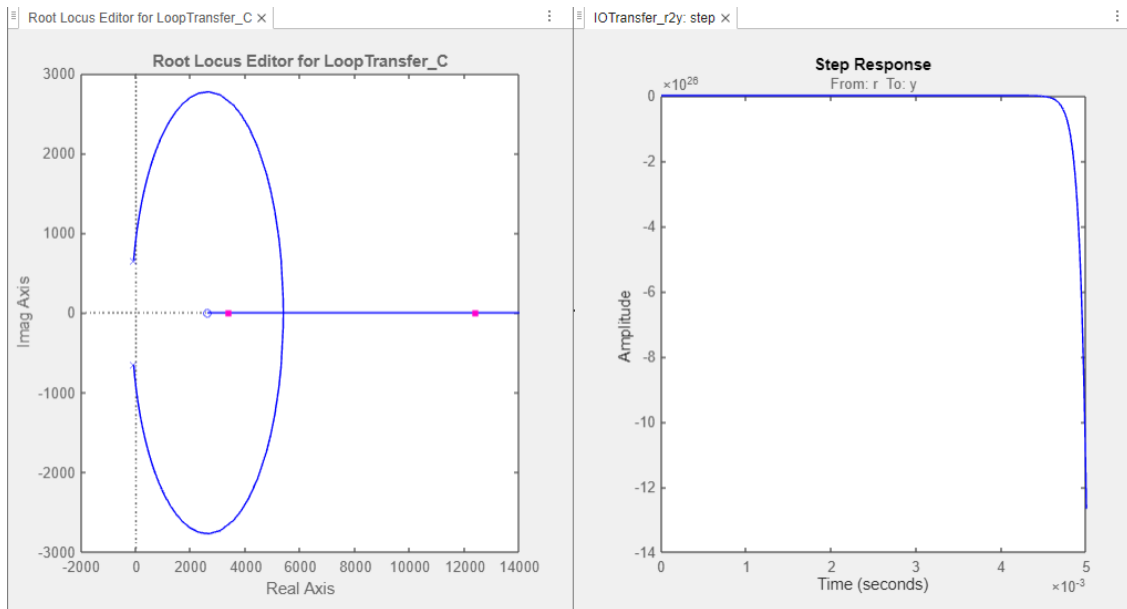
5.1.1 ETAPA BOOST

Substituindo os valores da Tabela 1 na função de transferência que relaciona a tensão de saída e o duty cycle durante a Etapa Boost (Modo Descarga), resulta na seguinte função de transferência apresentada na Equação 5.1.1.1.

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{Vs[R - \frac{sL}{(1-d)^2}]}{LRCs^2 + sL + R(1-d)^2} \quad (5.1.1.1)$$

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{144 - s \cdot 0.0552}{3.4560e^{-6}s^2 + 5.76e^{-4}s + 1.5} \quad (5.1.1.2)$$

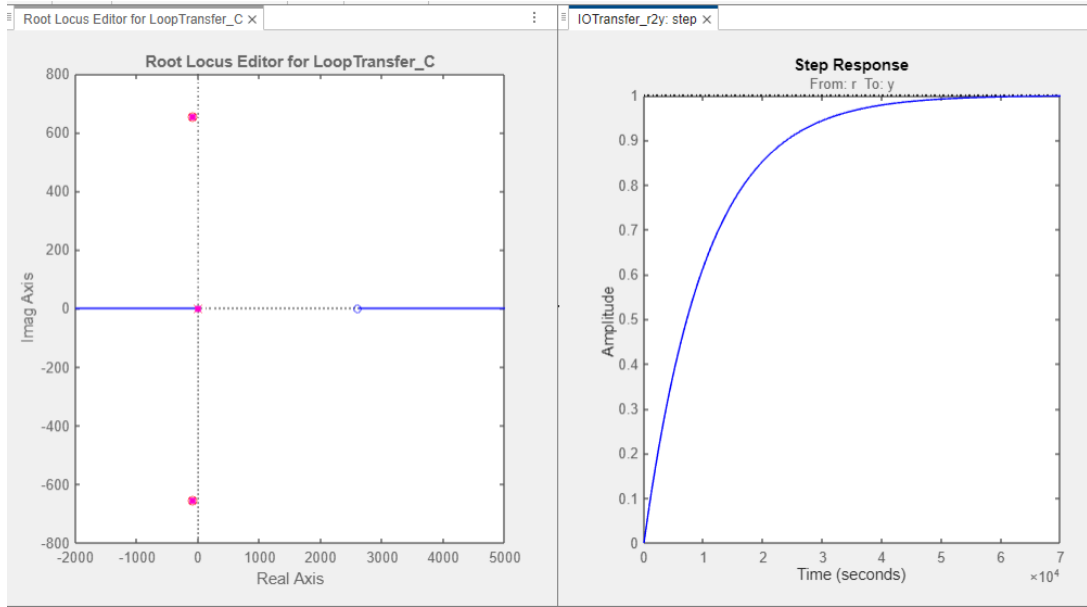
Figura 15 - Resposta da função de transferência na Etapa Boost.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Observa-se que o sistema não possui um polo na origem, com isso, se faz necessária a inserção de um polo na origem através do uso de um controlador integral para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente. Foram identificados polos conjugados complexos, e para que o sistema seja estável em malha fechada, estes devem ser cancelados através da inserção de um par de zeros conjugados complexos na mesma posição dos polos conjugados complexos (-83±j654).

Figura 16 - Resposta da função de transferência controlada na Etapa *Boost*.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

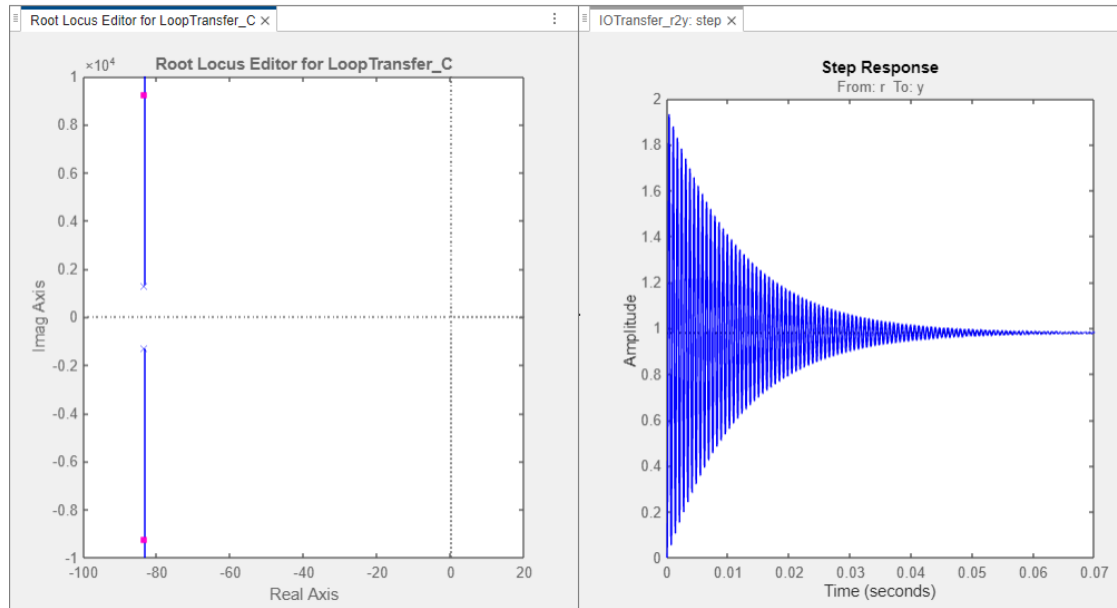
5.1.2 ETAPA *BUCK*

Substituindo os valores da Tabela 1 na função de transferência que relaciona a tensão na saída e o duty cycle durante a Etapa *Buck* (Modo Carga), resulta na seguinte função de transferência.

$$\frac{\dot{V}_c}{\bar{d}(s)} = \frac{Vs}{LC(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC})} \quad (5.1.2.1)$$

$$\frac{\dot{V}_c}{\bar{d}(s)} = \frac{48}{5.76e^{-7}s^2 + 9.6e^{-5}s + 1} \quad (5.1.2.2)$$

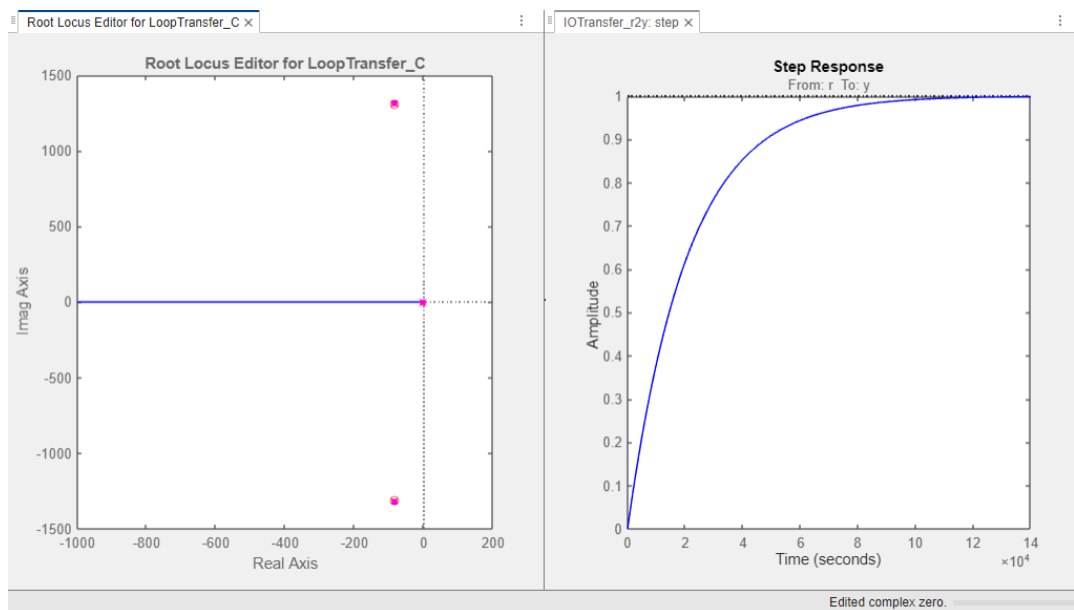
Figura 17 - Resposta da função de transferência da tensão na Etapa *Buck*.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Observa-se que o sistema não possui um polo na origem, com isso, se faz necessária a inserção de um polo na origem através do uso de um controlador integral para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente. Foram identificados polos conjugados complexos, e para que o sistema seja estável em malha fechada, estes devem ser cancelados através da inserção de um par de zeros conjugados complexos na mesma posição dos polos conjugados complexos ($-83 \pm j1310$).

Figura 18 - Resposta da função de transferência da tensão controlada na Etapa *Buck*.



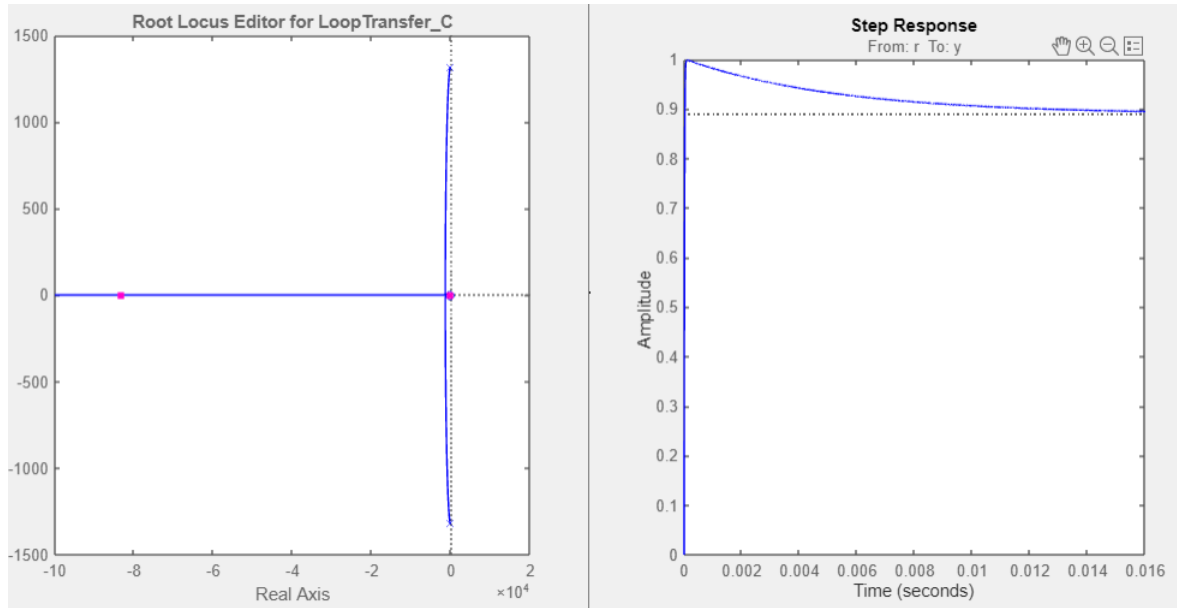
Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Substituindo os valores da Tabela 1 na função de transferência que relaciona a corrente no indutor e o duty cycle durante a Etapa *Buck* (Modo Carga), resulta na seguinte função de transferência.

$$\frac{i_L}{\bar{d}(s)} = \frac{(sRC+1)Vs}{LRCs^2+Ls+R} \quad (5.1.2.3)$$

$$\frac{i_L}{\bar{d}(s)} = \frac{(0.2880s+48)}{3.4560e^{-6}s^2+5.76e^{-4}s+6} \quad (5.1.2.4)$$

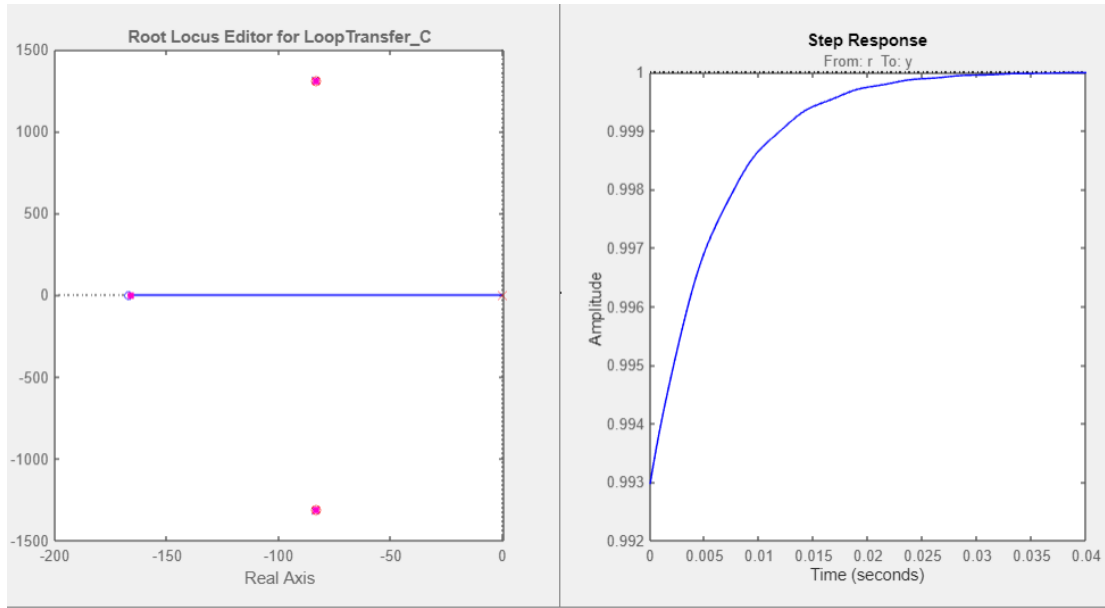
Figura 19 - Resposta da função de transferência da corrente na Etapa *Buck*.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Observa-se que o sistema não possui um polo na origem, com isso, se faz necessária a inserção de um polo na origem através do uso de um controlador integral para que o sistema tenha erro nulo em regime permanente. Foram identificados polos conjugados complexos, e para que o sistema seja estável em malha fechada, estes devem ser cancelados através da inserção de um par de zeros conjugados complexos na mesma posição dos polos conjugados complexos $(-83 \pm j1310)$.

Figura 20 - Resposta da função de transferência da corrente controlada na Etapa *Buck*.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

6 SISTEMA PROPOSTO

Esta seção discute o projeto e o controle do conversor CC-CC bidirecional aplicado neste estudo. O conversor *Buck-Boost* CC-CC bidirecional é controlado por modulação por largura de pulso (PWM).

O circuito funciona como um conversor *Buck* durante a operação de carregamento da bateria e funciona como um conversor *Boost* durante a operação de descarga da bateria.

A tensão e a corrente do conversor *Buck-Boost* bidirecional CC-CC são controladas pelos controladores PID. A técnica de controle é realizada controlando a tensão de entrada e gerando a tensão e correntes de saída necessárias com base na tensão e corrente de referência.

Um controlador é necessário para regular a corrente da bateria durante as operações de carga e descarga. O valor de referência da corrente é positivo para carga e negativo para descarga.

São simulados três circuitos de controle para monitorar a corrente e a tensão durante os modos de carga e descarga. O critério é um regime de corrente constante e tensão constante com um controlador PID.

6.1 BATERIA

O armazenamento de energia tem um papel significativo no desempenho do projeto proposto, e as baterias são os elementos chave que compõem este sistema de armazenamento,

pois é a energia que elas armazenam que manterá a carga em funcionamento quando não houver entrada de energia no sistema. O carregador de baterias neste projeto é um conversor CC-CC Bidirecional que garante a tensão e a corrente necessárias no processo de carga e descarga da bateria.

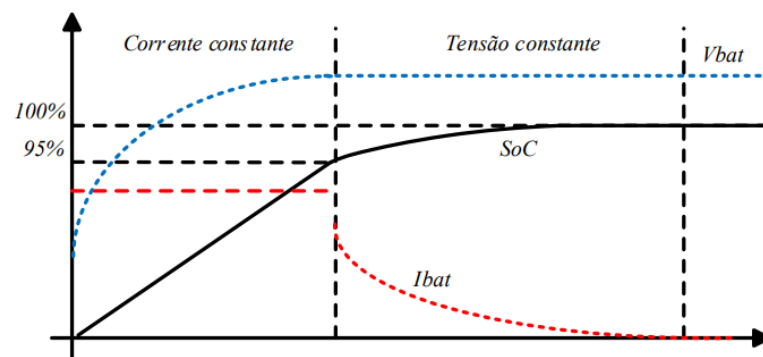
6.1.1 MODELAGEM BATERIA

A biblioteca MATLAB/Simulink é usada para modelar a bateria para a pesquisa proposta. Os parâmetros da bateria estão contidos em uma biblioteca, que é alterada de acordo com a especificação da bateria disponível no mercado. O estudo estima os parâmetros da bateria conforme referências.

6.1.2 MÉTODO DE CARREGAMENTO CORRENTE CONSTANTE - TENSÃO CONSTANTE

A metodologia de carregamento mais utilizada para as baterias é conhecida como carregamento corrente constante – tensão constante. Este método utiliza dois estágios diferentes de controle, onde no primeiro estágio se utiliza de uma corrente constante e, uma vez atingido um limiar de tensão pré-definido próximo a tensão de carga máxima, o mesmo altera para o segundo estágio, onde se mantém a tensão máxima nominal constante na carga enquanto a corrente diminui progressivamente até um limiar de fim de carga, quando o carregamento é finalizado. Esta metodologia de carregamento pode ser visualizada na Figura 21, onde pode-se observar a rampa de tensão, bem como a troca para a metodologia tensão constante e o eventual decréscimo da corrente. (SERÔDIO, 2018)

Figura 21 - Gráfico método de carga corrente constante – tensão constante.



Fonte: (SERÔDIO, 2018)

O controle modo tensão detecta a tensão e a compara com uma tensão de referência para obter um erro, conforme a magnitude deste erro, o controlador decide a compensação que deve ser fornecida para regular a tensão detectada.

O controle de modo de corrente tem uma resposta transitória mais rápida, fornece proteção sobrecorrente a um circuito e uma ordem de controle mais alta, quando comparado a um controle de modo de tensão. Em muitos casos, um controlador de modo de corrente é geralmente integrado com um controlador de modo de tensão. O loop interno ajuda a controlar o sinal de corrente, dependendo da tensão de referência fornecida pelo sinal de controle da malha de tensão externa. O circuito externo de controle de tensão controla o sinal de tensão dependendo da tensão de referência que foi fornecida ao controlador de tensão.

O controlador de corrente deve ser capaz de seguir referência constante em regime permanente, e deve ser robusto para mudanças no modelo.

No controlador implementado, o sistema de controle primeiramente detecta o sinal de corrente, converte-a em tensão para compará-la com uma tensão de referência fornecida ao controlador para obter um sinal de erro, dependendo da magnitude do sinal de erro, o controlador de modo de corrente fornece a compensação necessária para controlar a corrente detectada.

7 SIMULAÇÃO PROJETO CONTROLE DE FLUXO DE ENERGIA DA BATERIA

Na simulação do conversor foi considerada a existência das resistências intrínsecas presentes nos elementos armazenadores de energia, de forma a realizar uma aproximação entre os modelos matemáticos e o circuito chaveado, garantindo um controle mais preciso e eficiente.

Quando a fonte de tensão estiver desativada, a bateria alimentará a carga. Quando a fonte de tensão estiver habilitada, a bateria será carregada e a carga será alimentada pela fonte de tensão. Então há duas condições durante a simulação: carga e descarga das baterias. E as baterias carregam em dois modos – corrente constante e tensão constante. Para realizar o carregamento de modo corrente constante é necessário verificar no modelo da bateria a corrente de descarga máxima permitida que para o projeto em questão é de 22A.

Fabricantes de baterias geralmente dividem os modos de corrente constante e tensão constante em um nível SOC de 80%. Quando o SOC da bateria do projeto proposto é 80%, a tensão de circuito aberto é de 25.98V.

Para controlar a tensão da bateria é necessário um controlador PID para determinar a corrente de referência da bateria.

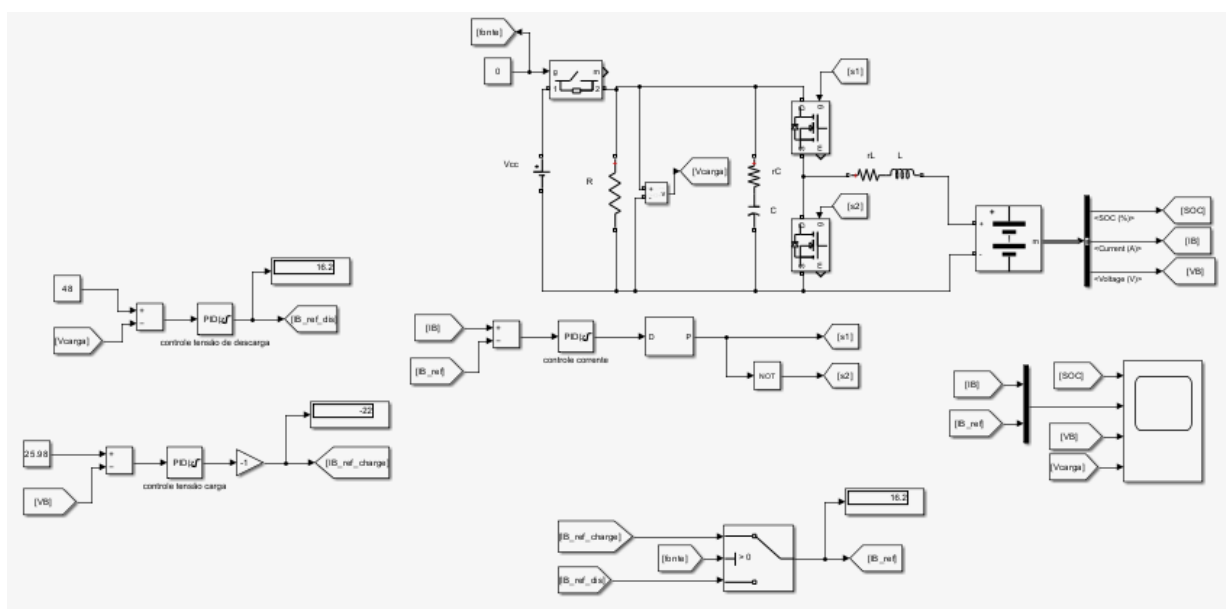
Enquanto a bateria estiver carregando, a tensão da bateria aumenta, e consequentemente a corrente diminui. Para o nível de descarga, a tensão da bateria diminui e a corrente aumenta.

Para alimentar a carga com 48V foi verificado o modo de descarga, pois 48V é a referência para carga, que é a tensão do barramento CC

Quando a bateria está no modo descarga, o SOC diminui e a corrente da bateria é positiva e a tensão da carga é de cerca de 48V.

Para realizar a combinação dos modos de carregamento foi utilizado um switch, que determina o modo (carga ou descarga) com base na fonte de tensão. A Figura 22 apresenta o projeto simulado para o controlador de carga de baterias.

Figura 22 - Projeto Controlador de Carga de Baterias.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

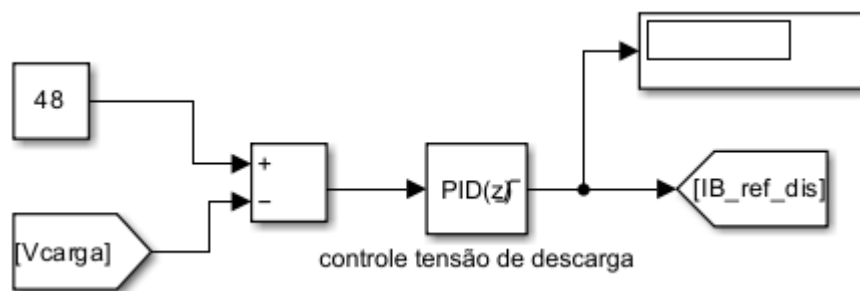
7.1 CONTROLADORES IMPLEMENTADOS

Após o projeto do controlador e das análises teóricas e simulações numéricas, este foi implementado no Matlab para analisar o seu comportamento em um cenário mais próximo do sistema real. Os controladores PID de corrente e tensão com gerador PWM CC foram desenvolvidos para controlar o fluxo de corrente durante a carga e descarga, bem como para manter a tensão da bateria e a tensão do barramento CC dentro da faixa necessária durante a carga e descarga.

O sistema de armazenamento de energia é projetado e simulado usando o software Matlab Simulink. A operação é controlada com base em uma topologia totalmente ativa e utiliza o conversor *Buck-Boost* CC-CC bidirecional para compartilhamento efetivo de energia.

Durante o modo de descarga, apresentada na Figura 23, o controlador PID controla as faixas de tensão. A diferença entre a tensão na carga é comparada com a tensão de referência, 48V, valor da tensão do barramento do conversor, e enviado ao controlador PID para ajuste adequado do sistema, tendo como saída a corrente de referência de descarga.

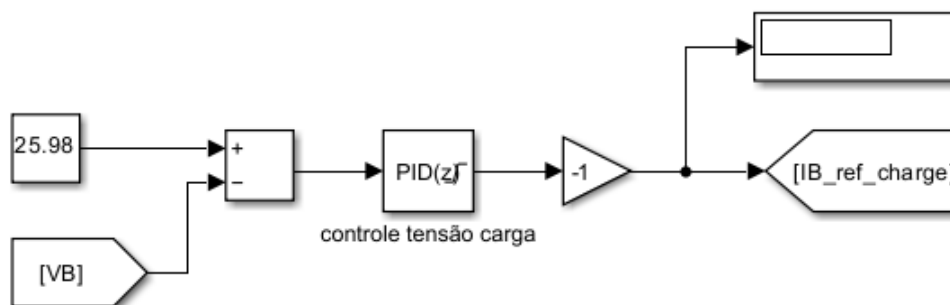
Figura 23 - Controle tensão de descarga das baterias - Etapa *Boost*



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Durante o modo de carga da bateria, apresentada na Figura 24, a diferença entre a tensão de carregamento de referência, 25.98V e tensão da bateria V_B é enviado ao controlador PID, que gera a referência de carga com base nas características da bateria.

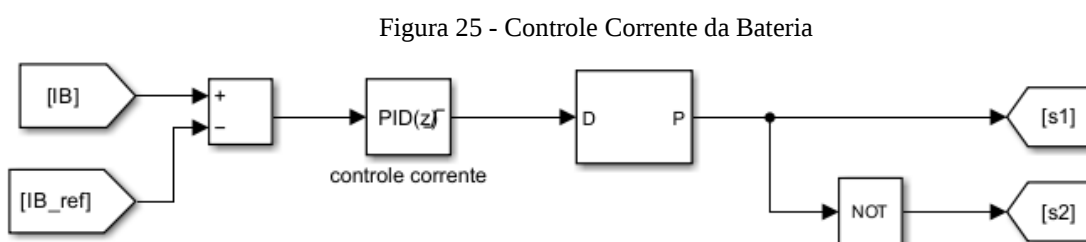
Figura 24 - Controle tensão de carga das baterias – Etapa *Buck*



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Um sinal de referência de corrente é comparado com a medida da corrente de carga da bateria. Isso gera o erro de rastreamento da referência. Esse erro é a entrada do controlador PID que atua fornecendo uma correção no valor da razão cíclica nominal que leva o sistema ao ponto de operação. A razão cíclica formada pelo valor nominal mais a correção imposta pelo PID segue para o gerador PWM que gera o duty cycle para o acionamento de S1 e S2.

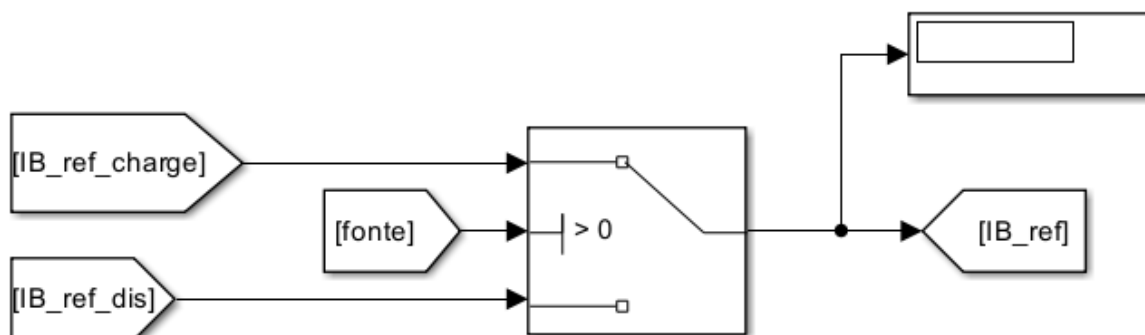
O controlador com gerador PWM CC é usado para controlar a faixa de tensão e limitar o fluxo de corrente da bateria durante o modo de carga e descarga, conforme apresentado na Figura 25.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

Para realizar uma combinação dos modos de carga e descarga foi necessário a utilização de um switch, que funciona como um seletor do modo de funcionamento, com base na tensão da fonte (bateria ou barramento).

Figura 26 - Seletor modo de funcionamento do sistema.



Fonte: Elaborado pela autora (2023)

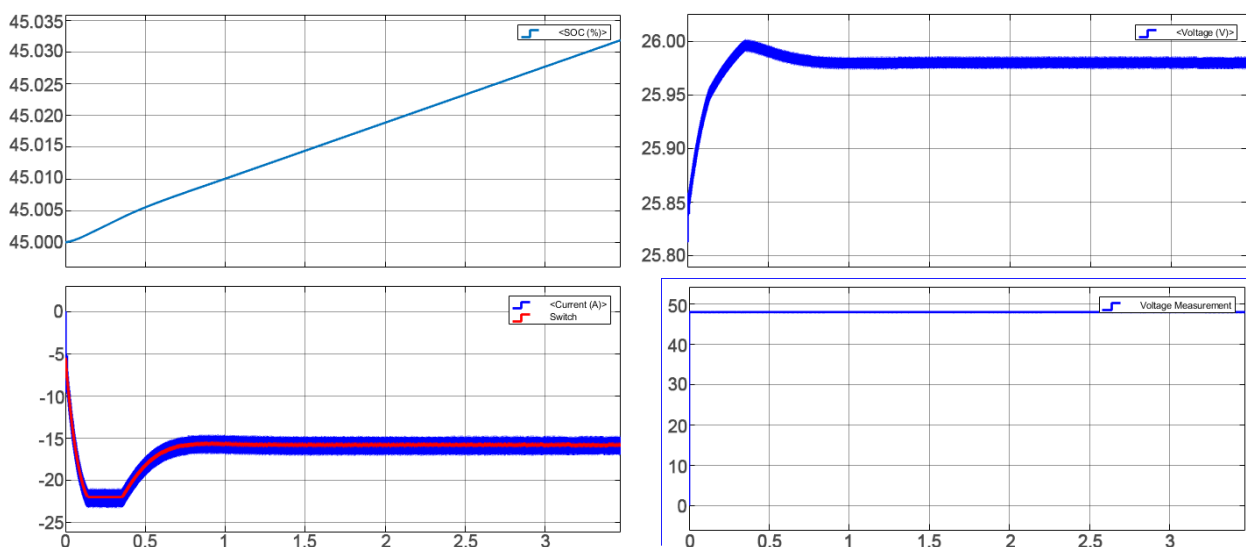
Quando o switch=1, a fonte de tensão está habilitada e fornecendo tensão para carga, o que carrega a bateria. Ao desativar a fonte (switch=0), a bateria fica em modo de descarga, e a carga é fornecida pela bateria.

8 RESULTADOS SIMULAÇÃO

Durante os testes efetuados com a bateria, o conversor CC-CC atuou em dois modos de operação. Durante a carga da bateria este atuou como *Buck* e o método de carregamento escolhido foi corrente constante - tensão constante. Por outro lado, na descarga, o conversor CC-CC atuou como *Boost* e o método de descarga escolhido foi corrente constante.

No sistema de carga, o controlador tem por objetivo manter a corrente de carga da bateria em um valor constante de acordo com um valor de referência especificado. Como a bateria está na fase de carga, o SOC, que representa o estado de carga, aumenta, a tensão aumenta e a corrente é negativa, conforme demonstrado na simulação apresentada na Figura 27, comprovando assim a eficiência do sistema.

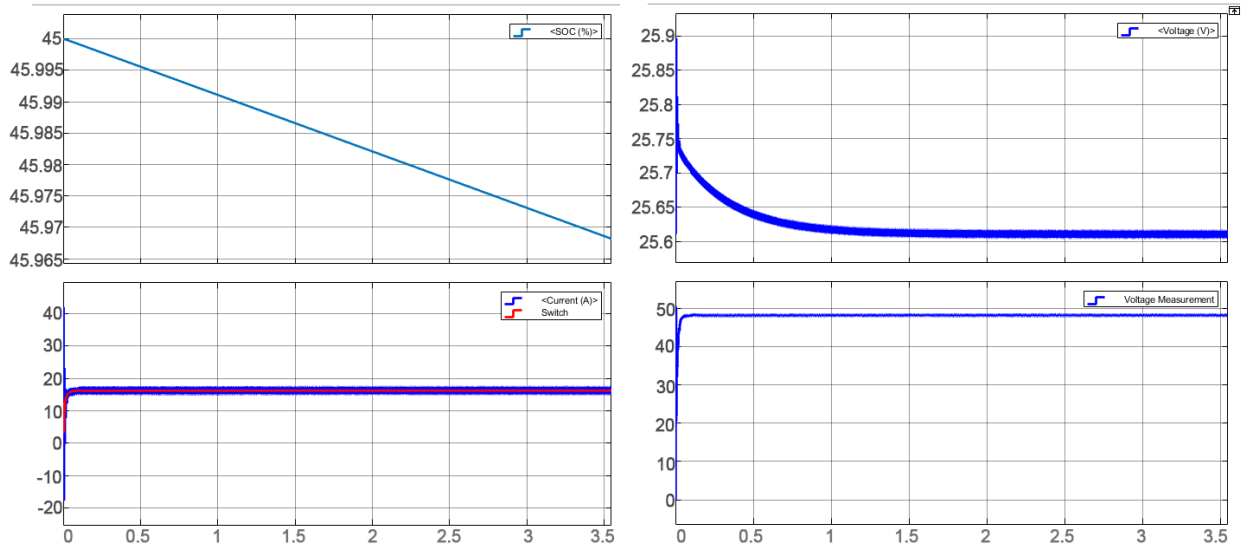
Figura 27 - Simulação do Modo Carga de Baterias (Etapa *Buck*).



Fonte: Elaborado pela autora (2024)

No modo de descarga, o controlador obtém a referência e gera a saída desejada com base na referência, fornecendo a corrente de carga necessária para proteger as baterias que estão sendo carregadas. Como a bateria está na fase de descarga, o SOC, que representa o estado de carga diminui, a tensão diminui e a corrente é positiva, conforme demonstrado na simulação apresentada na Figura 28, comprovando assim a funcionalidade do sistema.

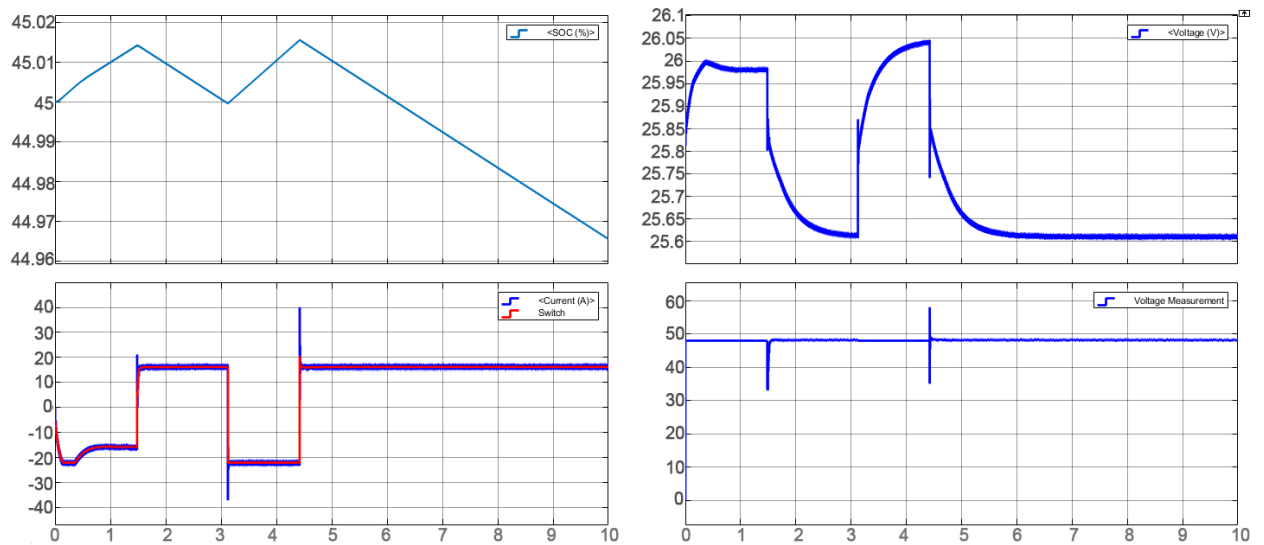
Figura 28 - Simulação do Modo de Descarga de Baterias (Etapa *Boost*)



Fonte: Elaborado pela autora (2024)

Conforme visto nas simulações, o sistema funciona tanto para o modo descarga quanto para o modo de carga. Para testar a resposta do controlador à combinação dos dois modos (*Buck* e *Boost*), o sistema foi inicialmente simulado no modo de carregamento de baterias, e por volta de 3s, o modo foi alterado, através do switch, para o modo de descarga de baterias. As simulações demonstram que o sistema respondeu a entrada de comando, apresentando resultados satisfatórios de funcionamento demonstrado na Figura 29.

Figura 29 - Simulação da Transição do Modo de Carga para o Modo de Descarga de baterias.



Fonte: Elaborado pela autora (2024)

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste estudo, foi realizado um levantamento da situação atual da geração de energia elétrica no Brasil, justificando a necessidade de aumentar a capacidade de oferta de energia, as limitações associadas ao uso de combustíveis fósseis e os benefícios da diversificação das fontes de energia renovável. Discutiu-se a importância de implementar um sistema de armazenamento de energia para garantir uma disponibilidade adequada de energia elétrica, especialmente para lidar com os picos de geração e demanda.

Para integrar um sistema de armazenamento de energia em uma rede de corrente contínua, foi identificada a necessidade de um conversor bidirecional de tensão, capaz de facilitar o fluxo de energia entre o banco de baterias e o barramento, adaptando-se às demandas do sistema. Propôs-se a utilização de um conversor bidirecional como interface entre o barramento de corrente contínua e o banco de baterias, para regular a tensão no barramento ou carregar/descarregar as baterias conforme necessário.

O conversor bidirecional proposto neste trabalho opera no modo de condução contínua (MCC) e controla a tensão CC através do controle do ciclo de trabalho, o duty cycle de ambos os interruptores é produzido pelo controlador PID. Este controlador mantém uma tensão constante no lado da saída, tanto na operação *Boost* quanto na operação *Buck*.

A técnica PWM é utilizada para produzir um pulso de controle para ambas as chaves do conversor bidirecional. A tensão de entrada CC é aumentada através dos pulsos do controlador e utilizada para a obtenção de uma tensão de saída. A estrutura do conversor utiliza uma chave controlada de potência na qual é aplicado o sinal de controle PWM. Quando a chave está conduzindo, a tensão sobre o indutor L assume o valor da tensão de entrada e a corrente no indutor é aumentada proporcionalmente ao tempo de condução da chave.

A energia é armazenada no indutor até o momento em que a chave é desligada. A partir deste instante, o indutor passará a fornecer energia ao circuito de saída. Para esse fim, no momento de desligamento da chave, será mantido o sentido e o valor da corrente instantânea do indutor e haverá uma inversão de polaridade em sua tensão.

Se a energia fornecida pela fonte de alimentação for suficiente, o circuito operará no modo de carregamento para armazenar o excesso de energia no banco de baterias. Caso contrário, o circuito operará no modo de descarga para fornecer a energia necessária à carga.

A tensão de saída e a corrente do indutor são sinais de feedback para o controlador PID. O loop principal de tensão fornece referência para o loop interno de corrente. O controlador

processa o feedback do loop de tensão e corrente do lado da carga e do estado de carga da bateria para ajustar os valores de ganho.

A implementação do conversor *Buck-Boost* bidirecional em ambiente de simulação possibilitou o estudo e compreensão do funcionamento do sistema. Observou-se a interação entre o conversor, as baterias e o sistema de controle, validando a estrutura do sistema de controle. Durante as simulações, foram investigados os modos de operação *Buck* e *Boost* do conversor CC bidirecional, ambos mostrando-se adequados para o projeto e apresentando resultados satisfatórios.

Através dos resultados da simulação, foi verificado que o controle se comportou de forma adequada, fornecendo tensão para a saída desejada dentro de uma faixa de tolerância, regulando a tensão de saída e fornecendo uma resposta rápida a mudanças na tensão, atendendo dessa forma as necessidades do projeto, cumprindo com os objetivos propostos de garantir uma corrente de carga constante, adicionalmente o sistema possui um transitório adequado

Adicionalmente, as simulações demonstraram que o conversor desempenhou de maneira estável e segura o processo de carga e descarga das baterias, o que é crucial devido aos custos significativos associados à manutenção de baterias em sistemas de fornecimento ininterrupto de energia. Os resultados sugeriram potenciais reduções nos custos de manutenção e aumento na vida útil das baterias.

Em termos de desenvolvimento pessoal, este estudo proporcionou a aquisição de competências em sistemas de armazenamento de energia, fontes renováveis, tecnologias de baterias, topologias de conversores CC-CC e sistemas de controle, além de aprimorar habilidades em simulações computacionais.

10 TRABALHOS FUTUROS

Realizado o projeto matemático e computacional do conversor bidirecional *Buck-Boost*, propõe-se como sugestão para trabalhos futuros.

- Desenvolvimento do protótipo e implementação prática do conversor atuando como controlador de carga de baterias e a realização de testes de campo em condições reais para validar o desempenho do sistema e identificar áreas de melhoria.
- Melhoria da eficiência energética, explorando maneiras de otimizar a eficiência do conversor CC-CC bidirecional *Buck-Boost* para garantir que a carga da bateria seja mais eficiente, reduzindo perdas de energia durante o processo de carga e descarga.
- Sistema de Gerenciamento de Baterias (BMS), desenvolvimento de um sistema de gerenciamento de baterias mais avançado que possa monitorar o estado da bateria em tempo real, equilibrar células individuais e prolongar a vida útil da bateria.
- Integração de Energias Renováveis, explorando a integração de energias renováveis, como painéis solares ou turbinas eólicas, no sistema de carga de baterias para permitir uma fonte de energia mais sustentável e independente.
- Integração de Armazenamento de Energia em Redes Inteligentes, estudo de como o controlador de carga de baterias pode ser integrado em redes inteligentes para fornecer serviços de rede, como suporte, resposta à demanda e gerenciamento de picos de carga.

11 REFERÊNCIAS

BALDASSI, Mariana Maiyumi Hirakawa. **Controle de conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves**. 2015. 96 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC 2015.

BASTOS, Renan Fernandes et al. **Projeto e análise de um controlador inteligente fuzzy aplicado no controle de conversor CC-CC bidirecional para carga e descarga de baterias de chumbo ácido**. 2013, Anais. Campinas: SBA, 2013. Disponível em: <http://www.sbai2013.ufc.br/pdfs/7749.pdf>. Acesso em: 25 mar. 2024.

BARROZO, Francisco Eudes Oliveira. **Conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos**. 2010. 119 f. Monografia (Especialização) - Curso de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2010.

CHEN, Liang-Rui; CHU, Neng-Yi; WANG, Chau-Shing; LIANG, Ruey-Hsun. Design of a Reflex-Based Bidirectional Converter With the Energy Recovery Function. **Ieee Transactions On Industrial Electronics**, [S.L.], v. 55, n. 8, p. 3022-3029, ago. 2008. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tie.2008.918609>.

DAMASCENO, Augusto de Caux Henriques. **Controle preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor CC-CC bidirecional**. 2008. 107 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2008.

HART, Daniel W. **Power Electronics**. 1. ed. Valparaíso, Indiana: McGraw-Hill Higher Education, 2011.

HIRTH, Marcos Paulo. **Desenvolvimento de conversores CC-CC bidirecionais não isolados e com elevada taxa de conversão estática derivados das estruturas Sepic e Cuk**. 2020. 227 f. Tese (Doutorado) - Curso de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2020.

NISE, Norman S.. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. California State University Polytechnic Pomona: Gen, 2013. 1285 p.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Education, 2010. 822 p.

OLIVEIRA, Lucas Piero de. **Conversor c.c.-c.c. Bidirecional Atuando como Controlador de Carga de Baterias em uma Nanorrede**. 2016. 59 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Ouro Preto, João Monlevade, MG, 2016.

PADILHA, Felipe José da Costa. **Topologias de conversores cc-cc não isolados com saídas simétricas para sistemas fotovoltaicos**. 2011. 175 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2011.

SANTOS, Niwton Gabriel Feliciani dos. **Conversores CC–CC bidirecionais para regulação série de tensão aplicados em sistemas fotovoltaicos**. 2020. 207 f. Monografia (Especialização) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2020.

SEGUEL, Julio Igor López. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando a técnica MPPT e controle digital**. 222 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2009.

SERÔDIO, Pedro Miguel Serôdio Basílio e. **Desenvolvimento de um Conversor CC-CC Bidirecional Interleaved para Testes de Baterias de Lítio Ferro Fosfato (LiFePO₄)**. 2018. 148 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Eletrônica e de Computadores, Universidade do Minho, Braga, 2018.

SILVA, Waner Wodson Aparecido Gonçalves. **Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento CC e carregamento de baterias em um Sistema Nanorrede**. 2013. 130 f. Monografia (Especialização) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2013.

SOBRAEP, **Conversores cc-cc bidirecionais em corrente para microrredes de energia**, 2020. Artigo de Revista Meio Eletrônico, Associação Brasileira de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC Instituto de Eletrônica de Potência – INEP Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Florianópolis, SC.

WENK, Marciel. **Estudo, modelagem e controle de conversor CC–CC bidirecional não-isolado baseado na célula de comutação de três estados**. 2019. 160 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, SC, 2019.

ZAU, Andre T. Puati; LENCWE, Mpho J.; CHOWDHURY, S. P. Daniel; OLWAL, Thomas O. **A Battery Management Strategy in a Lead-Acid and Lithium-Ion Hybrid Battery Energy Storage System for Conventional Transport Vehicles**. Energies, [S.L.], v. 15, n. 7, p. 2577, 1 abr. 2022. MDPI AG