

UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ROBERT MARQUES DA COSTA

**CARGA E DESCARGA DE BATERIA PARA APLICAÇÃO EM
VEÍCULOS ELÉTRICOS UTILIZANDO CONTROLADORES *SLIDING*
*MODE***

VIÇOSA
MINAS GERAIS – BRASIL
2022

ROBERT MARQUES DA COSTA

**CARGA E DESCARGA DE BATERIA PARA APLICAÇÃO EM
VEÍCULOS ELÉTRICOS UTILIZANDO CONTROLADORES *SLIDING*
*MODE***

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II – e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Rodolpho Vilela Alves Neves.
Coorientador: Me. Lucas Jonys Ribeiro Silva

VIÇOSA
2022

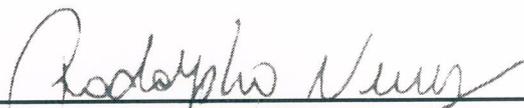
ROBERT MARQUES DA COSTA

**CARGA E DESCARGA DE BATERIA PARA APLICAÇÃO EM
VEÍCULOS ELÉTRICOS UTILIZANDO CONTROLADORES
SLIDING MODE**

Monografia apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e Tecnológicas da Universidade Federal de Viçosa, para a obtenção dos créditos da disciplina ELT 402 – Projeto de Engenharia II e cumprimento do requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 20 de dezembro de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Rodolpho Vilela Alves Neves – Orientador
Universidade Federal de Viçosa



Me. Lucas Jonys Ribeiro Silva – Coorientador
Universidade de São Paulo



Prof. Me. William Caires Silva Amorim – Membro
Instituto Federal de Minas Gerais – Campus Itabirito



Me. Bruno Meneghel Zilli – Membro
Universidade de São Paulo

“O insucesso é apenas uma oportunidade para recomeçar com mais inteligência”

(Henry Ford)

Dedico este trabalho a todos que, de alguma forma, me ajudaram a chegar até aqui.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pela minha vida e por permitir que eu tivesse determinação e saúde para percorrer todos os desafios e obstáculos encontrados ao longo do período de graduação.

À minha mãe, Ster, que sempre me proporcionou plenas condições para que eu pudesse me concentrar e focar meus esforços nos estudos. Ao meu pai, Jorge, que em seus momentos de vida se dedicou a me proporcionar ensino e educação de qualidade.

À minha namorada, Alícia, que está comigo desde antes do início da graduação e que percorreu todas as etapas deste processo ao meu lado, sempre me apoiando e dando suporte em todas as dificuldades e decisões tomadas.

Aos amigos que fiz durante o curso, em especial aos do time de futsal Inter de Milohm, por todos os momentos de felicidade e todas as conquistas obtidas.

Ao meu orientador Rodolpho, que sempre se apresentou de forma acessível e solícita, me auxiliando em todas as etapas do projeto, além de me proporcionar diversas oportunidades de crescimento.

Ao meu coorientador Lucas Jonys e a todos os integrantes do grupo NECA Microgrids, que me auxiliaram compartilhando conhecimento e dando direcionamento nas evoluções do trabalho.

Por fim, agradeço à FAPEMIG, pelo apoio financeiro fornecido na forma de bolsa de iniciação científica institucional.

Resumo

Os impactos causados pela elevada emissão de CO₂, em grande parte proveniente da queima de combustíveis fósseis pelos veículos de motor a combustão interna, aliados à crescente demanda por energia no planeta, incentivam o desenvolvimento de veículos híbridos e elétricos. Neste tipo de veículo, para tornar possível o fluxo de potência entre a bateria e as demais partes do automóvel, faz-se necessária a utilização de conversores CC-CC, que regulam os níveis de tensão entre as diferentes partes. Por conseguinte, com o propósito de otimizar o funcionamento do conversor, é essencial a implementação de técnicas de controle, que são implementadas para que a carga e descarga das baterias seja feita de forma eficaz e segura. Neste sentido, o presente trabalho visa implementar a técnica de controle *Sliding Mode* a um conversor CC bidirecional conectado a uma bateria, para regular os níveis de corrente e tensão durante a carga, seguindo o método de carregamento definido como corrente constante – tensão constante (CC-CV). Além disso, o método também é aplicado durante a descarga da bateria, para que a corrente do sistema siga uma referência dada. De acordo com os testes realizados, o controlador proposto foi capaz de realizar o seguimento da corrente de referência, tanto durante a carga, quanto durante a descarga, sendo que o tempo de resposta foi consideravelmente inferior quando comparado com o método clássico de controle, implementado com controladores PI.

Palavras-chaves: Veículos elétricos, Bateria, Conversores CC, Conversor bidirecional, Controlador *Sliding Mode*.

Abstract

The impacts caused by high CO₂ emissions, largely from the burning of fossil fuels by internal combustion engine vehicles, combined with the growing demand for energy on the planet, encourage the development of hybrid and electric vehicles. In this type of vehicle, to make the power flow between the battery and the other parts of the vehicle possible, it is necessary to use DC-DC converters, which regulate the voltage levels between the different parts. Therefore, in order to optimize the operation of the converter, it is essential to implement control techniques, which are implemented so that the charging and discharging of the batteries is done efficiently and safely. In this sense, the present work aims to implement the Sliding Mode control technique to a bidirectional DC converter connected to a battery, to regulate the current and voltage levels during charging, following the charging method defined as constant current – constant voltage (CC-CV). Furthermore, the method is also applied during the battery discharge, so that the system current follows a reference. According to the tests, the proposed controller was able to follow the reference current, both during charging and during discharging, and the response time was considerably lower when compared to the classic method of control, implemented with PI controllers.

Key-words: Electric vehicles, Battery, DC converters, Bidirectional converter, Sliding mode controller.

Lista de Figuras

Figura 1 - Subsistema de funcionamento de veículos elétricos.....	13
Figura 2 - Exemplo de arquitetura típica de acionamento de veículos elétricos.....	14
Figura 3 - Carregamento com corrente constante.....	18
Figura 4 - Carregamento com tensão constante.....	18
Figura 5 - Carregamento com corrente constante - tensão constante.....	19
Figura 6 - Conversor CC e forma de onda da saída.....	20
Figura 7 - Conversor <i>Buck</i>	21
Figura 8 - Conversor <i>Boost</i>	21
Figura 9 - Conversor bidirecional <i>Buck-Boost</i> conectado a uma bateria.....	22
Figura 10 - Conversor bidirecional <i>Buck-Boost</i> atuando no modo <i>Buck</i>	23
Figura 11 - Conversor bidirecional <i>Buck-Boost</i> atuando no modo <i>Boost</i>	23
Figura 12 - Modo de alcance e modo deslizante.....	25
Figura 13 - Conversor bidirecional conectado à bateria.....	26
Figura 14 - Forma de acionamento das chaves.....	27
Figura 15 - S_1 conduzindo e S_2 em corte.....	27
Figura 16 - S_2 conduzindo e S_1 em corte.....	28
Figura 17 - Sinais de comando das chaves.....	29
Figura 18 - Curva característica de descarga com corrente nominal.....	33
Figura 19 - Diagrama de <i>Nyquist</i> de G_{id}	34
Figura 20 - Diagrama de Bode de G_{id}	34
Figura 21 - Diagrama de <i>Nyquist</i> de G_{vi}	35
Figura 22 - Diagrama de Bode de G_{vi}	36
Figura 23 - Diagrama de blocos do controlador <i>Sliding Mode</i>	37
Figura 24 - Diagrama de blocos do controle em cascata PI.....	38
Figura 25 - Estado de carga, corrente no indutor e tensão no capacitor durante a carga da bateria.....	41
Figura 26 - Corrente de referência na descarga da bateria.....	42
Figura 27 - Estado de carga, corrente no indutor e tensão no capacitor durante a descarga da bateria.....	43
Figura 28 - Corrente no indutor durante a carga.....	44
Figura 29 - Respostas referentes ao controle de tensão na carga da bateria.....	45
Figura 30 - Respostas referentes ao controle de corrente na descarga da bateria.....	46

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Especificações do conversor.....	32
Tabela 2 - Especificações da bateria.....	32
Tabela 3 - Ganhos dos controladores.....	39

Lista de abreviaturas e siglas

PI	Proporcional integrativo
SM	<i>Sliding Mode</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
DoD	<i>Depth of Discharge</i>
CC	<i>Constant Current</i>
CV	<i>Constant Voltage</i>
CC-CV	<i>Constant Current - Constant Voltage</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
EMA	Erro médio absoluto

Sumário

1	Introdução.....	13
1.1	Contextualização	13
1.2	Objetivos.....	15
1.2.1	Objetivo Geral	15
1.2.2	Objetivos Específicos	15
2	Revisão de Literatura.....	16
2.1	Baterias eletroquímicas.....	16
2.2	Métodos de carregamento de baterias	17
2.2.1	Corrente constante (CC)	17
2.2.2	Tensão constante (CV)	18
2.2.3	Corrente constante - tensão constante (CC-CV).....	18
2.3	Conversores CC.....	19
2.3.1	Conversor CC-CC unidirecional <i>Buck</i>	21
2.3.2	Conversor CC-CC unidirecional <i>Boost</i>	21
2.3.3	Conversor CC bidirecional <i>Buck-Boost</i>	22
2.4	Controlador Sliding Mode	23
3	Materiais e métodos.....	26
3.1	Modelagem do conversor conectado à bateria	26
3.2	Linearização.....	30
3.3	Parâmetros de simulação	31
3.4	Funções de transferência	33
3.5	Metodologia de controle.....	36
3.5.1	Controle com <i>Sliding Mode</i>	36
3.5.2	Controle com PI.....	38
4	Resultados e Discussões	40
4.1	Bateria em processo de carga	40
4.2	Bateria em processo de descarga	42
4.3	Comparações entre as respostas dos controladores	43
5	Conclusões.....	48
	Referências	49

1 Introdução

1.1 Contextualização

No cenário atual do setor de transportes, os veículos à combustão interna ainda formam a grande maioria dos automóveis comercializados, o que faz com que hajam altas taxas de emissão de CO₂ pelos veículos e faz com que o setor apresente uma elevada dependência econômica de fontes não renováveis de energia (RIBEIRO, 2022).

Na atualidade, com as recentes preocupações com os aspectos ambiental e geopolítico do uso massivo do petróleo, a tecnologia de eletrificação veicular se mostra como uma tendência, sendo vista como uma opção emergente para auxiliar no combate às questões ambientais e reduzir a dependência econômica do petróleo no setor de transportes (RIBEIRO, 2022).

Um dos subsistemas que permite o funcionamento de um veículo elétrico é constituído por bateria, conversor CC-CC, inversor (conversor CC-CA) e motor de tração elétrico (BARROZO, 2010), como mostra a Figura 1.

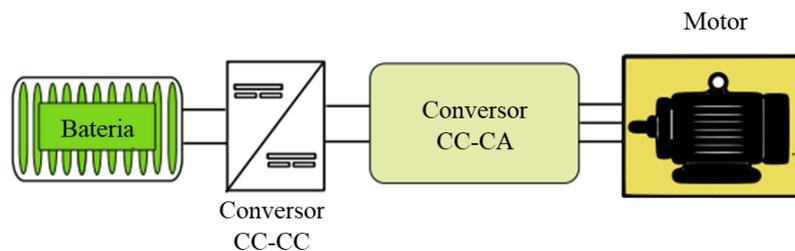


Figura 1 - Subsistema de funcionamento de veículos elétricos.

Fonte: (HABIB, KHAN, *et al.*, 2020). Adaptado.

Na Figura 2, é mostrado um exemplo de arquitetura típica de acionamento do motor. O conversor é fundamental para o estágio de elevação do nível de tensão das baterias e para o fornecimento confiável de um barramento CC que permite o acionamento do motor elétrico através de um inversor (BARROZO, 2010).

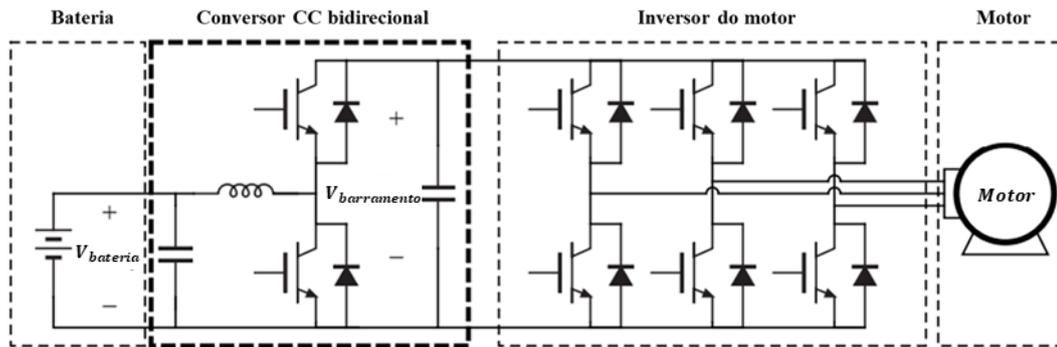


Figura 2 - Exemplo de arquitetura típica de acionamento de veículos elétricos.

Fonte: (CHEN, KIM, *et al.*, 2017). Adaptado.

Como forma de adequar o valor de saída destes conversores para um determinado valor pretendido, torna-se necessária a aplicação de uma técnica de controle eficaz, que em geral consiste em determinar um valor de referência e compará-lo ao valor medido, fazendo com que o erro medido seja utilizado para a tomada de decisão do sistema (SILVA, 2019).

Para permitir o processo de carga e descarga das baterias, é necessário que o conversor utilizado seja bidirecional em corrente. Dessa forma, quando a corrente é conduzida da bateria para o motor, esta descarrega e fornece energia para o movimento do veículo. Por outro lado, quando a corrente é conduzida para a bateria, esta carrega e acumula energia.

Parte da eficiência, desempenho e longevidade do processo de um sistema que utiliza baterias, está relacionada com os mecanismos e tecnologias de carga e descarga (SERÔDIO, 2018). Portanto, é de grande interesse que as correntes de carga e descarga da bateria apresentem estabilidade e sejam controladas, para possibilitar com que o processo seja feito de maneira confiável e segura, aumentando a vida útil do banco de baterias.

Para implementar o controlador, realiza-se a modelagem no espaço de estados do conversor conectado à bateria, obtendo uma relação matemática descritiva do sistema. As equações diferenciais obtidas da modelagem são utilizadas para regular as variáveis desejadas. Para o conversor bidirecional, a modelagem leva a um conjunto de equações diferenciais não lineares, o que reduz a eficiência das metodologias clássicas de controle, visto que estas são ideais para sistemas lineares.

Diversas técnicas de controle não linear difundidas podem ser implementadas no comando de um conversor bidirecional. Em particular, os controladores *Sliding Mode* (SM) se

mostram como uma técnica eficiente, que em geral apresenta desempenho satisfatório em sistemas sujeitos a incertezas e condições de não linearidade (DIAS, 2009), visto que, usualmente, apresentam uma lei de controle chaveada que direciona o sistema para o equilíbrio de forma rápida e precisa.

Neste contexto, o presente trabalho visa implementar uma técnica de controle, baseada no método *Sliding Mode*, que seja capaz de atuar de forma a regular corrente e tensão de carga e descarga da bateria, fazendo com que a operação seja rápida e eficiente. Para tal, a bateria é conectada a uma fonte CC externa através de um conversor bidirecional, sendo que a atuação dos controladores é feita sobre as chaves do conversor bidirecional CC-CC.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho consiste em controlar os processos de carga e descarga de uma bateria de íons-lítio conectada a um conversor CC bidirecional através da implementação de controladores *Sliding Mode*, de forma a regular os níveis de tensão e corrente da bateria.

1.2.2 Objetivos Específicos

Dado o objetivo geral, têm-se como objetivos específicos:

- Descrever os modos de operação/estados topológicos do conversor;
- Realizar a modelagem matemática do sistema;
- Comparar o controlador proposto com um método clássico de controle, implementado com controladores PI.

2 Revisão de Literatura

2.1 Baterias eletroquímicas

As baterias são elementos capazes de armazenar energia química e transformá-la em energia elétrica através de reações eletroquímicas. De um modo geral, as baterias podem ser divididas em dois grupos: primárias, que não permitem recarga, e secundárias, que podem ser recarregadas através de uma fonte externa (SERÔDIO, 2018).

Para caracterizar o funcionamento e o desempenho de uma bateria, são utilizados alguns parâmetros, que dão base para entender o estado e a característica de funcionamento da mesma. A seguir, são listados alguns destes parâmetros, de acordo com (SERÔDIO, 2018):

- Capacidade: é medida em Ampere-hora (Ah) e indica a quantidade de carga elétrica que pode ser fornecida a uma determinada bateria para que esta possa ser carregada ou descarregada sobre condições específicas;
- Estado de carga (SoC): indica, em valores percentuais, a quantidade de energia acumulada na bateria, em relação à sua capacidade máxima de armazenamento;
- Profundidade de descarga (DoD): é representada em valores percentuais e indica o quanto a bateria foi descarregada;
- *C-rate*: indica a taxa a qual a bateria é carregada ou descarregada em relação à sua capacidade máxima;
- Tensão de descarga mínima: é a tensão mínima permitida para o uso de uma bateria, ou seja, é um valor definido pelo fabricante que indica que a bateria se encontra descarregada;
- Tensão em aberto: é a tensão medida em uma bateria quando nenhuma carga é aplicada aos seus terminais. Este é um fator que depende principalmente da temperatura e do estado de carga;
- Resistência interna: é o fenômeno resistivo que se opõe ao fluxo de corrente no interior da bateria;

- Eficiência: é a razão entre a energia fornecida por uma bateria e a energia armazenada na mesma.

Existem diversas tecnologias de baterias que podem ser implementadas em veículos elétricos. Dentre estas, destacam-se as baterias de íons de lítio, que possuem elevada densidade de energia, baixa resistência interna e ciclo de vida bastante extenso. Por outro lado, apresentam algumas desvantagens, como por exemplo o custo de fabricação mais elevado (Battery University, 2017).

O desempenho e a vida útil das baterias são influenciados por diversos fatores, como por exemplo o valor da corrente de carga e descarga, a temperatura, as condições de armazenamento, o método de carregamento implementado, dentre outros.

2.2 Métodos de carregamento de baterias

Diferentes técnicas podem ser implementadas ao carregar-se uma bateria (XIAOHUI, YAO e YANG, 2021). Visando eficiência e segurança, é necessário controlar o modo de carregamento, implementando aquele que melhor se adequa para cada tipo de bateria e de situação. A seguir, são listadas algumas das técnicas implementadas.

2.2.1 Corrente constante (CC)

Este tipo de carregamento consiste em fornecer um valor de corrente constante, enquanto a tensão é variada, até que a tensão limite de carga da bateria seja atingida. Os valores de corrente e tensão a serem utilizados impactam diretamente na velocidade do carregamento e são particulares para cada modelo de bateria.

Se uma corrente elevada for fornecida, a temperatura interna da bateria tende a aumentar, o que pode diminuir a eficiência do carregamento e reduzir a vida útil do componente. Por outro lado, correntes de intensidade muito baixa levam a um maior tempo de carregamento (SERÔDIO, 2018). A seguir, na Figura 3, é mostrada a representação gráfica deste método.

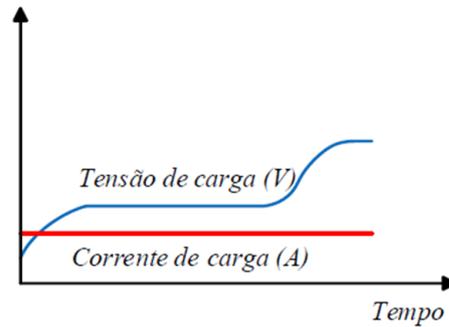


Figura 3 - Carregamento com corrente constante.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

2.2.2 Tensão constante (CV)

Neste caso, representado na Figura 4, aplica-se uma tensão constante nos terminais da bateria, fazendo com que a corrente de carga diminua progressivamente até que o estado de carga seja igual a 100%. Inicialmente, quando a corrente é mais elevada, a temperatura interna é maior, o que pode reduzir a eficiência do carregamento (SERÔDIO, 2018).

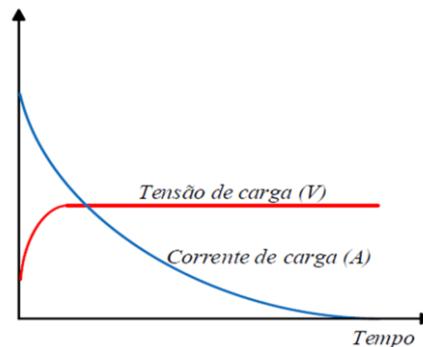


Figura 4 - Carregamento com tensão constante.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

2.2.3 Corrente constante - tensão constante (CC-CV)

Este método combina os dois anteriores. Inicialmente, a bateria é carregada com corrente constante, enquanto a tensão é elevada até um nível especificado. Em seguida, a bateria continua carregando com tensão constante, enquanto a corrente diminui gradativamente (XIAOHUI, YAO e YANG, 2021).

A técnica é representada na Figura 5, na qual I_{bat} e V_{bat} representam as curvas de corrente e tensão de carga na bateria, respectivamente. Neste caso, a bateria carrega no modo CC até 95% do SoC e, em seguida, carrega no modo CV.

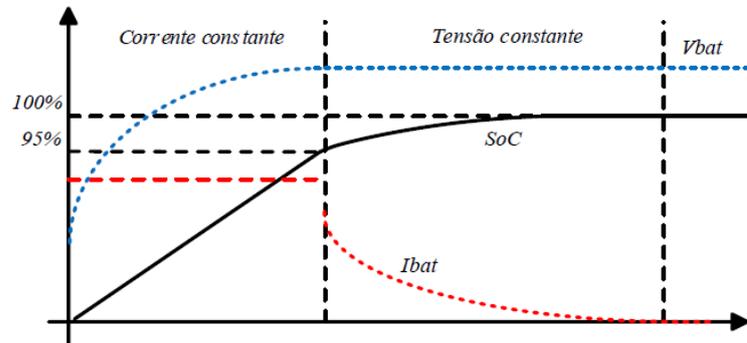


Figura 5 - Carregamento com corrente constante - tensão constante.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

2.3 Conversores CC

Os conversores, ou reguladores CC, que são conectados às baterias, são dispositivos capazes de converter tensões CC, aplicadas à sua entrada, em tensões CC na sua saída, sendo esta conversão realizada através da técnica de comutação de elementos semicondutores (RASHID, 2014).

Os conversores podem ser abaixadores ou elevadores de tensão, sendo esta classificação dada de acordo com a função exercida pelo conversor, que pode ser de aumento ou redução da tensão da fonte. Ademais, podem ser unidirecionais, que permitem a condução de corrente em apenas um sentido, ou bidirecionais, que permitem com que o fluxo de potência seja fornecido tanto pela fonte, quanto para a fonte (RASHID, 2014).

O princípio de operação dos conversores CC é a conversão por chaveamento. Dispositivos semicondutores são utilizados de maneira com que operem como interruptores (PETRY, 2001), que ficam continuamente alternando entre os modos ligado e desligado, permitindo dessa forma que os níveis de tensão da saída sejam distintos da entrada. O princípio e um esboço da forma de onda de saída são mostrados na Figura 6.

Neste caso, enquanto a chave está ligada, a tensão de saída V_o é igual à tensão de entrada V_i . Por outro lado, para os instantes em que a chave é mantida em aberto, a tensão de saída aplicada sobre a carga é igual a $0 V$, como mostrado no gráfico da Figura 6.

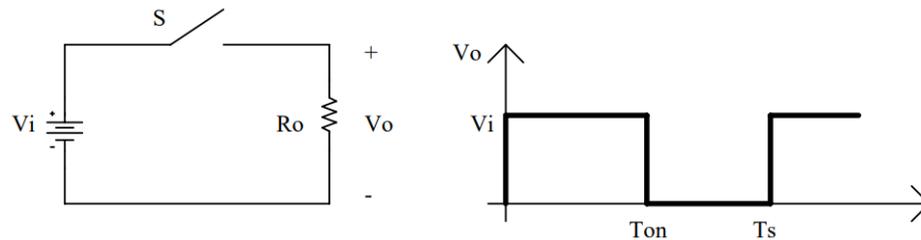


Figura 6 - Conversor CC e forma de onda da saída.

Fonte: (PETRY, 2001).

Para o modelo simplificado do conversor CC mostrado, dada uma frequência f_s de chaveamento, o intervalo de comutação é definido por (RASHID, 2014):

$$T_s = \frac{1}{f_s}. \quad (1)$$

O *duty cycle*, que é dado pela razão entre o tempo de condução da chave e o intervalo de comutação, é representado por (RASHID, 2014):

$$k = \frac{T_{on}}{T_s}. \quad (2)$$

Além disso, a tensão média na carga pode ser calculada da seguinte maneira (RASHID, 2014):

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_i dt = V_i \frac{T_{on}}{T_s}. \quad (3)$$

Substituindo (2) em (3), é possível reescrever a tensão de saída como sendo:

$$V_o = kV_i. \quad (4)$$

Logo, através do ajuste do valor do *duty cycle*, é possível obter-se uma tensão na saída de valor diferente da tensão de entrada. O princípio descrito é a base que norteia o

funcionamento de um conversor CC (RASHID, 2014). A seguir, são analisados alguns tipos de conversores CC.

2.3.1 Conversor CC-CC unidirecional *Buck*

O conversor *Buck* tem características de ser um abaixador de tensão, ou seja, é capaz de fornecer uma tensão de saída menor do que a de entrada (PETRY, 2001). A configuração é mostrada na Figura 7.

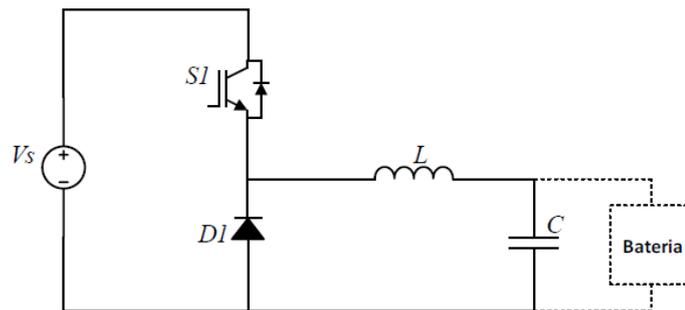


Figura 7 - Conversor *Buck*.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

Este tipo de conversor possui dois estados diferentes de funcionamento, a depender da chave S_1 , que pode estar em condução ou em corte (SERÔDIO, 2018):

- Estado *on*: o interruptor S_1 encontra-se ligado e o diodo D_1 inversamente polarizado;
- Estado *off*: o interruptor S_1 encontra-se desligado e o diodo D_1 diretamente polarizado.

2.3.2 Conversor CC-CC unidirecional *Boost*

Este tipo de conversor, mostrado na Figura 8, tem a característica de ser um elevador de tensão (RASHID, 2014).

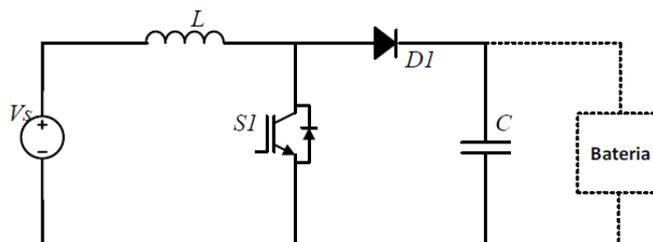


Figura 8 - Conversor *Boost*.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

Para esse caso, os dois estados de funcionamento são dados por (SERÔDIO, 2018):

- Estado *on*: o interruptor S_1 encontra-se ligado e o diodo D_1 inversamente polarizado;
- Estado *off*: o interruptor S_1 encontra-se desligado e o diodo D_1 diretamente polarizado.

2.3.3 Conversor CC bidirecional *Buck-Boost*

Um conversor CC bidirecional *Buck-Boost* é um tipo de regulador que reúne as características dos dois tipos de conversores citados. Portanto, pode atuar tanto como abaixador quanto como elevador de tensão (BARBI, 2015). A topologia de um conversor deste tipo conectado a uma bateria é mostrada na Figura 9.

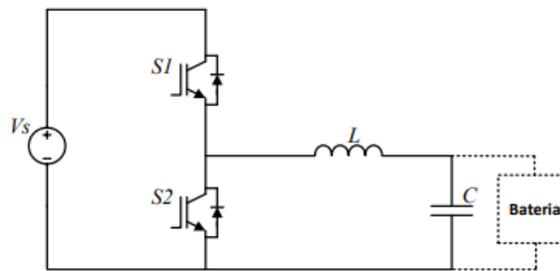


Figura 9 - Conversor bidirecional *Buck-Boost* conectado a uma bateria.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

Quando a condução ocorre da fonte V_s para a bateria, possui uma tensão de saída menor do que a de entrada. Nesta situação, diz-se que o conversor atua no modo *Buck*. Por outro lado, quando a condução é feita no sentido da bateria para a fonte V_s , o conversor atua no modo *Boost* (WENK, 2019).

Durante a atuação como *Buck*, o semicondutor S_2 permanece continuamente desligado, enquanto o chaveamento é realizado em S_1 , que alterna nos modos ligado e desligado. Enquanto ocorre o chaveamento, quando a chave S_1 está desligada, a corrente é conduzida através do diodo conectada a S_2 (WENK, 2019).

Dessa forma, o funcionamento é idêntico ao de um conversor *Buck* convencional e a bateria se encontra em processo de carga (SERÔDIO, 2018). Na Figura 10 – a), é mostrada a condição em que a chave S_1 está ligada. Já na Figura 10 – b), ambas as chaves estão desligadas e a corrente flui pelo diodo conectada a S_2 .

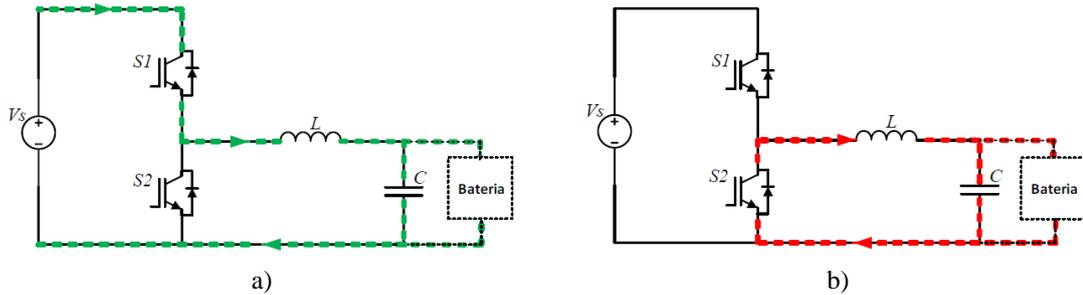


Figura 10 - Conversor bidirecional *Buck-Boost* atuando no modo *Buck*.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

Já no modo *Boost*, a chave S_1 é mantida desligada, enquanto S_2 pode estar ligada ou desligada. A operação, neste caso, é idêntica ao *Boost* convencional e a bateria fornece energia ao circuito, enquanto descarrega (WENK, 2019).

Nos instantes do chaveamento em que a chave S_2 encontra-se em corte, a corrente flui pelo diodo conectado a S_1 (SERÔDIO, 2018). Na Figura 11-a), é mostrada a chave S_2 ligada e, na Figura 11-b), ambas se encontram desligadas.

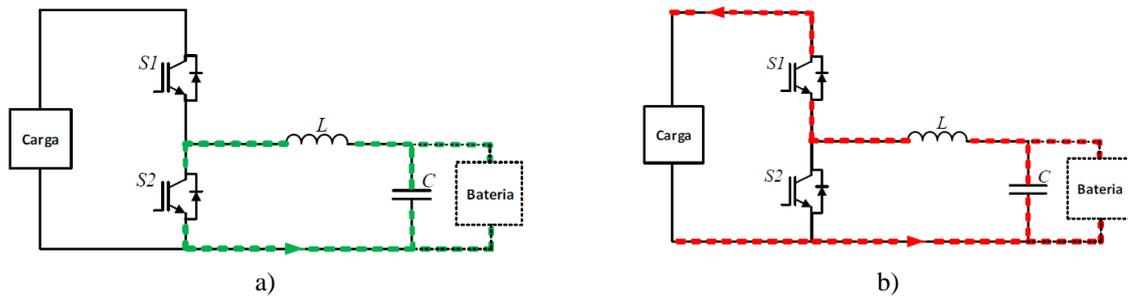


Figura 11 - Conversor bidirecional *Buck-Boost* atuando no modo *Boost*.

Fonte: (SERÔDIO, 2018).

2.4 Controlador *Sliding Mode*

O *Sliding Mode* é uma técnica de controle baseada em leis descontínuas e chaveamentos de altas frequências, que visa direcionar as trajetórias de um sistema para uma região específica do espaço de estados, conhecida como superfície de deslizamento (FERNANDES, 2013).

Em geral, essa técnica permite projetar controladores que fazem com que o sistema seja menos sensível a variações de parâmetros internos ou mesmo a distúrbios de carga externa, o que torna o sistema robusto com relação a alterações (GULDEMIR, 2011).

Devido a sua robustez, essa técnica se mostra eficiente e atrativa para sistemas sujeitos a perturbações e/ou incertezas. A principal característica é que este tipo de controle, em geral, proporciona uma saída rápida e quase completamente inerente às variações de condição de sistemas variantes no tempo (DIAS, 2009).

Um sistema linear pode ser caracterizado da seguinte forma (CHEN, 1999):

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (5)$$

ou seja,

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u). \quad (6)$$

Em (5) e (6), A , B , C e D são as matrizes de modelagem do sistema, enquanto $x(t)$, $u(t)$ e $y(t)$ representam o vetor das variáveis de estado, o vetor de entrada e a saída, respectivamente.

É possível definir um método de controle variável através da atuação de um controlador que modifica seu valor de acordo com uma lógica de chaveamento de maneira diretamente relacionada aos estados do sistema (DIAS, 2009).

Portanto, estabelecendo-se uma superfície $S(x) = 0$ como a função que define a alteração da atuação do controlador, então, de forma generalizada, a variável de controle pode ser descrita por (GULDEMIR, 2011):

$$c(x, t) = \begin{cases} c^+(x, t), & \text{se } S(x) > 0 \\ c^-(x, t), & \text{se } S(x) < 0 \end{cases} \quad (7)$$

Dessa forma, uma questão importante na teoria *Sliding Mode* está em determinar uma entrada de controle que faça com que o sistema rastreie uma trajetória de referência desejada x_{ref} , enquanto a condição $S(x) = 0$ é satisfeita. Para tal, $S(x)$, conhecida como superfície de deslizamento, pode então ser ajustada para a seguinte forma (GULDEMIR, 2011):

$$S(x) = x_{ref} - x. \quad (8)$$

Se, inicialmente, a condição $S(x) = 0$ não for satisfeita, o rastreamento deve ser feito de forma com que a variável se aproxime do valor de referência, para que a condição passe a ser satisfeita. Por conseguinte, a estratégia de controle adotada deve garantir que a trajetória do sistema se mova na direção da superfície deslizante, visto que o objetivo é forçar os estados do sistema para a condição de equilíbrio. Para o sistema em modo deslizante, tem-se a seguinte condição (GULDEMIR, 2011):

$$S(x) = \dot{S}(x) = 0. \quad (9)$$

O controlador atua, inicialmente, direcionando as variáveis para a superfície de deslizamento, sendo este processo conhecido como modo de alcance. Em seguida, atua de forma a manter as variáveis controladas nesta superfície (GULDEMIR, 2011). Quando a trajetória de estados atinge a superfície de deslizamento, e nela permanece, diz-se que o sistema está em modo deslizante (SILVA, 2015). Os processos citados são sintetizados na Figura 12.

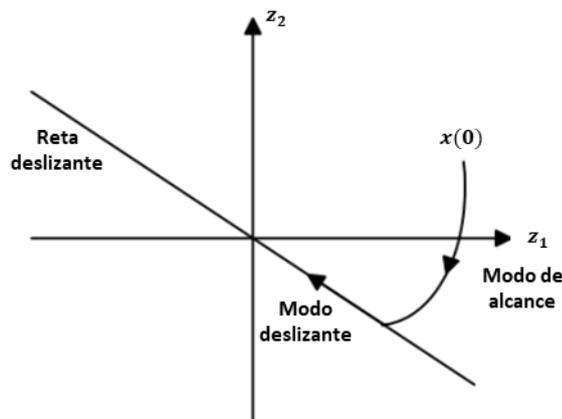


Figura 12 - Modo de alcance e modo deslizante.

Fonte: (GULDEMIR, 2011). Adaptado.

Portanto, o comportamento dinâmico do sistema pode ser adaptado pela escolha de uma lei de controle chaveada. Em suma, para realizar o projeto do controlador *Sliding Mode*, deve-se:

- Escolher uma superfície de deslizamento para que a planta controlada tenha o comportamento desejado;
- Desenvolver uma lei de controle que permita que sejam satisfeitas as condições de existência e alcançabilidade do modo deslizante.

3 Materiais e métodos

3.1 Modelagem do conversor conectado à bateria

Com o objetivo de simular os processos de carga e descarga de uma bateria, utilizou-se um conversor CC-CC bidirecional *Buck-Boost*, como o mostrado na Figura 13.

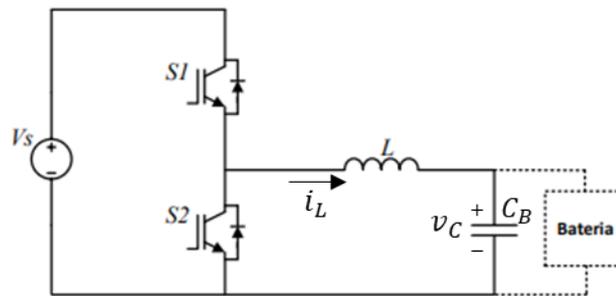


Figura 13 - Conversor bidirecional conectado à bateria.

Fonte: (SERÔDIO, 2018). Adaptado.

Sejam i_L a corrente no indutor e v_C a tensão no capacitor, como mostrado na Figura 13, então, no espaço de estados, em (5), o vetor das variáveis de estado e o vetor de saída são dados por:

$$y = x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Logo,

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Além disso, considerando que a fonte CC externa possui tensão V_S e que a bateria apresenta tensão nominal V_{B0} , logo, o vetor de entrada é representado por:

$$u = \begin{bmatrix} V_S \\ V_{B0} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

O conversor possui dois estados topológicos, a depender do acionamento das chaves semicondutoras, que é feito conforme a Figura 14. No estado topológico 1, tem-se a chave S_1 conduzindo, enquanto S_2 permanece em aberto. Já no estado topológico 2, a condução é feita em S_2 , enquanto S_1 permanece em corte.

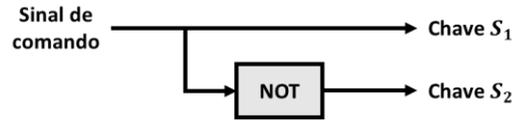


Figura 14 - Forma de acionamento das chaves.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A seguir, na Figura 15, é mostrado o circuito, com suas respectivas perdas, para o caso em que a condução ocorre na chave S_1 , enquanto S_2 está desligada. Nesse caso, R_S e R_L representam as perdas ôhmicas na chave S_1 e nos enrolamentos do indutor, respectivamente. Além disso, R_B é a resistência interna da bateria.

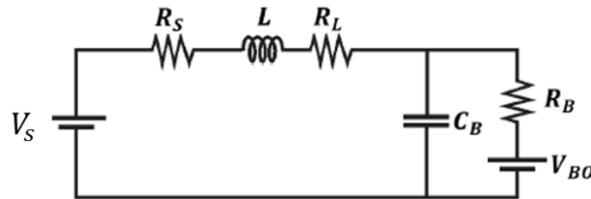


Figura 15 - S_1 conduzindo e S_2 em corte.

Fonte: (BASTOS, TORRES, *et al.*, 2020)

Para esse caso, as equações de estado são dadas por:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{(R_S+R_L)}{L} \cdot i_L - \frac{1}{L} \cdot v_C + \frac{1}{L} \cdot V_S \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_L - \frac{1}{R_B \cdot C_B} \cdot v_C + \frac{1}{R_B \cdot C_B} \cdot V_{BO} \end{cases} \quad (13)$$

Portanto, as matrizes de espaço de estados para o estado topológico 1 são dadas por:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_S+R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (15)$$

O circuito para o estado topológico 2, em que a chave S_2 está em condução enquanto S_1 está desligada, é mostrado na Figura 16.

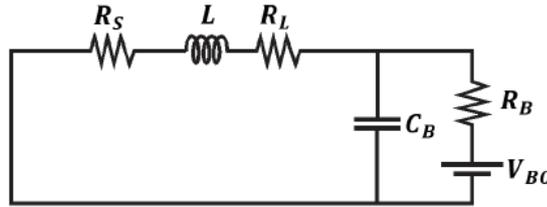


Figura 16 - S_2 conduzindo e S_1 em corte.

Fonte: (BASTOS, TORRES, *et al.*, 2020)

Nesta situação, têm-se as seguintes equações de estado:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{(R_S+R_L)}{L} \cdot i_L - \frac{1}{L} \cdot v_C \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_L - \frac{1}{R_B \cdot C_B} \cdot v_C + \frac{1}{R_B \cdot C_B} \cdot V_{BO} \end{cases} \quad (16)$$

Logo, no formato matricial, para o estado topológico 2, têm-se:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_S+R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Conforme a Figura 14, o sistema é implementado de forma com que os sinais em cada chave sejam enviados de forma complementar, ou seja, as duas chaves nunca são acionadas simultaneamente. Na Figura 17, são mostrados os sinais de comando das chaves para um ciclo.

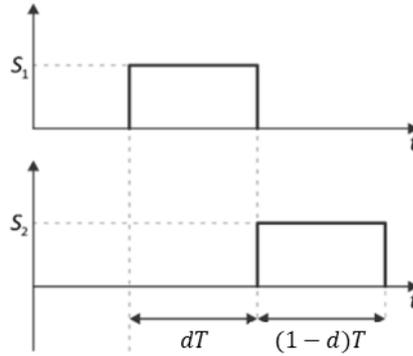


Figura 17 - Sinais de comando das chaves.

Fonte: (BARBI, 2015). Adaptado.

Seja d o *duty cycle* da chave S_1 , ou seja, o período em que tem-se a chave S_1 em condução e S_2 desligada. Logo, a relação do período em que S_1 não conduz e, por consequência, tem-se a condução em S_2 , e o período total do chaveamento é dada por $(1 - d)$. Portanto, as matrizes A e B de (5) podem ser reescritas como um modelo médio para os dois estados da seguinte forma (VILELA, 2011):

$$A = dA_1 + (1 - d)A_2. \quad (19)$$

$$B = dB_1 + (1 - d)B_2. \quad (20)$$

O sistema, no espaço de estados, pode então ser representado por uma única equação média, válida para os dois estados topológicos, através da substituição, em (5), das matrizes A e B , mostradas em (19) e (20), respectivamente, sendo esta dada por:

$$\dot{x} = [dA_1 + (1 - d)A_2] \cdot x + [dB_1 + (1 - d)B_2] \cdot u \quad (21)$$

Com o objetivo de manter a corrente e a tensão de saída em um valor específico, os conversores operam, em geral, em malha fechada, o que faz com que o *duty cycle* seja continuamente alterado. Nesta situação, para a análise do circuito de um conversor com realimentação é necessário realizar a modelagem de pequenos sinais do conversor.

3.2 Linearização

Uma equação não linear pode ser aproximada por uma equação linear sob certas condições, em torno de um ponto de equilíbrio. Para tal, deve-se aplicar o processo de linearização (CHEN, 1999). A Equação (21) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\dot{x} = (A_2 + d(A_1 - A_2))x + (B_2 + d(B_1 - B_2))u \quad (22)$$

Para a linearização de um sistema, é considerado que o valor médio de uma grandeza pode ser representado por um valor constante, adicionado a uma pequena perturbação (VILELA, 2011). Então, tem-se que:

$$\begin{cases} d = D + \tilde{d} \\ x = X + \tilde{x} \\ u = U + \tilde{u} \end{cases} \quad (23)$$

Em (23), D , X e U representam os valores médios do *duty cycle*, do vetor das variáveis de estado e do vetor de entrada, respectivamente. Além disso, \tilde{d} , \tilde{x} e \tilde{u} são suas respectivas perturbações.

Substituindo (23) em (22), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= [(A_2 + (D + \tilde{d}) \cdot (A_1 - A_2))] \cdot (X + \tilde{x}) \\ &+ [B_2 + (D + \tilde{d}) \cdot (B_1 - B_2)] \cdot (U + \tilde{u}). \end{aligned} \quad (24)$$

Rearranjando os termos:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= [(A_2 + D \cdot (A_1 - A_2))] \cdot \tilde{x} + [B_2 + D \cdot (B_1 - B_2)] \cdot \tilde{u} \\ &+ [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d} \\ &+ [(A_2 + D \cdot (A_1 - A_2))] \cdot X \\ &+ [B_2 + D \cdot (B_1 - B_2)] \cdot U \\ &+ (A_1 - A_2) \cdot \tilde{d} \cdot \tilde{x} + (B_1 - B_2) \cdot \tilde{d} \cdot \tilde{u}. \end{aligned} \quad (25)$$

Em (25), os fatores de segunda ordem ($\tilde{d} \cdot \tilde{x}$ e $\tilde{d} \cdot \tilde{u}$) são desprezados, pois representam o produto de duas pequenas perturbações. Ademais, como X representa um valor constante, então: $\dot{X} = 0$ (VILELA, 2011). Logo, separando os termos constantes dos termos referentes às perturbações, tem-se que:

$$\dot{X} = [(A_2 + D \cdot (A_1 - A_2))] \cdot X + [B_2 + D \cdot (B_1 - B_2)] \cdot U = 0. \quad (26)$$

Por conseguinte, a equação (25) se resume a:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & [(A_2 + D \cdot (A_1 - A_2))] \cdot \tilde{x} + [B_2 + D \cdot (B_1 - B_2)] \cdot \tilde{u} \\ & + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \tilde{d}. \end{aligned} \quad (27)$$

Mas, por definição, tem-se que:

$$A = D \cdot A_1 + (1 - D) \cdot A_2 \Rightarrow A = A_2 + D \cdot (A_1 - A_2). \quad (28)$$

$$B = D \cdot B_1 + (1 - D) \cdot B_2 \Rightarrow B = B_2 + D \cdot (B_1 - B_2). \quad (29)$$

Além do mais, seja:

$$M = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U. \quad (30)$$

Então, substituindo (28), (29) e (30) em (27):

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot \tilde{u} + M \cdot \tilde{d} \quad (31)$$

Finalmente, rearranjando os termos, tem-se o sistema linearizado no espaço de estados (VILELA, 2011), sendo este mostrado em (32):

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + [B \quad M] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{u} \\ \tilde{d} \end{bmatrix} \quad (32)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (32), é possível obter as funções de transferência do conversor para cada uma das entradas (SILVA, 2019).

3.3 Parâmetros de simulação

Para a implementação do conversor, são consideradas as seguintes especificações, mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações do conversor.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_S)	100 V
Frequência de chaveamento (f_S)	25 kHz
Indutor (L)	10 mH
Capacitor (C)	300 μF
Resistência dos enrolamentos do indutor (R_L)	100 m Ω
Resistência de condução das chaves (R_S)	10 m Ω

Com o objetivo de simular a operação da bateria, utilizou-se o bloco *Battery* do MATLAB, que implementa um modelo genérico de bateria. O bloco foi configurado para o tipo de bateria de íons de lítio, com as especificações mostradas na Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações da bateria.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal (V_{BO})	72 V
Resistência interna (R_{BAT})	0,036 Ω
Capacidade	20 Ah
Corrente nominal	8,6957 A

A curva característica de descarga da bateria utilizada no trabalho, com corrente nominal, é mostrada na Figura 18.

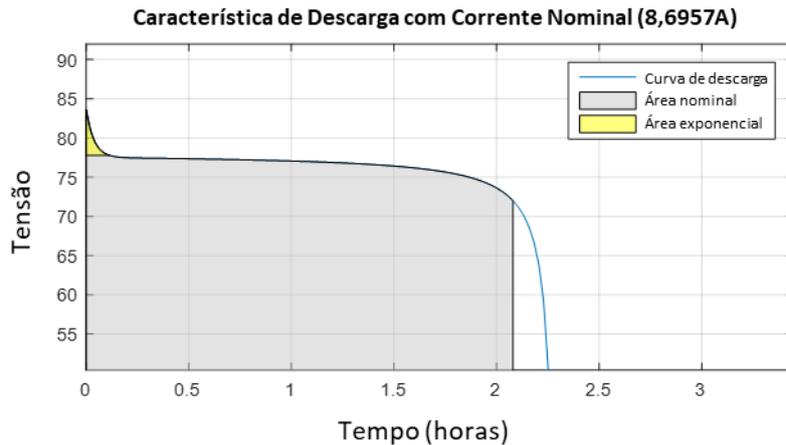


Figura 18 - Curva característica de descarga com corrente nominal.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com os parâmetros do conversor e da bateria, têm-se os componentes, mostrados na Figura 13, que são necessários para realizar a simulação e os testes na carga e descarga da bateria.

Na sequência, são calculadas as matrizes A_1 , A_2 , B_1 e B_2 de (21), assim como as matrizes A , B e M de (32). Ademais, utilizando a Transformada de Laplace, são calculadas as funções de transferência do sistema. Todos os cálculos matemáticos foram realizados via *software* MATLAB.

3.4 Funções de transferência

Por meio das matrizes de modelagem do sistema e dos componentes da Tabela 1, a função de transferência $G_{id}(s)$, que relaciona a variação da corrente no indutor com a variação do *duty cycle* pode ser calculada após o processo de linearização:

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{10000s + 9,259 \times 10^8}{s^2 + 9,26 \times 10^4 s + 1,352 \times 10^6} \quad (33)$$

Na Figura 19, é mostrado o diagrama de *Nyquist* de $G_{id}(s)$. É possível perceber que o diagrama não envolve o ponto $s = -1$. Além disso, a função de transferência possui dois polos no semiplano esquerdo, localizados em $s = -15$ e $s = -9,2585 \times 10^4$. Dessa forma, constata-

se através do teorema do mapeamento, que $G_{id}(s)$ é uma função dotada de estabilidade (OGATA, 2011).

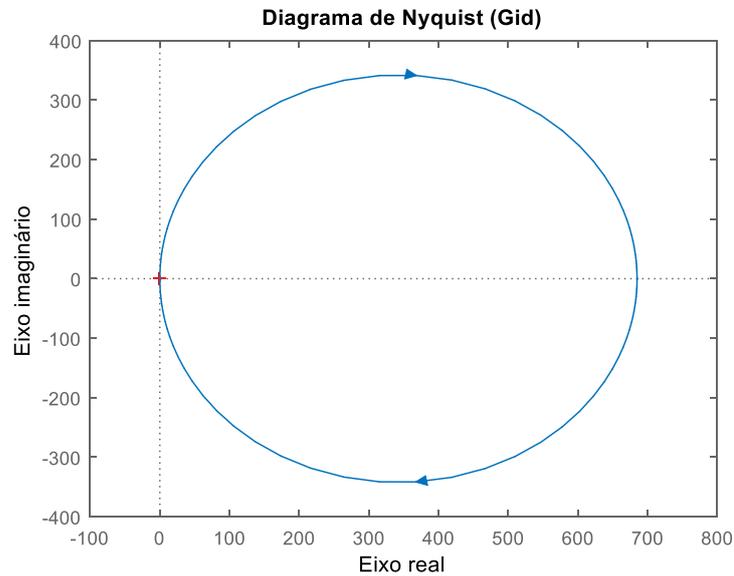


Figura 19 - Diagrama de *Nyquist* de G_{id} .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 20, é mostrado o diagrama de Bode de $G_{id}(s)$. Como demarcado, a função possui margem de ganho infinita e margem de fase positiva, sendo igual a $90,1^\circ$.

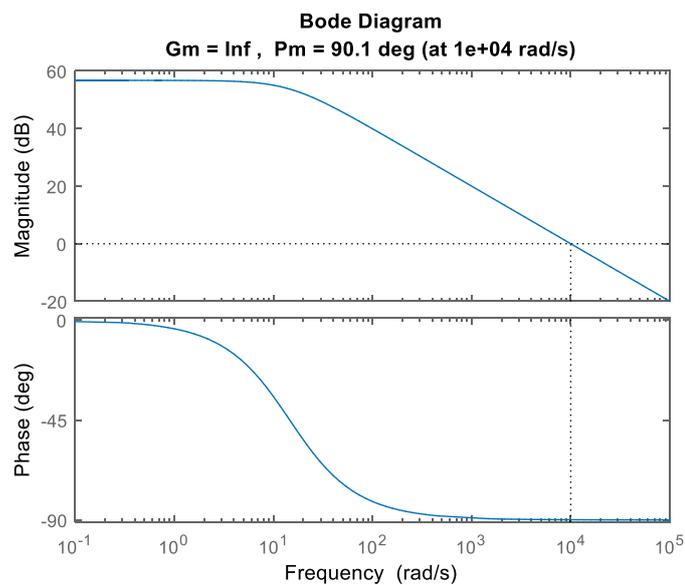


Figura 20 - Diagrama de Bode de G_{id} .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analogamente, obtém-se a função de transferência $G_{vi}(s)$, que relaciona as variações da tensão no capacitor com as variações da corrente no indutor, sendo esta dada por:

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{3,333 \times 10^3}{s + 9,26 \times 10^4} \quad (34)$$

O diagrama de *Nyquist* de $G_{vi}(s)$ é mostrado na Figura 21. Mais uma vez, a função apresenta estabilidade segundo o teorema do mapeamento, visto que o diagrama não engloba o ponto $s = -1$ e a função não possui polos no semiplano direito (OGATA, 2011).

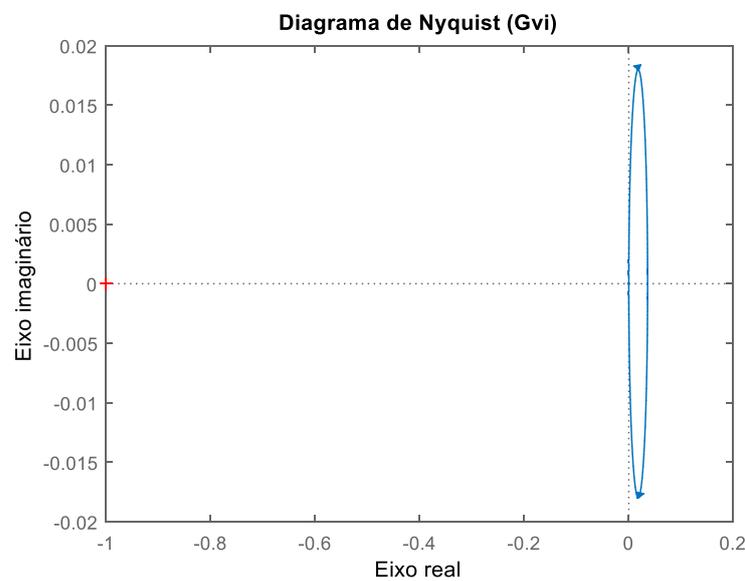


Figura 21 - Diagrama de *Nyquist* de G_{vi} .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 22, mostra-se o diagrama de Bode de $G_{vi}(s)$. Neste caso, tanto a margem de ganho quanto a margem de fase obtidas são infinitas.

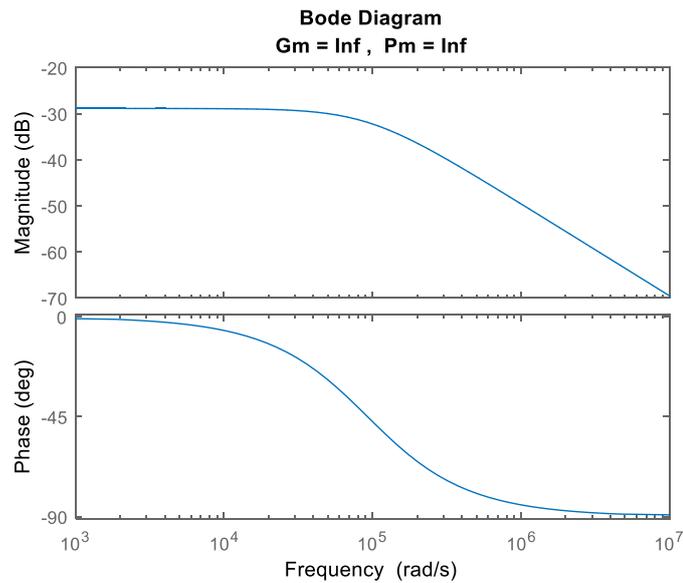


Figura 22 - Diagrama de Bode de G_{vi} .

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5 Metodologia de controle

O método de carregamento da bateria utilizado no trabalho é o modo de corrente constante – tensão constante (CC-CV), mostrado na Figura 5. Por outro lado, durante a descarga, o controlador deve atuar com o seguimento de uma referência variável. Para realizar o controle, duas técnicas são implementadas e comparadas.

A técnica proposta no trabalho utiliza a metodologia de controle *Sliding Mode*. A outra técnica, utilizada para fins de comparação, apropria-se de um método clássico de controle, utilizando controladores PI (proporcional integrativo).

3.5.1 Controle com *Sliding Mode*

Um diagrama de blocos simplificado da configuração *Sliding Mode* é mostrado na Figura 23. Neste caso, o valor de referência e o valor medido podem ser corrente ou tensão, a depender do SoC da bateria.

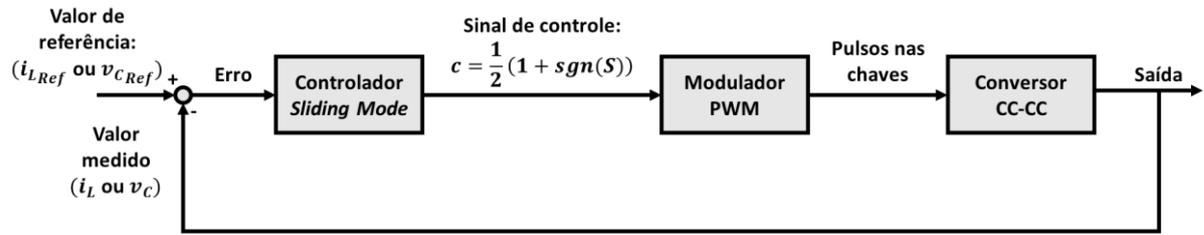


Figura 23 - Diagrama de blocos do controlador *Sliding Mode*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O controle implementado funciona da seguinte forma: enquanto $SoC < 95\%$ atua-se no modo CC, e os valores utilizados para definir o sinal de controle (c) são a corrente de referência i_{LRef} e a corrente medida i_L . Já para $SoC \geq 95\%$ o carregamento é feito no modo CV, e o sinal de comando é determinado através da tensão de referência v_{CRef} e a tensão medida v_C .

Por meio do erro calculado, o controlador atua enviando o sinal de controle para um bloco modulador PWM (*Pulse Width Modulation*), do MATLAB, que opera sobre as chaves, fazendo com que o sistema siga a referência dada.

Para realizar o controle, é necessário primeiramente definir-se a superfície de deslizamento. Diversas superfícies são capazes de satisfazer o controle *Sliding Mode*. A adotada no trabalho é definida como sendo a curva formada pelo erro de medição do sistema, ou seja, a diferença entre a referência e o valor medido, conforme (8). Por conseguinte, durante o modo corrente constante (CC), a superfície S é dada por:

$$S = i_{Lref}(t) - i_L(t). \quad (35)$$

Já no modo tensão constante (CV), tem-se:

$$S = v_{Cref}(t) - v_C(t). \quad (36)$$

A seguir, com a superfície definida, utilizou-se a seguinte lei de controle, conforme (OLIVEIRA, 2019):

$$c = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S)). \quad (37)$$

Em (37), a função sinal é definida por:

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} 1, & \text{se } S(x) > 0 \\ 0, & \text{se } S(x) = 0 \\ -1, & \text{se } S(x) < 0 \end{cases} \quad (38)$$

3.5.2 Controle com PI

Para a configuração com controladores PI, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 24, aplicou-se o controle em cascata, com uma malha externa de controle da tensão e uma malha interna de controle da corrente.

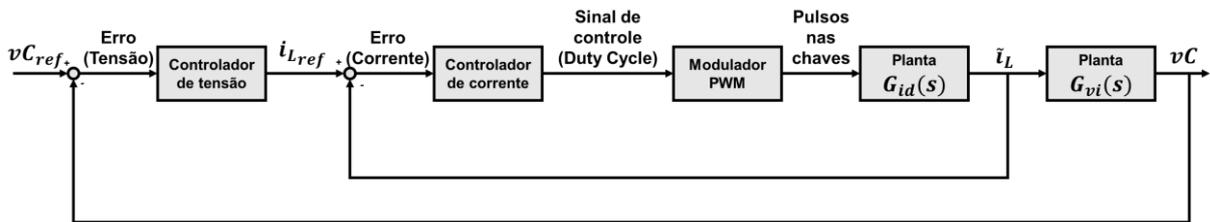


Figura 24 - Diagrama de blocos do controle em cascata PI.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, a diferença entre o valor medido e o valor de referência da tensão é utilizada para definir a corrente de referência para o carregamento, enquanto o erro da medição de corrente é utilizado para a determinação do sinal de PWM que atua sobre as chaves, através do uso do bloco modulador PWM do MATLAB. A saída do controlador de tensão foi limitada em 8,7 A, que é o valor aproximado da corrente nominal da bateria, para que a corrente durante o modo CC seja correspondente ao nominal.

As funções de transferência $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$, mostradas na Figura 24, representam o comportamento da planta e foram obtidas após o processo de linearização, sendo dadas, respectivamente por (33) e (34).

De posse das funções de transferência, são definidos os ganhos V_{kp} e V_{ki} do controlador de tensão, e I_{kp} e I_{ki} do controlador de corrente, mostrados na Figura 24. Tais ganhos são mostrados na Tabela 3 e definem a ação do controlador no sistema, sendo diretamente dependentes dos componentes mostrados na Tabela 1.

Tabela 3 - Ganhos dos controladores.

Parâmetro	Função	Valor
V_{kp}	Ganho proporcional (malha de tensão)	0,356
V_{ki}	Ganho integral (malha de tensão)	6,060
I_{kp}	Ganho proporcional (malha de corrente)	0,167
I_{ki}	Ganho integral (malha de corrente)	0,105

O ajuste dos ganhos dos controladores foi realizado através de algoritmos de otimização, que levam em conta o método do lugar das raízes, utilizando a ferramenta *Sisotool* do MATLAB. Empregando a ferramenta, analisou-se a resposta ao degrau do sistema com controlador, selecionando os ganhos que geraram resposta mais rápida e com sobressinal controlado.

4 Resultados e Discussões

Para validar a modelagem e a metodologia de controle implementada, foram realizados testes de simulação utilizando a ferramenta *Simulink*, do MATLAB. Com o objetivo de legitimar a atuação do controle, foram realizados testes, tanto na carga, quanto na descarga da bateria. Além disso, os controladores foram simulados em tempo discreto, com um período de amostragem igual a 40 μ s.

4.1 Bateria em processo de carga

Durante o processo de carregamento, os valores de corrente e tensão definidos como referência na lei de controle levam em conta as características da bateria utilizada. A corrente definida é de 8,7 A, que é o valor aproximado da corrente nominal da bateria. Já a tensão foi estabelecida em 79,75 V, que é a tensão em aberto da bateria quando SoC=95%.

Portanto, a bateria deve inicialmente carregar no modo CC com uma corrente de 8,7 A, enquanto a tensão em seus terminais aumenta gradativamente. Em seguida, quando o estado de carga atinge 95%, o modo de carregamento é alternado para CV, e a tensão é mantida em 79,75 V, enquanto a bateria continua carregando e a corrente diminui progressivamente. Para facilitar a visualização, o estado de carga inicial da bateria foi fixado em 94,5% e o tempo de simulação foi de 180 segundos.

Na Figura 25, são mostrados o estado de carga da bateria, a corrente no indutor e a tensão no capacitor durante o processo de carregamento para os controladores PI e *Sliding Mode* (SM). É possível perceber, através dos gráficos apresentados, que ambas as técnicas de controle são capazes de atuar alternando o modo de carregamento de CC, inicialmente, para CV, em seguida, enquanto a bateria é carregada. Os instantes nos quais o modo de carregamento é alternado, em cada caso, são destacados no gráfico das correntes.

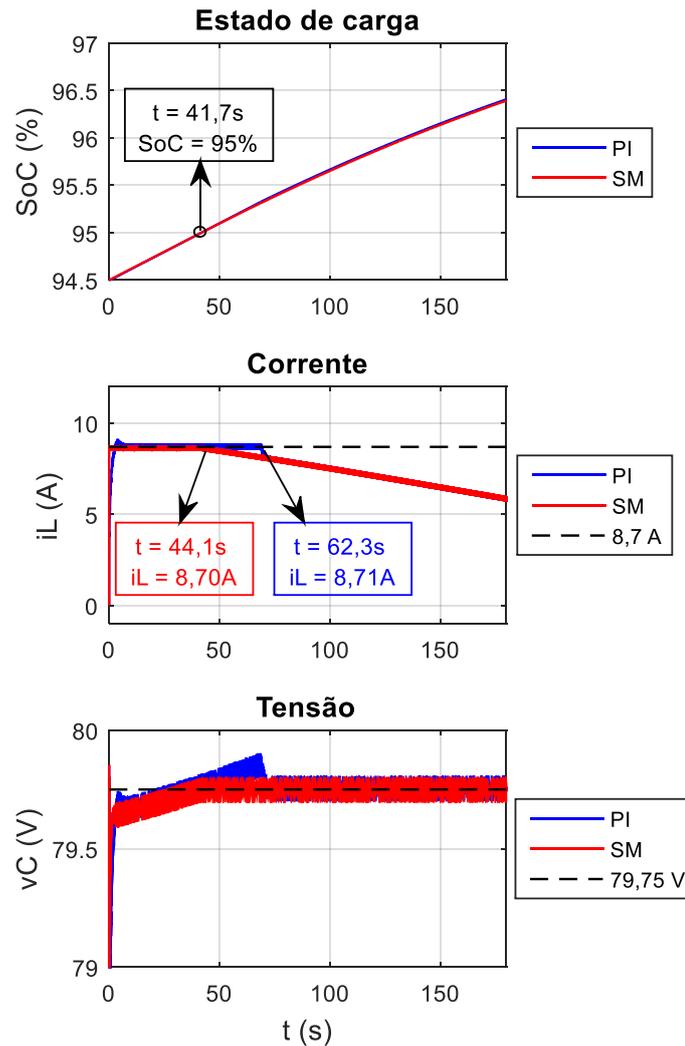


Figura 25 - Estado de carga, corrente no indutor e tensão no capacitor durante a carga da bateria.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Como demarcado no primeiro gráfico, o SoC atinge 95% em 41,7 segundos de simulação. Entretanto, como pode ser visto no gráfico da corrente, o controle feito com controladores PI atua de forma a alternar o modo de carregamento para um tempo igual a 62,3 segundos, o que faz com que a bateria continue carregando com 8,7 A durante essa diferença de tempo.

Com isso, a tensão da bateria segue aumentando gradativamente e ultrapassa a referência de 79,75 V. Em seguida, o controle atua de forma com que a referência seja alcançada e a bateria siga carregando no modo CV. Neste caso, a diferença de tempo entre a bateria atingir 95% do SoC e a corrente começar a reduzir é de 20,6 segundos.

Para o controlador *Sliding Mode*, como mostrado no gráfico da corrente, quando o tempo é igual a 44,1 segundos, o modo de carregamento é alternado para CV, com a tensão constante de 79,75 V e a corrente sendo gradativamente reduzida.

A diferença de tempo entre o SoC atingir 95% e a corrente começar a reduzir é de aproximadamente 2,4 segundos neste caso, o que aponta uma maior rapidez de atuação com relação ao controle feito com PI, visto que o controlador *Sliding Mode* foi capaz de alternar o modo de carregamento 18,2 segundos antes do controlador PI.

4.2 Bateria em processo de descarga

Durante o processo de descarregamento da bateria, simulou-se uma carga que solicita uma corrente variante no tempo. Com a referência variando, o controlador deve atuar em distintas situações, de forma a fornecer a corrente solicitada em cada instante de tempo. O estado de carga inicial da bateria, neste caso, foi fixado em 80%, e o tempo de simulação foi de 60 segundos.

Inicialmente, a corrente no indutor deve ser igual a -4 A. Após 20 segundos, a corrente requisitada é igual a -8 A. Por fim, após 40 segundos de simulação, a referência passa a ser de -2 A, como mostrado na Figura 26. O sinal negativo indica que a bateria encontra-se descarregando.

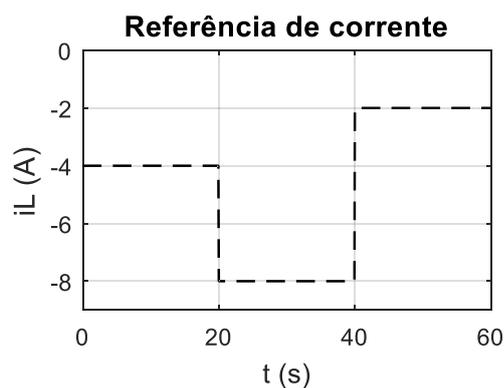


Figura 26 - Corrente de referência na descarga da bateria.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados, para ambas as técnicas de controle, são mostrados na Figura 27, na qual é possível perceber que as duas técnicas foram capazes de rastrear a referência. Como pode ser

visto através da inclinação do gráfico do SoC, quanto maior a corrente solicitada, mais rapidamente a bateria é descarregada. Além disso, nos instantes em que há mudança na corrente de referência, a tensão também é afetada.

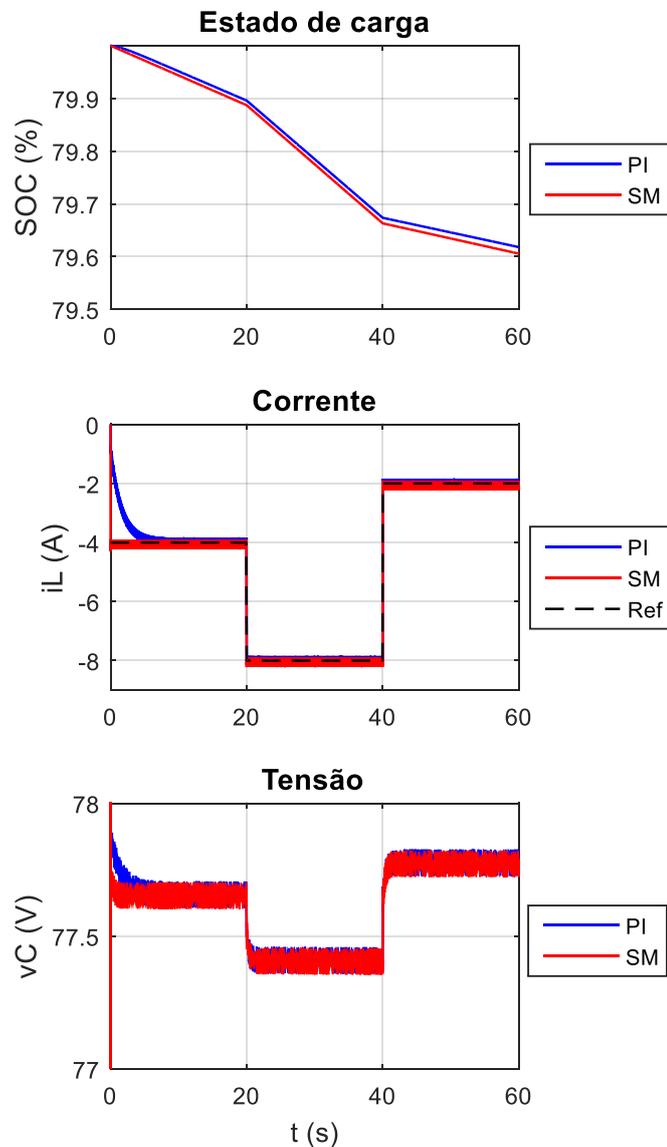


Figura 27 - Estado de carga, corrente no indutor e tensão no capacitor durante a descarga da bateria.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Comparações entre as respostas dos controladores

A seguir, na Figura 28, são mostradas juntamente as correntes de carregamento nos dois casos.

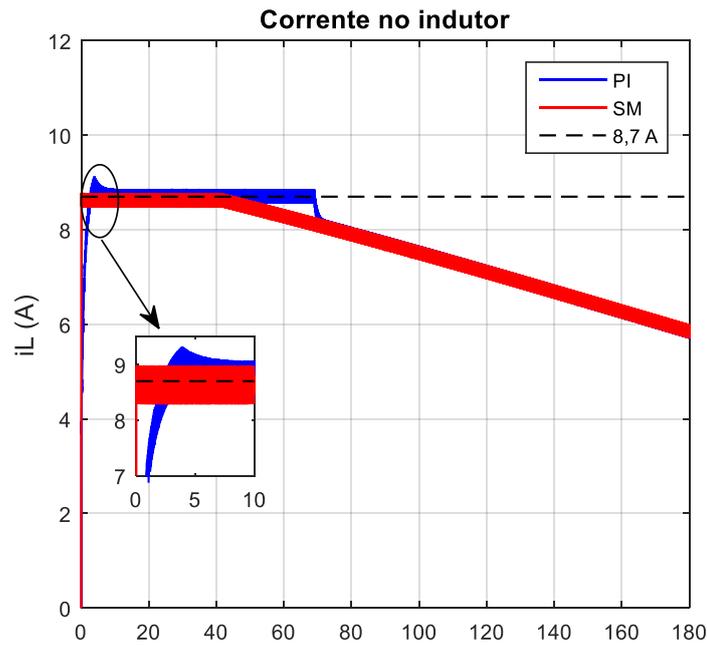


Figura 28 - Corrente no indutor durante a carga.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Inicialmente, tem-se um período transiente no qual os controladores atuam de forma a direcionar a corrente para a referência de 8,7 A. Pode-se perceber que, no controle com PI, há uma corrente de pico transitória de 9,131 A. Já no controle com *Sliding Mode*, a corrente atinge um valor máximo de 8,781 A.

Ademais, o sistema com controladores PI se estabiliza em um tempo de assentamento igual a 5,5 segundos, enquanto que, com o controlador *Sliding Mode*, o tempo de assentamento é consideravelmente mais curto, sendo igual a 4,5 milissegundos.

Já na Figura 29, são mostradas as curvas de tensão nos dois tipos de controle durante o carregamento da bateria. Além disso, são mostrados também os gráficos dos erros de medição em cada caso, ou seja, a diferença entre os valores medidos e a referência ao longo do tempo.

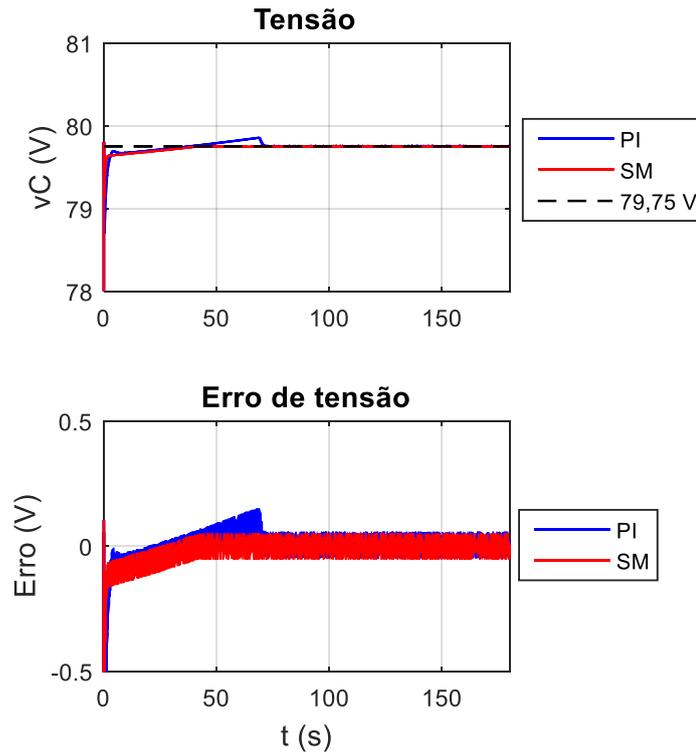


Figura 29 - Respostas referentes ao controle de tensão na carga da bateria.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A tensão máxima medida para o controlador *Sliding Mode* é de 79,7531 V. Já no caso do controle com PI, há um sobressinal, com valor máximo de 79,8591 V. Utilizando os dados que compõe o primeiro gráfico da Figura 29, é possível calcular o erro médio absoluto (*EMA*) para cada controlador, sendo este dado conforme (39):

$$EMA = \frac{1}{n} \sum_{1}^{n} |v_{C_{Ref}} - v_{C_i}|. \quad (39)$$

Neste caso, n representa a quantidade de pontos mensurados durante a simulação, v_{C_i} é o i -ésimo valor medido, enquanto $v_{C_{Ref}}$ é a referência de tensão (PÁDUA, 2020). No caso do *Sliding Mode*, o erro médio absoluto foi de 18,7 mV, enquanto que para o PI, o *EMA* calculado foi de 28,2 mV.

Na Figura 30, são comparadas as correntes de descarga, assim como os erros medidos para as duas técnicas de controle. Como demonstrado nas curvas dos erros, as duas técnicas são

capazes de atuar rapidamente nas mudanças de corrente, levando aproximadamente 1 milissegundo para alcançar a nova referência.

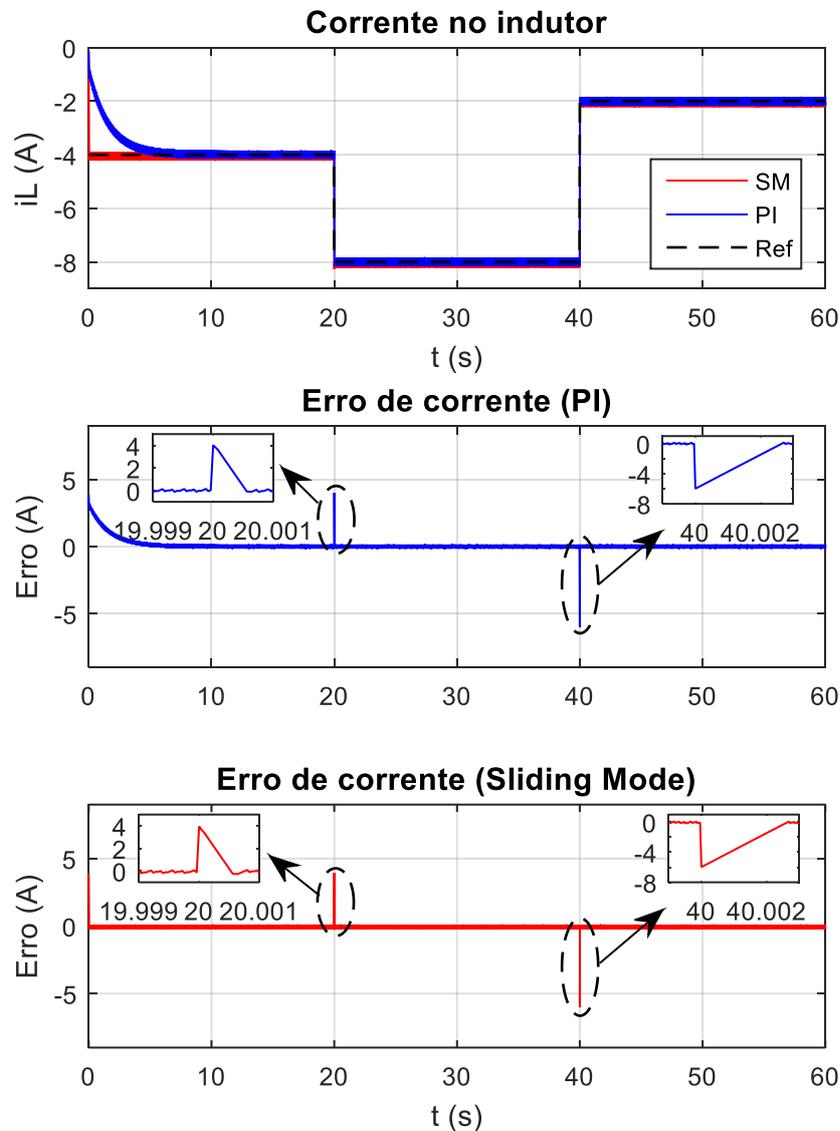


Figura 30 - Respostas referentes ao controle de corrente na descarga da bateria.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os picos de erro acontecem nos transitórios de mudanças da referência e são praticamente idênticos nos dois casos. Em termos absolutos, o maior valor de erro para o controlador PI foi de 5,9927 A. Para o controlador *Sliding Mode*, o maior valor do erro em módulo foi 5,9829 A. Em ambos os casos, o pico de erro aconteceu no transitório de -8 A para -2 A, ocorrido com 40 segundos de simulação.

A grande diferença nas duas técnicas está no tempo de assentamento no começo da simulação, que pode ser visto nos instantes iniciais do primeiro gráfico da Figura 30. Para o controle com PI, esse tempo é de aproximadamente 4,5 segundos e, para o controlador *Sliding Mode*, o tempo medido foi de 0,5 milissegundo.

5 Conclusões

Este trabalho apresentou a descrição dos estados topológicos de um conversor CC-CC e a modelagem do conversor conectado a uma bateria. Além disso, comparou duas técnicas distintas de controle para aplicação em carga e descarga, com foco no processo de regeneração de energia aplicado a veículos elétricos.

Os testes foram implementados através de simulações no *software* MATLAB. Para ambos os controladores, o dispositivo proposto foi capaz de fornecer a corrente desejada após um curto período de tempo transitório.

A técnica de controle *Sliding Mode*, proposta no trabalho, apresentou-se como sendo consideravelmente mais rápida para os instantes nos quais o sistema controlado é sujeito a alterações no método de carregamento ou na referência a ser seguida. Em comparação com o controle com PI, foram obtidos menores valores de pico de corrente e tensão, menor erro médio absoluto e menor tempo de assentamento, tanto na carga quanto na descarga da bateria.

Outra vantagem a ser destacada está no modo como são projetados os controladores. Os controladores PI, por serem lineares, apresentam desempenho satisfatório apenas nas condições sobre as quais o sistema foi projetado, ou seja, em torno de um valor médio pré-determinado, visto que os ganhos foram determinados utilizando-se as funções de transferência obtidas da análise em pequenos sinais.

Por outro lado, para o projeto do controlador *Sliding Mode*, o processo de linearização não é necessário, ou seja, o controlador não depende de um ponto de operação específico, não sendo necessários um modelo médio ou as funções de transferência do sistema.

Em trabalhos futuros, é possível estudar diferentes formas de se implementar os controladores *Sliding Mode*, como por exemplo através de uma superfície de deslizamento distinta, que leva em conta, simultaneamente, o erro de tensão e de corrente, ou mesmo através de controladores de 2ª ordem. Outra proposta de melhoria que pode ser implementada consiste na utilização da técnica *interleaved*, na qual são adicionadas chaves em paralelo ao conversor. Ainda, pode-se aplicar ao sistema do conversor conectado à bateria, um perfil de carga real

obtido em alguma pista de teste, para submeter o controlador a uma referência de corrente mais realística e próxima à que os veículos são submetidos.

Referências

BARBI, I. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. Florianópolis: Edição do autor, 2015.

BARROZO, F. E. O. **Conversor CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos**. Tese (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará. Fortaleza. 2010.

BASTOS, M. E. S. et al. **Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Híbrido**. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora. 2020.

BATTERY University, 2017. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/is-lithium-ion-the-ideal-battery>>. Acesso em: 12 Novembro 2022.

CHEN, C.-T. **Linear System Theory and Design**. 3^a. ed. New York: Oxford University Press, 1999.

CHEN, H. et al. Electrified Automotive Powertrain Architecture Using Composite DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, p. 98-116, Janeiro 2017.

DIAS, M. S. G. **Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior**. Tese (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, Rio Grande do Sul. 2009.

FERNANDES, U. B. **Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes Aplicado em Sistema de Suspensão Ativa**. UNESP - Universidade Estadual Paulista. Ilha Solteira - SP. 2013.

GULDEMIR, H. Modeling and sliding mode control of DC-DC Buck-Boost converter. **6th International Advanced Technologies Symposium**, Maio 2011.

HABIB, et al. Contemporary trends in power electronics converters for charging solutions of electric vehicles. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, p. 911-929, 30 Abril 2020.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Tradução de Heloísa Coimbra de Souza. 5^a. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2011.

OLIVEIRA, V. A. Controlador Sliding Mode - teoria e aplicação, 06 Maio 2019. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/5126826/mod_resource/content/2/sliding_mode_lecture.pdf>. Acesso em: Agosto 2022.

PÁDUA, M. Machine Learning - Métricas para regressões. **Medium**, 8 Agosto 2020. Disponível em: <<https://medium.com/@mateuspdua/ml-m%C3%A9tricas-para-regress%C3%B5es-a00f64e53791>>. Acesso em: 12 Dezembro 2022.

PETRY, C. A. **Introdução aos conversores CC-CC**. Universidade Federal de Santa Catarina. Santa Catarina. 2001.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações**. Tradução de Leonardo Abramowicz. 4^a. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

RIBEIRO, J. Venda de carros elétricos acelera no mundo - mas não no Brasil. **Invest News**, 24 Agosto 2022. Disponível em: <<https://investnews.com.br/infograficos/venda-de-carros-eletricos-acelera-no-mundo-mas-nao-no-brasil/>>. Acesso em: 10 Dezembro 2022.

SERÔDIO, P. M. S. B. E. **Desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional interleaved para testes de baterias de lítio ferro fosfato (LiFePO₄)**. Universidade do Minho. Braga. 2018.

SILVA, L. J. R. **Análise comparativa de controladores sliding mode e controladores fuzzy para aplicação no conversor CC Buck**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Viçosa. Viçosa. 2019.

SILVA, M. M. D. **Controlador por modos deslizantes de segunda ordem aplicado a um compensador síncrono estático de distribuição**. Tese (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, Rio Grande do Sul. 2015.

VILELA, A. O. R. **Projeto e Construção de um Conversor Boost Controlado em Modo de Tensão**. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Viçosa. Viçosa. 2011.

WENK, M. **Estudo, modelagem e controle de conversor CC-CC bidirecional não isolado baseado na célula de comutação de três estados**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, p. 158. 2019.

XIAOHUI, D. W.; YAO, Y.; YANG, P. Hybrid Inductive-Power-Transfer Battery Chargers for Electric Vehicle Onboard Charging With Configurable Charging Profile. **IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems**, 2021.