

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

EZEQUIEL GONSCHOROWSKI

**CARREGADOR DE BATERIA DE LI-ION COM SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO
DE CARGA**

PATO BRANCO

2022

EZEQUIEL GONSCHOROWSKI

**CARREGADOR DE BATERIA DE LI-ION COM SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO
DE CARGA**

Lithium-ion battery charger with equalization system

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

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

PATO BRANCO

2022



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

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

EZEQUIEL GONSCHOROWSKI

**CARREGADOR DE BATERIA DE LI-ION COM SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO
DE CARGA**

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

Data de aprovação: 14/Outubro/2022

Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Prof. Dr. Emerson Giovani Carati
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Prof. Dr. Rafael Cardoso
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

PATO BRANCO
2022

Dedico este trabalho em especial ao meu pai,
faleceu em 2020, sendo peça importante para
que eu estivesse aqui hoje cursando
Engenharia Elétrica.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de dedicar este trabalho aos meus pais, Claudinei Gonschorowski, e agradecer-lo por todo o apoio e incentivo em realizar o curso de Engenharia Elétrica. Agradeço incondicionalmente a minha mãe Feliciano Zeni Gonschorowski por todo apoio moral, financeiro e pessoal, sem ela não conseguiria realizar este trabalho. Agradeço a Deus por ser meu protetor. Além disto, gostaria de agradecer meu professor orientador Rafael Cardoso por todo conhecimento e experiência transmitido ao longo do trabalho.

Gostaria de agradecer meus amigos que fizeram parte da minha caminhada: Eduardo Paganini, Marcelo Piveta, Marcel Pereira, Letícia Ferreti, Luis Paludo, Vinicius Mendes entre outros. Gostaria de agradecer em especial aos mestrandos, Marcelo Piveta e Gustavo Bruinsma, por compartilharem seus conhecimentos e experiência durante a fase de implementação do trabalho.

Agradeço a UTFPR e ao PPGE por disponibilizarem suas dependências para realização do trabalho. Por fim, quero agradecer a todos que fizeram parte desta caminhada de alguma forma. Agradeço a minha cadelinha pelos 15 anos de convivência e carinho, obrigado.

Todos os meus movimentos são friamente
calculados. (Chapolin Colorado).

RESUMO

GONSCHOROWSKI, Ezequiel. Carregador de bateria de li-íon com sistema de equalização de carga. 2022. 87 f. Trabalho de conclusão de curso — Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2022.

Este trabalho visa a implementação de um carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva. Baterias de lítio-íon são demasiadas importantes para aplicações que demandam de sistemas de armazenamento, como, por exemplo, veículos elétricos. Tais aplicações, demandam muito de baterias e suas projeções promissoras quanto ao uso destas. Tendo isto em vista, este trabalho deseja implementar um carregador com equalização de carga para melhorar a eficiência deste processo. Portanto, propõe-se o conversor *buck* para realizar a implementação do carregador, pois, pode-se controlar a corrente e tensão de saída, parâmetros estes essenciais para o algoritmo de carregamento. Para realização deste carregador, faz-se a modelagem de pequenos sinais do conversor *buck*, logo em seguida encontra-se um circuito equivalente das baterias de lítio-íon. Com isto, realiza-se o projeto dos controladores e algoritmo de equalização. Todas as etapas de projeto são validadas por meio de simulações e comparações com resultados experimentais. Por fim, os resultados de carregamentos são obtidos experimentalmente, avaliados quanto a sua eficácia.

Palavras-chave: baterias de lítio-íon; conversores cc-cc; equalização de carga.

ABSTRACT

GONSCHOROWSKI, Ezequiel. Li-ion battery charger with charge equalization system. 2022. 87 f. Final Paper — Electrical Engineering Course, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2022.

This work aims to implement a lithium-ion battery charger with a passive equalization system. Lithium-ion batteries are too important for applications that demand storage systems, such as electric vehicles. Such applications demand a lot from batteries and their promising projections regarding their use. With this in mind, this work wants to implement a charger with charge equalization to improve the efficiency of this process. Therefore, the *buck* converter is proposed to implement the charger, since it is possible to control the output current and voltage, which are essential parameters for the charging algorithm. To make this charger, small signals from the *buck* converter are modeled, then an equivalent circuit of lithium-ion batteries is found. With this, the controller's design and the equalization algorithm are carried out. All design stages are validated through simulations and comparisons with experimental results. Finally, the loading results are obtained experimentally and evaluated for their effectiveness.

Keywords: battery lithium-ion; dc-dc converter; passive equalization.

LISTA DE ALGORITMOS

Algoritmo 1 – Algoritmo de equalização.	56
---	----

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Perfil de descarga da bateria de lítio-íon.	16
Figura 2 – Demanda de baterias de lítio-íon na China de 2015 até 2021.	17
Figura 3 – Escala do uso de baterias de lítio-íon.	17
Figura 4 – Carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva.	18
Figura 5 – Objetivos do sistema de gerenciamento das baterias.	21
Figura 6 – Arranjo de baterias. (a) sem equalização. (b) com equalização.	22
Figura 7 – Técnicas de balanceamento.	23
Figura 8 – Perfil de carregamento CC-CV.	25
Figura 9 – Conversor <i>buck</i>	26
Figura 10 – Tensão e corrente do indutor do conversor <i>buck</i>	27
Figura 11 – 1ª etapa de chaveamento.	27
Figura 12 – 2ª etapa de chaveamento.	28
Figura 13 – Corrente e tensão do capacitor.	29
Figura 14 – Formas de ondas simuladas do conversor <i>buck</i> . (a) tensão de saída. (b) Corrente do indutor.	35
Figura 15 – Modelo equivalente de Thévenin da bateria de lítio-íon.	37
Figura 16 – Processo de descarga da bateria de lítio-íon.	38
Figura 17 – Ensaio de descarga da bateria de lítio-íon. (a) Tensão de descarga. (b) Corrente de descarga.	40
Figura 18 – Ensaio de descarga da bateria de lítio-íon. (a) Tensão de descarga. (b) Corrente de descarga.	41
Figura 19 – Modelo equivalente de Thévenin da bateria de lítio-íon.	43
Figura 20 – Diagrama de blocos da malha fechada. (a) malha de tensão. (b) malha de corrente.	50
Figura 21 – Lugar das raízes da malha de tensão. (a) visão macro. (b) aproximação da origem.	51
Figura 22 – Resposta em malha fechada da tensão de saída.	52
Figura 23 – Resposta transitória da malha fechada de tensão.	53
Figura 24 – Resposta em malha fechada da corrente do indutor.	54
Figura 25 – Resposta transitória da malha fechada de corrente.	55

Figura 26 – Carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva.	58
Figura 27 – Circuito de instrumentação para aquisição de tensão diferencial da célula de bateria.	59
Figura 28 – Circuito de instrumentação para aquisição de corrente do indutor.	60
Figura 29 – Circuito de acionamento do resistor de descarga.	60
Figura 30 – Forma de onda da corrente do indutor.	62
Figura 31 – Variação da corrente do indutor.	63
Figura 32 – Variação da corrente da carga.	64
Figura 33 – Valor médio da tensão de saída.	65
Figura 34 – Variação da tensão de saída.	65
Figura 35 – Forma de onda na chave.	66
Figura 36 – Comparação do modelo de pequenos sinais para a tensão de saída.	67
Figura 37 – Comparação do modelo de pequenos sinais para a corrente do indutor.	67
Figura 38 – Resposta transistórica da malha de tensão.	68
Figura 39 – Resposta transistórica da corrente do indutor.	68
Figura 40 – Equalização das baterias. (a) visão macro do ensaio. (b) tensões iniciais. (c) equalização da bateria 3. (d) equalização da bateria 1.	69
Figura 41 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.	71
Figura 42 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.	71
Figura 43 – Carregamento das baterias. (a) Potência das baterias. (b) Corrente das baterias. (c) Tensão de saída do conversor <i>buck</i>	72
Figura 44 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.	73
Figura 45 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.	74
Figura 46 – Porcentagem de energia acumulada pelo arranjo de baterias. (a) ensaio com resistor de $2,2\Omega$. (b) ensaio com resistor de 12Ω	75
Figura 47 – Ensaio com conversor desligado e resistor de $2,2\Omega$. (a) tensão das baterias. (b) corrente das baterias.	75
Figura 48 – Ensaio com conversor desligado e resistor de 12Ω . (a) tensão das baterias. (b) corrente das baterias.	76
Figura 49 – Núcleo e carretel tipo E	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre as técnicas de balanceamento.	24
Tabela 2 – Requisitos de projeto conversor <i>buck</i>.	33
Tabela 3 – Parâmetros utilizados na implementação prática.	35
Tabela 4 – Parâmetros da bateria de lítio-íon.	42
Tabela 5 – Parâmetros de projeto do indutor.	83
Tabela 6 – Parâmetros do núcleo do tipo E.	83

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Siglas

BMS	Sistema de Gerenciamento das Baterias (do inglês: <i>Battery Management System</i>).
CC	Corrente Constante (do inglês: <i>Constant Current</i>).
CV	Tensão Constante (do inglês: <i>Constant Voltage</i>).
SOC	Estimador do Estado de Carga (do inglês: <i>State of Charge</i>).
SOH	Estimador do Estado de Saúde (do inglês: <i>State of Health</i>).

LISTA DE SÍMBOLOS

Letras Latinas

V_o	Tensão de saída
V_{IN}	Tensão de entrada
f	frequência de chaveamento.
T	Período de chaveamento
D	Razão cíclica
ΔV_{R1}	Queda de tensão das resistências na primeira etapa de chaveamento.
ΔV_{R2}	Queda de tensão das resistências na segunda etapa de chaveamento.
V_D	Queda de tensão do diodo.
R_D	Resistência do diodo.
I_L	Corrente do indutor.
I_S	Corrente da chave.
V_L	Tensão sobre o indutor.
L	Indutância.
$\Delta I L_{fechado}$	Varição da corrente do indutor com a chave (S) fechada.
$\Delta I L_{aberto}$	Varição da corrente do indutor com a chave (S) aberta.
R_L	Resistência do indutor.
R_S	Resistência da chave.
I_D	Corrente do diodo.
V_B	Tensão das baterias.
I_B	Corrente das baterias.
f_s	frequência de chaveamento.
ΔI_B	Varição da corrente das baterias.

ΔV_B	Varição da tensão das baterias.
K_P	Ganho do controlador proporcional.
K_I	Ganho do controlador integral.

SUMÁRIO

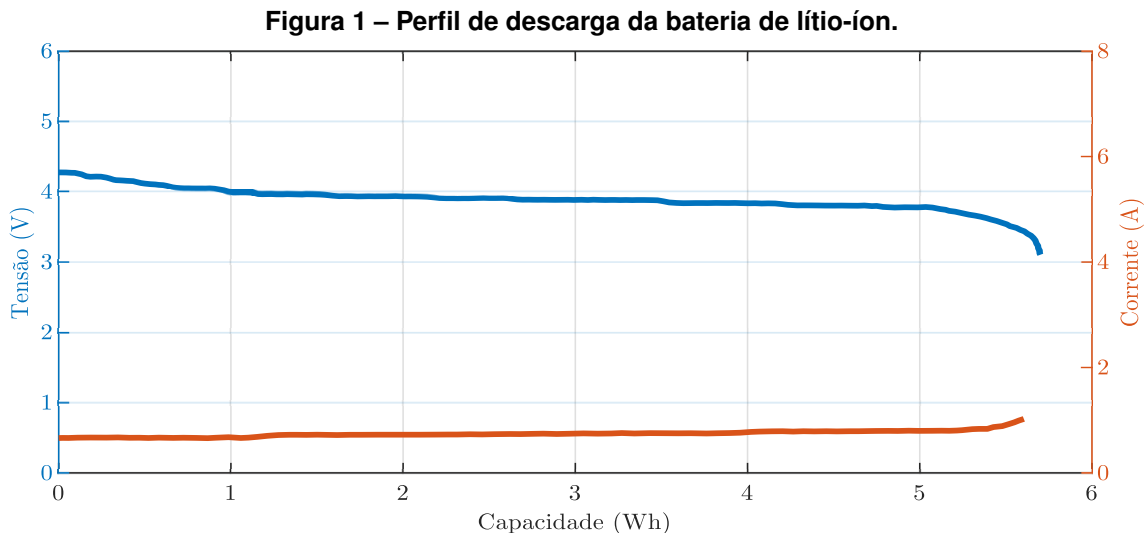
1	INTRODUÇÃO	16
1.1	OBJETIVOS	18
1.1.1	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
1.1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	19
2	REFERENCIAL TEÓRICO	20
2.1	SISTEMA DE GERENCIAMENTO DA BATERIA	20
2.1.1	EQUALIZAÇÃO	22
2.2	Modo de carregamento	24
2.3	CONVERSOR <i>BUCK</i>	25
2.4	RESUMO DO CAPÍTULO	31
3	METODOLOGIA	32
3.1	REQUISITOS DE PROJETO	32
3.2	PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK</i>	33
3.3	MODELAGEM DA BATERIA DE LÍTIO-ÍON	36
3.4	MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA DE CARREGAMENTO	42
3.4.1	MODELO MÉDIO	42
3.4.2	MODELO DE PEQUENOS SINAIS	47
3.5	PROJETO DOS CONTROLADORES	49
3.6	ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO	55
3.7	CIRCUITOS AUXILIARES	57
3.8	RESUMO DO CAPÍTULO	60
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
4.1	VALIDAÇÃO DO PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK</i>	62
4.2	VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS	66
4.3	VALIDAÇÃO DO PROJETO DOS CONTROLADORES	67
4.4	VALIDAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO	69
4.5	VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DE CARREGAMENTO	70
4.6	RESUMO DO CAPÍTULO	76
5	CONCLUSÃO	77

5.1	TRABALHOS FUTUROS	77
	REFERÊNCIAS	78
	APÊNDICE A PROJETO DO INDUTOR	81
	ANEXO A FOLHA DE DADOS DA BATERIA ICR18650-26F	85

1 INTRODUÇÃO

Desde o início de sua comercialização em 1991, baterias de lítio-íon tiveram sua demanda aumentada. O mercado de baterias de lítio-íon foi avaliado em 2020 em US\$ 34,4 bilhões, sua projeção para 2027 é de US\$ 87,5 bilhões. Avanços tecnológicos na fabricação das baterias reduziram em 90% o custo de manufaturação. Em relação à densidade de energia, baterias de lítio-íon tiveram aumento de cinco vezes desde 2008 (LI *et al.*, 2021).

As principais características das baterias de lítio-íon estão em seu tamanho, sua relação do tamanho com a energia e potência fornecidas, longevidade (capacidade e ciclo de vida), perfil de descarga e carga, custo e faixas de temperatura de operação (HANNAN *et al.*, 2018). O perfil de descarga típico de uma bateria de lítio-íon pode ser observado na figura 1. Observe-se que a bateria consegue fornecer constantemente corrente e tensão para a carga durante uma ampla faixa de tempo.

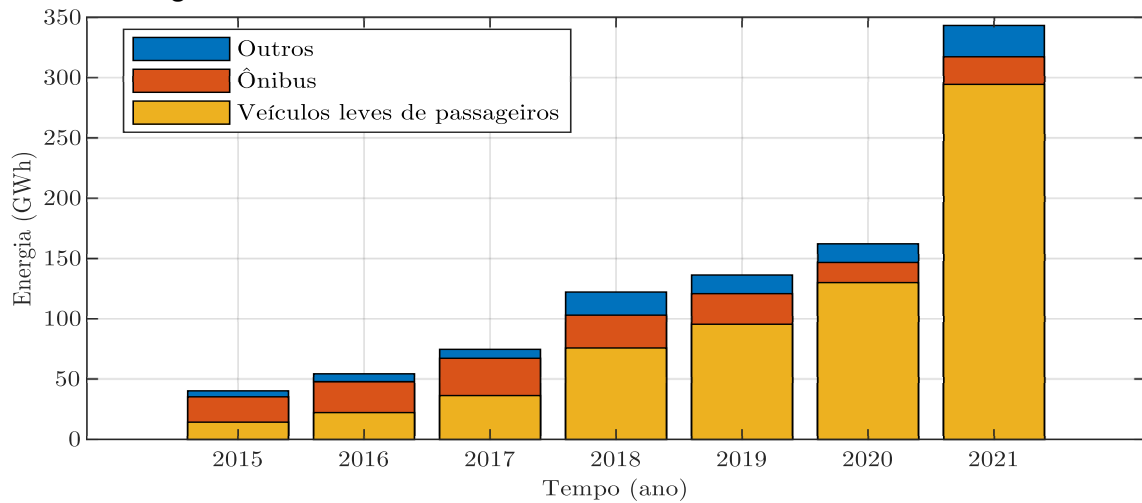


Fonte: Adaptado de Hannan *et al.* (2018).

Devido a sua densidade de energia e leveza, baterias de lítio-íon são amplamente usadas. A figura 2 demonstra a demanda de veículos elétricos na China de 2015 até 2021, avaliando à energia destes veículos por ano. Observa-se que a demanda por baterias de lítio-íon dobrou de 2020 para 2021. Sendo, veículos leves de passageiros, outros (veículos médios e pesados e veículos de duas ou três rodas) e ônibus.

Lítio é o metal mais utilizado para baterias de veículos elétricos, pois não tem substituto em escala. Em 2021, os veículos elétricos foram responsáveis pela metade da procura das demandas de baterias de lítio-íon, tendo projeções para 2030 de 80% da demanda das baterias de lítio-íon segundo (IEA, 2022).

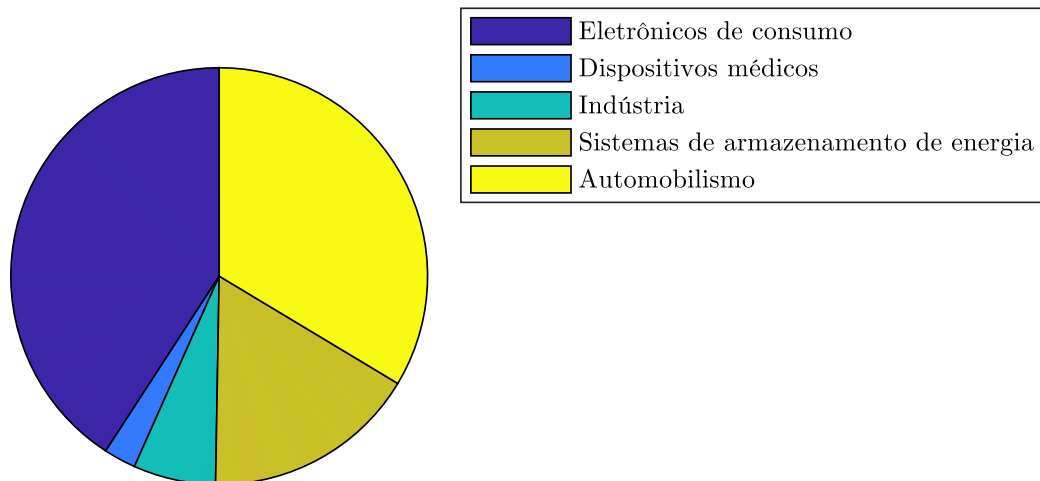
Figura 2 – Demanda de baterias de lítio-íon na China de 2015 até 2021.



Fonte: Adaptado de IEA (2022).

Baterias de lítio-íon são usadas em aplicações estacionárias, bem como, fontes ininterruptas de alimentação. Aplicações que demandam descargas de longas durações utilizam baterias de lítio-íon, como, por exemplo, telecomunicações e sistemas de armazenamento de energias renováveis. Aplicações de pequeno porte utilizam baterias de lítio-íon devido ao seu peso e densidade de energia (IEEE. . . , 2018). A figura 3 demonstra a escala do uso de baterias de lítio-íon em diversas aplicações, o ano de referência dos dados analisados foi 2021.

Figura 3 – Escala do uso de baterias de lítio-íon.



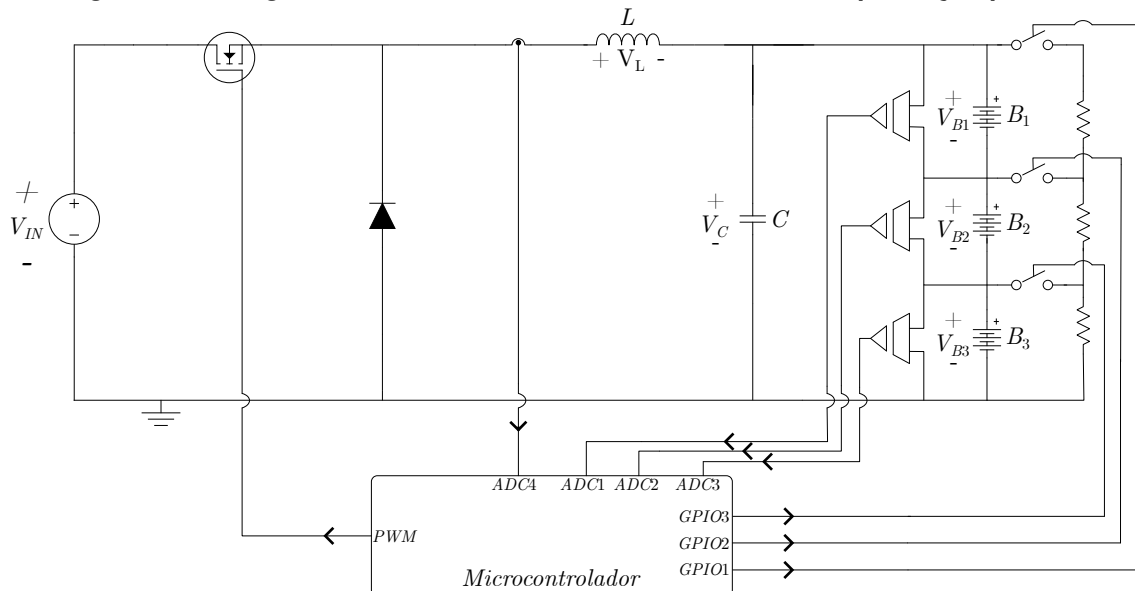
Fonte: Adaptado de GVR (2022).

Tendo em vista a demanda atual e projeções do uso das baterias de lítio-íon, evidencia-se a importância deste componente. Para tal, este trabalho visa implementar um carregador utilizando um conversor de tensão constante (CC-CC). Propõe-se o uso do conversor *buck* para implementar este carregador, onde, este tem por finalidade abaixar o nível de tensão da entrada (HART, 2011).

Utilizando conversores CC-CC é possível controlar a tensão e corrente de saída, com isto, pode-se implementar o algoritmo de carregamento. Este trabalho propõe o controle do conversor *buck* para implementação do carregador. Inicialmente realiza-se o projeto dos componentes do conversor *buck*, feito isto, uma modelagem para obter o equivalente elétrico da bateria é realizado. Projetado o conversor e obtido o equivalente elétrico das baterias, realiza-se a modelagem de pequenos sinais do sistema. Com esta modelagem é possível projetar os controladores de corrente e tensão, e por fim implementar o algoritmo de carregamento.

Este trabalho propõe o carregamento de três células em série, tensão de $4,2V$ em cada célula, sendo um total de $12,6V$. A tensão de entrada é escolhida de forma que se possa obter facilmente na prática, o valor escolhido é de $V_{IN} = 24V$. Para melhorar a eficiência do carregador, implementa-se um sistema de equalização passiva. A figura 4 demonstra a visão geral do trabalho proposto.

Figura 4 – Carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva.



Fonte: Autoria própria.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é implementar um carregador de baterias de lítio-íon utilizando o conversor *buck*, juntamente deste conversor é implementado um sistema de equalização passiva. Para o algoritmo de carregamento, escolhe-se o CC-CV (do inglês: Current Constant, Constant Voltage), onde se aplica inicialmente corrente constante e em seguida tensão constante. A tensão de carregamento é $12,6V$, para a equalização é utilizada uma diferença de $50mV$.

1.1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Projetar e implementar um sistema de carga a CC-CV,
- Implementar um sistema de equalização para as células de baterias,
- Analisar diferentes tipos de carregamento com equalização e compará-las para verificar a mais viável.

1.1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado da seguinte forma:

No capítulo 2 é apresentado a fundamentação teórica dos elementos propostos para melhor entendimento do leitor, sendo, sistema de gerenciamento de baterias, modo de carregamento e conversor *buck*.

No capítulo 3 são apresentadas as metodologias de projetos, sendo, projeto do conversor *buck*, modelagem das baterias, modelagem de pequenos sinais, projeto dos controladores e algoritmo de equalização.

No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais obtidos em bancada, validando as metodologias apresentadas no capítulo 3. Por fim, no capítulo 5 é realizada uma conclusão dos resultados obtidos.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo são discutidas as fundamentações teóricas necessárias para realização do projeto. É discutido acerca do sistema de gerenciamento de baterias e suas variáveis de controle. Posteriormente é discutido o modo de carregamento proposto neste trabalho, e por fim, é realizada uma discussão sobre o conversor *buck* e suas etapas de operação.

2.1 SISTEMA DE GERENCIAMENTO DA BATERIA

Baterias de lítio-íon apresentam certa fragilidade quanto ao seu uso, tanto no modo de descarga quanto carga. Para evitar problemas com as baterias, Sistema de Gerenciamento das Baterias (do inglês: *Battery Management System*). (BMS), devem ser implementados para cada célula de bateria presente na aplicação. Tal sistema deve conseguir proteger e realizar aferições quanto a bateria em tempo real durante seu uso (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

As aferições mínimas que o BMS deve realizar são as tensões e correntes de cada bateria. Estas aferições devem ser precisas, para eventuais tratamentos das baterias, como, carregamento e equalização. Tal precisão, deve variar em torno de $5mV$ e $13mA$, estes valores se referem a precisão das aquisições de sinais (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

Para aplicações que demandam mais precisão quanto ao uso das baterias, um BMS mais complexo deve ser implementado. Suas aferições e controladores, podem ser: Estimador do Estado de Carga (do inglês: *State of Charge*). (SOC), sistema de equalização, controle de carregamento, Estimador do Estado de Saúde (do inglês: *State of Health*). (SOH), controle de temperatura e proteção (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

O SOC é uma medição que representa o quanto de carga resta em comparação a capacidade total da bateria. Esta variável é importante para a proteção e saúde da bateria, pois, pode-se determinar o estado atual de carga e evitar super carregamentos ou super descarregamentos. Para se obter o SOC da bateria, um algoritmo deve ser implementado, pois, esta variável é uma relação da corrente e tensão da bateria (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

O SOH é responsável por informar a quantidade de ciclos de carregamento e descarregamentos restantes na bateria. Este parâmetro não é obtido diretamente, e um algoritmo para estimar deve ser implementado no BMS (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

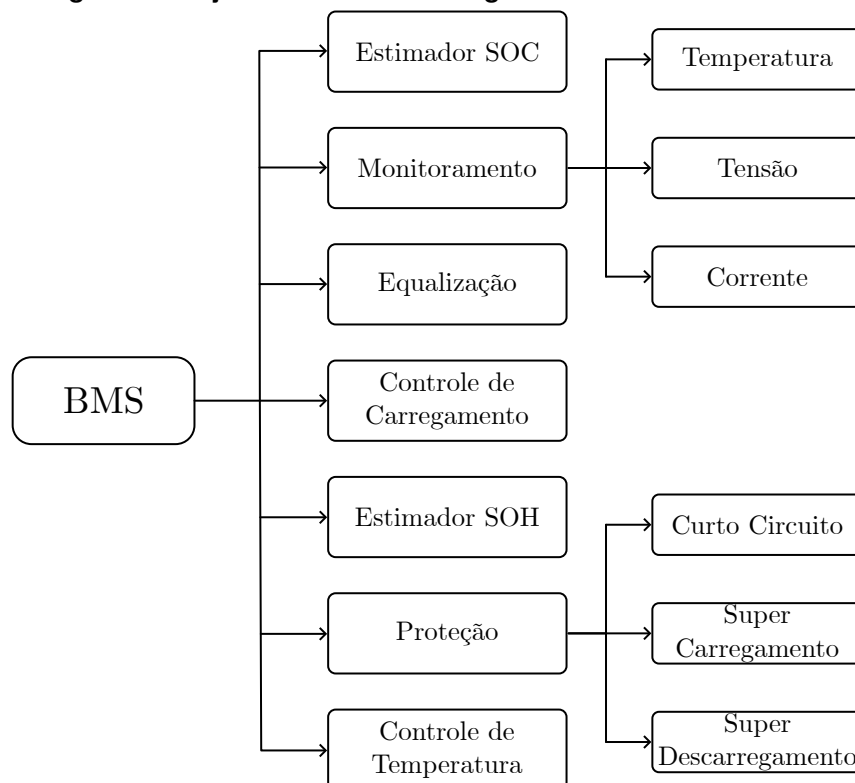
O controle de temperatura é responsável por medir a temperatura e garantir que esta não exceda seus limites máximos e mínimos de operação. Evitam-se altas temperaturas devido a riscos de explosões ou vazamentos, isto acontece, porque reações químicas internas da bateria geram calor e este não é dissipado, aumentando a pressão interna da bateria. Por outro lado, temperaturas baixas causam degradação na bateria em sua capacidade, ciclo de vida, dificuldade de carga, desbalanceamento da capacidade. A faixa de temperatura ideal para se usar as baterias de lítio-íon é entre $15^{\circ}C$ e $35^{\circ}C$ (VIDAL *et al.*, 2019).

O BMS é responsável por garantir a proteção das baterias, as maiores incidências de acidentes são causadas por problemas químicos da bateria. Estes problemas são causados por uma série de maus usos da bateria, como, por exemplo, super carregamentos constantes, super descarregamentos e inapropriadas taxas de descarregamentos (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

Um controle adequado de carregamento e descarregamento deve ser implementado no BMS. Isto se faz, com a intenção de evitar danos a bateria. Taxas de descarregamentos são determinadas pelas aplicações em uso das baterias, mas, pode-se limitar o tempo de acesso. Taxas de carregamento, são determinadas pelo controle, e este deve respeitar as limitações da bateria (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013).

Por fim, o BMS deve conseguir equalizar as células das baterias. Isto acontece, porque algumas aplicações demandam de um arranjo de ligação das baterias, estando estas, em série e em paralelo. Tal arranjo, depende da tensão atual e SOC das baterias devido ao número de células ligadas, tais parâmetros variam entre as baterias e isto pode ocasionar alguns problemas no uso da bateria. Por exemplo, uma célula pode atingir o limite de tensão inferior antes das demais, fazendo com que, não se possa mais descarregar o restante do arranjo (RAHIMI-EICHI *et al.*, 2013). Tal técnica é complexa, e por isto, a seção 2.1.1 faz um detalhamento desta. O BMS do presente trabalho, foca somente na tensão das baterias, variável esta utilizada para equalização. A figura 5 demonstra os objetivos do BMS, quanto a sua proteção e aferições.

Figura 5 – Objetivos do sistema de gerenciamento das baterias.

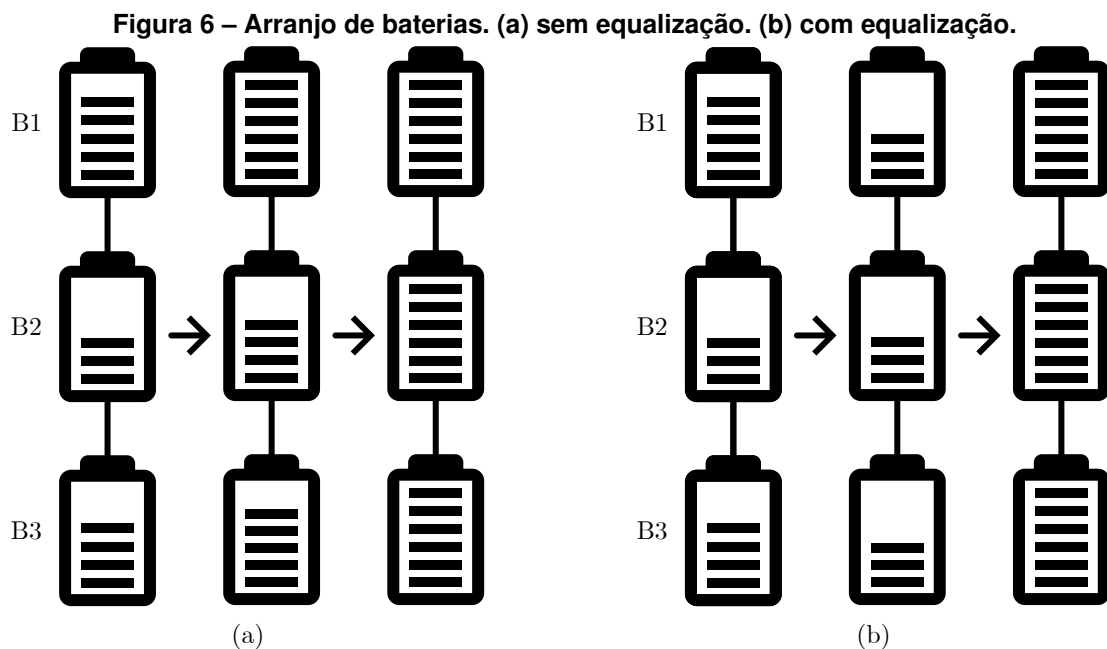


Fonte: Adaptado de RAHIMI-EICHI et al., (2013).

2.1.1 EQUALIZAÇÃO

Células de lítio-íon estão limitadas a uma faixa de tensão de $2,4 - 4,2V$, devido a esta limitação de tensão, algumas aplicações demandam um arranjo das células para entregar a energia demandada. As baterias presentes neste arranjo apresentam inconsistências de carregamento devido a alguns fatores, como, por exemplo, resistência interna da bateria, taxa de descarga e variantes no processo de fabricação (GHAEMINEZHAD *et al.*, 2021).

O processo de carga e descarga da bateria é limitado pelo maior e menor SOC presentes no arranjo. Sendo que, as baterias com maiores tensões limitam o carregamento e as baterias com menores tensões limitam o descarregamento (GHAEMINEZHAD *et al.*, 2021). Dito isto, fica evidente a necessidade da equalização no arranjo das células. A figura 6 demonstra a problemática apresentada.



Fonte: Adaptado de SEE *et al.*, (2019).

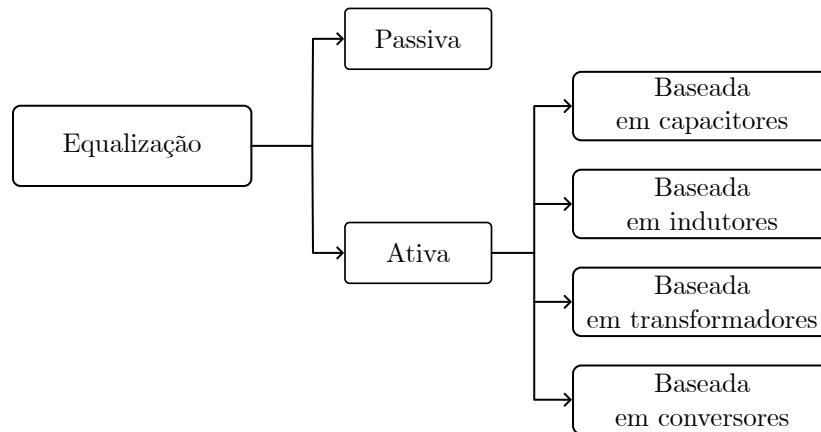
A figura 6 demonstra o cenário sem equalização e com equalização. Neste trabalho as três células estão em série, portanto, a corrente é a mesma nas três células. A figura 6(a) demonstra o cenário sem equalização. Inicialmente, as células estão desbalanceadas, como o carregador está sem um sistema de equalização, a célula 1 (B1) carrega antes das demais, e como o sistema de carregamento não é interrompido pelo BMS, o carregamento continua até que todas as células estão totalmente carregadas. O problema disto, está na célula 2 (B2) e célula 3 (B3), onde, estas continuam a carregar sendo sobrecarregadas, sendo este processo, agressivo a vida das células (SEE *et al.*, 2019).

A figura 6(b) apresenta o cenário com equalização. Inicialmente, as células estão desbalanceadas, o BMS identifica o nível das células. Após isto, o processo de equalização inicia, onde, as células B1 e B3 atingem o mesmo nível de tensão da B2. Realizada a equalização das

células, o processo final de carregamento das três células acontece simultaneamente, sendo assim, um processo benéfico para o arranjo das células (SEE *et al.*, 2019).

Existe dois tipos de técnicas de balanceamento de baterias, sendo elas: passiva e ativa, ou, dissipativa e não dissipativa (GHAEMINEZHAD *et al.*, 2021).

Figura 7 – Técnicas de balanceamento.



Fonte: Adaptado de HUA *et al.*, 2020.

O método de balanceamento passivo consiste em posicionar um resistor em paralelo com a bateria de maior tensão, para que esta atinja o nível de tensão da menor bateria do arranjo, isto se faz consecutivamente, até que todas as células têm o mesmo nível de tensão da bateria menos carregada. Este método é simples e barato, mas ao dissipar energia das baterias diminui a capacidade do arranjo (GHAEMINEZHAD *et al.*, 2021).

O método de balanceamento ativo é dividido em quatro categorias, sendo: baseada em capacitores, baseada em indutores, baseada em transformadores e baseada em conversores. O método de balanceamento ativo, consiste em transferir energia de uma bateria mais carregada para uma menos carregada, sem desperdiçar esta energia (HUA *et al.*, 2020).

O método de balanceamento ativo baseado em capacitores, consiste em transferir energia da bateria mais carregada para o capacitor, sendo este, responsável por armazenar a energia excedente. Após o armazenamento da energia excedente, o sistema de equalização, deve ser responsável por transferir esta energia para a bateria menos carregada (SEE *et al.*, 2019).

O método baseado em indutores, utiliza o indutor como componente intermediário entre a célula mais carregada para a célula menos carregada. O BMS identifica a célula mais energizada, utiliza o indutor para armazenar o excedente e transfere para a bateria menos carregada (SEE *et al.*, 2019).

O método baseado em transformadores, utiliza o transformador como elemento intermediário para transferir energia da bateria mais carregada para a menos carregada. Variantes deste método podem ser implementados, onde, transformadores de múltiplos enrolamentos secundários podem ser usados para acelerar o processo (SEE *et al.*, 2019). Por fim, o método baseado em conversores, consiste em utilizar a bateria mais carregada como elemento energiz-

zante de alguma topologia de conversor, para que este, consiga transferir a energia excedente para a bateria menos carregada (SEE *et al.*, 2019).

Tabela 1 – Comparativo entre as técnicas de balanceamento.

Topologia	Tempo	Complexidade do circuito	Complexidade do controle	Eficiência	Volume	Custo
Passiva	2	5	5	1	5	5
Capacitor	2	4	4	4	4	4
Múltiplos Indutores	4	3	3	3	3	2
Múltiplos Transformadores	4	2	3	3	2	2
Buck-Boost	4	2	2	4	3	2

Fonte: Adaptado de HUA et al., (2020).

Em (HUA *et al.*, 2020) é demonstrado um comparativo entre as técnicas de balanceamento. A escala de avaliação apresentada na tabela 1, varia de 1 a 5, sendo 5 o melhor cenário para o critério avaliado e 1 o pior cenário. Observando a tabela 1 fica nítida a eficiência das técnicas passivas e ativas, onde, as técnicas ativas são melhores em comparação à técnica passiva. Mas, observa-se a simplicidade de implementação e controle da técnica passiva em relação à ativa. Em relação as técnicas ativas, a mais eficiente e fácil de se implementar é a que utiliza conversores em sua topologia.

2.2 Modo de carregamento

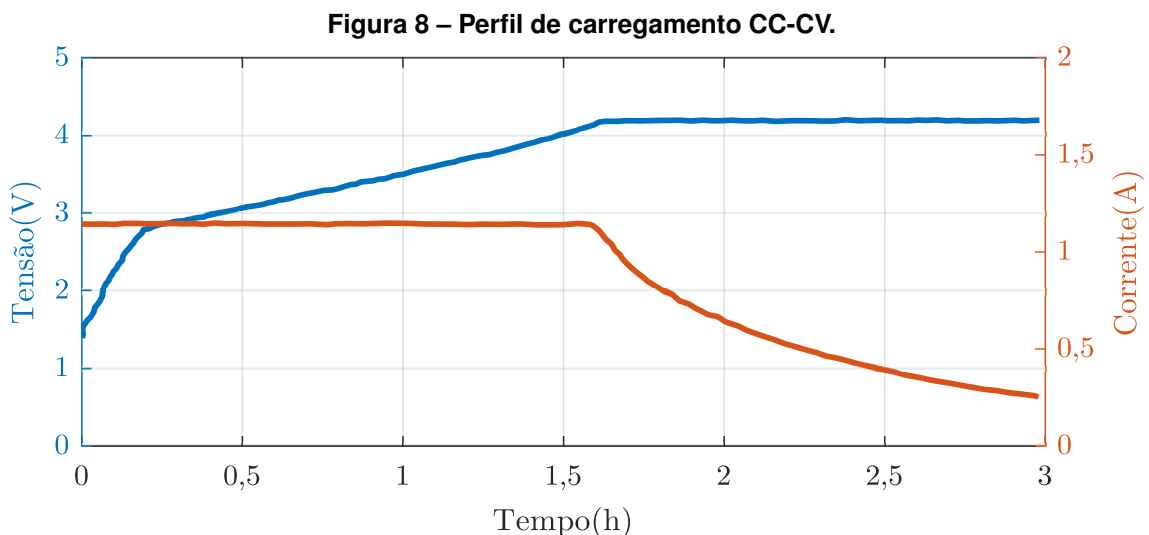
Na seção 2.1 foi discutido acerca do sistema de gerenciamento da bateria, este sistema apresenta alguns objetivos, dentre eles, está o algoritmo de carregamento da bateria. Este algoritmo é responsável por realizar o carregamento e evitar sobrecarregamentos, sobretensões e taxas de carregamento (GHAEMINEZHAD; MONFARED, 2022).

Existe duas classificações de algoritmos de carregamentos de baterias, sendo estes, não realimentados e realimentados. Esta realimentação, está no conceito do controlador de carregamento, onde, este tem em sua estrutura um modelo preditivo das ações de controle e modelo da bateria e um controle ótimo. Tais algoritmos de carregamento, são complexos de se implementar, sendo utilizados em certas aplicações. Já os algoritmos não realimentados, são algoritmos implementados tendo em sua estrutura pré-definições e o carregamento é cessado quando atinge o requisito programado no algoritmo (GHAEMINEZHAD; MONFARED, 2022).

São três tipos de carregamentos não realimentados mais comuns, sendo eles: Corrente Constante (do inglês: *Constant Current*). (CC), Tensão Constante (do inglês: *Constant Voltage*). (CV) e CC-CV (*constant current — constant voltage*) segundo (GHAEMINEZHAD; MONFARED, 2022).

O carregamento utilizando corrente constante CC, aplica ao longo de todo o carregamento o mesmo valor de corrente. Para aplicar este método, é necessário encontrar uma corrente que não seja agressiva a bateria e consiga entregar uma capacidade suficiente durante o tempo programado de carregamento. Já o método de tensão constante (CV), mantém constante a tensão da bateria durante o carregamento, mas este método é prejudicial no início do processo, pois, surge uma corrente elevada neste estágio para manter constante a tensão (GHAEMINEZHAD; MONFARED, 2022).

Para evitar os problemas citados sobre os métodos CC e CV separadamente, um método híbrido é implementado, sendo este, chamado de CC-CV. Inicialmente, uma tensão máxima é programada enquanto se aplica uma corrente constante. Após atingir a tensão máxima definida, mantém-se este valor fixo até que a corrente atinja o valor mínimo. Isto acontece, devido às características interna da bateria, onde, a impedância desta varia de acordo com seu estado de carga (GHAEMINEZHAD; MONFARED, 2022). A figura 8 demonstra este método de carregamento.

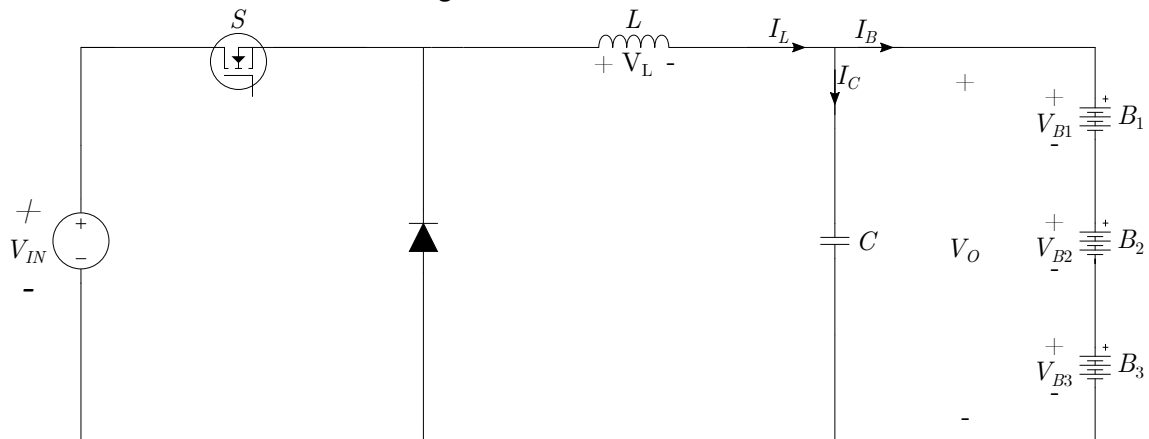


Fonte: Adaptado de GHAMINEZHAD, MONFARED (2022).

2.3 CONVERSOR BUCK

O conversor *buck* pode ser observado na figura 9. O conversor *buck* é utilizado neste projeto pelas suas características de controle de corrente e tensão de saída. O perfil de carregamento CC-CV pode ser obtido controlando-se a corrente do indutor do conversor *buck* e a tensão de saída do mesmo (KHADIRI; AKHMAL; HASSAN, 2017).

Figura 9 – Conversor *buck*.



Fonte: Adaptado de HART (2011).

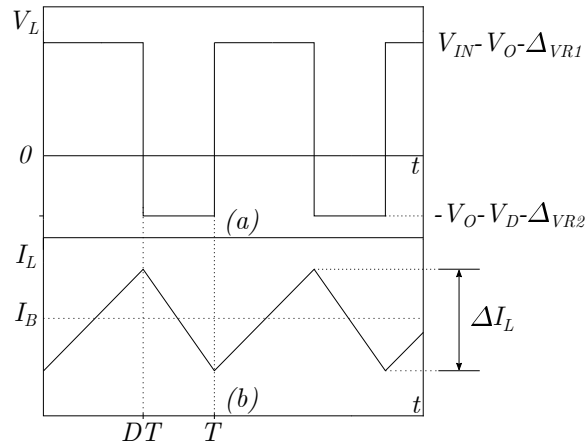
Uma forma de se obter os valores dos componentes do conversor *buck* é analisando as etapas de chaveamento, mas antes, algumas considerações devem ser feitas segundo (HART, 2011), são elas:

- O conversor está operando em regime permanente;
- O indutor funciona no modo de condução contínua;
- O capacitor tem valor alto o suficiente para manter a tensão de saída constante;
- O período de chaveamento da chave (S) é T, a chave é fechada por um período DT e aberta por (1-D)T.

O conversor *buck* apresentado na figura 9 não considera as não idealidades dos componentes. O presente trabalho considera as não idealidades dos componentes porque deseja-se validar o projeto e o modelo matemático posteriormente, e o projeto deve ser o mais preciso possível. Seguindo a metodologia apresentada em (HART, 2011) e (AZIZ; ALI, 2016), projetam-se os componentes do conversor *buck* não ideal.

Analisando-se às duas etapas de chaveamento do indutor, pode-se encontrar os parâmetros de projeto. A figura 10 mostra a tensão e a corrente do indutor durante as etapas de chaveamento. Onde ΔV_{R1} e ΔV_{R2} representam as quedas de tensões das resistências dos componentes em cada etapa de chaveamento. A corrente I_B representa o valor médio da corrente do indutor, e este valor médio é o valor de carregamento das células.

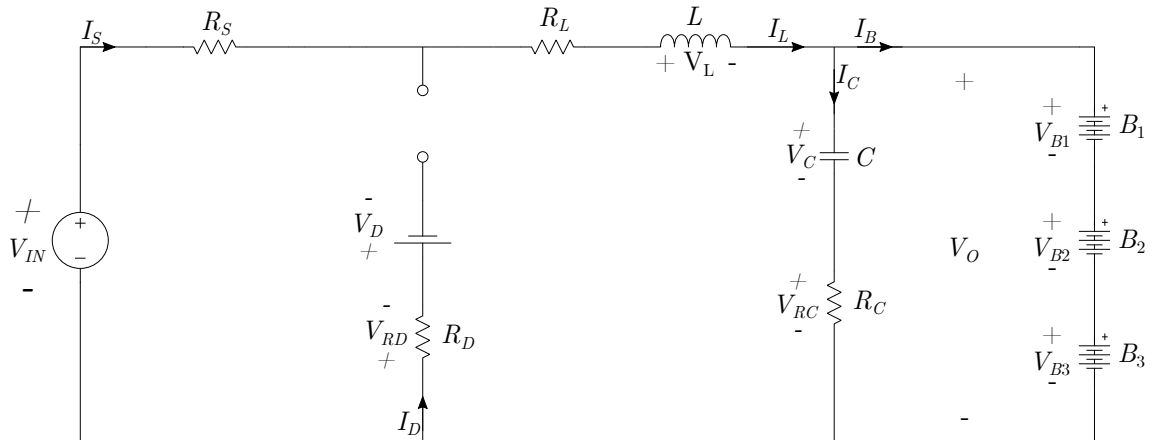
Figura 10 – Tensão e corrente do indutor do conversor buck.



Fonte: Adaptado de HART (2011).

A primeira etapa de chaveamento (chave fechada) do conversor *buck* pode ser observada na figura 11, onde as não idealidades dos componentes são adicionadas. O diodo apresentado na figura 9 é representado por uma queda de tensão (V_D), uma resistência (R_D). A queda de tensão da chave (S) é adicionada ao circuito do conversor *buck*.

Figura 11 – 1ª etapa de chaveamento.



Fonte: Adaptado de AZIZ, ALI (2016).

Da figura 11 observa-se que, a corrente da chave (I_S) é igual à corrente do indutor (I_L), e que a tensão de saída (V_O) é igual à tensão das baterias. O período de chaveamento desta etapa é DT . Por fim, observa-se na figura 11 que o diodo encontra-se reversalmente polarizado, onde o mesmo não conduz corrente elétrica.

Sabe-se que:

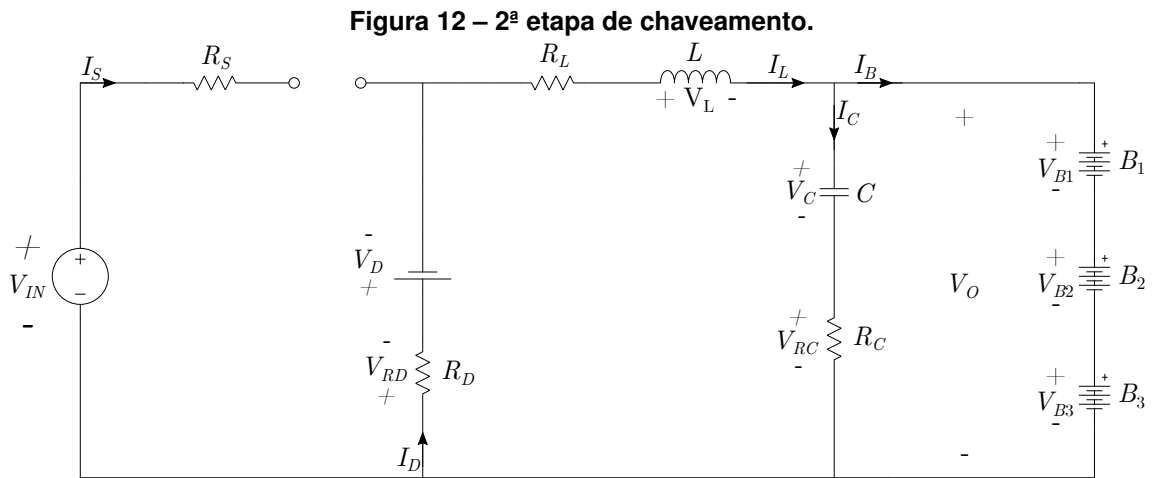
$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

Das considerações iniciais e observando a figura 10, vê-se que a corrente do indutor é positiva e cresce linearmente, com isto, pode-se encontrar a variação da corrente do indutor para a primeira etapa.

$$\Delta I L_{fechado} = \frac{V_L \cdot DT}{L} = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L(R_S + R_L)) \cdot D}{f \cdot L} \quad (2)$$

A equação (2) descreve o comportamento da variação da corrente do indutor enquanto a chave (S) está fechada.

A segunda etapa de chaveamento (chave aberta) do conversor *buck*, pode ser observada na figura 12. O período de operação desta etapa é $(1 - D)T$. Nesta etapa o diodo está diretamente polarizado, conduzindo corrente elétrica, já a chave (S) está aberta. A corrente do diodo (I_D) é igual à corrente do indutor (I_L), portanto, $I_D = I_L$.



Fonte: Adaptado de AZIZ, ALI (2016).

Similarmente a primeira etapa, analisando a tensão do indutor, pode-se encontrar a variação da corrente para a segunda etapa de chaveamento.

$$\Delta I L_{aberto} = \frac{V_L \cdot (1 - D)T}{L} = \frac{(-V_O - V_D - I_L(R_D + R_L))(1 - D)}{f \cdot L} \quad (3)$$

Observando a figura 10, nota-se que a corrente do indutor no início da primeira etapa é igual no fim da segunda etapa, isto caracteriza que a troca de corrente líquida do indutor em um período é zero. Com esta informação, pode-se encontrar a razão cíclica de operação do conversor *buck*.

$$\Delta I L_{aberto} + \Delta I L_{fechado} = 0 \quad (4)$$

Combinando as equações (2), (3) e (4) encontra-se o valor da razão cíclica do conversor *buck*

$$D = \frac{V_O + V_D + I_L \cdot R_D + I_L \cdot R_L}{V_{IN} + V_D + I_L \cdot R_D - I_L \cdot R_S} \quad (5)$$

Das considerações iniciais sobre o conversor *buck*, é adequado analisar qual o valor mínimo de indutância que faz a corrente sempre ser positiva. Para isto, deve-se analisar qual a

corrente mínima que percorre o indutor. A corrente do indutor é composta por um valor médio e uma variação em torno deste

$$I_L = I_{L\text{médio}} + \Delta I_L,$$

fazendo $I_L = 0$, tem-se

$$0 = I_{L\text{médio}} + \Delta I_L. \quad (6)$$

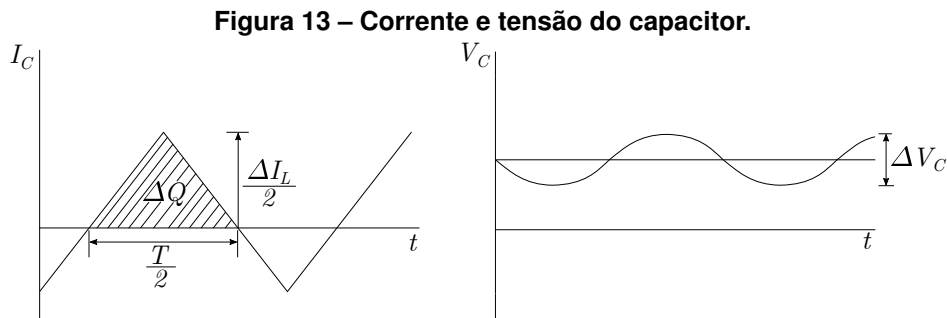
Substituindo a equação (2) na equação (6) obtém-se o valor mínimo da indutância que faz com que a corrente do indutor sempre seja positiva

$$L_{\min} = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_S + R_L)) \cdot D}{2 \cdot I_L \cdot f}. \quad (7)$$

Para o projeto da indutância, é adequado obter uma equação que utilize a variação da corrente do indutor como parâmetro de projeto. Para isto, combinam-se as equações (2) e (5)

$$L = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_S + R_L)) \cdot D}{f \cdot \Delta I_L}. \quad (8)$$

O capacitor de saída pode ser calculado. Foi inicialmente dito que ele seria grande o suficiente para que a tensão de saída fosse constante, mas não é possível manter uma variação constante com um capacitor finito. Para isto, um valor de capacitância deve ser encontrado para o projeto do conversor *buck*. A figura 13 mostra a corrente e a tensão do capacitor.



Fonte: Adaptado de HART (2011).

Pela definição de capacitância

$$Q = C \cdot V_C, \quad (9)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_C, \quad (10)$$

a variação de carga observada na figura 13 é igual à área do triângulo, com isto pode-se calcular a variação da carga utilizando a área do triângulo

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\Delta I_L T}{8}. \quad (11)$$

Combinando as equações (10) e (11) pode-se encontrar a variação de tensão na saída, critério este usado para o projeto do conversor *buck*

$$\Delta V_C = \frac{T \Delta I_L}{8C} . \quad (12)$$

A tensão do capacitor (V_C) é igual à tensão de saída do conversor *buck* (V_O), logo, a variação de tensão de ambas serão iguais, portanto, $\Delta V_C = \Delta V_O$. Substituindo a equação (2) em (12), pode-se obter o valor do capacitor em termos dos demais componentes do conversor *buck*

$$C = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_S + R_L)) \cdot D}{\Delta V_O \cdot f^2 \cdot L \cdot 8} . \quad (13)$$

A queda de tensão da resistência do capacitor tem relevância no projeto deste. Este parâmetro causa um aumento na variação da tensão de saída, considerar este parâmetro no projeto do capacitor é fundamental para não ultrapassar o valor da variação. Para isto, faz-se

$$\Delta V_{Omx} = \Delta V_O + \Delta V_{ESR} , \quad (14)$$

onde

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I_L \cdot R_{ESR} . \quad (15)$$

Combinando as equações (14) e (15) pode-se encontrar a resistência máxima do capacitor para o projeto do capacitor que tem na saída a variação desejada. Para isto, o máximo valor da resistência do capacitor é

$$R_{ESRmx} = \frac{\Delta V_{Omx} - \Delta V_O}{\Delta I_L} . \quad (16)$$

A corrente de carga da bateria está representada na figura 9 pela variável I_B , e seu valor é

$$I_B = I_L - I_C . \quad (17)$$

A corrente de carga da bateria, equação (17), tem valor médio igual à corrente do indutor, isto se prova observando a figura 13, onde o valor médio da corrente do capacitor é igual a zero. Portanto, controlando-se a corrente do indutor tem-se o controle da corrente da bateria. Outra informação sobre a equação (17) é que a corrente da bateria tem uma variação menor que a corrente do indutor, já que, a variação da corrente do capacitor difere de zero e esta contribui para a diminuição da variação da corrente de carga. Pode-se afirmar que:

$$I_{Bmdio} = I_{Lmdio} , \quad (18)$$

$$\Delta I_B < \Delta I_L , \quad (19)$$

na seção 4.1, a afirmação apresentada na equação (19) é validada com resultados experimentais.

2.4 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo são apresentadas as características das baterias de lítio-íon, devido a sua fragilidade durante seu uso, são apresentados a importância e objetivos do sistema de gerenciamento das baterias de lítio-íon (BMS). O BMS deve conseguir realizar aferições para o uso e proteção das baterias. É apresentado o sistema de equalização responsável por garantir o nível de tensão de cada célula no arranjo de baterias, para garantir a proteção das baterias durante o carregamento e descarregamento. Após isto, é apresentado o conversor *buck* e suas equações de projeto. Na seção seguinte, é realizado o projeto dos componentes do conversor *buck*. Em seguida, são apresentadas as modelagens da bateria de lítio-íon e do sistema de carregamento.

3 METODOLOGIA

Este capítulo trata de todas as etapas de modelagens e projetos para a realização deste trabalho. Uma ordem cronológica é escolhida para facilitar a interpretação do projeto.

3.1 REQUISITOS DE PROJETO

Alguns requisitos do projeto devem ser respeitados, como as características da bateria de lítio-Íon, tais características podem ser observadas no anexo A. Este trabalho visa carregar 3 células de lítio-Íon. Como é apresentado na seção 2.2, para se carregar uma bateria de lítio-Íon deve-se controlar a corrente e a tensão destas. Observando o apêndice A, pode-se obter a tensão de carga das baterias.

$$V_B = 3 \cdot (4,2) = 12,6V . \quad (20)$$

Ainda no anexo A, observa-se que a corrente de carga das células pode ser obtida, logo,

$$I_B = 1,3A , \quad (21)$$

este valor representa o valor médio da corrente do indutor, como demonstra a equação (18), portanto, $I_L = 1,3A$.

Para a realização do projeto do conversor *buck*, a variação da corrente do indutor e a variação da tensão de saída do capacitor serão utilizados como parâmetros de projeto. Em (NGUYEN *et al.*, 2014) uma discussão sobre as variações da corrente de carga e tensão de saída são apresentadas. A variação da corrente de carga deve ter sua amplitude aproximada do valor da corrente de fim de carga, no apêndice A observa-se que este valor é de 0,05C, isto representa 5% do valor da corrente de carga. A variação da tensão de saída é dita em (NGUYEN *et al.*, 2014) que deve ser aproximadamente 1%, tal valor, não agride a vida útil da bateria.

Na folha de dados da bateria anexo A é dito que as baterias estão carregadas quando suas tensões são $4,2 \pm 0,05V$, portanto, escolhe-se como tensão limite para o sistema de equalização $50mV$.

A tabela 2 demonstra todos os requisitos de projeto necessários para a realização do carregador. A frequência de chaveamento foi escolhida para reduzir os tamanhos dos componentes de implementação prática, como, por exemplo, indutor e capacitor do conversor *buck*.

Tabela 2 – Requisitos de projeto conversor buck.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	V_{IN}	24	V
Tensão de carga da bateria	V_B	12,6	V
Corrente de carga da bateria	I_L	1,3	A
Varição da tensão de carga	ΔV_B	1%	
Varição da corrente de carga	ΔI_L	5%	
Frequência de chaveamento	f	50k	Hz

Fonte: Autoria própria.

3.2 PROJETO DO CONVERSOR BUCK

Para realização do projeto dos componentes do conversor *buck*, deve-se utilizar os dados da tabela 2. Na seção 2.3 é demonstrado o conversor *buck*. As equações demonstradas nesta seção são utilizadas para o projeto dos componentes do conversor *buck*. Observa-se nestas equações, que as não idealidades dos componentes são consideradas para os cálculos dos componentes do conversor *buck*.

Para implementação prática do conversor *buck*, deve-se realizar o projeto dos semicondutores. Inicialmente, realiza-se o projeto da chave (S) presente no conversor *buck*, como demonstra a figura 9. Para realização do projeto deste semicondutor, deve-se conhecer a tensão máxima e corrente máxima de operação. Ao analisar o conversor *buck*, nota-se que a tensão máxima sobre a chave é a tensão de entrada do conversor, portanto, $V_{S\text{máx}} = 24V$. Ao observar a figura 11, nota-se que a corrente máxima da chave é igual a corrente máxima do indutor, portanto,

$$I_{L\text{máx}} = I_{L\text{médio}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1,3 + \frac{1,3 \cdot 0,05}{2} = 1,3325A, \quad (22)$$

conclui-se que a corrente máxima da chave S é 1,3325A. Analisados os valores máximos de operação da chave (S), escolhe-se para implementação prática o semicondutor IPP023N10N5, onde, na folha de dados é dito que a tensão máxima de operação é $V_S = 100V$, corrente máxima $I_S = 120A$ e resistência interna $R_S = 2,3m\Omega$.

Para o projeto do diodo, observa-se a corrente máxima de operação deste semicondutor. Ao analisar a figura 11, nota-se que a corrente máxima do diodo é a corrente máxima do indutor. Como demonstrado na equação (22), seu valor máximo é $I_{D\text{máx}} = 1,3325A$. Para implementação prática, escolhe-se o diodo SCS208AG, sua folha de dados apresenta que sua corrente máxima de operação é 8A, sua queda de tensão típica é de $V_D = 0,6684V$ e sua resistência interna é de $R_D = 0,003\Omega$. Para o indutor, mediu-se uma resistência interna de $R_L = 700m\Omega$.

Utilizando os dados da tabela 2, equação (5) e valores das não idealidades dos componentes, pode-se encontrar o valor da razão cíclica de operação do conversor *buck*

$$D = \frac{V_O + V_D + I_L \cdot R_D + I_L \cdot R_L}{V_{IN} + V_D + I_L \cdot R_D - I_L \cdot R_S}, \quad (23)$$

$$D = \frac{12,6 + 0,6684 + 1,3 \cdot 0,003 + 1,3 \cdot 0,7}{24 + 0,6684 + 1,3 \cdot 0,03 - 1,3 \cdot 0,0023} = 0,5749. \quad (24)$$

O indutor tem seu valor obtido através da equação (8). Da equação (19), observa-se que a variação da corrente de carga é menor que a variação da corrente do indutor. Portanto, faz-se que a variação da corrente do indutor é 5%, visto que seu valor é maior que a variação da corrente de carga

$$L = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_{DS} + R_L)) \cdot D}{\Delta I_L \cdot f},$$

$$L = \frac{(24 - 12,6 - 1,3 \cdot (0,7 + 0,0023)) \cdot 0,5749}{0,05 \cdot 1,3 \cdot 50000} = 1,855mH.$$

Utilizando a equação (7) encontra-se o valor mínimo da indutância que faz com que a corrente sempre seja positiva, isto se faz, garantindo uma das considerações iniciais

$$L_{min} = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_S + R_L)) \cdot D}{2 \cdot f \cdot I_L},$$

$$L_{min} = \frac{(24 - 12,6 - 1,3 \cdot (0,0023 + 0,7)) \cdot 0,5749}{2 \cdot 50000 \cdot 1,3} = 80,669\mu H.$$

O resultado da indutância mínima encontrada garante que o valor da indutância calculada sempre tenha um corrente positiva, garantindo a segurança da bateria.

O valor do capacitor pode ser calculado utilizando a equação (13). Utilizando os valores da tabela (2), da indutância e razão cíclica, pode-se obter o valor do capacitor. Vale menção, que a variação da tensão de saída, possui valor menor que o parâmetro de projeto, isto se faz, porque a variação máxima é calculada utilizando a resistência série do capacitor. A variação que o capacitor deve compensar é de 80% do valor desejado.

$$C = \frac{(V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_S + R_L)) \cdot D}{\Delta V_O \cdot f^2 \cdot L \cdot 8},$$

$$C = \frac{(24 - 12,6 - 1,3 \cdot (0,0023 + 0,7)) \cdot 0,5749}{50000^2 \cdot 0,001855 \cdot 12,6 \cdot 0,8 \cdot 0,01 \cdot 8} = 1,62478\mu F.$$

Ainda sobre o conversor *buck*, a resistência máxima do capacitor é calculada, visando ter na saída o valor desejado da tensão, pois, como mencionado, este parâmetro influencia diretamente na ondulação da tensão da saída.

$$R_{ESRmx} = \frac{\Delta V_{Omx} - \Delta V_O}{\Delta I_L},$$

$$R_{ESR_{mx}} = \frac{(1 - 0,8) \cdot 12,6}{1,3 \cdot 0,05} = 0,4\Omega .$$

Para entregar a capacitância e resistência desejada, associou-se 4 capacitores em paralelo de $C = 668,48nF$ e $R_{ESR_{mx}} = 1,12136\Omega$. O resultado da associação é $C = 2,674\mu F$ e $R_{ESR_{mx}} = 0,2803\Omega$. O indutor utilizado na implementação prática tem uma indutância de $L = 2,2143mH$ e $R_L = 700m\Omega$. A tabela 3 demonstra os componentes usados na implementação do conversor *buck*.

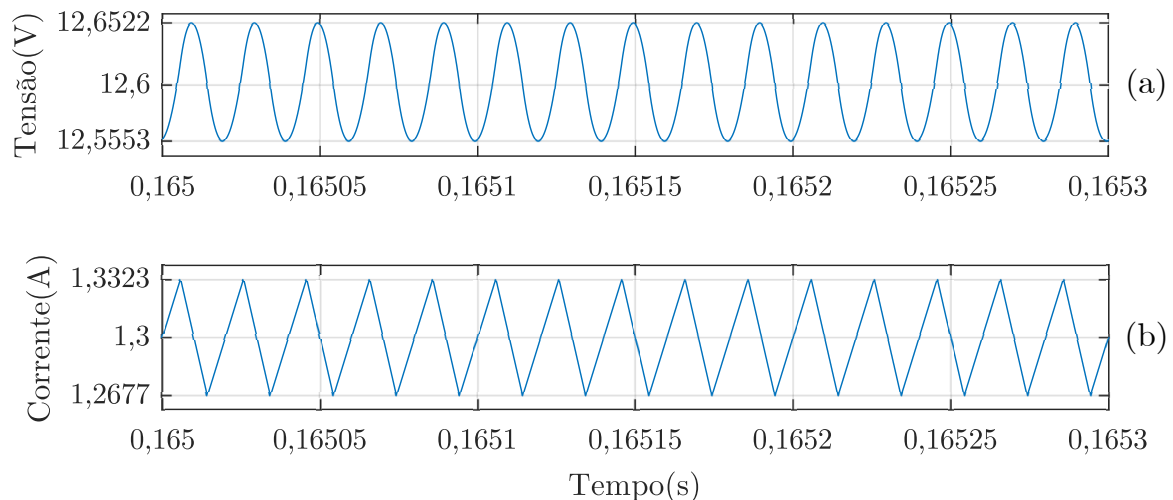
Tabela 3 – Parâmetros utilizados na implementação prática.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indutância	L	2,2143m	H
Capacitor	C	2,674 μ	F
Razão Cíclica	D	0,5749	
Resistência do capacitor	R_{ESR}	0,2803	Ω
Resistor do Indutor	R_L	0,7	Ω
Queda de tensão do diodo	V_D	0,6684	V
Resistência do diodo	R_D	0,003	Ω
Resistência da chave	R_S	0,0023	Ω

Fonte: Autoria própria.

Uma simulação no *software* PSIM é realizada, isto se faz, para comparar se o projeto do conversor *buck* utilizando as equações desta seção é satisfeito. Na figura 14 observa-se a tensão de saída e a corrente do indutor do conversor *buck*.

Figura 14 – Formas de ondas simuladas do conversor *buck*. (a) tensão de saída. (b) Corrente do indutor.



Fonte: Autoria própria.

Faz-se uma análise das variações de tensão e corrente do indutor para verificar se o projeto é adequado. Para isto, na figura 14(a) observam-se os valores máximos e mínimos da tensão de saída do conversor *buck*, com isto, pode-se calcular a variação, portanto

$$\Delta V_O = \frac{12,6522 - 12,5553}{12,6} \cdot 100\% = 0,769\% . \quad (25)$$

Este valor garante o requisito de projeto, onde, deseja-se uma variação na tensão de saída de 1%. A variação da corrente do indutor é calculada de forma similar

$$\Delta I_L = \frac{1,3323 - 1,2677}{1,3} \cdot 100\% = 4,97\% . \quad (26)$$

Por fim, conclui-se que os parâmetros de projeto do conversor *buck* são satisfeitos, onde se observou que, a variação da corrente do indutor (ΔI_L) e variação da tensão de saída (ΔV_O) são calculados corretamente. Este resultado garante que as equações desta seção são suficientes para o cálculo dos componentes implementados em bancada.

3.3 MODELAGEM DA BATERIA DE LÍTIO-ÍON

Deseja-se obter um modelo elétrico para a bateria de lítio-íon que represente suas características para a modelagem do sistema e projeto dos controladores. Existem 4 categorias de modelos da bateria de lítio-íon com diferentes objetivos e complexidades. São eles, modelo matemático, eletroquímico, térmico e elétrico (HINZ, 2019).

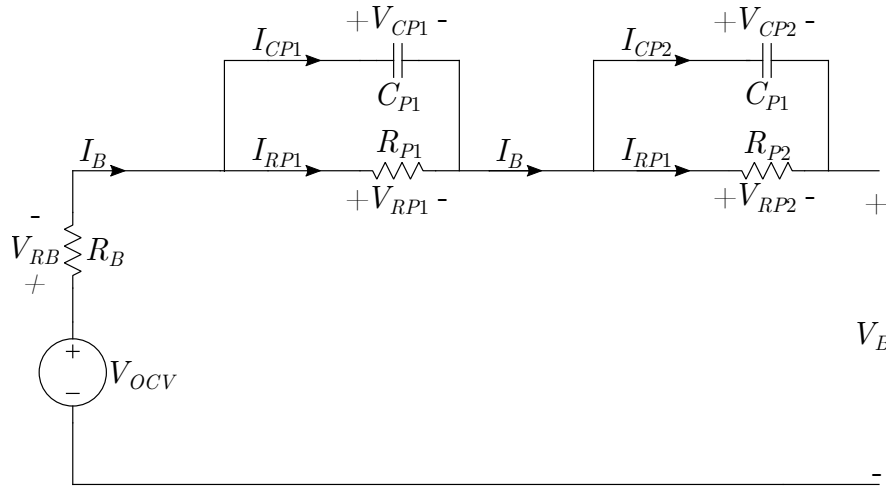
Os modelos matemáticos e eletroquímicos conseguem descrever o comportamento micro e macroscópico da bateria, mas estes modelos apresentam uma variedade de parâmetros e complexidade computacional (HINZ, 2019). O modelo térmico representa todas as características térmicas da bateria, mas este modelo apresenta complexidade na obtenção dos parâmetros, onde a bateria não pode sofrer variação de temperatura durante os ensaios (HINZ, 2019). Os modelos elétricos são mais fáceis de se usar em simulações, pois, apresentam em seu modelo elementos passivos, como, capacitores, resistores, indutores e fontes de tensões (HINZ, 2019).

O circuito escolhido é o equivalente de Thévenin da bateria, pois, o mesmo é mais comumente usado para a modelagem da bateria (HENTUNEN; LEHMUSPELTO; SUOMELA, 2014). Este modelo é escolhido por apresentar facilidade em sua obtenção, onde, tanto os ensaios quanto o processo analítico para obtenção dos parâmetros são fáceis de se realizar.

Existem variantes deste modelo, e sua mudança expressiva está no número de capacitores e resistores em paralelo, esta mudança influencia diretamente na precisão do modelo (HENTUNEN; LEHMUSPELTO; SUOMELA, 2014). Para a realização deste trabalho, escolhe-se duas ramificações de resistores e capacitores em paralelo, onde a primeira ramificação representa a resposta mais rápida da bateria e a segunda representa uma resposta mais lenta

(GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019). Por fim, o modelo da bateria pode ser observado na figura 15.

Figura 15 – Modelo equivalente de Thévenin da bateria de lítio-íon.



Fonte: Adaptado de (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019).

Inicialmente, explica-se a importância de cada elemento presente na figura 15. A tensão de circuito aberto (V_{OCV}) é a tensão medida nos terminais da bateria em regime permanente ou em equilíbrio químico. Este parâmetro é variável e precisa ser calculado continuamente (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019).

A resistência R_B representa a queda de tensão interna da bateria quando submetida a uma carga. Esta representa a queda de tensão sobre os eletrólitos da bateria (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019). A primeira ramificação composta por (R_{P1}, C_{P1}) é responsável por descrever o comportamento rápido do transitório, já a segunda ramificação (R_{P2}, C_{P2}) é responsável por descrever o comportamento lento da bateria (HENTUNEN; LEHMUSPELTO; SUOMELA, 2014).

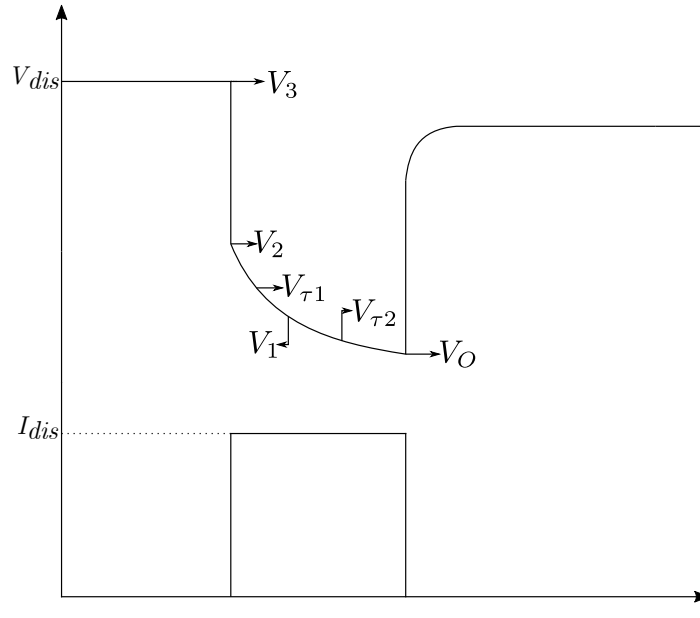
Todos os parâmetros do modelo de Thévenin são em função do estado de carga (SOC), temperatura e ciclo de vida da bateria. Deve-se obter uma tabela considerando todo o processo de descarga da bateria, fazendo-se o cálculo dos parâmetros para todos os estados de carga da bateria. Opta-se por desconsiderar estes parâmetros na parametrização dos elementos do modelo elétrico da bateria, devido à complexidade e por não ser o foco do trabalho. Um modelo mais complexo e mais fidedigno fica para trabalhos futuros.

Para a obtenção dos parâmetros desejados, deve-se realizar o processo de descarga da bateria. A figura 16 demonstra o comportamento da tensão e corrente da bateria durante o processo de descarga. Para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente de Thévenin da bateria, segue-se a metodologia apresentada em (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019).

Inicialmente obtém-se a tensão de circuito aberto (V_{OCV}), é a tensão medida nos terminais da bateria, quando a mesma está em equilíbrio. Na figura 16, observa-se que seu valor é igual a (V_3), portanto

$$V_{OCV} = V_3 . \quad (27)$$

Figura 16 – Processo de descarga da bateria de lítion-íon.



Fonte: Adaptado de (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019).

A resistência série da bateria (R_B), como mencionado, representa a queda de tensão da bateria sob a presença de uma carga, e a mesma pode ser calculada fazendo-se

$$R_B = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_3 - V_2}{I_{dis}} . \quad (28)$$

As ramificações de capacitores e resistores em paralelo, foram obtidas aplicando-se o conceito da constante de tempo RC . O decaimento exponencial observado ao descarregar a bateria, é descrito por duas constantes de tempo. Sabe-se que para um circuito que contém resistor e capacitor, a constante de tempo é ($\tau = RC$) e seu valor representa cerca de 63,2% da tensão total analisada. Portanto, primeiramente, deve-se obter o valor de tensão que represente 63,2%, fazendo-se

$$V_{\tau 1} = V_2 - (V_2 - V_1) \cdot 0,632 . \quad (29)$$

De forma similar, encontra-se a tensão que representa 63,2% da segunda exponencial a ser obtida, portanto, faz-se

$$V_{\tau 2} = V_1 - (V_1 - V_0) \cdot 0,632 . \quad (30)$$

Obtidos os valores de tensões que representam 63,2% das exponenciais a serem descritas, pode se obter os valores de τ_1 e τ_2

$$\tau_1 = t(V_{\tau_1}) - t(V_2) , \quad (31)$$

$$\tau_2 = t(V_{\tau_2}) - t(V_1) . \quad (32)$$

As resistências de cada ramificação são calculadas a partir da corrente de descarga medida e os valores de tensões analisados

$$R_{P1} = \frac{V_2 - V_1}{I_{dis}} , \quad (33)$$

$$R_{P2} = \frac{V_1 - V_0}{I_{dis}} . \quad (34)$$

Obtidas as resistências e as constantes de tempo de cada ramificação, pode-se obter os valores dos capacitores, por fim, obtém-se

$$C_{P1} = \frac{\tau_1}{R_{P1}} , \quad (35)$$

$$C_{P2} = \frac{\tau_2}{R_{P2}} . \quad (36)$$

Para a obtenção dos parâmetros da bateria, fez-se um ensaio em bancada, este ensaio visava a descarga da bateria por um determinado período. Colocou-se uma resistência em paralelo com a bateria e registrou-se a tensão nos terminais da bateria e a corrente de descarga. A figura 17 demonstra a tensão e corrente durante o ensaio da bateria em bancada. A corrente de descarga demonstrada na figura 17(b) teve um valor médio de $I_{dis} = 0,7531A$.

O primeiro parâmetro a se observar na figura 17 é a tensão de circuito aberto (V_{OCV}), a mesma teve um valor de $V_{OCV} = 3,8843V$. Para calcular o valor da resistência em série da bateria (R_B), necessita-se obter o valor de V_2 , observando a figura 17, encontra-se o valor de $V_2 = 3,8065V$. Por fim, calcula-se a resistência em série

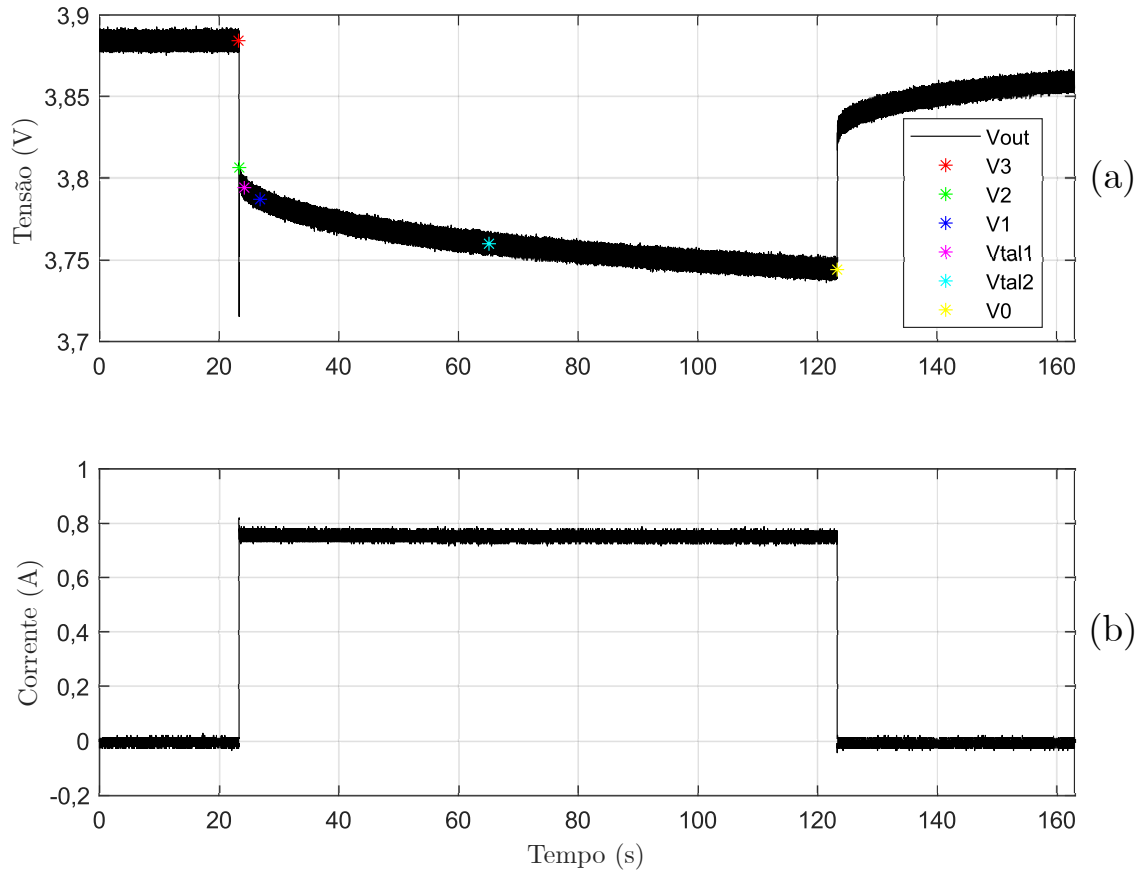
$$R_B = \frac{V_3 - V_2}{I_{dis}} = \frac{3,8843 - 3,8065}{0,7531} = 0,1033 \Omega$$

Após encontrada a resistência em série, deve-se obter os valores das resistências das ramificações, utilizando as equações (33) e (34). Os valores das tensões utilizadas nos cálculos das resistências, $V_1 = 3,7871V$ e $V_0 = 3,7440$, o valor de V_1 é encontrado de forma empírica. O valor de V_1 não deve estar distante de V_2 , pois, a primeira ramificação tem constante de tempo pequena em comparação a segunda ramificação. Portanto, os valores das resistências das ramificações são obtidas

$$R_{P1} = \frac{V_2 - V_1}{I_{dis}} = \frac{3,8065 - 3,7871}{0,7531} = 0,0258\Omega ,$$

$$R_{P2} = \frac{V_1 - V_0}{I_{dis}} = \frac{3,7871 - 3,7440}{0,7531} = 0,0572\Omega .$$

Figura 17 – Ensaio de descarga da bateria de lítio-íon. (a) Tensão de descarga. (b) Corrente de descarga.



Fonte: Autoria própria.

Encontradas as resistências das ramificações, deve-se obter as constantes de tempo de cada ramificação, para isto, inicialmente deve se achar os valores das tensões que representam o instante de tempo das constantes de tempo. Para isto, utilizam-se as equações 29 e 30, portanto

$$V_{\tau_1} = V_2 - (V_2 - V_1) \cdot 0,623 = 3,8065 - (3,8065 - 3,7871) \cdot 0,632 = 3,7942V , \quad (37)$$

$$V_{\tau_2} = V_1 - (V_1 - V_0) \cdot 0,623 = 3,7871 - (3,7871 - 3,7440) \cdot 0,632 = 3,7599V . \quad (38)$$

Calculadas as tensões que representam 63,2% de cada ramificação do modelo da bateria de lítio-íon, pode-se obter as constantes de tempos, portanto

$$\tau_1 = t(V_{\tau_1}) - t(V_2) = 24,1821 - 23,3492 = 0,7989s , \quad (39)$$

$$\tau_2 = t(V_{\tau_2}) - t(V_1) = 61,7105 - 26,8313 = 34,8792s . \quad (40)$$

Obtidas as resistências das ramificações e constantes de tempos, pode-se obter as capacitâncias das ramificações, logo

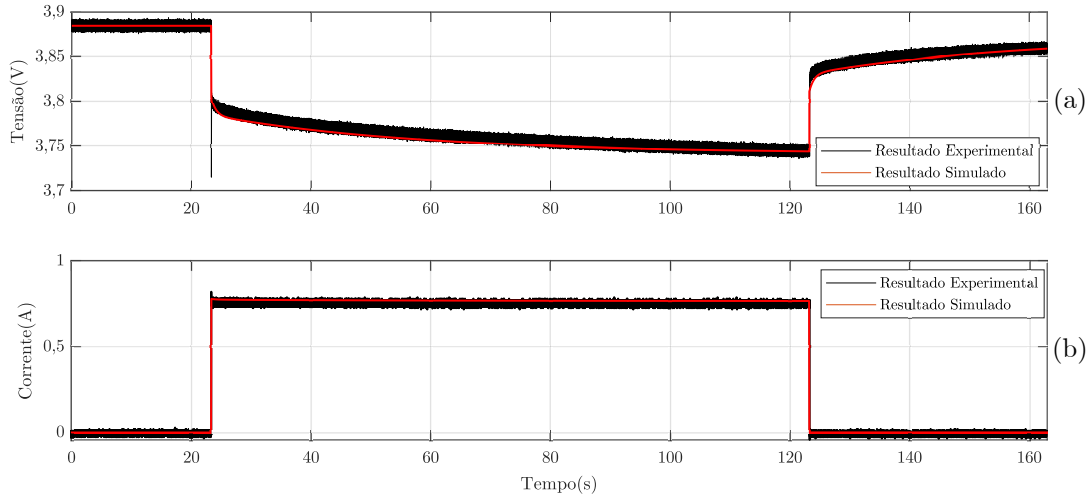
$$C_{P1} = \frac{\tau_1}{R_{P1}} = \frac{0,7989}{0,0258} = 30,9651F , \quad (41)$$

$$C_{P2} = \frac{\tau_2}{R_{P2}} = \frac{34,8792}{0,0572} = 609,7762F . \quad (42)$$

Uma simulação utilizando o *software* PSIM é realizada, visando validar os parâmetros encontrados. A simulação representou o ensaio feito em bancada, onde, se colocou uma resistência em paralelo com a bateria por um determinado tempo. Um comparativo entre o resultado experimental e simulado é feito.

Observa-se na figura 18 que os parâmetros encontrados para a bateria de lítio-íon são satisfatórios, onde o resultado simulado acompanhou o comportamento do resultado experimental.

Figura 18 – Ensaio de descarga da bateria de lítio-íon. (a) Tensão de descarga. (b) Corrente de descarga.



Fonte: Autoria própria..

Duas observações sobre o modelo da bateria de lítio-íon encontrado são realizadas, e ambas se referem ao estado de carga da bateria. A primeira diz respeito aos circuitos utilizados para as 3 baterias, os quais são os mesmos, isso se justifica, porque ao equalizar as baterias todas as 3 células estão com o mesmo estado de carga. A segunda observação é que são adotados os mesmos estados de carga para todo o processo de carga das baterias, onde os parâmetros encontrados são utilizados para o modelo matemático e projeto dos controladores.

A tabela 4 demonstra os parâmetros da bateria obtidos.

Tabela 4 – Parâmetros da bateria de lítio-íon.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de circuito aberto	V_{OCV}	3,8843	V
Resistência série	R_B	0,1033	Ω
Resistência 1ª ramificação	R_{P1}	0,0258	Ω
Resistência 2ª ramificação	R_{P2}	0,0572	Ω
Capacitância 1ª ramificação	C_{P1}	30,9651	F
Capacitância 2ª ramificação	C_{P2}	609,7762	F

Fonte: Autoria própria.

3.4 MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA DE CARREGAMENTO

Para a realização do projeto dos controladores, um modelo matemático que descreva o comportamento do conversor *buck* deve ser feito. Para isto, em (BARBI, 2015) uma metodologia para obtenção do modelo matemático é demonstrada. O modelo matemático proposto é representado em espaço de estados.

Inicialmente, para a modelagem, deve-se obter o modelo médio. Para isto, uma análise das duas etapas de operação do conversor *buck* é realizada. Isto se faz, pois, o modelo médio realiza uma ponderação das duas etapas de operação do conversor *buck*, visto que, para cada etapa, o circuito se modifica. A primeira etapa de chaveamento pode ser observada na figura 11, e a segunda etapa na figura 12. Destas figuras, vale menção que, as células representadas por $B1, B2$ e $B3$ tem seu circuito equivalente representado pela figura 15.

3.4.1 MODELO MÉDIO

O equacionamento da primeira etapa é realizado com uma análise de malhas. Do resultado da análise de malhas da figura 11, obtém-se:

$$I_C = I_L - I_B, \quad (43)$$

$$V_L = V_{IN} - V_O - I_L \cdot (R_L + R_S), \quad (44)$$

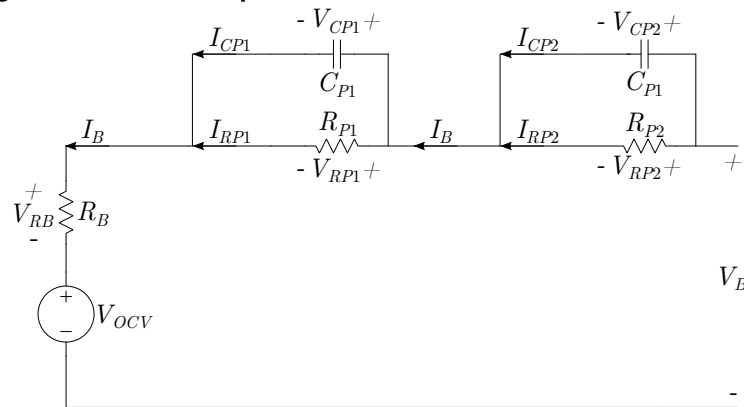
$$V_{B1} = V_O - V_{B2} - V_{B3}, \quad (45)$$

$$V_{B2} = V_O - V_{B1} - V_{B3}, \quad (46)$$

$$V_{B3} = V_O - V_{B1} - V_{B2} . \quad (47)$$

Observa-se que nas figuras 9 e 15, que a corrente da bateria (I_B) tem a mesma magnitude, mas com sentidos opostos. Isso se justifica, analisando o contexto do carregador, a bateria é vista pelo conversor *buck* como uma carga, o oposto do funcionamento normal de uma bateria, o elemento gerador de energia. Então, a análise das quedas de tensões dos elementos internos da bateria é feito, adotando o sentido oposto da corrente da bateria (I_B) representado na figura 15. Logo a figura 15 é refeita adotando as seguintes alterações que podem ser observadas na figura 19.

Figura 19 – Modelo equivalente de Thévenin da bateria de lítio-íon.



Fonte: Adaptado de (GURJER; CHAUDHARY; VERMA, 2019).

As quedas de tensões das baterias são obtidas analisando-se a figura 19. A análise da queda de tensão é igual para as 3 baterias. Portanto, as equações (45), (46) e (47) são simplificadas

$$3 \cdot V_B = V_O , \quad (48)$$

$$3 \cdot (V_{OCV} + V_{CP1} + V_{CP2} + V_{RB}) = V_O . \quad (49)$$

Do espaço de estados, a análise de malhas é descrita como:

$$X_1 = V_C = V_O , \quad (50)$$

$$X_2 = I_L , \quad (51)$$

$$X_3 = V_{CP1} , \quad (52)$$

$$X_4 = V_{CP2} . \quad (53)$$

Sabe-se que:

$$\dot{X}_1 = \frac{I_C}{C} , \quad (54)$$

$$\dot{X}_2 = \frac{V_L}{L} , \quad (55)$$

$$\dot{X}_3 = \frac{I_{CP1}}{C_{P1}} , \quad (56)$$

$$\dot{X}_4 = \frac{I_{CP2}}{C_{P2}} . \quad (57)$$

A primeira derivada da equação do espaço de estados é obtida utilizando as equações (54), (43).

$$\dot{X}_1 = \frac{X_2 - I_B}{C} ,$$

$$\dot{X}_1 = \frac{X_2}{C} - \frac{V_{RB}}{R_B \cdot C} ,$$

Utilizando a equação (49) encontra-se (V_{RB}). Com isto, obtém-se a derivada da primeira variável de estado

$$\dot{X}_1 = \frac{X_2}{C} - \frac{X_1}{3 \cdot V_{RB} \cdot C} + \frac{X_3}{R_B \cdot C} + \frac{X_4}{R_B \cdot C} + \frac{V_{OCV}}{R_B \cdot C} . \quad (58)$$

A segunda derivada do espaço de estados é obtido utilizando as equações (44) e (55)

$$\dot{X}_2 = \frac{V_{IN}}{L} - \frac{X_1}{L} - \frac{X_2 \cdot (R_L + R_L)}{L} .$$

Utilizando a equação (56) encontra-se a terceira derivada do espaço de estados

$$\dot{X}_3 = \frac{I_{CP1}}{C_{P1}} ,$$

$$\dot{X}_3 = \frac{I_B - I_{RP1}}{C_{P1}} ,$$

$$\dot{X}_3 = \frac{V_{RB}}{R_B \cdot C_{P1}} - \frac{X_3}{C_{P1} \cdot R_{P1}} ,$$

$$\dot{X}_3 = \frac{X_1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P1}} - \frac{X_3}{C_{P1} \cdot (R_B + R_{P1})} - \frac{X_4}{C_{P1} \cdot R_B} - \frac{V_{OCV}}{C_{P1} \cdot R_B}. \quad (59)$$

De forma similar, pode-se encontrar a quarta derivada do espaço de estados.

$$\dot{X}_4 = \frac{X_1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P2}} - \frac{X_3}{C_{P2} \cdot R_B} - \frac{X_4}{C_{P2} \cdot (R_B + R_{P2})} - \frac{V_{OCV}}{C_{P2} \cdot R_B} \quad (60)$$

Por fim, o espaço de estados da primeira etapa de chaveamento do conversor *buck* é obtido.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{3 \cdot C \cdot R_B} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C \cdot R_B} & \frac{1}{C \cdot R_B} \\ \frac{-1}{L} & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P1}} & 0 & \frac{-1}{(R_B + R_{P1}) \cdot C_{P1}} & \frac{-1}{R_B \cdot C_{P1}} \\ \frac{1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P2}} & 0 & \frac{-1}{R_B \cdot C_{P2}} & \frac{-1}{(R_B + R_{P2}) \cdot C_{P2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{OCV}}{C \cdot R_B} \\ \frac{V_{IN}}{L} \\ \frac{-V_{OCV}}{R_B \cdot C_{P1}} \\ \frac{-V_{OCV}}{R_B \cdot C_{P2}} \end{bmatrix} u(t)$$

$$Y = C \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

O espaço de estados da segunda etapa de chaveamento é obtido de forma similar ao da primeira etapa. A segunda etapa de chaveamento (chave aberta) é observada na figura 12. Aplicando-se uma análise de malhas obtém-se:

$$I_C = I_L - I_B, \quad (61)$$

$$V_L = -V_O - V_D - I_L \cdot (R_L + R_D). \quad (62)$$

Utilizando-se das equações (54), (55), (56) e (57) e do resultado da análise de malhas da segunda etapa, encontra-se todas as derivadas do espaço de estados

$$\dot{X}_1 = \frac{X_2}{C} - \frac{X_1}{3 \cdot V_{RB} \cdot C} + \frac{X_3}{R_B \cdot C} + \frac{X_4}{R_B \cdot C} + \frac{V_{OCV}}{R_B \cdot C}, \quad (63)$$

$$\dot{X}_2 = \frac{-X_1}{L} - \frac{X_2 \cdot (R_L + R_D)}{L} - \frac{V_D}{L}, \quad (64)$$

$$\dot{X}_3 = \frac{X_1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P1}} - \frac{X_3}{C_{P1} \cdot (R_B + R_{P1})} - \frac{X_4}{C_{P1} \cdot R_B} - \frac{V_{OCV}}{C_{P1} \cdot R_B}, \quad (65)$$

$$\dot{X}_4 = \frac{X_1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P2}} - \frac{X_3}{C_{P2} \cdot R_B} - \frac{X_4}{C_{P2} \cdot (R_B + R_{P2})} - \frac{V_{OCV}}{C_{P2} \cdot R_B}. \quad (66)$$

Por fim, o espaço de estados da segunda etapa de chaveamento:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{3 \cdot C \cdot R_B} & \frac{1}{C} & \frac{1}{C \cdot R_B} & \frac{1}{C \cdot R_B} \\ \frac{-1}{L} & \frac{-(R_L + R_D)}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P1}} & 0 & \frac{-1}{(R_B + R_{P1}) \cdot C_{P1}} & \frac{-1}{R_B \cdot C_{P1}} \\ \frac{1}{3 \cdot R_B \cdot C_{P2}} & 0 & \frac{-1}{R_B \cdot C_{P2}} & \frac{-1}{(R_B + R_{P2}) \cdot C_{P2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{OCV}}{C \cdot R_B} \\ \frac{V_D}{L} \\ \frac{-V_{OCV}}{R_B \cdot C_{P1}} \\ \frac{-V_{OCV}}{R_B \cdot C_{P2}} \end{bmatrix} u(t)$$

$$Y = C \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

Com as duas etapas de operação analisadas e seus espaços de estados encontrados, pode-se obter o valor médio do conversor *buck*. Em (BARBI, 2015) o modelo médio representado em espaço de estados é demonstrado.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2(1 - D)] \cdot \mathbf{X} + [(\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2(1 - D))] \cdot U \\ \mathbf{Y} = [\mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2(1 - D)] \cdot \mathbf{X} \end{cases} \quad (67)$$

Define-se, para simplificação das equações, as seguintes variáveis:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) \quad (68)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D) \quad (69)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D) \quad (70)$$

Portanto, o modelo médio do conjunto de equações (67) pode ser simplificado.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot U \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} \end{cases} \quad (71)$$

3.4.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS

Seguindo a metodologia de (BARBI, 2015), pode-se obter o modelo de pequenos sinais do conversor *buck*. Inicialmente consideram-se as seguintes definições:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \bar{\mathbf{x}}, \quad (72)$$

$$d = D + \bar{d}. \quad (73)$$

Sendo \mathbf{X} o vetor das variáveis de estados e D o valor médio da razão cíclica calculada na equação (24). Onde as variáveis \bar{x} e \bar{d} representam pequenas variações em torno do ponto de operação. Aplicando-se as equações (72) e (73) em (67).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\bar{\mathbf{x}}} = [\mathbf{A}_1 \cdot (D + \bar{d}) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D - \bar{d})] \cdot (\mathbf{X} + \bar{\mathbf{x}}) \\ \quad + [\mathbf{B}_1 \cdot (D + \bar{d}) + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D - \bar{d})] \cdot U \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = [(\mathbf{C}_1 \cdot (D + \bar{d}) + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D - \bar{d})) \cdot (\mathbf{X} + \bar{\mathbf{x}})] \end{cases} \quad (74)$$

Expandindo os termos de (74)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_1 \cdot (D \cdot \mathbf{X} + \bar{d} \cdot \mathbf{X} + D \cdot \bar{\mathbf{x}} + \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{x}}) + \mathbf{A}_2 \cdot (\mathbf{X} - D \cdot \mathbf{X} - \bar{d} \cdot \mathbf{X} + \bar{\mathbf{x}} - D \cdot \bar{\mathbf{x}} - \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{x}}) \\ \quad + \mathbf{B}_1 \cdot (D \cdot U + \bar{d} \cdot U) + \mathbf{B}_2 \cdot (U - D \cdot U - \bar{d} \cdot U) \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_1 \cdot (D \cdot \mathbf{X} + \bar{d} \cdot \mathbf{X} + D \cdot \bar{\mathbf{x}} + \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{x}}) + \mathbf{C}_2 \cdot (\mathbf{X} + \bar{\mathbf{x}} - D \cdot \mathbf{X} - D \cdot \bar{\mathbf{x}} - \bar{d} \cdot \mathbf{X} - \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{x}}) \end{cases} \quad (75)$$

Rearranjando (75).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\bar{\mathbf{X}}} = [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)] \cdot \mathbf{X} + [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)] \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} \\ + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{X}} + [\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)] \cdot U + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U \cdot \bar{d} \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = [(\mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D))] \cdot \mathbf{X} + [(\mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D))] \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} \\ + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \bar{d} \cdot \bar{\mathbf{X}} \end{array} \right. \quad (76)$$

O produto entre duas variações pode ser desconsiderado da análise, logo, rearranjando a equação (76).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\bar{\mathbf{X}}} = [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)] \cdot \mathbf{X} + [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)] \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} \\ + [\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)] \cdot U + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U \cdot \bar{d} \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = [(\mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D))] \cdot \mathbf{X} + [(\mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D))] \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} \end{array} \right. \quad (77)$$

Aplicando-se (68), (69) e (70) em (77), obtém-se o seguinte espaço de estados.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\bar{\mathbf{X}}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{A} \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot U + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U \cdot \bar{d} \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{C} \cdot \bar{\mathbf{X}} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \bar{d} \cdot \mathbf{X} \end{array} \right. \quad (78)$$

Comparando-se o espaço de estados apresentado no conjunto de equações (78) com o conjunto de equações (71), observa-se que o espaço de estados apresentado em (78) é composto por um espaço de estados médio e um de pequenos sinais.

Do modelo médio obtido no conjunto de equações (67), as derivadas em regime permanente são iguais à zero ($\dot{\mathbf{X}} = 0$). Portanto, obtém-se a relação.

$$\dot{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)) \cdot U = 0 \quad (79)$$

Da equação (79) obtém-se a seguinte relação.

$$\mathbf{X} = -(\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D))^{-1} \cdot (\mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)) \cdot U, \quad (80)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot U. \quad (81)$$

Os vetores C_1 ou C_2 representam a saída desejada em ambas as etapas de chaveamento, como, deseja-se a mesma saída durante ambas as etapas de chaveamento, pode-se

afirmar que $C_1 = C_2$. Combinando o conjunto de equações (78), (81) e que $C_1 = C_2$, obtém-se o seguinte espaço de estados.

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \bar{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U] \cdot \bar{d} \\ \mathbf{Y} + \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{C} \cdot \bar{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (82)$$

A segunda equação (82), representa a saída do espaço de estados, esta equação representa a saída do valor médio e de pequenos sinais. Separando a parte de interesse, de pequenos sinais, e combinando com a primeira equação, obtém-se o espaço de estados de pequenos sinais.

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \bar{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot U] \cdot \bar{d} \\ \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \bar{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (83)$$

O conjunto de equações 83 representa um sistema de equações diferenciais, lineares e invariantes no tempo de 1.^a ordem e descreve o comportamento do conversor *buck* para pequenas componentes alternadas em torno do ponto de operação definido por \mathbf{X} e D .

A partir do conjunto de equações 83 pode-se obter o espaço de estados de pequenos sinais do conversor *buck*. Aplicando-se a transformada de Laplace ao sistema de equações 83, obtém-se

$$\bar{\mathbf{x}} = [s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}] \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)] \cdot U \cdot \bar{d}. \quad (84)$$

Com isto, encontram-se as funções de transferências que descrevem o comportamento da tensão de saída e da corrente do indutor em relação à variação da razão cíclica. Utilizando os parâmetros das tabelas 3 e 4 pode-se obter as funções de transferências desejadas.

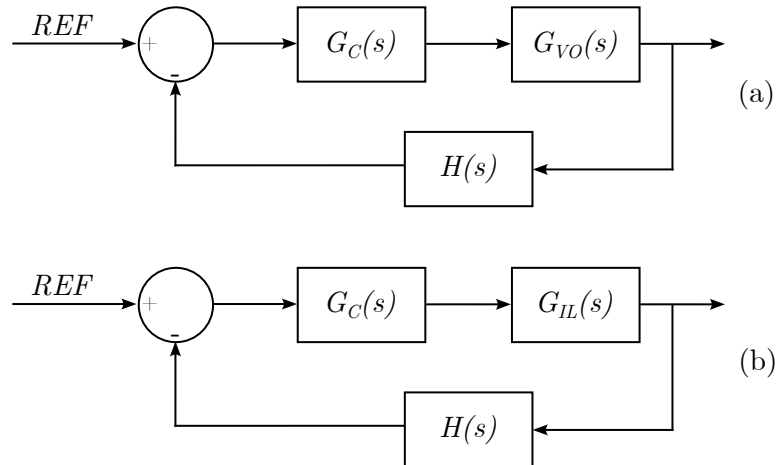
$$\frac{V_O(S)}{\bar{d}(S)} = \frac{4,173 \cdot 10^9 s^2 + 6,714 \cdot 10^{10} s + 2,701 \cdot 10^8}{s^4 + 1,207 \cdot 10^6 s^3 + 5,596 \cdot 10^8 s^2 + 7,7 \cdot 10^8 s + 2,49 \cdot 10^7} \quad (85)$$

$$\frac{I_L(S)}{\bar{d}(S)} = \frac{1,116 \cdot 10^4 s^3 + 1,347 \cdot 10^{10} s^2 + 1,724 \cdot 10^{10} s + 4,833 \cdot 10^8}{s^4 + 1,207 \cdot 10^6 s^3 + 5,596 \cdot 10^8 s^2 + 7,7 \cdot 10^8 s + 2,49 \cdot 10^7} \quad (86)$$

3.5 PROJETO DOS CONTROLADORES

Durante o processo de carregamento das baterias de lítio-íon, deseja-se se manter constante a corrente das baterias, e, após algum tempo, deve-se manter constante a tensão de saída do conversor *buck*. Para isto acontecer, um controlador deve ser projetado de modo a manter constante estes valores. Este controlador é inserido em série com a planta do sistema, tal estrutura pode ser vista na figura 20.

Figura 20 – Diagrama de blocos da malha fechada. (a) malha de tensão. (b) malha de corrente.



Fonte: Autoria Própria.

G_{VO} e G_{IL} na figura 20, representam respectivamente as equações (85) e (86). A função $H(s)$ representa um filtro de 1ª ordem analógico implementado no projeto, e sua função de transferência é observada na equação (87). Sua frequência de corte é projetada para um valor dez vezes menor que a frequência de amostragem $f_s = 50000Hz$, portanto, $f_c = 5000Hz$

$$H(s) = \frac{3,704 \cdot 10^4}{s + 3,704 \cdot 10^4} \quad (87)$$

Para o projeto do controlador, usa-se o método do lugar das raízes, pois, este permite visualizar graficamente os polos e zeros do sistema para um determinado ganho (OGATA, 2010).

Somente alterando o ganho da malha direta, não é possível obter a resposta desejada com o sistema. Para isto, o controlador $G_C(s)$ é implementado, o mesmo altera a dinâmica do sistema, fazendo com que se tenha a resposta desejada. A função de transferência que descreve o comportamento do controlador é observada na equação (88).

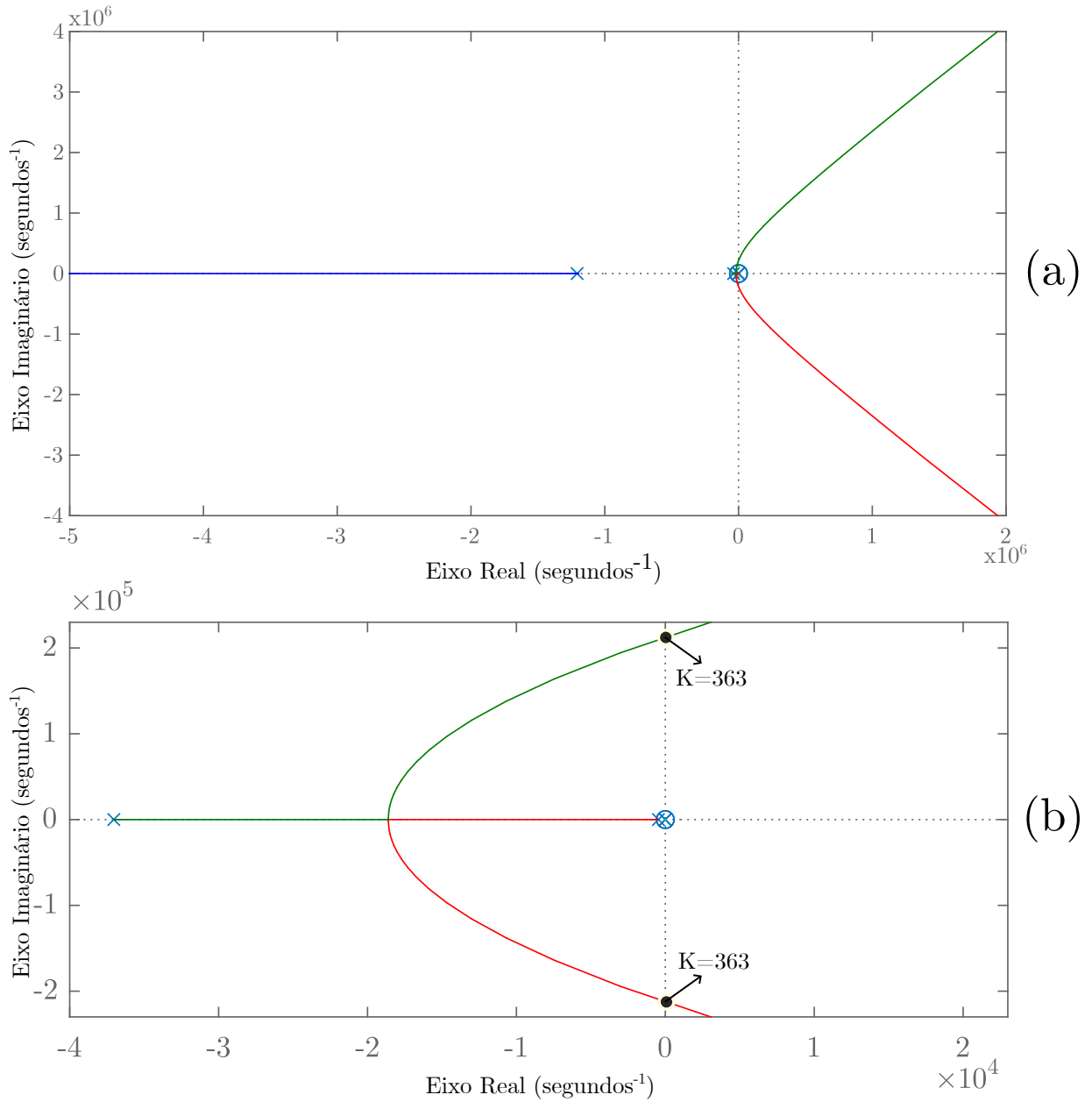
$$G_C(s) = \frac{K_I}{s} + K_P = \frac{K_P \cdot s + K_I}{s} \quad (88)$$

onde K_P é o ganho proporcional e K_I é o ganho integral. Tais ganhos devem ser calculados corretamente, pois, observando a equação (88), percebe-se que o controlador insere um polo e um zero no sistema. Adicionando-se um polo ao sistema diminuem-se as margens de estabilidade, de modo contrário, ao adicionar-se um zero ao sistema o mesmo fica mais rápido (OGATA, 2010). Portanto, o cálculo adequado destes ganhos devem ser realizado.

Inicialmente, calculam-se os ganhos do controlador para a malha de tensão e posteriormente para a malha de corrente. Deseja-se com a implementação do controlador, que o sistema tenha tempo de assentamento de $15ms$ e ultrapassagem nula.

Utilizando o *software* MATLAB, é obtido o lugar das raízes do sistema e o mesmo pode ser observado na figura 21. Pelo lugar das raízes, nota-se que o ganho máximo que o sistema pode ter sem perder a estabilidade é de $K = 363$.

Figura 21 – Lugar das raízes da malha de tensão. (a) visão macro. (b) aproximação da origem.



Fonte: Autoria Própria.

Para o cálculo dos ganhos do controlador, aloca-se um zero em $s = -434,8$ e um polo na origem, portanto, a equação do controlador fica:

$$G_C(s) = \frac{K \cdot (s + 434,8)}{s} \quad (89)$$

Para o cálculo do ganho, utiliza-se a condição do módulo para o lugar das raízes. Utilizando o *software* MATLAB, definiu-se que os polos em malha fechada devem estar no eixo real, garantindo assim, a condição de sobressinal nulo, em $s = -462$.

$$\left| K \cdot \frac{s + 434,8}{s} \cdot H(s) \cdot G_{VO}(s) \right|_{s=-449} = |1| \quad (90)$$

com isto, encontrou-se $K = 0,1253$. Aplica-se o valor de K na equação (89)

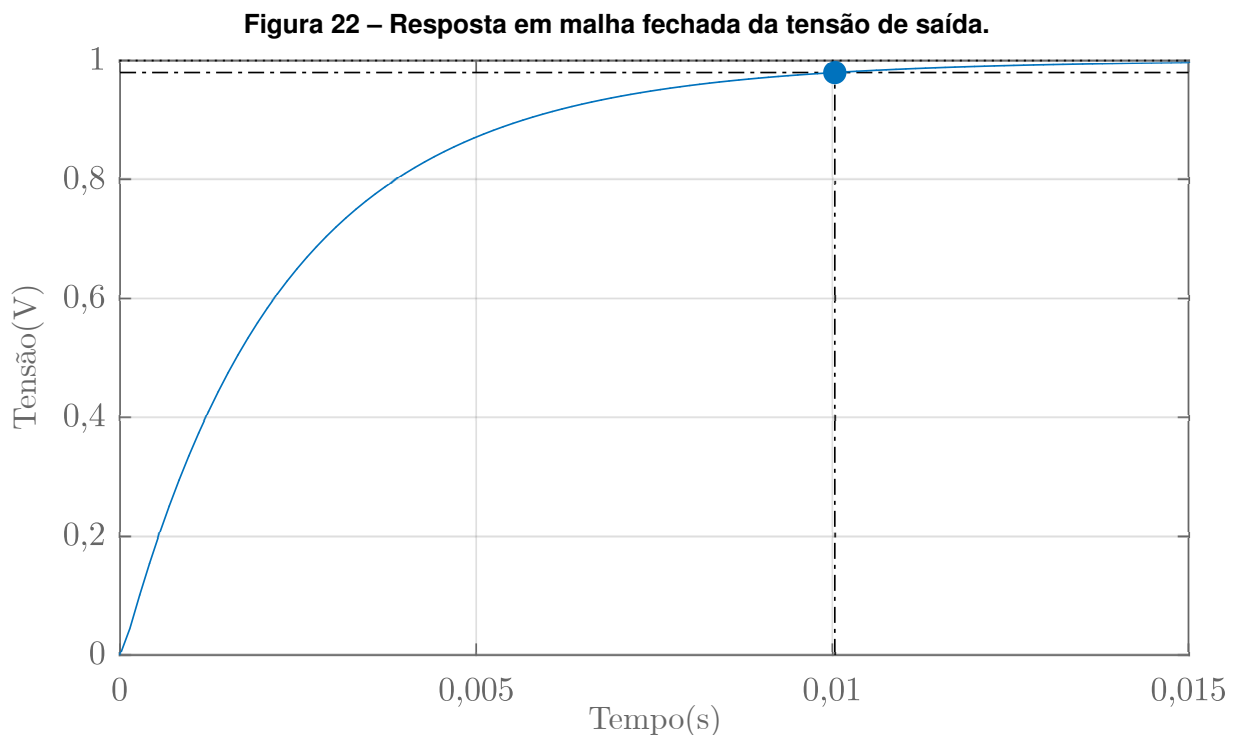
$$G_C(s) = \frac{0,1253 \cdot s + 54,48}{s} \quad (91)$$

Comparando-se as equações (88) e (91), pode-se obter os ganhos do controlador, portanto:

$$K_P = 0,1253 ,$$

$$K_I = 54,48 .$$

A figura 22 demonstra a resposta em malha fechada da tensão de saída, tal figura, justifica os ganhos calculados para os critérios desejados de projeto do controlador.



Fonte: Autoria Própria.

Tais ganhos, são no tempo contínuo, e a implementação do controlador demanda um circuito eletrônico analógico. Isto se torna desnecessário, dada a tecnologia atual. Portanto, o controlador a ser implementado é de forma digital utilizando um microcontrolador. Para realizar tal implementação, o efeito da amostragem deve ser considerada no sistema, para isto, uma transformação do sistema deve ser feita. Em (NORMAN, 2013), é demonstrada a transformação

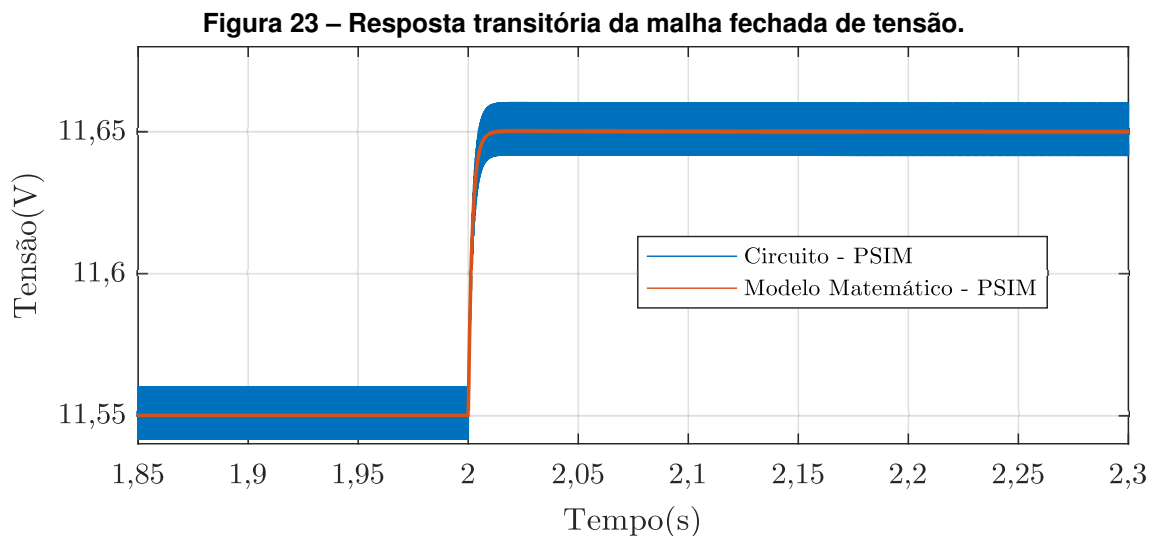
de Tustin, onde, esta é igual à função de transferência do sistema considerando os efeitos de amostragem. Tal transformada pode ser vista na equação (92)

$$z = \frac{2z - 1}{Tz + 1} . \quad (92)$$

Aplicando-se a equação (92) em na equação (91), obtém-se a transformação desejada do controlador de forma digital. A equação está na forma cursiva, e pode ser implementada no microcontrolador

$$u[k] = u[k - 1] + (K_P + \frac{T \cdot K_I}{2})e[k] + (\frac{T \cdot K_I}{2} - K_P)e[k - 1] . \quad (93)$$

Deseja-se validar o projeto do controlador da malha de tensão. Para isto, uma simulação é realizada no *software* PSIM. Esta simulação consiste em começar com um valor de referência e após 2 segundos, troca-se o valor da referência. Inicialmente a referência começou em 11,3V sendo trocada para 11,4V. Esta simulação contém o circuito simulado com o controlador digital e a função de transferência em malha fechada. A figura 23 demonstra os resultados.



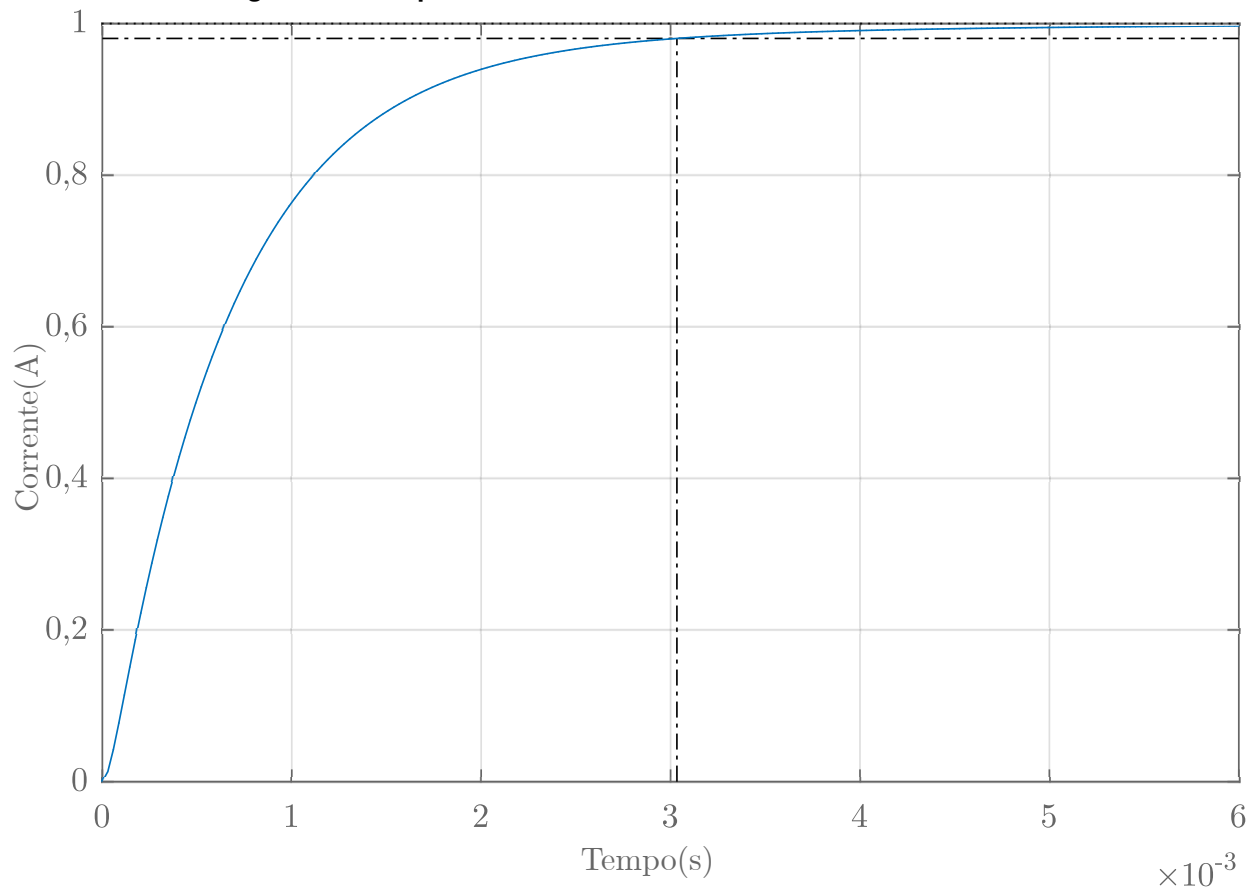
Fonte: Autoria Própria.

A figura 23 justifica os ganhos do controlador de tensão, pois, os valores de referências desejadas são alcançadas. Deve-se calcular os ganhos do controlador para a malha de corrente, como demonstra o sistema na figura 20(b). Testa-se os ganhos calculados da malha de tensão para a malha de corrente, a fim de facilitar a implementação prática, onde, se teria um conjunto de ganhos para os dois controladores. A figura 24 demonstra a resposta em malha fechada da corrente do indutor para os ganhos calculados. Nota-se na figura 24 que os ganhos do controlador da malha de tensão entregam os parâmetros de projeto do controlador para a malha de corrente.

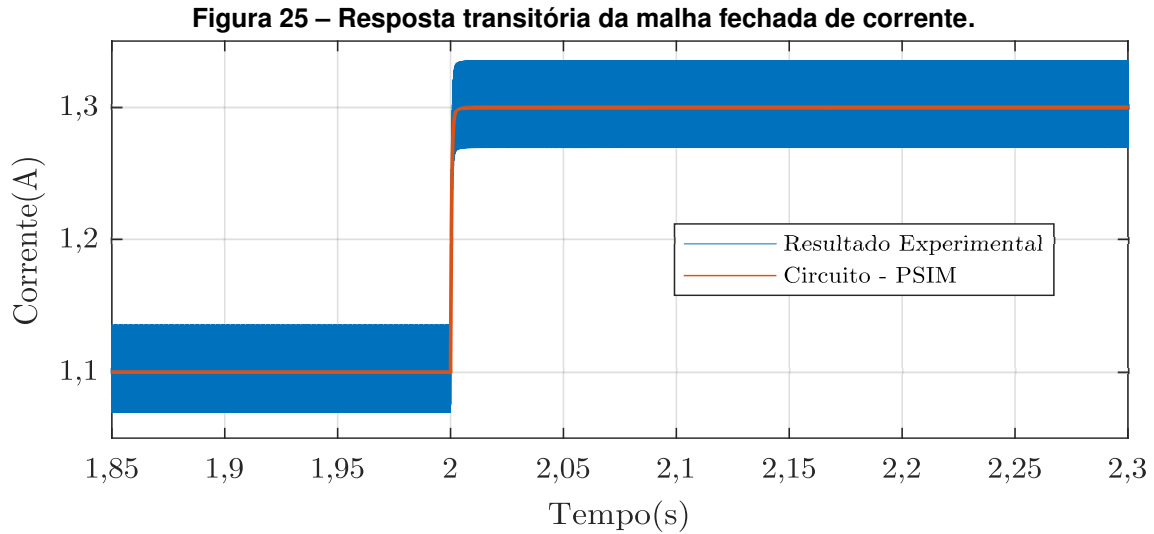
Similarmente, realiza-se uma simulação para a malha de corrente. Começa-se com uma referência de $1,1A$, e após 2 segundos, troca-se para $1,3A$. A figura 25 demonstra o resultado da simulação.

A figura 25 demonstra que os ganhos calculados para a malha de tensão podem ser usados para a malha de corrente. Isto prova-se, ao observar que a variação na referência após 2 segundos de simulação é obtida desejadamente.

Figura 24 – Resposta em malha fechada da corrente do indutor.



Fonte: Autoria Própria.



Fonte: Autoria Própria.

3.6 ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO

Projetado os ganhos dos controladores, deseja-se projetar um algoritmo que consiga equalizar as células enquanto elas carregam. O algoritmo 1 demonstra o projeto de equalização implementado experimentalmente. As variáveis V_{B1} , V_{B2} e V_{B3} representam as leituras das tensões de cada célula de bateria. A variável *seq* é utilizada para auxiliar na sequência de equalização. As variáveis V_{HEq} e V_{LEq} representam as tensões máximas e mínimas de equalização, respectivamente. As variáveis *Contador* e *Temporizador* são utilizadas para auxiliar na tomada de decisão do algoritmo evitando leituras falsas. Por fim, as variáveis V_1 , V_2 e V_3 representam as tensões de cada célula considerando a variação de tensão que a mesma apresenta na presença de carga.

A estratégia adotada consiste em equalizar um par de células por vez. Inicialmente, o algoritmo verifica se um par de células está desbalanceado, isto se faz, ao analisar se a diferença de tensão entre estas baterias é maior que o valor estipulado (V_{HEq}), tal valor não deve exceder $50mV$. A justificativa da escolha desta diferença de tensão é feita baseada na folha de dados da bateria no anexo A. É dita que a bateria está completamente carregada quando a mesma estiver com uma tensão de $4,2 \pm 0,05V$. Então, garantido-se que a diferença de tensão entre elas seja menor que $50mV$ durante o processo de carga é assegurado que todas as 3 células chegam simultaneamente no limite de carregamento.

Verificado que existe uma leitura demonstrando a necessidade de equalizar um par de células, inicia-se um temporizador e um contador. O temporizador tem duração de $1s$, se durante este período o microcontrolador realizar 40000 leituras dizendo que a tensão do par de células é maior que V_{HEq} , deve-se equalizar uma das células do par analisado.

Algoritmo 1 – Algoritmo de equalização.

Dados: V_{B1} ; V_{B2} ; V_{B3} ;

Inserir: seq ; V_{HEq} ; V_{LEq} ; *Contador*; *Temporizador*; V_1 ; V_2 ; V_3 ;

```

1: se  $|V_{B1} - V_{B2}| \geq V_{HEq}$  &&  $seq = 0$  então
2:   se Contador  $\geq 40000$  && Temporizador  $\leq 1$  então
3:      $seq = 1$ 
4:     se  $V_{B1} > V_{B2}$  então
5:       Habilita  $R_{B1}$ ; Desabilita  $R_{B2}$ ;
6:        $D_{B1} =$  Variação de tensão da célula 1 (degrau);  $D_{B2} = 0$ ;
7:     senão,
8:       Habilita  $R_{B2}$ ; Desabilita  $R_{B1}$ ;
9:        $D_{B2} =$  Variação de tensão da célula 2 (degrau);  $D_{B1} = 0$ ;
10:    finaliza se
11:  finaliza se
12: finaliza se
13:
14: se  $|V_{B1} - V_{B3}| \geq V_{HEq}$  &&  $seq = 0$  então
15:   se Contador  $\geq 40000$  && Temporizador  $\leq 1$  então
16:      $seq = 1$ 
17:     se  $V_{B1} > V_{B3}$  então
18:       Habilita  $R_{B1}$ ; Desabilita  $R_{B3}$ 
19:        $D_{B1} =$  Variação de tensão da célula 1 (degrau);  $D_{B3} = 0$ ;
20:     senão,
21:       Habilita  $R_{B3}$ ; Desabilita  $R_{B1}$ 
22:        $D_{B3} =$  Variação de tensão da célula 3 (degrau);  $D_{B1} = 0$ ;
23:     finaliza se
24:   finaliza se
25: finaliza se
26:
27: se  $|V_{B2} - V_{B3}| \geq V_{HEq}$  &&  $seq = 0$  então
28:   se Contador  $\geq 40000$  && Temporizador  $\leq 1$  então
29:      $seq = 1$ 
30:     se  $V_{B2} > V_{B3}$  então
31:       Habilita  $R_{B2}$ ; Desabilita  $R_{B3}$ ;
32:        $D_{B2} =$  Variação de tensão da célula 2 (degrau);  $D_{B3} = 0$ 
33:     senão,
34:       Habilita  $R_{B3}$ ; Desabilita  $R_{B2}$ 
35:        $D_{B3} =$  Variação de tensão da célula 3 (degrau);  $D_{B2} = 0$ ;
36:     finaliza se
37:   finaliza se
38: finaliza se
39:
40:  $V_1 = V_{B1} + D_{B1}$ ;  $V_2 = V_{B2} + D_{B2}$ ;  $V_3 = V_{B3} + D_{B3}$ ;
41:
42: se  $|V_1 - V_2| || |V_1 - V_3| || |V_2 - V_3| \leq V_{LEq}$  &&  $seq = 1$  então
43:   se Contador  $\geq 200000$  && Temporizador  $\leq 5$  então
44:      $seq = 0$ ;
45:     Desabilita  $R_{B1}$ ; Desabilita  $R_{B2}$ ; Desabilita  $R_{B3}$ ;
46:   finaliza se
47: finaliza se

```

Fonte: Autoria própria.

A escolha de implementar este temporizador com o contador, se faz presente para evitar que se equalize as células de forma instantânea, evitando leituras falsas. A escolha do valor do contador é justificada, ao analisar o conversor analógico digital (ADC) implementado com uma frequência de amostragem de $50kHz$, portanto, a cada segundo se realiza 50000 leituras e o valor escolhido representa 80% das leituras neste período.

Caso o contador ultrapasse o valor de 40000 leituras no período de 1s, verifica-se qual das baterias tem a maior tensão no par analisado. Após esta verificação, um resistor é ligado em paralelo com a bateria de maior tensão. Após isto, o algoritmo registra o degrau de tensão que a bateria apresenta após o resistor ser ligado em paralelo, a figura 18 demonstra o comportamento da bateria na presença de uma carga. Com o resistor ligado em paralelo com a bateria, esta começa a dissipar energia, por consequente, seu nível de tensão começa a decair. Este novo valor é comparado com o valor de tensão da menor bateria entre às três considerando o valor do degrau registrado.

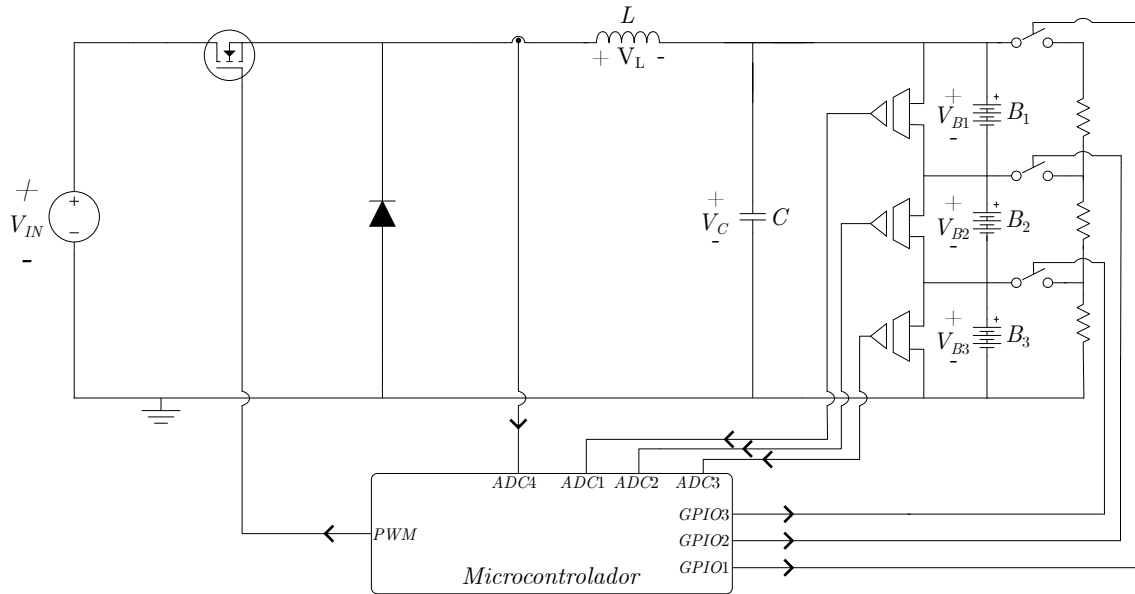
Quando este novo valor da célula que está sendo equalizada, for menor ou igual a V_{LEq} , um temporizador com um contador são inicializados. A justificativa do uso deste temporizador com o contador, é semelhante ao anterior, onde é implementado para evitar leituras falsas. Mas neste caso, o tempo e a quantidade de leituras são aumentados por que deseja-se garantir que os níveis de tensões das células estão em equilíbrio. Caso o contador não atinja o valor de leituras desejadas no período estipulado, estas duas variáveis são reiniciadas. Verificado que o conversor analógico digital (ADC) realizou 200000 leituras no período de 5s, desliga-se o resistor em paralelo com a célula.

Todo o processo de equalização demonstrado no algoritmo 1 acontece durante o processo de carga das baterias. E este é reiniciado toda vez que a diferença entre os pares de baterias analisados forem menores que V_{HEq} . Caso durante o processo de equalização de uma célula verifica-se a necessidade de equalizar outra, este não acontece até que o primeiro finalize. Sendo assim, a estratégia adotada equaliza uma célula por vez.

3.7 CIRCUITOS AUXILIARES

Para implementação prática, alguns circuitos auxiliares são projetados. Esta seção tem o objetivo de demonstrar o projeto e implementação destes circuitos. A figura 26 demonstra a visão geral do presente trabalho. Os circuitos auxiliares desta seção, diz respeito ao condicionamento de sinais e o circuito de acionamento dos resistores de descarga.

Figura 26 – Carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva.



Fonte: Autoria própria.

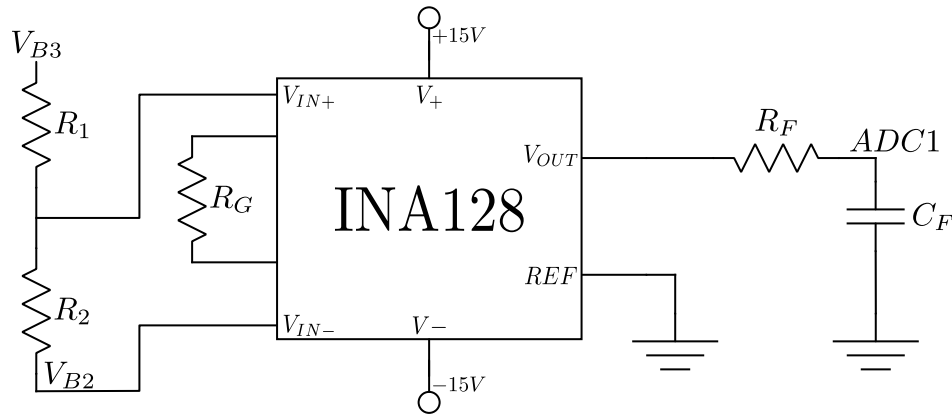
A figura 27 demonstra o circuito para aquisição do sinal de tensão diferencial de cada célula de bateria presente no carregador de bateria. O cálculo dos componentes presente no circuito é apresentado a seguir. Inicialmente, defini-se o valor dos resistores do divisor de tensão na entrada do amplificador de instrumentação INA128. Para o cálculo, defini-se a tensão de entrada diferencial

$$V_{B3} - V_{B2} = 4,2V , \quad (94)$$

este valor representa a tensão máxima que a bateria atinge durante seu carregamento. Tal valor deve ser ajustado para limites aceitáveis pelo microcontrolador, o valor de saída do divisor resistivo é ajustado para $3V$. Defini-se o valor do resistor $R_1 = 560\Omega$, com isto encontra-se R_2 , portanto

$$R_2 = \frac{4,2 \cdot 560}{4,2 - 3} = 1400\Omega . \quad (95)$$

Figura 27 – Circuito de instrumentação para aquisição de tensão diferencial da célula de bateria.



Fonte: Autoria própria.

O filtro passa-baixas é calculado escolhendo-se a frequência de corte em $f_c = 5000Hz$. Este valor é escolhido por ser 10 vezes menor que a frequência de chaveamento. Escolhe-se o valor do capacitor pela limitação de valores comerciais, portanto,

$$C_F = 100nF, \quad (96)$$

escolhido o valor do capacitor, pode-se obter o valor do resistor, logo

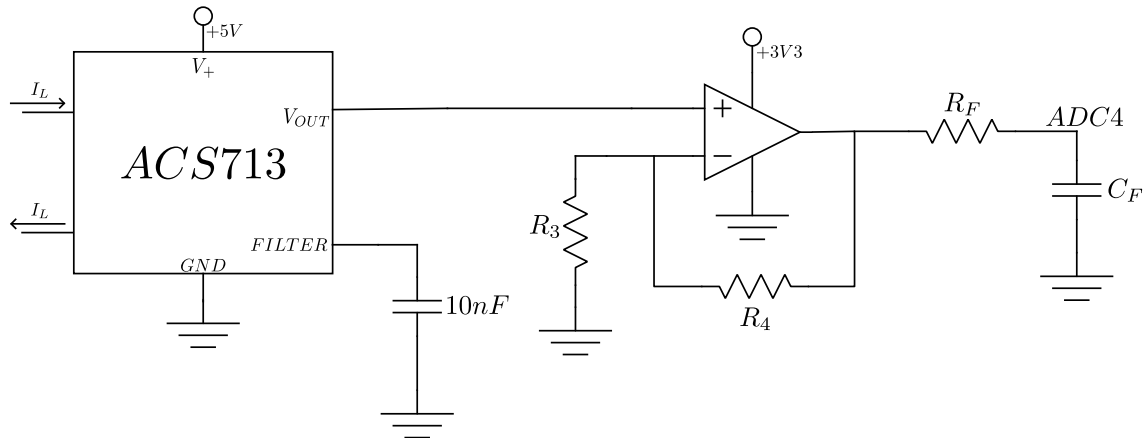
$$R_F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_F \cdot f_c} = 318,31\Omega. \quad (97)$$

A figura 27 demonstra o circuito de instrumentação para uma célula, mas o mesmo é aplicado para as demais células de baterias presente no circuito de carregamento demonstrado na figura 26. A figura 28 demonstra o circuito de condicionamento de sinal para a corrente do indutor. Para o sensor de corrente foi utilizado o circuito integrado ACS713, o capacitor de $10nF$ é escolhido com base na folha de dados do componente. O sinal de saída do ACS713 é amplificado por um circuito amplificador não inversor. A equação que define o ganho do circuito subtrator não-inversor

$$G_{SUB} = 1 + \frac{R_4}{R_3}, \quad (98)$$

é escolhido para $R_3 = 1k\Omega$ e $R_4 = 2,7k\Omega$. Com isto, o ganho é $G_{SUB} = 3,7$. O filtro passa-baixas mantém as características do filtro-passa baixas para o sensoriamento de tensão apresentado anteriormente.

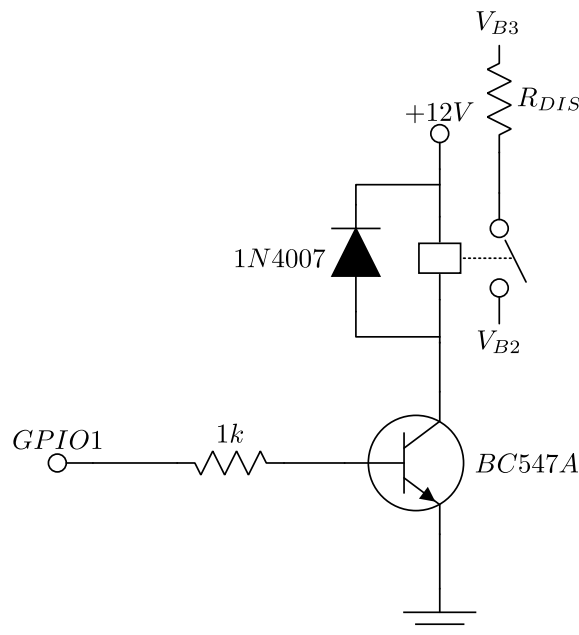
Figura 28 – Circuito de instrumentação para aquisição de corrente do indutor.



Fonte: Autoria própria.

A figura 29 demonstra o circuito de acionamento do resistor de descarga. Escolhe-se um relé como chave para o acionamento do resistor de descarga. Para acionar o relé necessita-se aplicar-se corrente, o transistor *BC547A* está presente no circuito para amplificar a corrente do microcontrolador, já que esta não é suficiente para acionar o relé. O resistor é acionado por um comando de sinal lógico do microcontrolador.

Figura 29 – Circuito de acionamento do resistor de descarga.



Fonte: Autoria própria.

3.8 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo demonstrou as etapas de projetos para realização do presente trabalho. Inicialmente fizeram-se os cálculos dos componentes do conversor *buck*. Foi demonstrado a obtenção dos parâmetros não ideais presentes nas folhas de dados dos semicondutores. Após

isto, fez-se a modelagem da bateria de lítio-íon para obtenção dos parâmetros para o modelo matemático e projeto dos controladores. Em seguida, realizou-se a modelagem do sistema, obteve-se o modelo matemático e com isto, foi realizado o projeto dos controladores. Por fim, projetou-se o algoritmo para a equalização das células de bateria. Na seção seguinte, será apresentado os resultados experimentais validando os projetos demonstrados nesta seção, com o intuito de validar o trabalho.

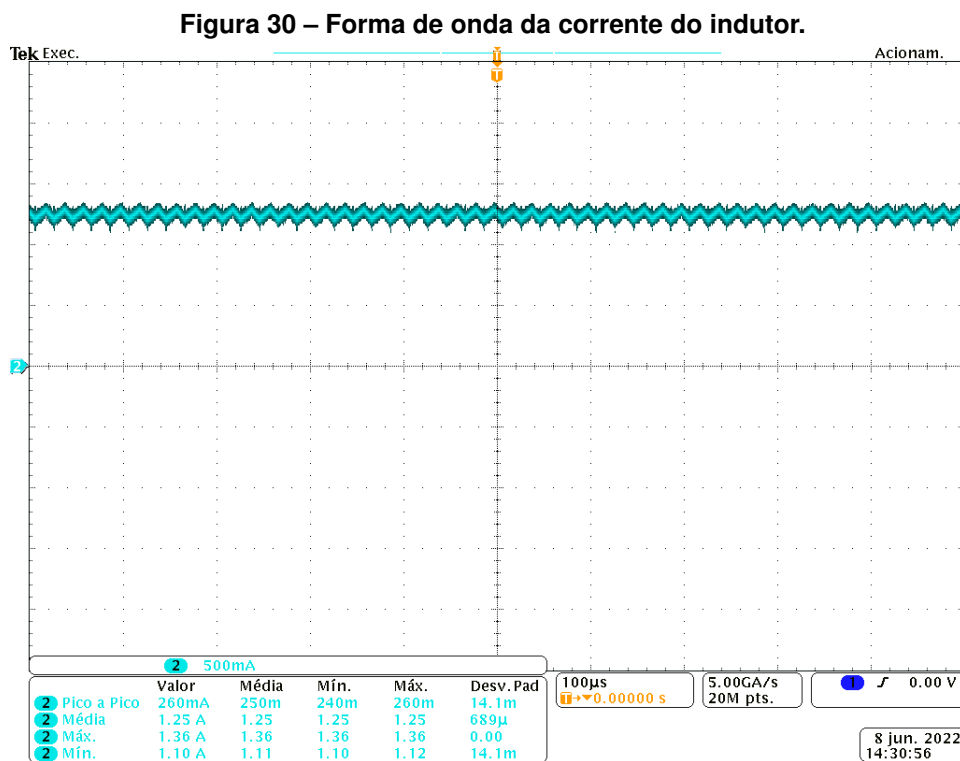
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem por finalidade apresentar os resultados experimentais obtidos em bancada. Os resultados demonstrados neste capítulo abrangem testes em malha aberta, testes em malha fechada e o carregamento da bateria com a equalização. As aferições são realizadas utilizando osciloscópio e um leitor digital de tensão da *National Instruments*, NI USB 6009. O osciloscópio utilizado para medições da Tektronix DPO4104B.

4.1 VALIDAÇÃO DO PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*

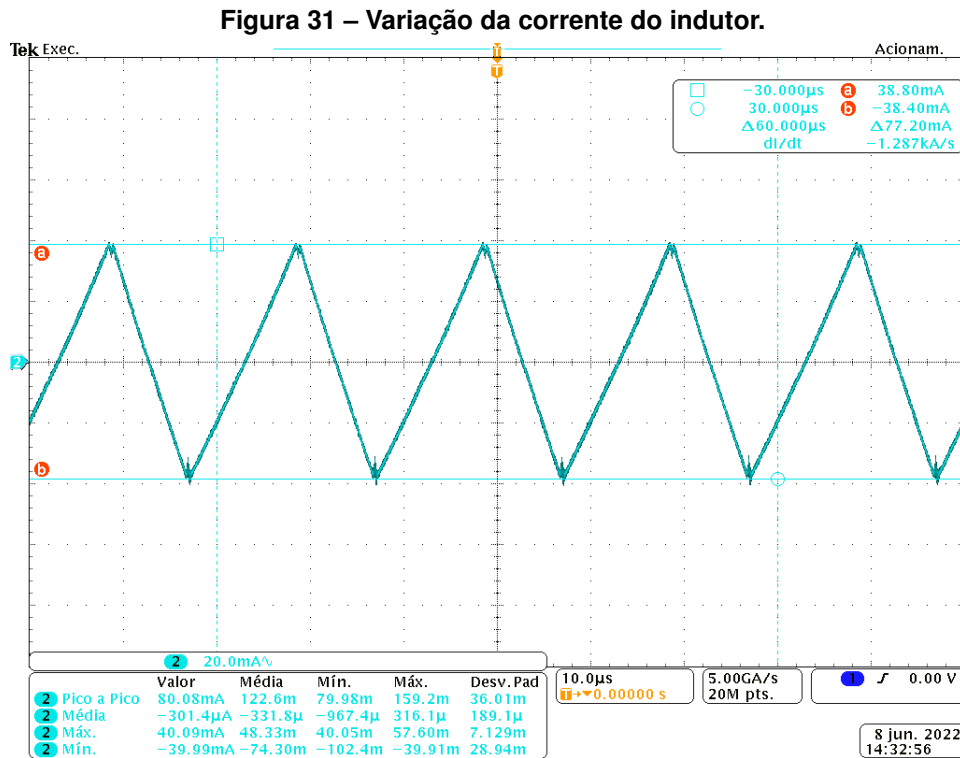
Deseja-se validar o projeto do conversor *buck* na seção 3.2 é demonstrado o cálculo dos componentes do conversor, seus critérios de projeto são as variações da tensão de saída e corrente do indutor. Portanto, deseja-se validar as variações em bancada visando validar o projeto do conversor *buck*.

A figura 30 mostra a forma de onda da corrente do indutor, observa-se que o valor médio medido foi de 1,25A, conforme mostra o visor.



Fonte: Autoria Própria.

Já a variação da corrente do indutor, pode se observada na figura 31, onde seu valor foi aproximadamente 77,2mA, conforme demonstra os cursores.



Fonte: Autoria Própria.

Seu valor é calculado em porcentagem

$$\Delta I_{L\%} = \frac{0,0772}{1,25} \cdot 100\% = 6,176\% ,$$

este valor está aceitável para o carregamento da bateria, visto que, a variação da corrente de carga não pode ser maior que 5%. Como mencionando na seção 2.3, a variação da corrente de carga é menor que a variação da corrente do indutor, justificando a aceitação deste valor de 6,176%. Para provar que a variação da corrente da carga é menor que a variação da corrente do indutor, a figura 32 demonstra a variação na carga.

Seu valor em porcentagem é calculado

$$\Delta I_{B\%} = \frac{0,0348}{1,25} \cdot 100\% = 2,784\% ,$$

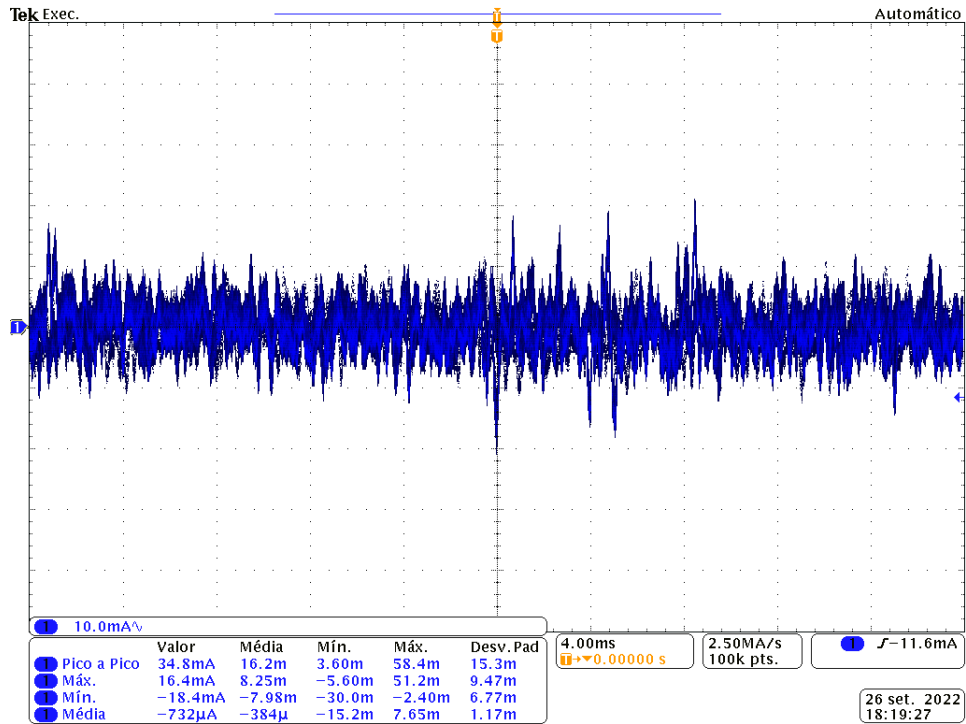
este valor é aceitável para carregamento das baterias, validando assim, o projeto do indutor.

Para a obtenção dos resultados obtidos nas figuras 33 e 34, utilizou-se a razão cíclica nominal de 0,5749 que está ilustrada na figura 35. Esta figura também mostra que o conversor *buck* opera na frequência de 50kHz. Observa-se na figura 33 que o valor médio da tensão de saída foi de 12,6V. A variação da tensão de saída é observada na figura 34, e seu valor foi medido em aproximadamente 73,57mV, logo, o valor em porcentagem da variação da tensão de saída é calculada

$$\Delta V_{O\%} = \frac{0,07357}{12,6} \cdot 100\% = 0,584\% ,$$

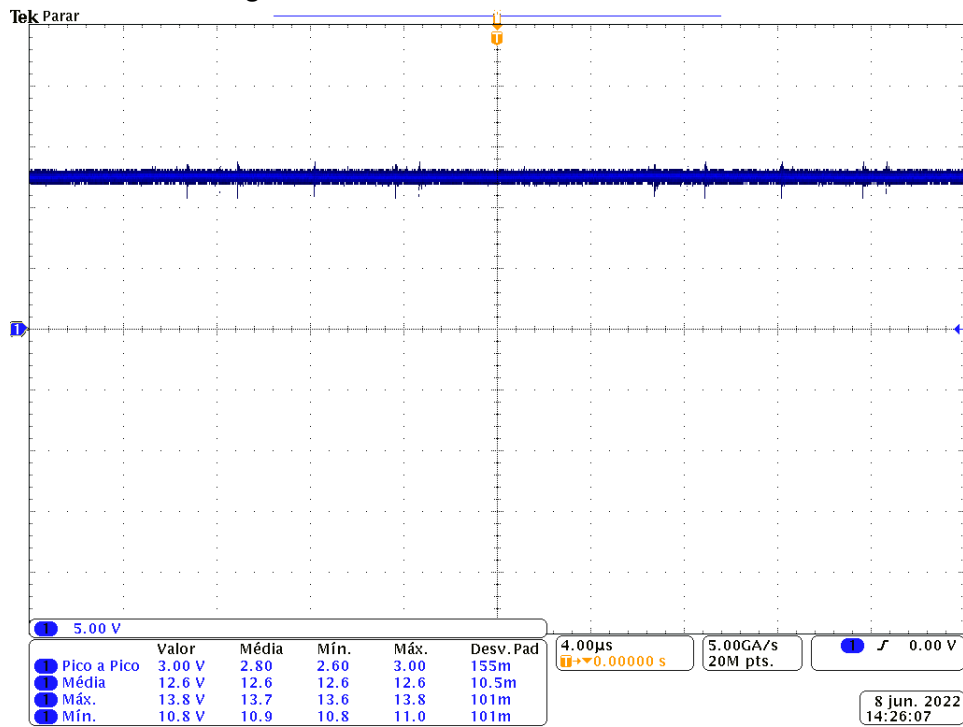
este valor valida o projeto do capacitor.

Figura 32 – Variação da corrente da carga.



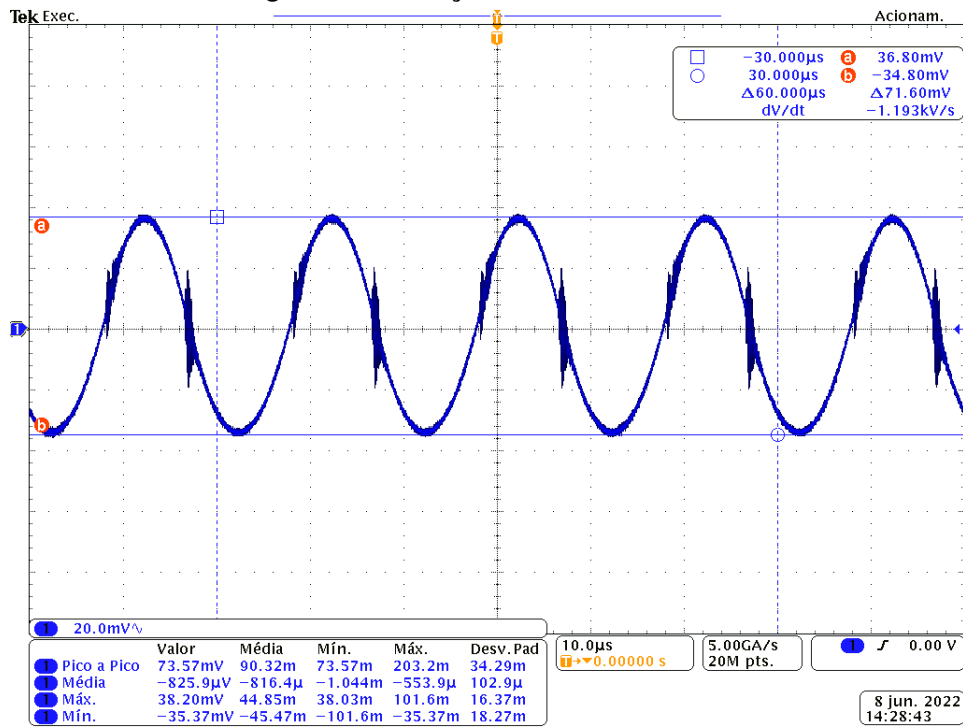
Fonte: Autoria Própria.

Figura 33 – Valor médio da tensão de saída.



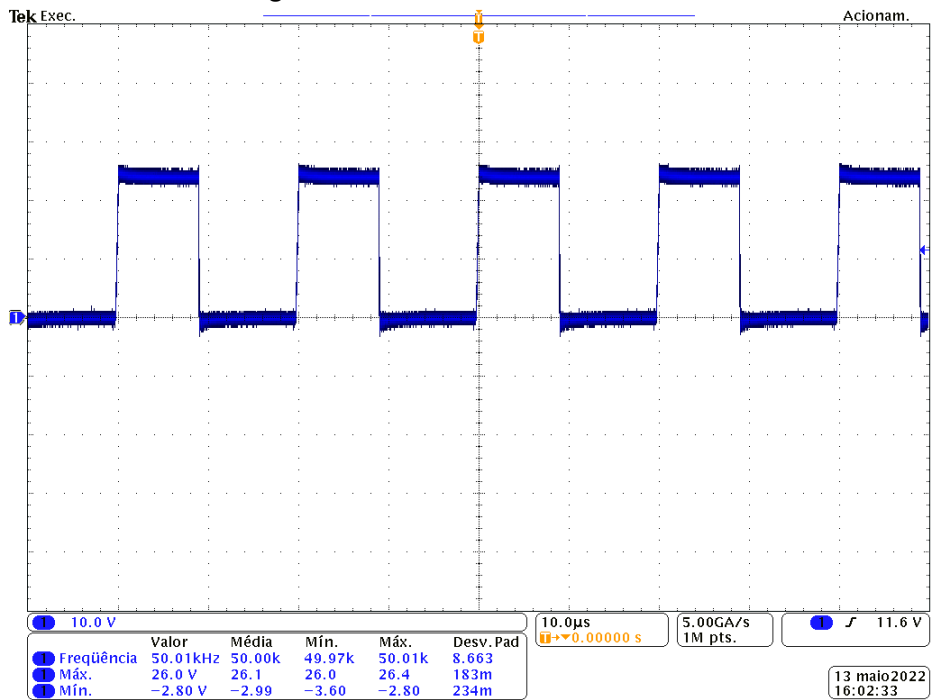
Fonte: Autoria Própria.

Figura 34 – Variação da tensão de saída.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 35 – Forma de onda na chave.

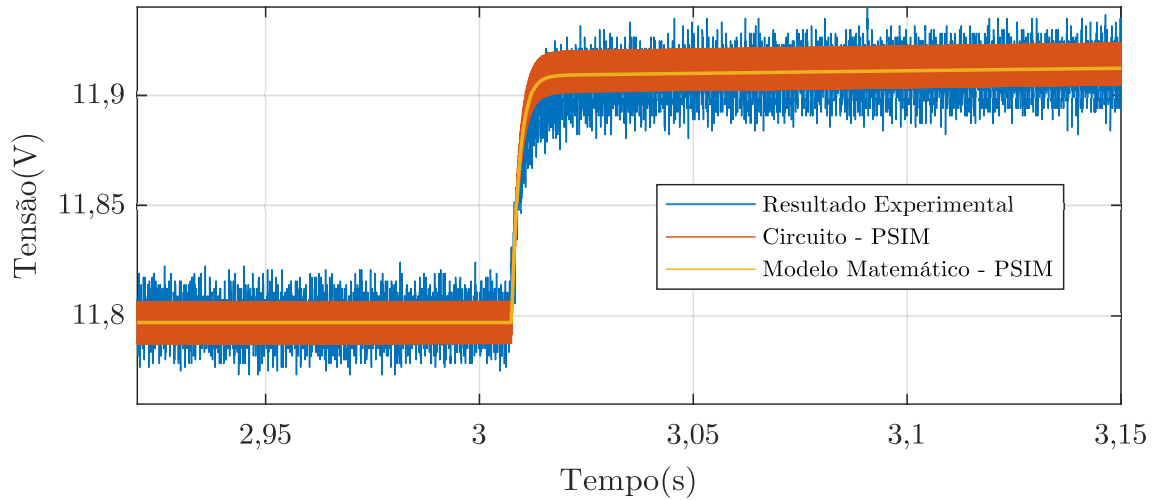


Fonte: Autoria Própria.

4.2 VALIDAÇÃO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS

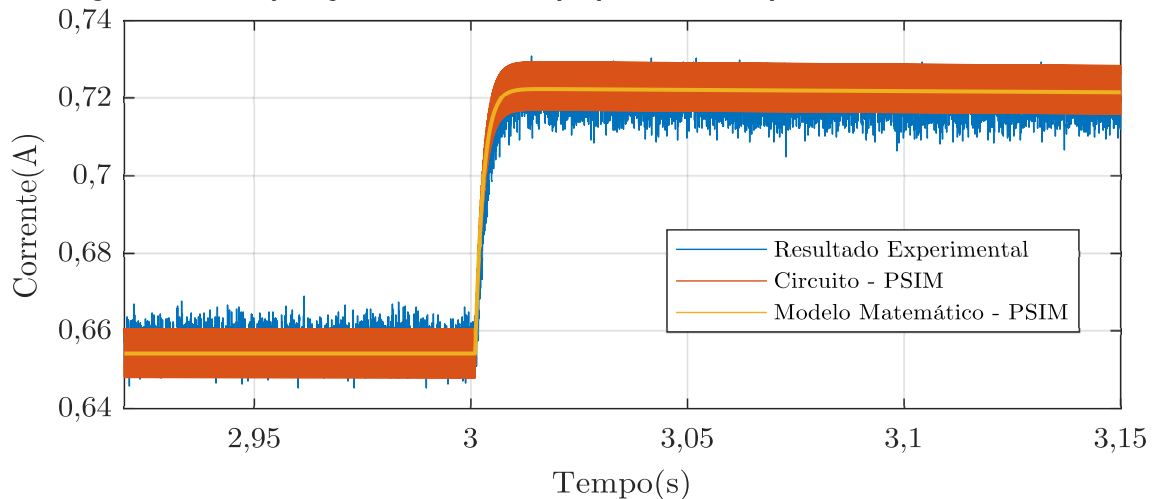
Deseja-se validar o modelo de pequenos sinais para o projeto adequado dos controladores. Para isto, uma simulação foi realizada no *software* PSIM. Inicialmente escolhe-se a razão cíclica de operação ($D = 0,525$). Esse valor é escolhido, devido ao nível de carga da bateria, pois, um valor alto de razão cíclica para o nível de carga da bateria, demanda uma corrente elevada para o sistema. Após o transitório aplica-se uma variação na razão cíclica, na simulação essa variação foi de ($\Delta_D = 0,015$). Semelhantemente, o mesmo ensaio foi realizado em laboratório. As figuras 36 e 37 demonstram uma comparação entre o modelo de pequenos sinais, circuito simulado e resultado experimental, para tensão de saída e corrente do indutor. Este ensaio, é realizado em malha aberta.

Figura 36 – Comparação do modelo de pequenos sinais para a tensão de saída.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 37 – Comparação do modelo de pequenos sinais para a corrente do indutor.



Fonte: Autoria Própria.

Dos resultados apresentados nas figuras 36 e 37, nota-se que o modelo de pequenos sinais apresentou resposta semelhante ao circuito simulado, assim como o resultado experimental. Nota-se uma diferença entre o simulado e experimental, onde, o experimental apresentou um comportamento mais lento. Portanto, conclui-se que o modelo de pequenos sinais é validado, tanto para a tensão de saída do conversor *buck* quanto para a corrente do indutor.

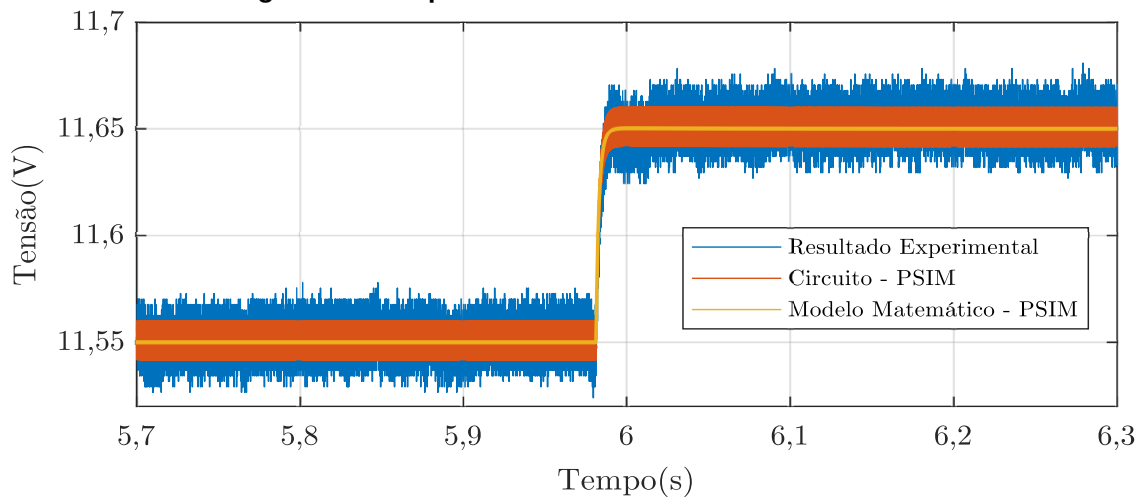
4.3 VALIDAÇÃO DO PROJETO DOS CONTROLADORES

Na seção 3.5 foi projetado os controladores para a malha de tensão e corrente. A validação dos controladores é feita mediante uma simulação que contém o circuito simulado com o controlador e a função de transferência em malha fechada. Foi realizado em laboratório, a implementação deste controlador em um microcontrolador. Portanto, deseja-se se comparar o

resultado obtido em laboratório com o valor simulado. A figura mostra o comparativo entre o resultado experimental da malha de tensão com seu resultado simulado.

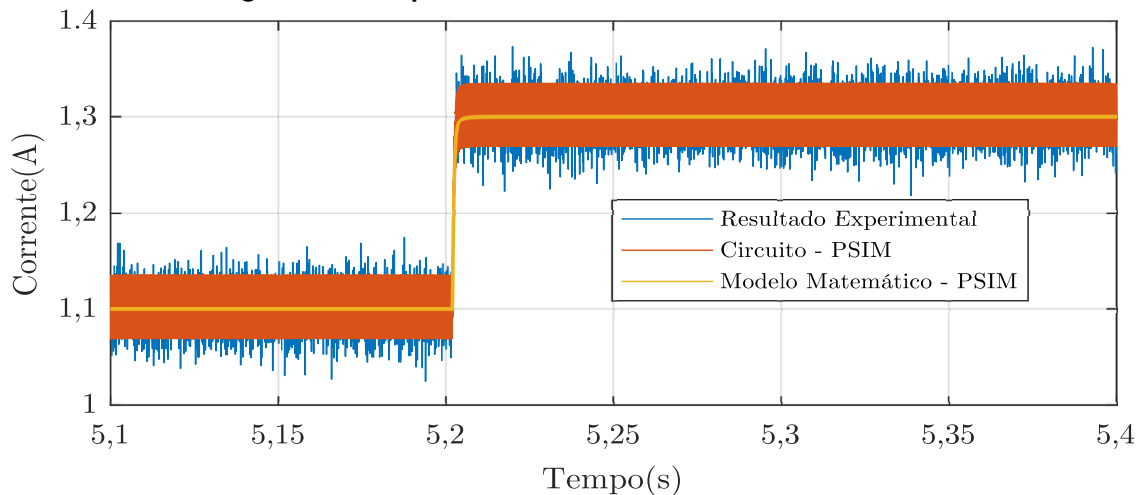
Observa-se nas figuras 38 e 39 que a resposta transitória da malha de tensão e corrente do indutor correspondem com o simulado. Vale menção, que os ganhos utilizados na implementação prática são os mesmos calculados na seção 3.5. Nota-se ainda, que a resposta da malha de tensão é mais lenta que a malha de corrente do indutor, justificando o tempo de assentamento apresentado nas figuras 22 e 24.

Figura 38 – Resposta transitória da malha de tensão.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 39 – Resposta transitória da corrente do indutor.



Fonte: Autoria Própria.

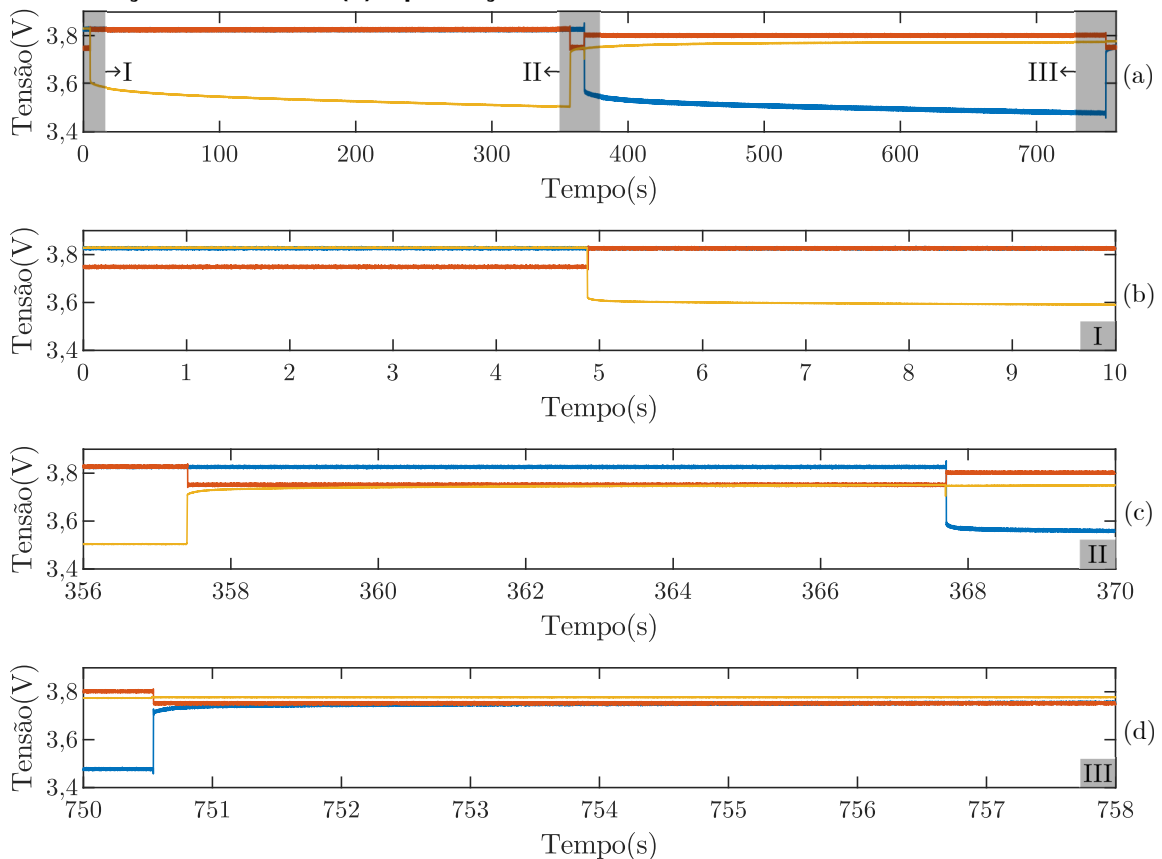
4.4 VALIDAÇÃO DO ALGORITMO DE EQUALIZAÇÃO

Deseja-se validar o algoritmo de equalização demonstrado na seção 3.6. O ensaio demonstrado a seguir, foi realizado com o conversor desligado, isto se justifica, que após a validação da equalização, pode-se implementar o algoritmo de carregamento das baterias.

Inicialmente, as baterias estão em equilíbrio químico. Na figura 40(b), observa-se que as tensões estão ranqueadas, sendo: tensão da bateria 3 (amarela), tensão da bateria 1 (azul) e tensão da bateria 2 (vermelho). Os valores de tensões estão em: bateria 1 ($3,82V$), bateria 3 ($3,82$) e bateria 2 ($3,62V$). Portanto, deve-se equalizar a tensão das baterias 1 e 3 até o nível de tensão da bateria 2. Ainda na figura 40(b), observa-se uma queda de tensão na curva amarela (bateria 3), isto representa que a bateria 3 está dissipando energia até o nível de tensão da bateria 2 compensando o degrau de tensão.

Na figura 40(c) em aproximadamente $357s$ a tensão da bateria 3 (amarelo) sofre um degrau positivo, isto significa, que a tensão da bateria 3 somada com o degrau registrado, foi igual ou menor que a diferença de $4mV$ comparado com a bateria 2. Ainda na figura 40(c), observa-se que após $10s$ a tensão da bateria 1 (azul), sofre um degrau negativo, isto acontece, porque o algoritmo identificou que a bateria 1 precisava ser equalizada.

Figura 40 – Equalização das baterias. (a) visão macro do ensaio. (b) tensões iniciais. (c) equalização da bateria 3. (d) equalização da bateria 1.



Fonte: Autoria Própria.

Ligado o resistor em paralelo com a bateria 1, registra-se o degrau de tensão negativo na presença da carga. O valor atual da tensão da bateria 1 somada com o valor do degrau registrado, é comparado com a bateria 2. Observa-se na figura 40(d) que em aproximadamente 750s, a diferença desejada de 4mV foi atingida, portanto, o resistor em paralelo com a bateria 1 é desligado.

Comparando-se a figura 40(b) onde se tem as tensões iniciais das baterias com a figura 40(d) onde as tensões das baterias foram equalizadas, observa-se que o algoritmo de equalização da figura ?? foi validado.

4.5 VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS DE CARREGAMENTO

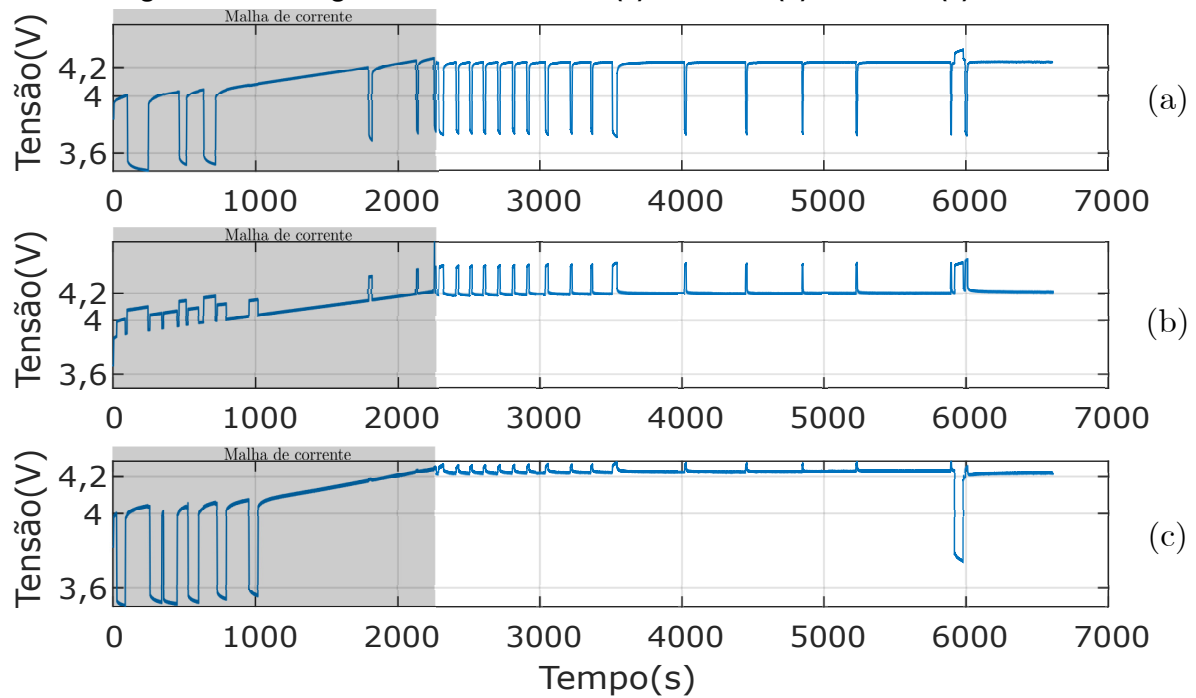
Validadas as etapas de projeto até então, sendo elas: projeto do conversor *buck*, modelagem da bateria, modelagem de pequenos sinais, projeto dos controladores e algoritmo de equalização, pode-se obter o carregamento das baterias.

As baterias inicialmente estão com as tensões desbalanceadas, fez-se isto, para observar a equalização das baterias no início do processo de carregamento. São realizados três ensaios, o primeiro ensaio mantém o conversor ligado nominalmente quando necessita-se equalizar alguma bateria. Após este ensaio, é apresentado o segundo ensaio, onde se reduz a corrente de entrada para $50mA$ e mantém o valor do resistor de descarga do ensaio anterior, $2,2\Omega$. O último ensaio, troca-se o resistor de descarga para 12Ω e mantém a corrente do conversor em $50mA$ quanto está se equalizando alguma célula.

O primeiro ensaio realizado mantém o conversor ligado na necessidade de equalização de alguma bateria. As formas de ondas das tensões de cada bateria são observadas na figura 41.

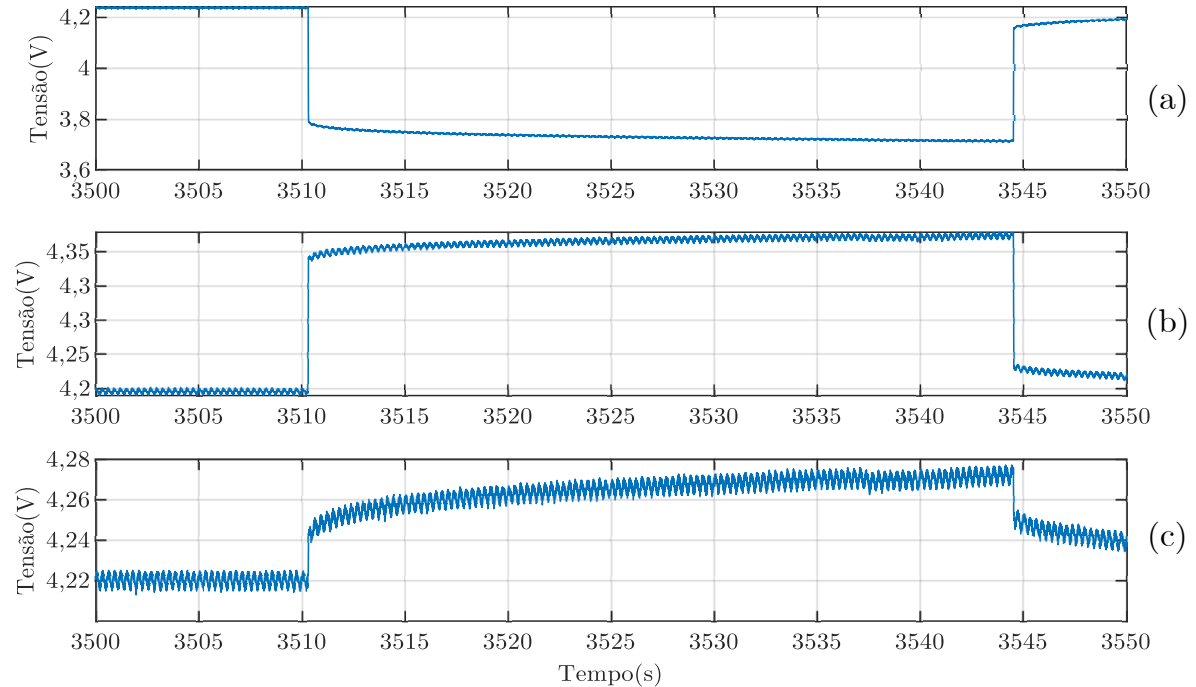
Observa-se que as células iniciam o processo de carregamento desbalanceadas e terminam o processo em aproximadamente $4,2V$, validando o algoritmo de carregamento. Este ensaio apresenta algumas falhas e riscos a vida útil das baterias. O primeiro erro está na malha de tensão (área em branco), ao ligar o resistor de balanceamento em paralelo a alguma bateria, esta apresenta uma resposta similar a figura 17(a), comportamento este inerente a bateria. A figura 42 demonstra o problema citado.

Figura 41 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.



Fonte: Autoria própria.

Figura 42 – Carregamento das baterias. (a) bateria 1. (b) bateria 2. (c) bateria 3.



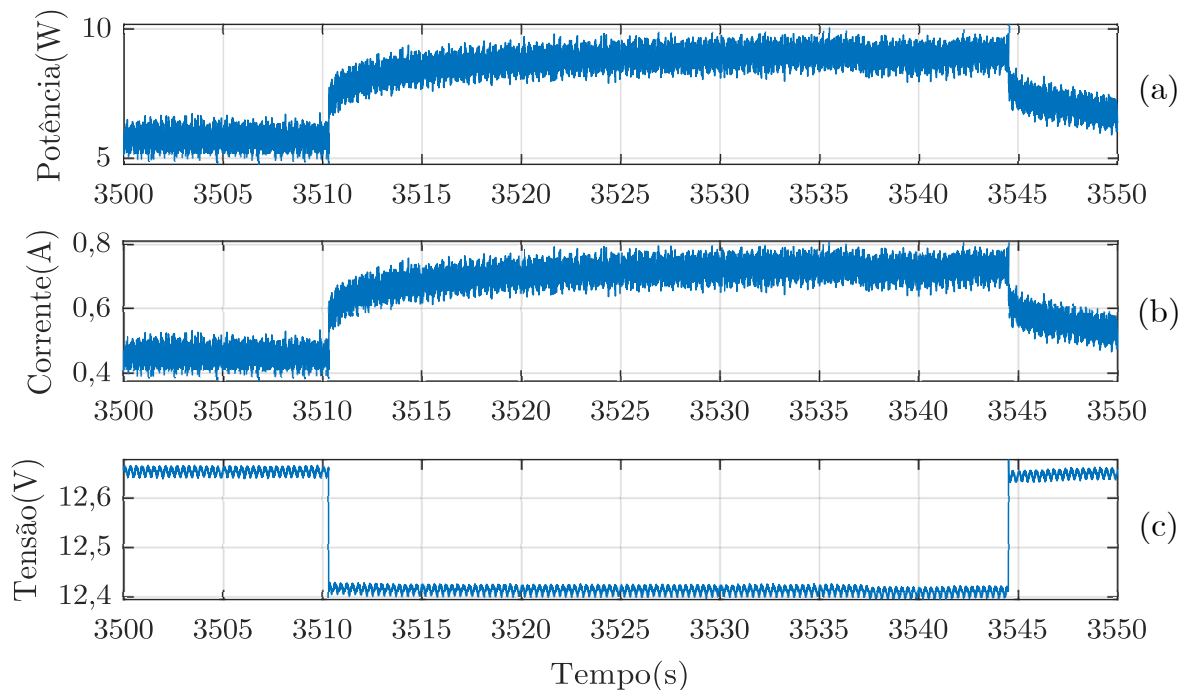
Fonte: Autoria própria.

Este problema acontece porque a queda de tensão da bateria que está equalizando precisa ser compensada pelas demais, já que a tensão de saída está fixada devido à malha de controle. Além disso, a adição do resistor de descarga ao circuito aumenta a potência do sistema, fazendo com que a corrente de carregamento seja elevada enquanto ocorre a equalização,

consequentemente, elevando as tensões das demais baterias. Tais elevações de tensões são prejudiciais às baterias, já que a tensão máxima de carregamento segundo a folha de dados é de $4,25V$. A figura 43 demonstra a potência do sistema e a corrente de carregamento no intervalo analisado.

A figura 43 demonstra uma falha de implementação prática, o controlador não atua na presença do resistor de descarga porque a instrumentação não capta a variação de tensão. Ao não captar a variação de tensão, o controlador não enxerga erro, portanto, o controlador não necessita compensar a diferença de tensão, mantendo a tensão fixa no valor aferido pela instrumentação. Observa-se este efeito na figura 43(c), onde, ao ligar o resistor de descarga acontece a queda de tensão e se mantém fixa a tensão de saída, já que não existe erro para o controlador atuar.

Figura 43 – Carregamento das baterias. (a) Potência das baterias. (b) Corrente das baterias. (c) Tensão de saída do conversor *buck*.



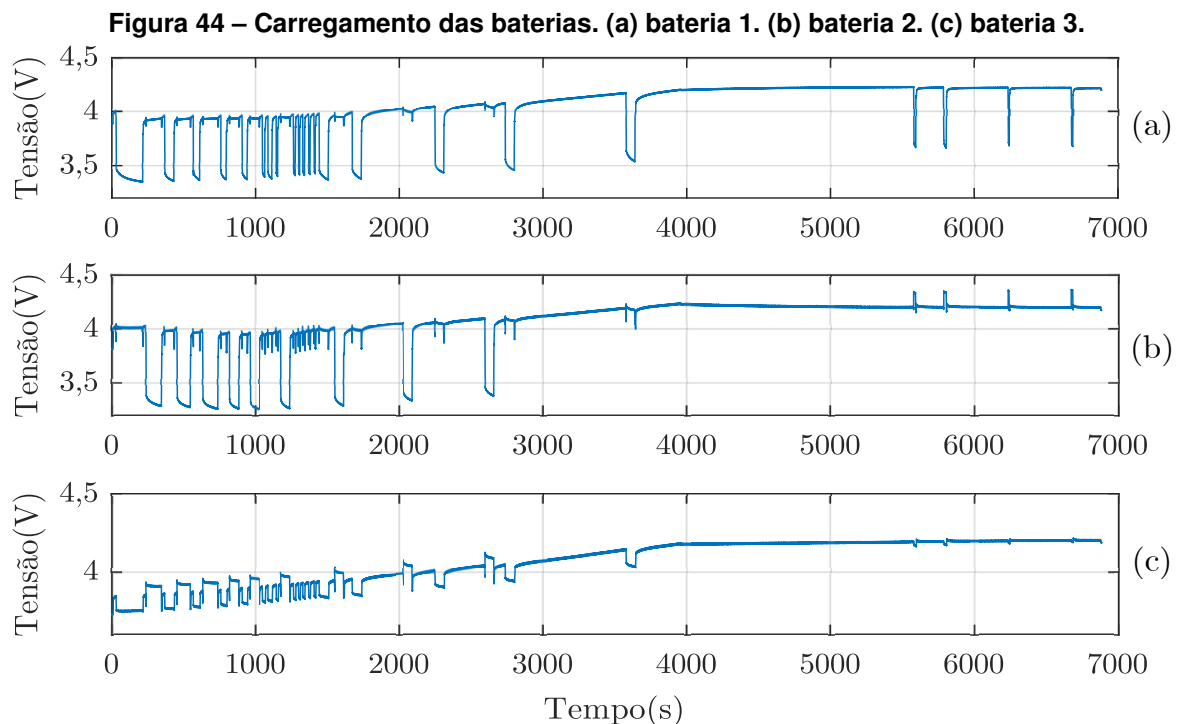
Fonte: Autoria própria.

Para evitar tais problemas citados, elevação de tensão e falha de implementação, uma nova estratégia de carregamento é adotada. Tal estratégia consiste em reduzir a corrente do conversor para $50mA$ enquanto se realiza a equalização de alguma bateria, após a equalização, liga-se para a referência de carregamento, $1,3A$ ou $12,6V$, dependendo a malha de controle que está atuando. Espera-se que a elevação de tensão das demais baterias diminua, já que o conversor é desligado e não precisa compensar a potência de saída. A figura 44 demonstra as tensões individuais de cada bateria. Observa-se neste ensaio que as tensões continuam elevando-se a valores extrapolados a tensão máxima de carregamento. Em comparação ao primeiro ensaio com o conversor na referência nominal, onde, as tensões atingem valores de

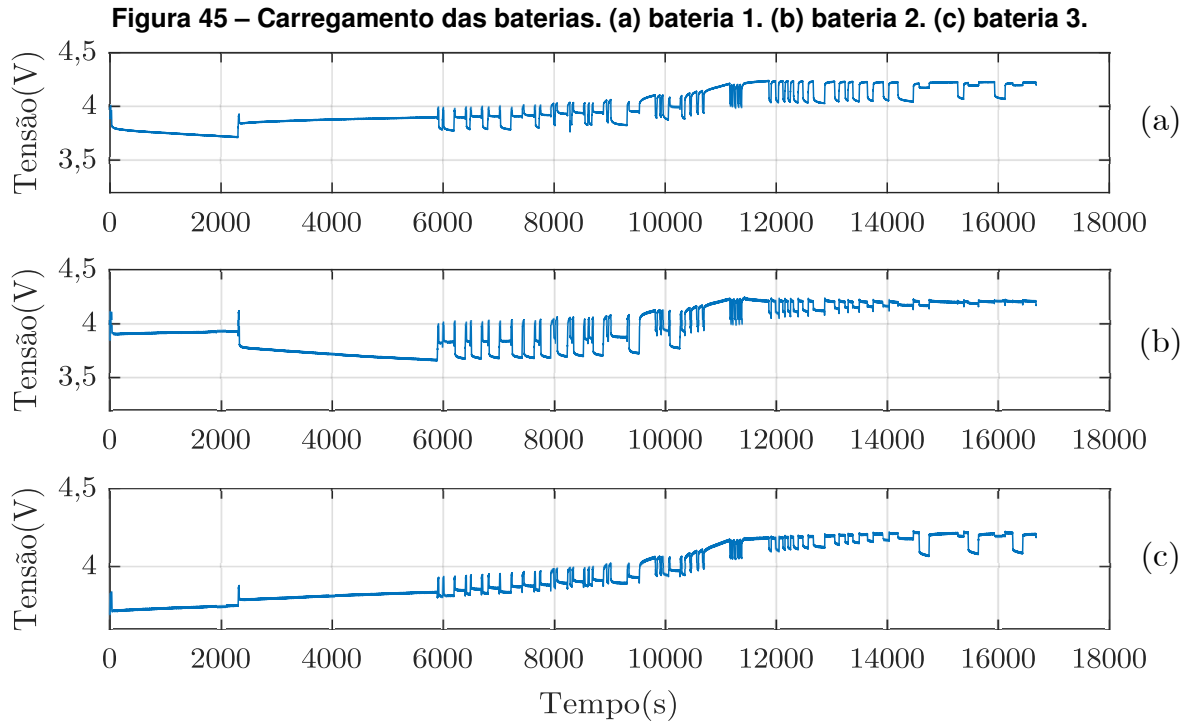
4,43V, neste ensaio houve uma diminuição deste valor, onde as tensões atingem valores de 4,36V.

A tensão ainda aumenta a valores extrapolados porque o resistor de descarga é baixo o suficiente para demandar uma potência alta das baterias. Em ambos ensaios apresentados (referência nominal ou reduzida) o resistor de descarga foi o mesmo. Outro fator que explica a elevação de tensão é o fato do capacitor estar carregado anteriormente a equalização, e após a inserção do resistor de descarga, a célula 2 compensar rapidamente a diferença de tensão. Tendo em vista o problema da elevação de tensão, realiza-se outro ensaio de carregamento, trocando-se o resistor de descarga, anteriormente sendo de $2,2\Omega$ e neste novo ensaio sendo de 12Ω . A figura 45 demonstra o ensaio com o novo valor de resistor de descarga.

O novo ensaio com o resistor de descarga 12Ω demora mais em relação ao ensaio anterior com resistor de descarga $2,2\Omega$, onde, o tempo de carregamento é de 16680 segundos enquanto no ensaio anterior foi de 6680 segundos. A demora relativa dos ensaios acontece devido à nova resistência de 12Ω demandar menos potência das baterias. Ainda sobre este ensaio, observa-se que a tensão das células não aumentam acima do valor máximo de carregamento, sendo este resistor, uma ótima escolha de equalização para a vida útil das baterias. Ambos os ensaios tendem a mesma condição inicial de carregamento, para fins de comparação.



Fonte: Autoria própria.



Fonte: Autoria própria.

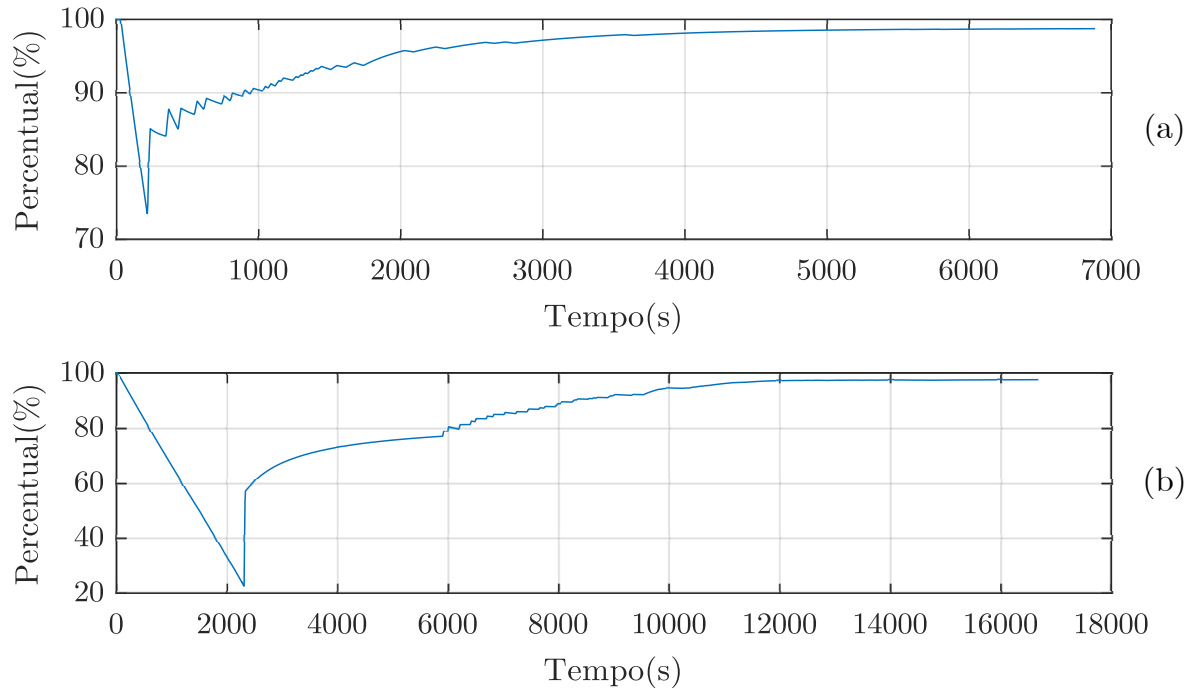
Sobre a relatividade de descarga das baterias em comparação aos valores de resistores utilizados, é adequado analisar a energia acumulada pelo arranjo de baterias por unidade de tempo. A equação (99) demonstra o cálculo da energia acumulada pelo arranjo das baterias. Nesta equação é calculada a energia entregue pelo conversor ao arranjo de baterias, também é calculada a energia dissipada por cada bateria enquanto equaliza.

$$E_{acm} = \frac{E_{ent} - E_{dis}}{E_{ent}} \cdot 100\% \quad (99)$$

Observa-se na figura 46 a porcentagem de energia acumulada pelo arranjo de baterias no ensaio onde se reduz a potência de entrada para aproximadamente 0. Sobre estes dados é correto afirmar que a energia acumulada ao fim do carregamento é a mesma, o que muda é a velocidade com que esta energia é dissipada.

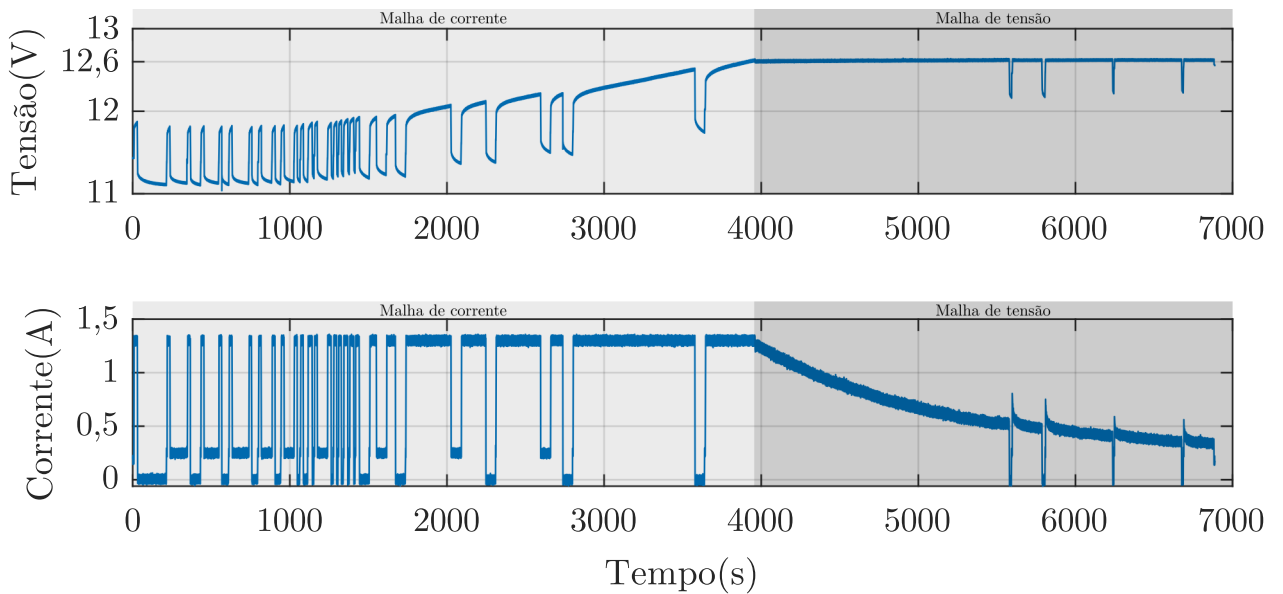
Por fim, é demonstrado nas figuras 47 e 48 a tensão de saída do conversor e a corrente do arranjo de baterias, para demonstrar o perfil de carregamento a CC-CV, nos ensaios dois e três.

Figura 46 – Percentagem de energia acumulada pelo arranjo de baterias. (a) ensaio com resistor de $2,2\Omega$. (b) ensaio com resistor de 12Ω .



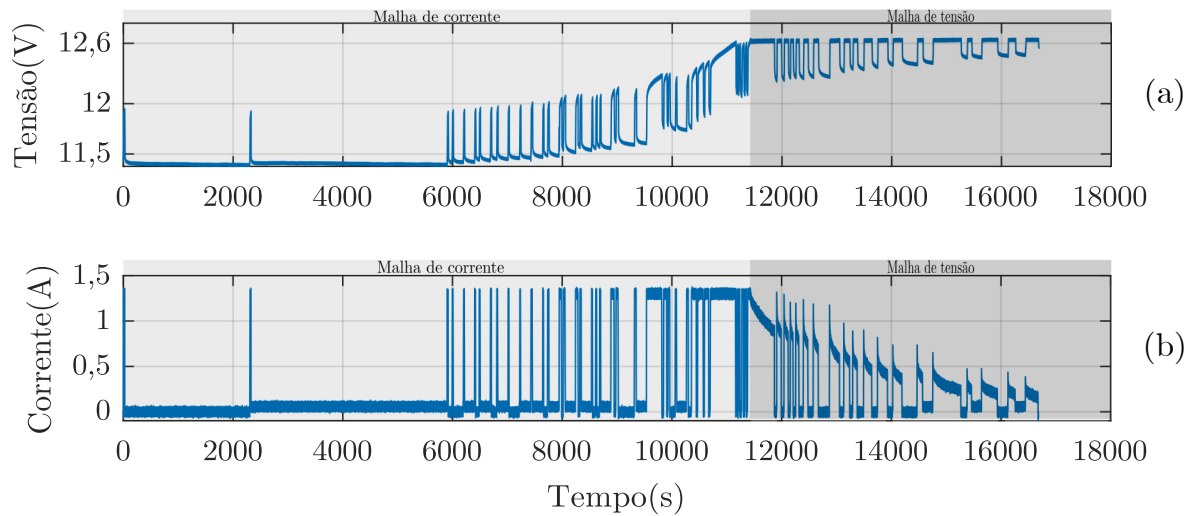
Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Ensaio com conversor desligado e resistor de $2,2\Omega$. (a) tensão das baterias. (b) corrente das baterias.



Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – Ensaio com conversor desligado e resistor de 12Ω . (a) tensão das baterias. (b) corrente das baterias.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se nas figuras 47 e 48 o dinamismo das baterias, onde, a necessidade de equalização não segue um padrão ao comparar-se os ensaios. Outro fator a se observar, são as tensões aumentando enquanto se mantém constante a corrente de carregamento. Após a troca de malha, observa-se que as tensões mantêm-se constantes quando não está se equalizando alguma célula. Com isto, valida-se o carregamento das células de baterias a CC-CV com sistema de equalização passiva.

4.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Esta seção demonstrou os resultados das etapas de projeto para o presente trabalho. Inicialmente, validou-se o cálculo dos componentes do conversor *buck*, e em seguida, validou-se o modelo de pequenos sinais. Posteriormente, validou-se os ganhos dos controladores projetados e o algoritmo de equalização. Por fim, realizou-se o carregamento das células de baterias, fez-se 3 ensaios com estratégias diferentes. Após isto, analisou-se os resultados de carregamento.

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho propôs-se a implementar um carregador de baterias de lítio-íon com sistema de equalização passiva. Para o carregamento, foi proposto o algoritmo de carregamento a CC-CV. Para implementar o carregador utilizou-se o conversor *buck* devido as suas características de controle de tensão e corrente. Além disto, este trabalho propôs o circuito equivalente da bateria de lítio-íon, e sua resposta simulada foi equivalente a sua resposta experimental, sendo assim, o modelo escolhido suficiente para os projetos.

Resultados experimentais são obtidos com a intenção de validar todas as etapas de projetos, desde a validação do modelo de pequenos sinais, validação dos controladores, equalização e carregamento das baterias. Para o projeto do conversor *buck* foi considerado as não idealidades do conversor para validar o modelo matemático em bancada. Após esta validação do modelo matemático, valida-se o projeto dos controladores em bancada. Realizada a validação dos controladores, valida-se o algoritmo de equalização, e por fim, obtém-se os resultados de carregamento das baterias.

Do algoritmo de equalização conclui-se que este foi suficiente para equalização das baterias. Mas o mesmo pode ser aprimorado, onde, pode-se diminuir a faixa limite de operação das baterias, mas isto contrapõe o tempo de carregamento. Alguns pontos de proteção podem ser adicionados para evitar sobretensões nas baterias.

Sobre o resistor de descarga este deve ser escolhido de forma que a potência dissipada seja maior que a potência de carregamento. Seu valor influencia diretamente no tempo de descarregamento e tensões de picos durante o período de equalização. Recomenda-se carregar as baterias com o conversor desligado porque uma resistência alta pode ser escolhida para equalização evitando picos de tensão e diminuindo o tempo de carregamento. O valor do resistor não influencia no total de energia dissipada ao fim do carregamento, este influencia diretamente no tempo de equalização, e conseqüentemente no período de carregamento.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros são indicados os itens abaixo:

- Aprimorar o algoritmo de equalização;
- Melhorar circuitos de instrumentação;
- Implementação de equalização ativa;
- Circuito de proteção para evitar picos de tensão na bateria;
- Implementação de outros algoritmos de carregamento;
- Teste de outros circuitos equivalentes da bateria.

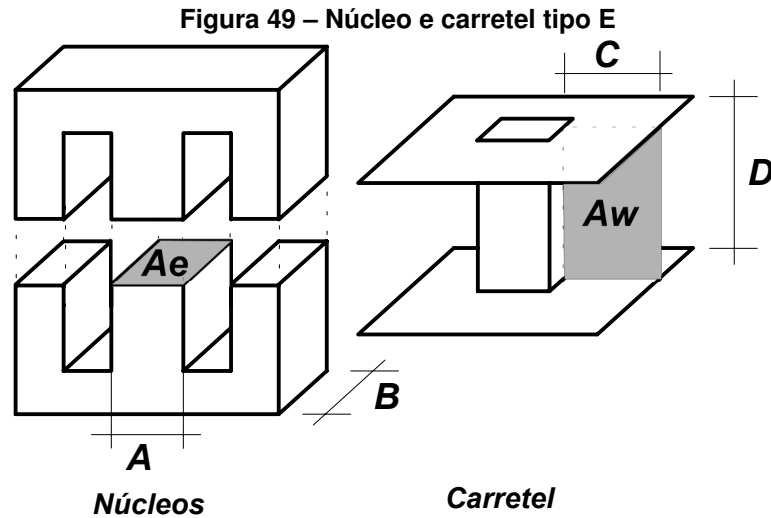
REFERÊNCIAS

- AZIZ, A. S.; ALI, R. N. Design of a non-ideal buck converter. 2016.
- BARBI, I. **Modelagem de conversores CC-CC**. [S.l.]: Edição dos Autores, 2015.
- BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP-2002)**, 2002.
- GHAEMINEZHAD, N.; MONFARED, M. Charging control strategies for lithium-ion battery packs: Review and recent developments. **IET Power Electronics**, Wiley Online Library, v. 15, n. 5, p. 349–367, 2022.
- GHAEMINEZHAD, N. *et al.* Active cell equalization topologies analysis for battery packs: A systematic review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 36, n. 8, p. 9119–9135, 2021.
- GURJER, L.; CHAUDHARY, P.; VERMA, H. K. Detailed modelling procedure for lithium-ion battery using thevenin equivalent. *In*: **2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- GVR. **Lithium-ion Battery Market Size, Share Trends Analysis Report By Product (LCO, LFP, NCA, LMO, LTO, NMC), By Application (Consumer Electronics, Energy Storage Systems, Industrial), By Region, And Segment Forecasts, 2022 - 2030**. [S.l.], 2022. Acesso em: 15 out. 2022. Disponível em: <https://www.grandviewresearch.com/industry-analysis/lithium-ion-battery-market#>.
- HANNAN, M. A. *et al.* State-of-the-art and energy management system of lithium-ion batteries in electric vehicle applications: Issues and recommendations. **IEEE Access**, IEEE, v. 6, p. 19362–19378, 2018.
- HART, D. **Power Electronics**. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011. ISBN 9780077417956.
- HENTUNEN, A.; LEHMUSPELTO, T.; SUOMELA, J. Time-domain parameter extraction method for thevenin-equivalent circuit battery models. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 3, p. 558–566, 2014.
- HINZ, H. Comparison of lithium-ion battery models for simulating storage systems in distributed power generation. **Inventions**, MDPI, v. 4, n. 3, p. 41, 2019.
- HUA, Y. *et al.* A comprehensive review on inconsistency and equalization technology of lithium-ion battery for electric vehicles. **International Journal of Energy Research**, Wiley Online Library, v. 44, n. 14, p. 11059–11087, 2020.
- IEA. **Global Electric Vehicle Outlook 2022**. [S.l.], 2022. Acesso em: 04 set. 2022. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-product/global-ev-outlook-2022>.
- IEEE Guide for the Characterization and Evaluation of Lithium-Based Batteries in Stationary Applications. **IEEE Std 1679.1-2017**, p. 1–47, 2018.
- KHADIRI, K. e.; AKHMAL, H.; HASSAN, Q. Li-ion battery charging with a buck-boost dc–dc converter for a portable device power management. **Journal of Low Power Electronics**, v. 13, p. 263–270, 06 2017.

- LI, J. *et al.* From materials to cell: state-of-the-art and prospective technologies for lithium-ion battery electrode processing. **Chemical Reviews**, ACS Publications, v. 122, n. 1, p. 903–956, 2021.
- NGUYEN, V.-S. *et al.* Analysis of the output ripple of the dc-dc boost charger for li-ion batteries. **Journal of Power Electronics**, The Korean Institute of Power Electronics, v. 14, n. 1, p. 135–142, 2014.
- NORMAN, S. N. **Engenharia de Sistemas de Controle**. [S.l.]: LTC, 2013.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. [S.l.]: Prentice Hall, 2010. (Instrumentation and controls series).
- RAHIMI-EICHI, H. *et al.* Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 7, n. 2, p. 4–16, 2013.
- SEE, K. W. *et al.* Charge-based self-equalization for imbalance battery pack in an energy storage management system: developing a time-based equalization algorithm. **IEEE consumer electronics magazine**, IEEE, v. 8, n. 2, p. 16–21, 2019.
- VIDAL, C. *et al.* xev li-ion battery low-temperature effects—review. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 5, p. 4560–4572, 2019.

APÊNDICE A – Projeto do indutor

O projeto do indutor do conversor *buck* segue a metodologia AeAw (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Pode se observar na figura 49 as áreas Ae e Aw, onde, o produto delas originam o nome da metodologia de projeto.



Fonte: (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

O projeto baseia-se nas leis de Àmpere e Faraday, onde, estas leis descrevem o comportamento do fluxo magnético, da tensão do indutor e da relação do fluxo magnético e densidade de campo magnético. Considere as equações

$$\int H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot I_L, \quad (100)$$

$$v_L(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t}, \quad (101)$$

$$B = H \cdot \mu_0, \quad (102)$$

onde,

- l comprimento do indutor (m);
- H densidade de campo magnético (A/m);
- I_L corrente do indutor (A);
- N número de espiras;
- v_L tensão sobre o indutor (V);
- $\Delta\Phi$ variação do fluxo magnético (T).

Comparando-se as igualdades da equação (101), tem-se

$$N \cdot \Delta\Phi = L \cdot \Delta I_L , \quad (103)$$

$$\Delta\Phi = \Delta B A_e . \quad (104)$$

Quando a corrente do indutor é máxima, o fluxo magnético é máximo, portanto,

$$N \cdot B_{m\acute{a}x} \cdot A_e = L \cdot I_{Lm\acute{a}x} , \quad (105)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{Lm\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} . \quad (106)$$

A densidade de corrente máxima é descrita em termos da área de enrolamento e corrente eficaz, portanto

$$J_{m\acute{a}x} = \frac{N \cdot I_{Le\acute{f}icaz}}{A_p} . \quad (107)$$

O valor da área de enrolamento diz respeito a área ocupada pelos condutores circulares, já que, sua forma geométrica faz com que a área não seja ocupada completamente.

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} . \quad (108)$$

Substituindo a equação (108) em (107), obtém-se

$$J_{m\acute{a}x} = \frac{N \cdot I_{Le\acute{f}icaz}}{k_w \cdot A_w} , \quad (109)$$

$$N = \frac{k_w \cdot A_w \cdot J_{m\acute{a}x}}{I_{Le\acute{f}icaz}} . \quad (110)$$

Igualando-se as equações (106) e (110), obtém-se

$$\frac{L \cdot I_{Lm\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot J_{m\acute{a}x}}{I_{Le\acute{f}icaz}} , \quad (111)$$

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lm\acute{a}x} \cdot I_{e\acute{f}icaz}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot k_w} \cdot 10^4 . \quad (112)$$

Para evitar a saturação do núcleo magnético em correntes com magnitudes elevadas e conseqüentemente elevação da temperatura do ferro magnético, utiliza-se entreferro de ar. O efeito de alta frequência altera a capacidade máxima do condução de corrente do condutor. A medida que se eleva a frequência, portadores de carga se distribuem na borda do condutor, deixando o centro do condutor livre, denominado de efeito skin. Portanto, deve-se calcular o diâmetro máximo do condutor

$$\phi_{m\acute{a}x} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot f_s}}, \quad (113)$$

onde, ρ representa a resistividade do condutor, μ_r a permeabilidade relativo do meio e f_s a frequ\^encia de chaveamento do conversor *buck*.

Devido a limita\^oes do condutor em rela\^ao ao efeito skin, faz-se necess\^ario o c\^alculo de n\^umero de condutores em paralelo (n_{con})

$$n_{con} = \frac{I_{Leficaz}}{J_{m\acute{a}x} \cdot A_{m\acute{a}x}}, \quad (114)$$

onde, $A_{m\acute{a}x}$ represente a \^area m\^axima do condutor considerando o efeito skin.

O comprimento do n\^ucleo \^e obtido pela equa\^ao

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2}. \quad (115)$$

A tabela 5 demonstra os par\^ametros de projeto do indutor.

Tabela 5 – Par\^ametros de projeto do indutor.

L	1,855mH
$I_{Lm\acute{a}x}$	1,3323A
$I_{Leficaz}$	1,3A
ΔI_L	0,065A
k_w	0,7
f_s	50kHz
$J_{m\acute{a}x}$	450A/m ²
B	0,3T
μ_r	1

Fonte: Autoria pr\^opria.

Utilizando os dados da tabela 5 e as equa\^oes de projeto do indutor, pode-se encontrar as caracteristicas do indutor desejado. Portanto, a tabela demonstra os resultados obtidos.

Tabela 6 – Par\^ametros do n\^ucleo do tipo E.

$A_e A_w$	0,34cm ⁴
N\^ucleo	E30/14
A_e	1,81cm ²
N	46
$l_{entreferro}$	0,254mm
Condutor	AWG22
n_{con}	2

Fonte: Autoria pr\^opria.

ANEXO A – FOLHA DE DADOS DA BATERIA ICR18650-26F

-SAMSUNG SDI Confidential Proprietary -



Spec. No.	ICR18650-26F	Version No.	0.0
-----------	--------------	-------------	-----

1. Scope

This product specification has been prepared to specify the rechargeable lithium-ion cell ('cell') to be supplied to the customer by Samsung SDI Co., Ltd.

2. Description and Model

- 2.1 Description Cell (lithium-ion rechargeable cell)
 2.2 Model ICR18650-26F

3. Nominal Specifications

Item	Specification
3.1 Nominal Capacity	2600mAh (0.2C, 2.75V discharge)
3.2 Minimum Capacity	2550mAh(0.2C, 2.75V discharge)
3.3 Charging Voltage	4.2 0.05 V
3.4 Nominal Voltage	3.7V
3.5 Charging Method	CC-CV (constant voltage with limited current)
3.6 Charging Current	Standard charge: 1300mA Rapid charge : 2600mA
3.7 Charging Time	Standard charge : 3hours Rapid charge : 2.5hours
3.8 Max. Charge Current	2600mA(ambient temperature 25)
3.9 Max. Discharge Current	5200mA(ambient temperature 25)
3.10 Discharge Cut-off Voltage	2.75V
3.11 Cell Weight	47.0g max
3.12 Cell Dimension	Height : 65.00mm max Diameter : 18.40mm max
3.13 Operating Temperature	Charge : 0 to 45 Discharge: -20 to 60
3.14 Storage Temperature	1 year : -20~25 (1*) 3 months : -20~45 (1*) 1 month : -20~60 (1*)

Note (1): If the cell is kept as ex-factory status (50% of charge),
 the capacity recovery rate is more than 80%.