

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
ENG. DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

VINÍCIUS REGINATO MONARETTO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE
DE UM CARREGADOR DE BATERIAS
DE ÍONS DE LÍTIO**

Porto Alegre
2021

VINÍCIUS REGINATO MONARETTO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE
DE UM CARREGADOR DE BATERIAS
DE ÍONS DE LÍTIO**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC-CCA)
apresentado à COMGRAD-CCA da Universidade
Federal do Rio Grande do Sul como parte dos
requisitos para a obtenção do título de *Bacharel
em Eng. de Controle e Automação* .

Orientadora: Prof^ª. Dra. Mariana Resener

Coorientador: Prof. Me. Chrystian Lenon Remes

Porto Alegre
2021

VINÍCIUS REGINATO MONARETTO

**PROJETO E ANÁLISE DE CONTROLE
DE UM CARREGADOR DE BATERIAS
DE ÍONS DE LÍTIO**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para a obtenção dos créditos da Disciplina de TCC do curso *Eng. de Controle e Automação* e aprovado em sua forma final pela Orientadora e pela Banca Examinadora.

:

Prof^a. Dra. Mariana Resener, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Me. Chrystian Lenon Remes, UFRGS
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Banca Examinadora:

Prof^a. Dr. Thieli Smidt Gabbi, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS
Doutor pela Universidade de Newcastle – Newcastle, Austrália

Prof^a. Dra. Mariana Resener, UFRGS
Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

:

Marcelo Götz
Coordenador de Curso

Porto Alegre, maio de 2021

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meus pais e minha irmã, que me deram todo o suporte e apoio nos momentos mais difíceis, e me deram condições de fazer este trabalho, à minha namorada, por me ajudar sempre, mesmo nos momentos mais difíceis, à minha orientadora, que mesmo estando do outro lado do globo, se dispôs a sanar minhas dúvidas sempre que necessário, e ao meu coorientador, que mesmo com o horário apertadíssimo, sempre conseguiu um tempo para sanar minhas dúvidas.

RESUMO

Baterias de íons de lítio estão sendo cada vez mais utilizadas no exterior, mas com pouca utilização no mercado interno, devido à falta de conhecimento e de incentivo da indústria sobre o assunto. Visando auxiliar nesse desenvolvimento, este trabalho apresenta o projeto e análise de sistema de controle aplicado a um carregador de baterias de lítio. A partir da modelagem de um conversor *Double-Switch Forward* e das células de bateria no *software* PSIM® duas estratégias de controle são projetadas e analisadas: controle chaveado e controle em cascata. O projeto dos sistemas de controle é realizado a partir de uma simplificação no modelo da bateria. Posteriormente, o desempenho de ambos é analisado considerando a modelagem da bateria realizada com base em dados fornecidos por um fabricante. A análise comparativa é realizada com base no sobressinal máximo de tensão e corrente, tempo de carga e troca do controle de corrente para o controle de tensão. Os resultados obtidos indicam que os dois controles são adequados para a aplicação proposta, porém o controle em cascata apresenta uma resposta mais robusta e sem descontinuidades.

Palavras-chave: Baterias de Lítio, Carregadores de Bateria, Controle Chaveado, Controle em Cascata.

ABSTRACT

Lithium-ion batteries are being used more and more abroad, but are still neglected in the brazilian domestic market, due to the lack of knowledge and industry incentives on the subject. Aiming to assist in this development, this work presents the design and analysis of the control system applied to a lithium-ion battery charger. From the modeling of a Double-Switch Forward converter and of the battery cells in the software PSIM® two control strategies are designed and analyzed: switched control and cascade control. The design of the control systems is accomplished by simplifying the battery model. Subsequently, the performance of both is analyzed considering the battery modeling based on data provided by a manufacturer. The comparative analysis is carried out based on the maximum voltage and current overshoot, load time and the change from current control to voltage control. The results obtained indicate that the two controls are suitable for the proposed application, however the cascade control presents a more robust and steady response.

Keywords: Lithium Batteries, Battery Chargers, Key Control, Cascade Control.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	13
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE ABREVIATURAS	17
1 INTRODUÇÃO	19
2 REVISÃO DA LITERATURA SOBRE CARREGADORES DE BATERIA	21
2.1 Células de Íons de Lítio	21
2.2 Conversor <i>Forward</i>	22
2.3 Topologias de Controle	24
3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO	27
3.1 Modelagem de uma bateria de Lítio-Ion	27
3.2 Projeto do Conversor <i>Double-Swicht Forward</i>	28
3.3 Projeto do Controle de Tensão e Corrente	30
3.4 Simulação <i>software</i> PSIM®	37
4 ANÁLISE DE RESULTADOS	43
4.1 Resultado do Conversor em Malha Aberta	43
4.2 Resultado do Controle de Tensão e Corrente	46
4.3 Resultado da Carga Total da Bateria	49
4.3.1 Controlador Chaveado	49
4.3.2 Controlador tipo cascata	50
4.4 Análise Qualitativa dos Resultados	52
5 CONCLUSÃO	53
REFERÊNCIAS	55
APÊNDICE A -	57
A.1 Dedução das Funções de Transferência de Pequenos Sinais para o Conversor <i>Double-Swicht Forward</i>	57
A.2 Parâmetros utilizados para as baterias	58

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Gráfico típico de carga CC-CV para uma célula de lítio Panasonic UR18650A	22
2	Topologia de conversor <i>Double-Switch Forward</i> típica.	22
3	Estágios de funcionamento do conversor <i>Double-Switch Forward</i>	23
4	Arquitetura do controle chaveado de tensão e corrente.	25
5	Arquitetura de controle em cascata de tensão e corrente.	25
6	Resposta ao salto da função de transferência da tensão de saída.	31
7	Resposta ao salto da função de transferência da corrente do indutor.	31
8	Mapa de lugar das raízes do controlador de corrente.	33
9	Resposta ao salto do controlador de corrente do indutor.	33
10	Diagrama de bode da função de sensibilidade do controle de corrente do indutor, com pico de 0dB.	34
11	Mapa de lugar das raízes do controlador de tensão de saída do sistema chaveado.	34
12	Resposta ao salto do controlador de tensão projetado.	35
13	Diagrama de bode da função de sensibilidade do controle de tensão de saída. .	35
14	Mapa de lugar das raízes do controlador de tensão de saída do sistema cascata.	36
15	Resposta para a mudança de referência do controlador de tensão do controle em cascata.	37
16	Diagrama de bode da função de sensibilidade do controlador em cascata. . . .	37
17	Conversor <i>Double Switch Forward</i> implementado no <i>software</i> Psim.	38
18	Sistema de modulação do conversor.	39
19	Controlador chaveado implementado no PSIM®, com o filtro de histerese. . .	39
20	Conversor <i>Double Switch Forward</i> utilizado nos testes de carga.	40
21	Conversor	41
22	Tensão de saída do conversor em 10 V, com tensão máxima de entrada.	44
23	Corrente na indutância do conversor em 10 V, com tensão máxima de entrada.	44
24	Tensão de saída do conversor em 10 V e com tensão mínima de entrada. . . .	44
25	Corrente na indutância do conversor com saída de tensão de 10 V e com tensão mínima de entrada.	45
26	Resposta ao salto do conversor projetado, com limites de erro máximo e mínimo assinalados em azul.	45
27	Mudança de referência do controlador de tensão.	46
28	Resposta do teste de robustez do sistema, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada.	47
29	Mudança de referência do controlador de tensão.	47
30	Teste de robustez do controlador de tensão, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada.	48
31	Resultado do salto do controlador em cascata.	48

32	Resultado do teste de robustez do controlador cascata, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada	49
33	Carga total da bateria com o modelo de controlador tipo chaveado.	50
34	Troca de controle de corrente pelo de tensão do controlador tipo chaveado. . .	50
35	Carga total da bateria com o modelo de controlador tipo cascata.	51
36	Troca de controle de corrente pelo de tensão do controlador tipo cascata. . . .	51

LISTA DE TABELAS

1	Especificações do Conversor <i>Forward</i>	29
2	Especificações do Transformador	38
3	Especificações da célula	41

LISTA DE ABREVIATURAS

Li-Íon	Íons de Lítio
SOC	<i>State Of Charge</i>
SOH	<i>State Of Health</i>
CC-CC	Corrente Contínua - Corrente Contínua
CCCV	<i>Constant Current Constant Voltage</i>
TR	Transformador
2SFC	<i>Double-Switch Forward Converter</i>
D	<i>Duty-Cycle</i>

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço industrial e tecnológico dos dias atuais, e por conseguinte o maior consumo de energia da sociedade, uma busca incessante esta sendo feita por novos meios de armazenamento de energia, que tenham alta eficiência e baixo impacto ambiental. Nos últimos anos, uma grande atenção na indústria elétrica foi dada a baterias de lítio, utilizando-as como substituto de baterias de chumbo-ácido para armazenamento de energia elétrica, como em painéis solares, *powerbanks*, etc. Baterias de lítio tem uma capacidade elétrica muito grande, com sua relação de densidade energia sendo a maior de todos os modelos de bateria que se encontram atualmente no mercado (KIEHNE, 2003).

Atualmente, o mercado brasileiro ainda está dominado por baterias de chumbo-ácido, contudo a mudança para novas tecnologias já esta começando, com grandes empresas já investindo em baterias de lítio para o mercado interno (MOURA, 2020). Com a intenção de auxiliar no novo movimento da indústria, e contribuir para o melhor entendimento acerca do funcionamento dessa nova tecnologia, esse trabalho foi realizado, visando uma parte importante das baterias de íons de lítio (Li-Ion): sua carga.

A carga é uma etapa sensível para baterias de lítio, tendo de ser realizada de modo a não prejudicar a estrutura física da bateria, o que pode resultar em desgaste desnecessário, e até mesmo a explosão da mesma (HOQUE; HANNAN; MOHAMED, 2016). Cargas de baterias de Li-Ion em geral utilizam dois estágios de controle distintos, primeiramente mantendo a corrente de carga constante no valor máximo possível e outro mantendo a tensão de carga constante no valor máximo da bateria, que juntos formam o protocolo de carga *Constant Current-Constant Voltage* (CC-CV) (HUSSEIN; BATARSEH, 2011). Alta oscilação de tensão na saída, picos de tensão e corrente muito elevados, entre outros, devem ser mitigados para que uma boa carga seja efetivamente realizada.

Dentro deste contexto, este trabalho visa projetar e simular um conversor cc-cc que consiga carregar uma bateria composta por células de Li-Ion até sua carga total. Para isso, se faz necessária a modelagem da bateria, e um projeto de controle que consiga efetuar a carga usando protocolo CC-CV. É muito importante que o projeto do controlador seja robusto a ponto de conseguir um bom desempenho em sua resposta sob diversas condições do sistema, já que as plantas de um conversor e de uma bateria podem variar diversas vezes durante o processo de carga (RAHIMI-EICHI et al., 2013). O objetivo final é obter um projeto de conversor que atenda os requisitos do processo de carga com protocolo CC-CV, com um comparativo entre dois tipos de controladores bastante utilizados na literatura (NGUYEN; LEE, 2015), buscando analisar pontos fortes e fracos de cada um.

O trabalho está organizado em 5 seções, com seção 2 sendo referente a revisão teórica, a seção 3 sendo referente ao projeto dos controladores e conversores, e a modelagem da bateria, e a seção 4 sendo a análise da simulação. Por fim, a conclusão final e sugestões de melhora no projeto serão abordados na seção 5.

2 REVISÃO DA LITERATURA SOBRE CARREGADORES DE BATERIA

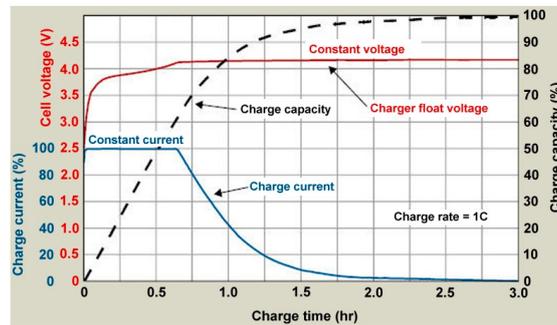
Nessa seção são revisados aspectos de baterias de Li-Ion, como variáveis importantes ao seu funcionamento e curvas de carga características. Depois, é revisado o esquemático e os modelos de conversores *Forward*. Por fim são revisados os dois controladores a serem analisados, controlador em cascata e controlador chaveado.

2.1 Células de Íons de Lítio

Células de Li-Ion são sistemas químicos constituídos de um eletrodo negativo, geralmente de carbono (grafite), um eletrodo positivo, geralmente de um metal oxidável, e uma solução salina ionizada de lítio, o que dá o nome Li-Ion a bateria, possuindo limites de operação na faixa de 2,5 V até 4,2 V (KIEHNE, 2003). O desempenho das células, assim como sua durabilidade e segurança, dependem de diversas variáveis internas e externas da bateria, que por fim acabam por determinar os limites que o sistema pode atingir. As principais variáveis que influenciam o sistema são: *State Of Charge* (SOC), *State Of Health* (SOH), e a temperatura (KIEHNE, 2003). O SOC representa a quantidade de carga elétrica que a bateria possui, e é retirada a partir da soma total de carga recebida e retirada do sistema (REMES, 2016), com 0 indicando bateria sem carga alguma, e 1 bateria com carga máxima. O SOH diz respeito à condição química em que a bateria se encontra, ou seja, a relação entre a capacidade total atual da bateria com a capacidade nominal da mesma. A temperatura, por fim, influencia na capacidade de potência fornecida pelo (e para) o sistema, assim como em sua degradação (KIEHNE, 2003).

A carga de baterias de lítio possui características semelhantes a de vários outros tipos de acumuladores químicos, com o protocolo de carga mais utilizado sendo o CC-CV, onde primeiramente a tensão do sistema sobe até a tensão máxima de carga, com corrente máxima e constante, para depois ter a tensão mantida na máxima de carga, e com a corrente diminuindo gradativamente. Esse tipo de carga pode ser verificado na Figura 1, onde se visualiza a tensão, corrente e o SOC da bateria durante o período do processo. É importante ressaltar que a carga só termina realmente após a corrente mínima da célula ser atingida, com este valor ficando na faixa de 50 mA (NGUYEN; LEE, 2015). O protocolo CC-CV pode ser aplicado em baterias de íon de lítio; vários paralelos de células de lítio em série, mas para que se evitem problemas como sobreaquecimento e sobretensão, deve haver um balanceamento da bateria (todas as células com a mesma tensão), atingindo isso por meio de um dispositivo *Battery Management System* (BMS) (WORLD, 2018).

Figura 1: Gráfico típico de carga CC-CV para uma célula de lítio Panasonic UR18650A

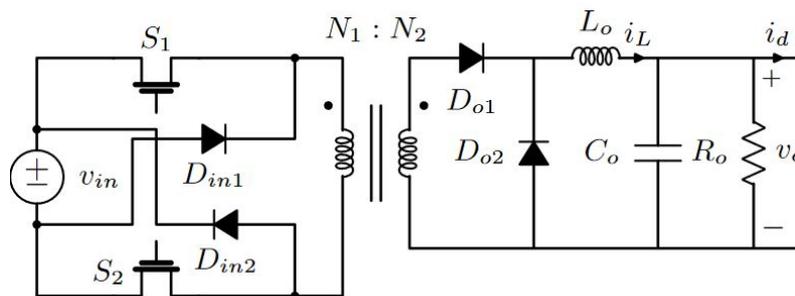


Fonte: Datasheet Panasonic UR18650A

2.2 Conversor *Forward*

O conversor de tipo *Forward* é um conversor rebaixador de tensão isolado, possuindo um funcionamento elétrico similar ao conversor CC-CC de tipo *Buck* (MARTINS, 2018). Uma variante do conversor *Forward* convencional é o 2SFC (*Double-Switch Forward Converter*), que foi escolhida a topologia para o projeto do carregador, a qual possui dois interruptores de entrada, que permitem o retorno da corrente por meio dos diodos D_{in1} e D_{in2} , sem a necessidade de um enrolamento de desmagnetização, como utilizado na topologia *Forward* clássica (BASSO, 2008). Essa topologia com dois interruptores pode ser visualizada na Figura 2, onde é possível verificar as características principais do conversor: seus interruptores ativos e passivos, seu transformador de isolamento (TR), e o seu filtro de saída.

Figura 2: Topologia de conversor Double-Switch Forward típica.

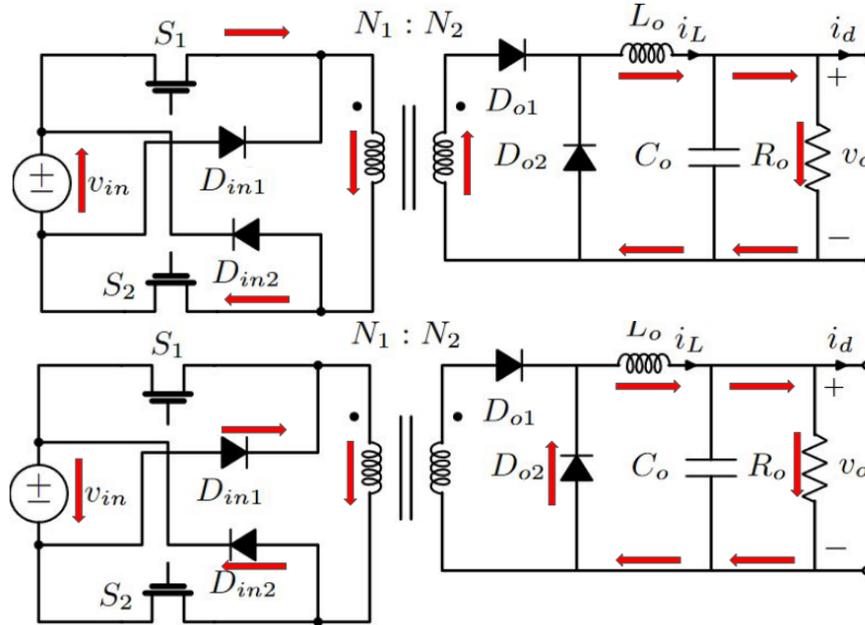


Fonte: do Autor

O funcionamento do conversor pode ser explicado com dois estágios de operação, um de carga da indutância acoplada do TR e outro de descarga da mesma, que podem ser visualizadas na Figura 3. Na fase de carga, com os interruptores S_1 e S_2 fechados, o sistema fornece energia ao primário do transformador, carregando o TR, o gera tensão no secundário do sistema, com apenas D_{o1} conduzido, ocasionando a carga do filtro LC de saída (indutor L_o e capacitor C_o) e da carga (BASSO, 2008). Na segunda fase, com os interruptores S_1 e S_2 abertos, o transformador é descarregado, devolvendo a energia por

meio dos diodos D_{in1} e D_{in2} , e a tensão e corrente da carga sendo mantida pelo filtro LC de saída, e com apenas D_{o2} conduzindo neste estágio.

Figura 3: Estágios de funcionamento do conversor Double-Switch Forward.



Fonte: do Autor

O processo de desmagnetização, apesar de evitar problemas na descarga do conversor, limita seu *duty-cycle* (relação entre o tempo ligado e a onda portadora) em 0,5. Isso ocorre devido à saturação transformador, que necessita de um tempo no mínimo igual a carga para descarregar, de modo que na realidade um valor menor de D, 0,4 ou 0,45, deve ser utilizado como valor máximo. Por esse motivo esse conversor tem um limite de potência máxima baixo, ficando em até 500 W de potência de saída (MARTINS, 2018).

A modelagem matemática do conversor *Forward* é muito similar à do conversor *Buck*, possuindo apenas algumas diferenças entre os dois modelos (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Considerando as constantes de tempo do transformador são muito mais rápidas do que as constantes do resto do sistema, toda a parte inicial do circuito pode ser modelada como um transformador ideal cuja relação de transformação é $N:1$ (MARTINS, 2018). Com isso, análises similares às feitas para o conversor *Buck* podem ser utilizadas, como a relação de tensão de entrada e de saída dado o *Duty-Cycle* do sistema. Assim, considerando E como a tensão de entrada, V_0 a tensão de saída, e D o *Duty-Cycle* da onda de regime permanente, obtém-se a equação

$$V_0 = \frac{ED}{N}. \quad (1)$$

A partir da aproximação de pequenos sinais, pode ser obtida função de transferência (FT) do *Duty-Cycle*, para a tensão de saída (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Considerando R_0 como a carga de saída, e utilizando letras minúsculas para pequenos sinais, obtém-se a equação

$$T_{vd}(s) = \frac{v_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{E}{N}}{L_0 C_0 s^2 + \frac{L_0}{R_0} s + 1}, \quad (2)$$

e a função de transferência do *Duty-Cycle* para a corrente do indutor

$$T_{id}(s) = \frac{i_{L_0}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{E}{N}(C_0s + \frac{1}{R_0})}{L_0C_0s^2 + \frac{L_0}{R_0}s + 1}. \quad (3)$$

as quais possuem frequência natural

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0C_0}}, \quad (4)$$

e coeficiente de amortecimento

$$\xi = \frac{\sqrt{L_0C_0}}{2C_0R_0}, \quad (5)$$

com as considerações e deduções das equações presentes no anexo A.1 deste trabalho.

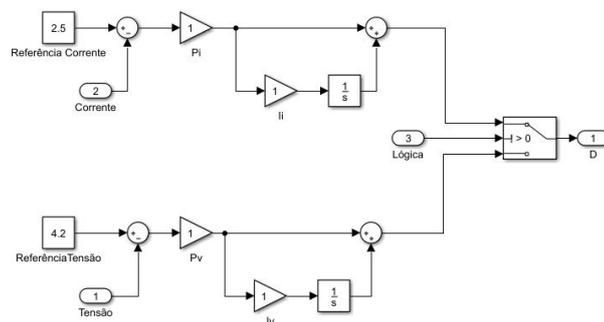
A escolha do 2SFC foi motivada por fatores que favorecem esse tipo de conversor perante outros, como por exemplo: sua característica abaixadora, modelo menos complexo em relação às topologias do tipo *boost* e *buck-boost* (MARTINS, 2018), e seu caráter isolado com grampeamento de tensão (sem acúmulo de carga no TR). O fator mais importante, contudo, foi o caráter isolado da topologia, que garante várias características desejadas ao sistema. Primeiramente, conversores isolados são atualmente uma especificação de segurança da indústria, por separarem a alta tensão de entrada da saída, o que dificulta que o operador tenha choques por entrar em contato com o terra de fase, por exemplo (STULL, 2018). Conversores isolados também possuem a vantagem de proteger a carga, por limitarem o ruído proveniente da entrada (STULL, 2018), que poderia causar oscilações indesejadas na saída, que no caso de uma bateria, poderiam causar perda de SOH da mesma (KIEHNE, 2003).

2.3 Topologias de Controle

Para a efetuação de um controle de carga efetivo em uma bateria de lítio, é uma boa prática gerar uma curva como a da Figura 1, referente à carga CC-CV, ou seja, controle de tensão de saída e corrente do indutor (variáveis de estado do sistema). Na literatura, dois tipos de controladores são os mais utilizados (NGUYEN; LEE, 2015): um controle cascata e um controle chaveado.

O controlador tipo chaveado, utilizado por Nguyen e Lee (2015), é uma arquitetura que consiste de dois controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) destinados a controlar uma das duas variáveis necessárias (corrente e tensão) por vez. Cada controlador age de forma independente um do outro, com apenas um controlando o sistema por vez, e com a decisão de qual irá controlar sendo escolhida por uma lógica separada, geralmente por histerese da tensão dos terminais (NGUYEN; LEE, 2015). Esse tipo de arquitetura apresenta problemas no momento de troca de controle, os quais não sendo mitigados, podem apresentar discontinuidades sérias para a carga da célula. O diagrama de blocos do controlador pode ser visto na Figura 4.

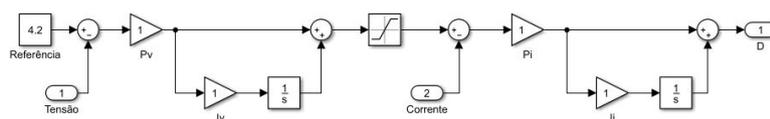
Figura 4: Arquitetura do controle chaveado de tensão e corrente.



Fonte: do Autor

O controlador cascata, visto em Remes (2016) e Remes et al. (2020), é um controlador de dois laços de controle PID, um externo de tensão, que fornece a referência a um interno de corrente. Para a limitação da corrente máxima do sistema, a referência de corrente fornecida pelo *loop* de tensão possui uma saturação na corrente máxima de carga da bateria, garantindo assim que a corrente nunca atinja valores elevados. Controladores em cascata tem sua velocidade limitada pelo *loop* interno, já que ele deve ser mais rápido que o externo, com o projeto sendo realizado em duas etapas: primeiramente projeta-se o controlador da malha interna, e posteriormente, o da malha externa. O diagrama de blocos controlador em cascata pode ser visto na Figura 5.

Figura 5: Arquitetura de controle em cascata de tensão e corrente.



Fonte: do Autor

3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

Este capítulo tem como objetivo demonstrar os procedimentos e parâmetros utilizados para projetar e simular um carregador de baterias de Li-Ion, considerando uma bateria de duas células em série apenas. O dispositivo será projetado para carregar duas células de lítio em série até carga máxima, projetando os dois controladores vistos na seção 2.3. Também serão explicados os modelos dinâmicos utilizados tanto para o conversor, quanto para a bateria, e as considerações feitas para tal utilização.

3.1 Modelagem de uma bateria de Lítio-Ion

Modelos de carga de baterias, como visto em 2.1, são dependentes de diversas variáveis internas e externas, como seu SOC, seu SOH, a temperatura ambiente, entre outras, o que torna modelos dinâmicos de baterias não lineares. Isso é um problema para o projeto de controle do sistema, aumentando a complexidade de simulação e de sintonia dos parâmetros dos controladores. Como o enfoque deste trabalho não é tratar de todas as não linearidades do modelo, as seguintes considerações foram feitas para o projeto:

- todo projeto e simulações são feitas considerando temperatura constante de 25°C;
- todas as células da bateria são iguais, do tipo Panasonic UR18650A e são recém fabricadas, possuindo SOH máximo;
- todas as células da bateria estão balanceadas, com o mesmo SOC, e esse SOC está em um valor maior que 0,1 e menor que 0,9, o que caracteriza uma faixa na qual a relação entre a tensão de circuito aberto e o SOC é aproximadamente linear
- a bateria é constituída de apenas duas células em série, decisão melhor explicada na seção 3.4;

Considerando as características do sistema, pode-se dizer que o conversor estabiliza na faixa de segundos, enquanto a bateria muda de tensão, em ocasiões de uma carga normal, na faixa de minutos a horas (RAHIMI-EICHI et al., 2013). Dessa forma, para o conversor a bateria pode ser considerada uma resistência de valor variável, por ter a tensão praticamente constante em seus terminais com uma certa corrente aplicada nela. Desse modo, como demonstrado nos resultados de Remes (2016), é possível utilizar essa simplificação de forma satisfatória, considerando que mudanças na resistência do modelo sejam indicadas como muito lentas.

Para o projeto do controlador, não basta apenas escolher qualquer resistência equivalente da bateria e considerá-la como o modelo da planta, mas sim deve-se considerar

o ponto de menor robustez na operação do conversor. No caso do conversor escolhido (*Forward*), por ele ser derivado do conversor *Buck*, de acordo com Remes (2021), o pior caso de controle é o ponto de menor *duty-cycle* (*D*), ou seja, se o sistema for projetado para a situação de menor *D* possível, o controle será estável para qualquer outro ponto acima dele. Na bateria, esse ponto é o fim da carga, onde sua tensão é máxima e sua corrente de carga é mínima, ou seja, é o ponto de menor energia entregue pelo conversor (*D* mínimo). Esse ponto acaba sendo a maior resistência equivalente da bateria, o que, de acordo com (5), que tem a carga de saída inversamente proporcional a entrada, seria o ponto de menor amortecimento do sistema, resultando no ponto mais crítico de controle de toda a carga.

Considerando os dados do *datasheet* da célula UR18650A (PANASONIC, 2012), utilizada para a simulação, pode-se verificar que a tensão máxima que ela pode atingir é de 4,2 V, com uma corrente mínima de 41 mA. Considerando que a composição da bateria seria 2 células em série, obtém-se uma resistência máxima de:

$$R_0 = \frac{8,4 \text{ V}}{41 \text{ mA}} \simeq 200 \Omega \quad (6)$$

que será o valor considerado para a sintonia do controlador.

3.2 Projeto do Conversor *Double-Swicht Forward*

O 2SFC foi escolhido para este projeto, dadas as suas características descritas na seção 2.2: o conversor é isolado, possui tensão naturalmente grampeada pelos diodos do lado primário, evitando sobretensões nos semicondutores e fornecendo um caminho de corrente regenerativa durante a etapa de desmagnetização, e possui um controle menos complexo quando comparado a outros tipos de conversores. As limitações dessa topologia, sua potência e *Duty-Cycle* (*D*) reduzidos, não representam um problema para este projeto. A potência do sistema é pequena, tendo de fornecer apenas um máximo de 8,4 V com 2,5 A de saída para carregar as baterias, estando assim dentro da faixa aceitável de potência de operação desta topologia (MARTINS, 2018). Da mesma forma, para a tensão de saída, é possível aumentar a tensão de entrada se necessário, algo que acarreta problemas no sistema real, mas que pode ser feito.

A tensão de entrada foi considerada na faixa entre 120 Vrms (155 VDC) até 230 Vrms (325 VDC), tensão usual de projeto de conversores (MARTINS, 2018), com uma tensão de saída máxima decidida pela bateria a ser carregada. Por decisão de projeto, utilizou-se como base uma bateria de até dois paralelos em série, com cada paralelo podendo conter de 1 a 4 células. Considerando a tensão máxima de duas células em série (8,4 V no total), o carregador terá tensão máxima projetada de 10 V, com a tensão mínima sendo referente à menor tensão de uma célula Panasonic UR18650A (PANASONIC, 2012), de 2,5 V. A corrente máxima do sistema deve ser referente a corrente de carga de 4 células por paralelo (1,5 A para cada célula utilizada (PANASONIC, 2012)), o que implica em uma corrente de saída necessária de 6 A, com a corrente máxima do conversor sendo de 8 A, considerando um fator de segurança.

Em questão de variações de corrente e tensão na saída, inerentes ao conversor, é desejável que elas sejam as menores possíveis, para evitar perdas de SOH do sistema (KIEHNE, 2003). Contudo, valores muito baixos de oscilação podem acarretar dois problemas, um referente ao custo monetário elevado de capacitores e indutores de valores muito elevados, e o outro sendo a diminuição da frequência natural do sistema, que aumenta o tempo de acomodação do conversor, o que dificulta o controle (MORAES, 2018; ERICKSON;

MAKSIMOVIC, 2001). Dessa forma, foi escolhido um *ripple* máximo de tensão de 3 mV, e um *ripple* máximo de corrente de 0,2 A, valores que aparentaram ter custo benefício em relação ao tempo de acomodação e custo monetário, sem prejudicar a saída do sistema. A frequência do sistema foi especificada em 100 kHz, valor alto o suficiente a ponto de reduzir a interferência dela na saída do conversor (como será visto nos resultados da seção 4.2) e, por conseguinte, diminuir os valores do filtro LC de saída. Adotando as diretrizes da seção 2.2, foi escolhido um D máximo de 0,45 (MARTINS, 2018). As especificações do conversor podem ser visualizadas na Tabela 1.

Tabela 1: Especificações do Conversor Forward

Parâmetro	Valor
Tensão entrada máxima (E_{max})	325 V
Tensão entrada mínima (E_{min})	155 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Corrente máxima (I_{max})	8 A
Tensão de saída máxima (V_{omax})	10 V
Tensão de saída mínima (V_{omin})	2,5 V
Máxima variação de corrente no indutor ($\Delta I_{L_{omax}}$)	0,2 A
Máxima variação de tensão na saída ($\Delta V_{0_{max}}$)	3 mV
Máximo <i>Duty-Cycle</i> do conversor (D_{max})	45%

Um fator importante para o projeto do 2SFC é a relação de transformação de seu TR, que tem implicações diretas com a tensão de saída máxima do conversor, e consequentemente com os valores do filtro de saída do sistema. A relação de transformação interfere na tensão máxima de saída possível, que tem como consequência a redução de valores do filtro de saída do sistema (MARTINS, 2018). O valor de transformação escolhido para esse projeto foi de 5, por motivos referentes a construção do transformador, que é facilitada por essa relação de espiras. Para verificar se essa relação é possível no sistema, deve-se calcular a tensão máxima de saída possível com a tensão mínima de entrada, mostrando assim que no pior caso, as requisições do mesmo são atendidas. Logo, usando (1), a tensão máxima na saída com a entrada de 155 VDC é de

$$V_0 = \frac{E_{min} D_{max}}{n} = \frac{155 \cdot 0.45}{5} = 13,95V, \quad (7)$$

que é um valor maior que a tensão máxima de saída do projeto, 10 V, implicando que a relação de transformação de 5 pode ser utilizada.

Considerando os parâmetros de projeto escolhidos (Tabela 1), pode-se especificar o filtro de saída do conversor, utilizando as equações apresentadas em Martins (2018). O indutor de saída resultou em:

$$L_0 = \frac{\frac{E}{n}}{4f_s \Delta I_{L_{omax}}} = \frac{\frac{325}{5}}{4 \cdot 10^5 \cdot 0,2} \simeq 812\mu H, \quad (8)$$

com o valor mais elevado tendo como função também diminuir o capacitor necessário para o projeto, deixando-o mais acessível comercialmente. Da mesma forma, o capacitor de saída foi calculado, resultando em:

$$C_0 = \frac{\Delta I_{L_{omax}}}{2\pi f_s \Delta V_{0_{max}}} = \frac{0,2}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} \simeq 106\mu F. \quad (9)$$

A capacitância obtida, embora não seja um valor comercial, foi utilizada nas simulações deste trabalho. Para a implementação prática, sugere-se a utilização de um capacitor de 120 μF . Outros fatores do projeto real, como microcontroladores, leitura e tratamento de sinais, MOSFET utilizados, não serão discutidos aqui, pois fogem do escopo do trabalho.

3.3 Projeto do Controle de Tensão e Corrente

Com o modelo da bateria obtido na seção 3.1, e os valores dos componentes do 2SFC calculados na seção 3.2, é possível que o projeto de controle seja realizado. Como a carga necessita de dois estágios (corrente contante e tensão contante), o modelo dinâmico utilizado para o sistema será o das equações (2) e (3), controlando então a tensão de saída e corrente da indutância do sistema. Note que, em regime permanente, tem-se que o valor médio de I_L e I_0 são iguais. As funções são referentes a pequenos sinais, ou seja, para pequenas variações nos sinais do conversor (enquanto o sistema estiver em condução contínua (MORAES, 2018)), o que não é um problema para o modelo da bateria, já que a resistência equivalente do sistema muda de forma muito lenta e em pequenos valores cada vez, e por isso pode ser considerada como uma variação de pequenos sinais.

O foco dos controladores é alta robustez, para garantir a estabilidade do sistema mesmo com mudanças nos parâmetros do mesmo (como mudanças da resistência equivalente da bateria e da tensão de entrada do conversor), e também que eles tenham uma resposta rápida, garantindo assim que eles reajam com velocidade a mudanças na planta, principalmente na fase de tensão constante (NGUYEN; LEE, 2015). Ainda, o sobressinal deve ser evitado quando possível em todos os controladores, para impedir que algum equipamento queime na saída do conversor, incluindo o capacitor do filtro de saída do mesmo, devido a tensões fora da especificação (MARTINS, 2018), e no caso do projeto específico do carregador, tentar evitar picos que possam danificar a bateria.

Assim, utilizando as informações do conversor apresentadas na Tabela 1, os valores do filtro obtidos em (9) e (8), e utilizando o modelo de bateria discutido na seção 3.1, e substituindo os parâmetros em (2) e (3), pode-se obter a FT de tensão de saída:

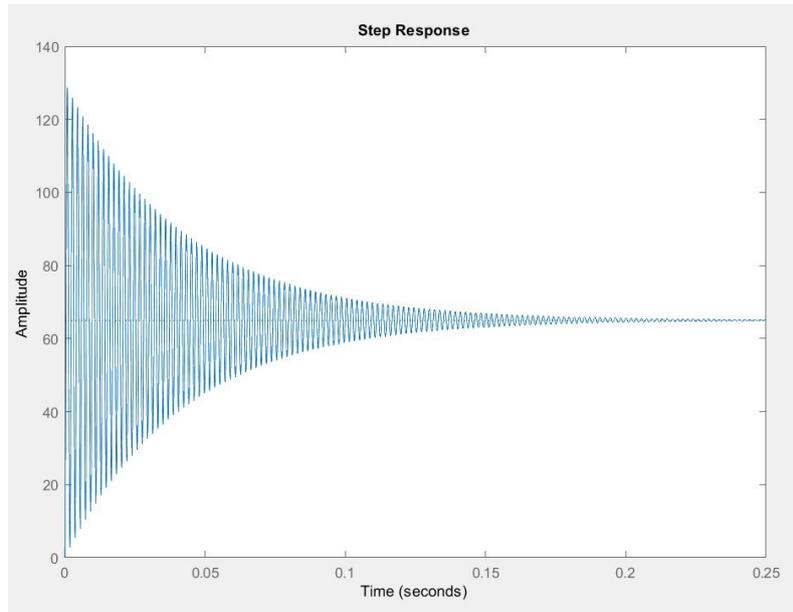
$$T_{vd}(s) = \frac{v_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{65}{8,607 \cdot 10^{-8}s^2 + 4,06 \cdot 10^{-6}s + 1}, \quad (10)$$

e a FT da corrente do indutor

$$T_{id}(s) = \frac{i_{L_0}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{0,325(0,0212s + 1)}{8,607 \cdot 10^{-8}s^2 + 4,06 \cdot 10^{-6}s + 1}. \quad (11)$$

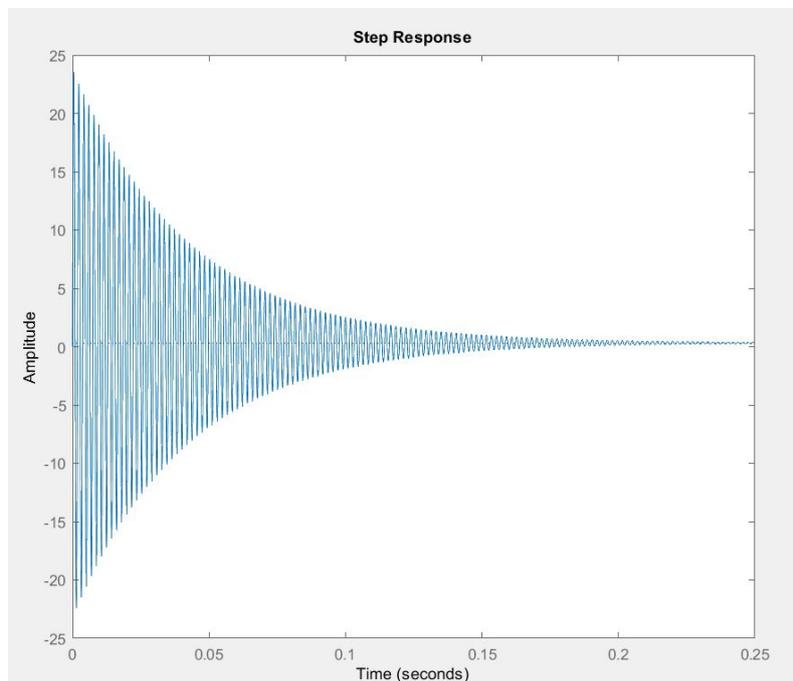
Analisando as FTs de (10) e (11), percebe-se que o sistema possui dois polos complexos, com valor de $-23,600 + 3408i$, $-23,600 - 3408i$, o que resulta em um sistema muito oscilatório, devido a seu baixo amortecimento ocasionado pela alta resistência de saída. Realizando um ensaio ao salto no sistema, obtém-se a curva da Figura 6 para a tensão de saída, e a Figura 7 para a corrente. A partir da análise das respostas apresentadas, percebe-se que os dois sistemas possuem um tempo de assentamento de 0,165 segundos aproximadamente, utilizando o método de erro mínimo de 2% para indicar estabilidade da resposta (BAZANELLA; GOMES, 2005).

Figura 6: Resposta ao salto da função de transferência da tensão de saída.



Fonte: do Autor

Figura 7: Resposta ao salto da função de transferência da corrente do indutor.



Fonte: do Autor

Para o projeto dos controladores, decidiu-se por utilizar do método de lugar geométrico das raízes (LGR), por ele permitir a alocação de polos e zeros e seus efeitos de uma forma mais interativa, possibilitando uma melhor análise da velocidade do sistema pelos polos

de malha fechada. Para o projeto, decidiu-se utilizar a ferramenta *Control System Design* (MATLAB, 2018) do *software* Matlab. Contudo, uma análise de robustez utilizando-se do método de lugar das raízes não é tão direta, e por isso, junto com a análise de mapa de polos e zeros, uma análise do máximo pico da função sensibilidade foi realizada. Essa análise, conforme Skogestad e Postlethwaite (2005), consiste em analisar o máximo ganho da função de sensibilidade do sistema, que é equivalente à FT do sinal de perturbações de saída ($dy(s)$) para o sinal de saída ($y(s)$), seu módulo é inversamente equivalente ao sistema em malha aberta compensado, já que, considerando $L(s)$ como a FT equivalente ao laço do controle e da planta ($L(s) = C(s)T(s)$), é possível afirmar que

$$S(s) = \frac{dy(s)}{y(s)} = \frac{1}{1+L(s)} \rightarrow \frac{1}{|S(s)|} = |(1+L(s))|, \quad (12)$$

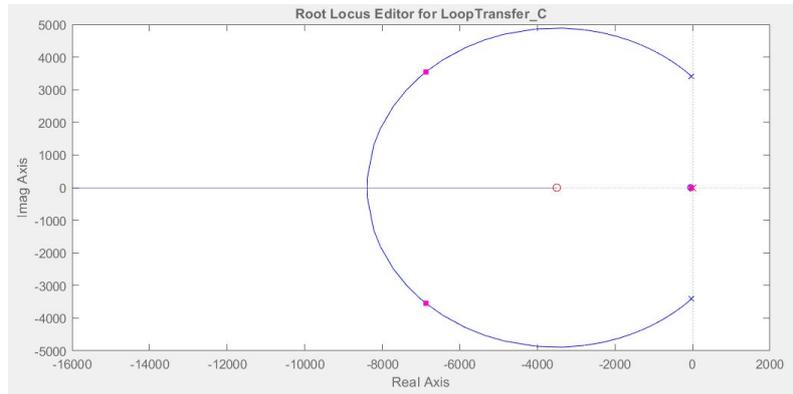
indicando que o inverso da função de sensibilidade é equivalente à distância entre o ponto -1 e o diagrama de *Nyquist* da função. Assim, como o sistema do conversor não possui nenhum polo instável, como visto em (10), pode-se afirmar que, quanto menor o ganho de $S(s)$, maior a distância de $L(s)$ do ponto -1 do diagrama de *Nyquist*, e, portanto, maior a robustez do sistema. Logo, o pico de ganho da função $S(s)$ é o pior caso possível, e tentar diminuí-lo no projeto do controlador é um bom indicativo para a robustez do sistema. O motivo dessa análise ser feita em detrimento a análises de margem de ganho (MG) e de margem de fase (MF), é que ela tem mais utilidade para a análise de estabilidade do sistema, em detrimento da robustez. Por exemplo, em sistemas que apresentam altas MG e MF, mas um alto pico da função de sensibilidade, pode-se ter um controle pouco robusto, como visto no exemplo dado por Remes (2021) e Skogestad e Postlethwaite (2005). Por esse motivo, essa análise será utilizada, buscando um valor máximo do ganho de sensibilidade do sistema de 6 dB, que garante no mínimo MG de 6 dB e MF de 30° (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Considerando essas diretivas, projetou-se primeiramente o controlador de corrente do conversor pelo método de lugar das raízes. O motivo dessa escolha foi o fato de o controlador de corrente ser idêntico nos dois casos de controle, tanto no controlador chaveado quanto no controlador em cascata. O controle de corrente deve ser capaz de seguir referência constante em regime permanente, e deve ser robusto para mudanças no modelo, logo por essas características, decidiu-se que um controlador PI já atendia os requisitos do sistema, além de ser o mais utilizado na literatura, o que insere na função de laço ($L(s)$) um polo na origem, e um zero a ser posicionado a escolha do projetista (BAZANELLA; GOMES, 2005). No controle de corrente, o zero foi posicionado de modo a obter polos reais o mais distante possível da origem para o sistema em malha fechada, o que resultou na frequência de 3500 Hz, o ponto de menor tempo de assentamento da corrente sem sobressinal relevante. Como consequência, tem-se o controlador de corrente (C_i):

$$C_i(s) = \frac{0,1714(3500 + s)}{s}, \quad (13)$$

com o mapa de lugar das raízes podendo ser visualizado na Figura 8, onde pode ser visualizado o efeito dominante do polo real no sistema devido a entrada longe da origem dos polos oscilatórios.

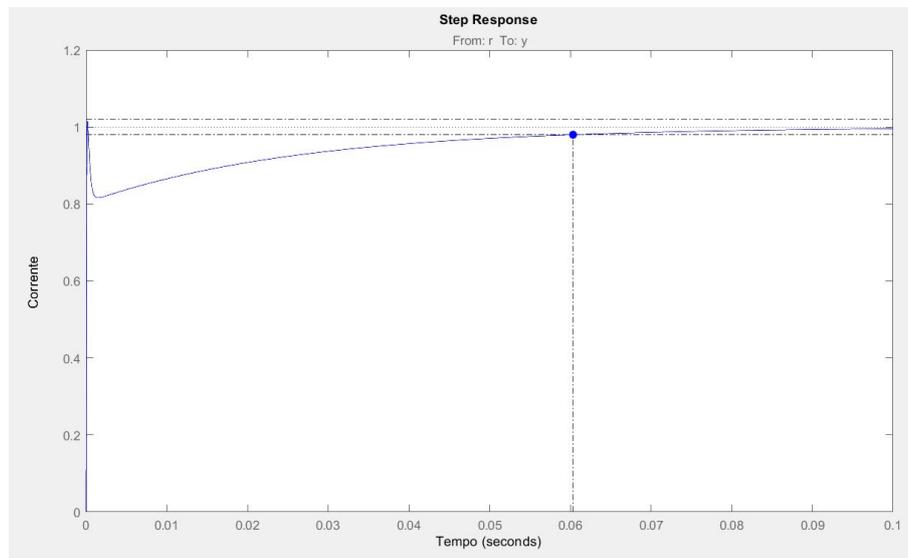
Figura 8: Mapa de lugar das raízes do controlador de corrente.



Fonte: do Autor

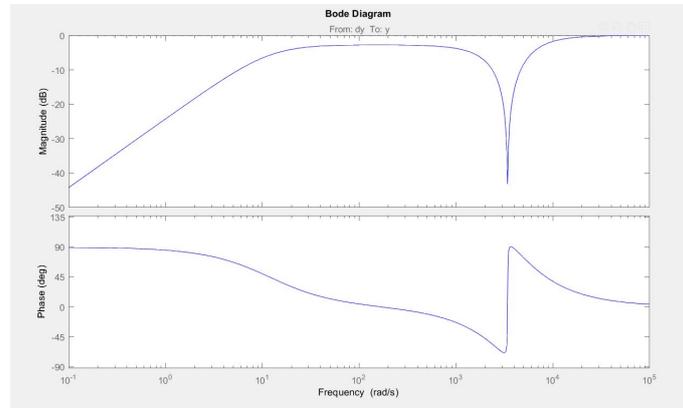
A resposta ao salto da saída do sistema pode ser vista na Figura 9, com o tempo de acomodação assinalado na imagem em 0,0603 segundos aproximadamente, que mostra uma resposta sem sobressinal considerável (menos que 1% a mais que a referência) e com tempo de acomodação muito menor se comparado ao tempo de malha aberta. Ainda, o controlador possui um pico de ganho em seu diagrama de bode referente a função de sensibilidade menor que 6 dB (ganho de pico de 0 dB). O diagrama de bode pode ser visto na Figura 10.

Figura 9: Resposta ao salto do controlador de corrente do indutor.



Fonte: do Autor

Figura 10: Diagrama de bode da função de sensibilidade do controle de corrente do indutor, com pico de 0dB.



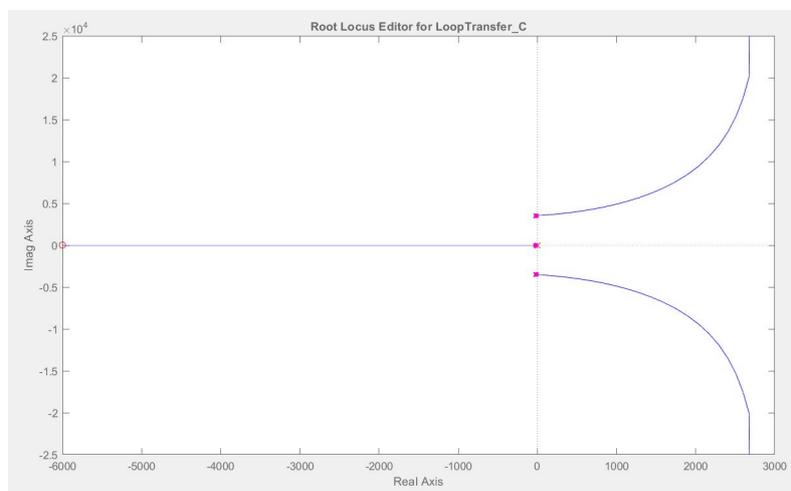
Fonte: do Autor

Com o controlador de corrente finalizado, projetou-se pelo mesmo método o controlador de tensão de saída do modelo chaveado. Com a arquitetura desacopla o controlador de corrente e tensão (Seção 2.3), é possível projetá-lo utilizando o modelo da FT (10). Da mesma forma que o controlador de corrente, que deveria seguir referência e apresentar robustez, e por isso também foi escolhido um controlador PI. O zero do controlador foi colocado na posição 6000 Hz, visando forçar ao máximo a obtenção de polos reais em malha fechada, o que favoreceu a diminuição do pico da função de sensibilidade do sistema. O resultado foi o controlador de tensão (C_V)

$$C_V(s) = \frac{5,83 \cdot 10^{-5} (6000 + s)}{s}, \quad (14)$$

com o mapa de lugar das raízes podendo ser visualizado na Figura 11, onde pode ser visualizado que de fato, o polo dominante ainda é o real, mas que o sistema esta no limite de se tornar oscilatório, com um tempo de acomodação muito próximo do máximo.

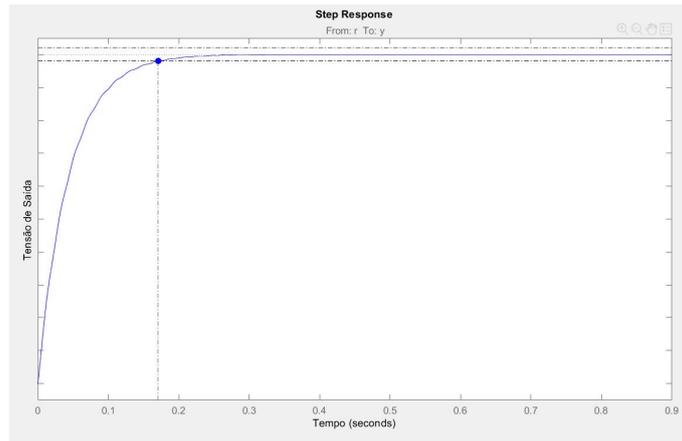
Figura 11: Mapa de lugar das raízes do controlador de tensão de saída do sistema chaveado.



Fonte: do Autor

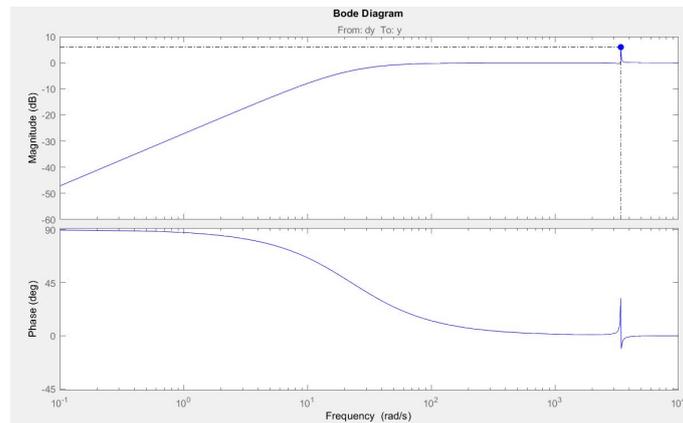
A resposta do controlador pode ser vista na Figura 12, com um tempo de acomodação de aproximadamente 0,171 segundos e sem sobressinal, um resultado mais lento que o controle de corrente, mas perto do tempo de acomodação de malha aberta, logo considerado suficiente. Ainda, o diagrama de bode referente à perturbação de saída está com um ganho de pico de 5,99 dB, conforme visto na Figura 13, garantindo assim robustez e velocidade aceitável.

Figura 12: Resposta ao salto do controlador de tensão projetado.



Fonte: do Autor

Figura 13: Diagrama de bode da função de sensibilidade do controle de tensão de saída.



Fonte: do Autor

Para o controlador de tensão do sistema em cascata, o processo de sintonia é diferente. Se a malha externa de controle for muito mais lenta que a malha interna (20 dB), a dinâmica interna não precisa ser considerada como parte da planta a ser controlada pelo controle externo. Porém, para um projeto mais completo, que possibilite um melhor desempenho e robustez do sistema controlado, a dinâmica de malha interna será considerada para o projeto (BOLTON, 2004). Para que isso seja implementado, um novo modelo de planta deve ser encontrado, incluindo a dinâmica do controlador de corrente. Para isso, baseando-se no

diagrama da Figura 5, é possível simplificar a malha interna do sistema considerando uma função de laço interna dada por

$$L_i(s) = C_i(s) \cdot T_{id}. \quad (15)$$

Simplificando a malha de realimentação, e utilizando a FT referente a relação da corrente do indutor com a tensão de saída ($\frac{T_{vd}(s)}{T_{id}(s)}$), obtém-se a FT da planta a ser controlada pelo controlador cascata, dada por

$$G_{V_0}(s) = \frac{L_i(s)}{1 + L_i(s)} \cdot \frac{R_0}{(1 + R_0 C_0 s)}. \quad (16)$$

Substituindo os valores do conversor da Tabela 1 e o valor do controlador de i_L obtido em (13) na equação (16), obtém-se a FT:

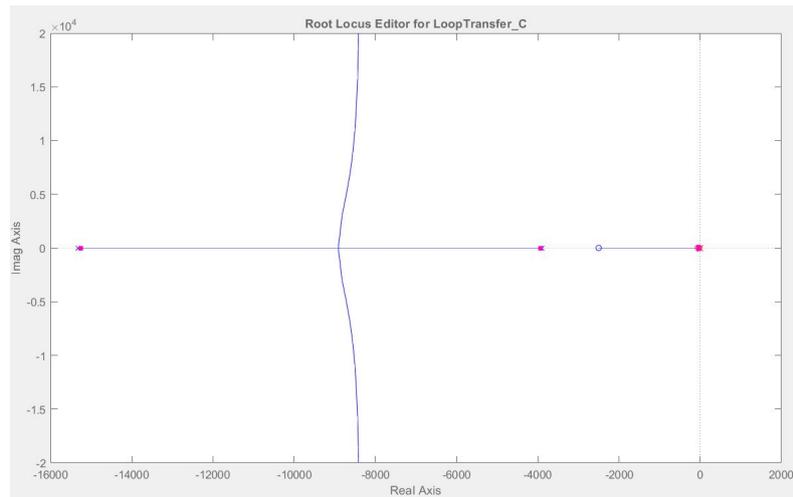
$$G_{V_0}(s) = \frac{1,812 \cdot 10^8 s + 4,531 \cdot 10^{11}}{s^3 + 1,926 \cdot 10^4 s^2 + 6,055 \cdot 10^7 s + 2,266 \cdot 10^9}, \quad (17)$$

a qual possui 3 polos (-15316, -3906 e -38). Utilizando novamente um controlador tipo PI, alocou-se o zero do sistema em 40 Hz, buscando anular parcialmente o efeito do polo em -38 Hz da planta, buscando a resposta de maior tempo de estabilização. Com isso, obteve-se o controlador de tensão do sistema em cascata (C_{vc})

$$C_{vc}(s) = \frac{0,0045 \cdot (40 + s)}{s}, \quad (18)$$

com o mapa de lugar das raízes podendo ser visualizado na Figura 14, onde é possível visualizar o polo cancelado pelo controlador, e o efeito positivo que isso resultou.

Figura 14: Mapa de lugar das raízes do controlador de tensão de saída do sistema cascata.

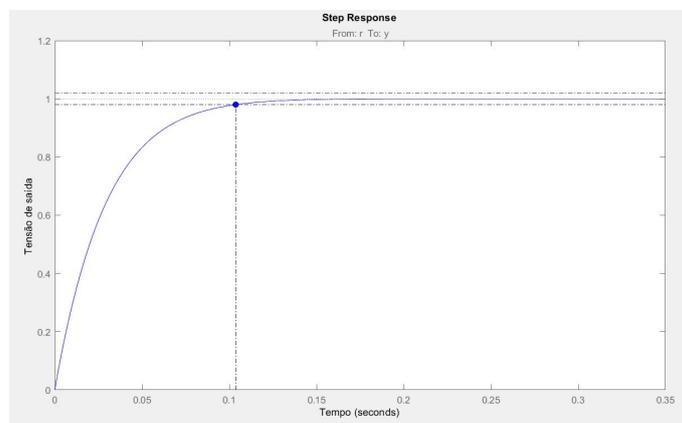


Fonte: do Autor

A Figura 15 apresenta a resposta para a mudança de referência para o controlador definido em (18), sendo essa a resposta mais rápida possível sem sobressinal, obtendo um tempo de acomodação de 0,104 segundos. Ainda, o módulo da função de sensibilidade

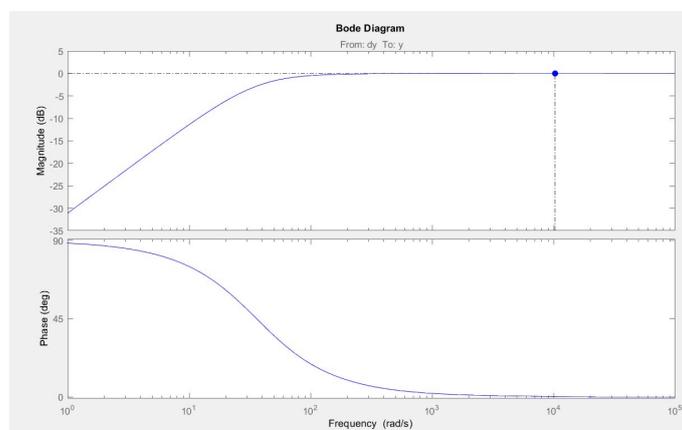
ficou próximo de 0 dB, como pode ser visto na Figura 16, valor pequeno comparado ao limite máximo.

Figura 15: Resposta para a mudança de referência do controlador de tensão do controle em cascata.



Fonte: do Autor

Figura 16: Diagrama de bode da função de sensibilidade do controlador em cascata.



Fonte: do Autor

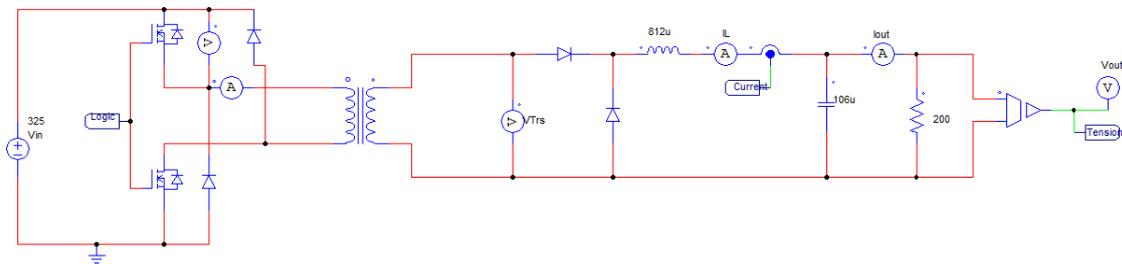
3.4 Simulação *software* PSIM ®

Para testar o projeto do conversor descrito na Seção 3.2 e os parâmetros dos controladores apresentados na Seção 3.3, foi utilizado o *software* PSIM ®, na sua versão 12 (de estudante). A escolha foi baseada na facilidade de utilização do programa e pelo seu foco em eletrônica de potência, possuindo uma biblioteca de componentes aplicados em conversores (TECNOLOGIES, s.d.). Ainda, o *software* PSIM ® disponibiliza um modelo de bateria de Li-Ion, o que é de interesse desse projeto para testes de desempenho.

A Figura 2 apresenta o diagrama esquemático do conversor, sendo que os interruptores e filtro foram modelados como componentes ideais. Isso foi feito já que, na prática, as não idealidades desses componentes teriam o efeito de amortecer mais o sistema, não

interferindo nos projetos de controle apresentados na Seção 3.3. O transformador, contudo, foi simulado com seus elementos parasitas (indutância de magnetização e indutância dos enrolamentos) incluídos. Isso foi feito devido as considerações tomadas na modelagem do conversor, onde se considerou que essas não linearidades teriam efeito muito pequeno na resposta final, logo, para provar essa afirmação como verdadeira, utilizou-se de um modelo de indutor. Na Figura 17 é possível verificar o conversor modelado no simulador, e na Tabela 2 é possível verificar os parâmetros do TR utilizados, os valores sendo obtidos a partir de medições do componente real. Vale mencionar que a resistência não era informada na *datasheet*, e por isso foi assumido um valor suficientemente pequeno.

Figura 17: Conversor Double Switch Forward implementado no software Psim.



Fonte: do Autor

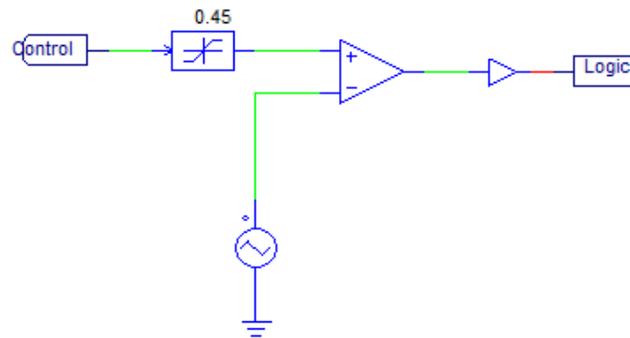
Tabela 2: Especificações do Transformador

Parâmetro	Valor
Resistência do primário (R_p)	$1 \mu\Omega$
Resistência do secundário (R_s)	$1 \mu\Omega$
Indutância do primário (L_p)	$1,1 \mu\text{H}$
Indutância do secundário (L_s)	$1,6 \mu\text{H}$
Indutância do magnetização (L_m)	$1,7 \text{H}$

Para a comutação do sistema, foi utilizado o método de modulação por onda triangular, ou seja, a onda portadora que é comparada com o sinal de controle de 0 a 0,45 é uma onda triangular, que como visto na Tabela 1, tem frequência de 100kHz. O sinal de comparação com a onda triangular é proveniente do controlador do sistema, e tem uma saturação máxima de 0,45, como discutido na seção 3.2. O sistema de modulação pode ser visualizado na Figura 18, em que a triangular varia de 0 a 1, em uma frequência de 100 kHz.

Os controladores utilizados no projeto foram montados de acordo com as especificações apresentadas na seção 2.3, retirando cada montagem de acordo com o indicado na literatura. O controlador chaveado tem uma estrutura de controle mais simples, com os controladores de tensão e corrente sendo apenas dois sistemas PI. A ação de controle dos dois é moderada por um comparador da tensão da saída, escolhendo um ou o outro por um seletor com histerese, primeiramente com o controlador de corrente, para após o controlador de tensão assumir ao chegar em 8,4 V, tensão máxima de carga de duas células de lítio em série. A referência do controlador em corrente será a máxima corrente de carga possível, que

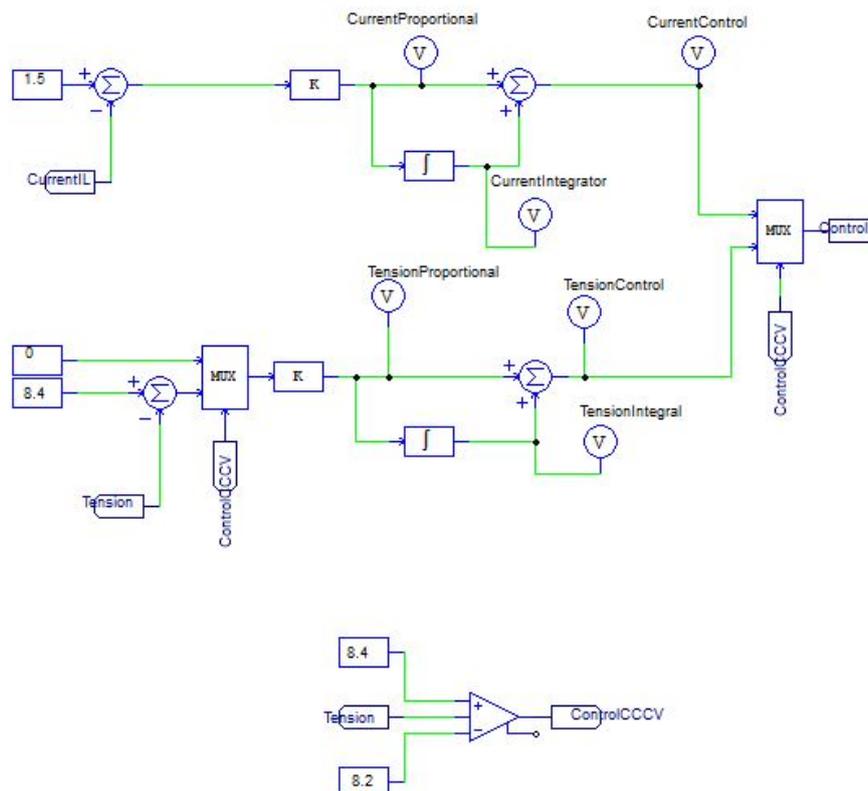
Figura 18: Sistema de modulação do conversor.



Fonte: do Autor

para a célula UR18650A é 1,5 A (PANASONIC, 2012). A Figura 19 ilustra o modelo implementado no *software* PSIM®, incluindo o comparador de histerese.

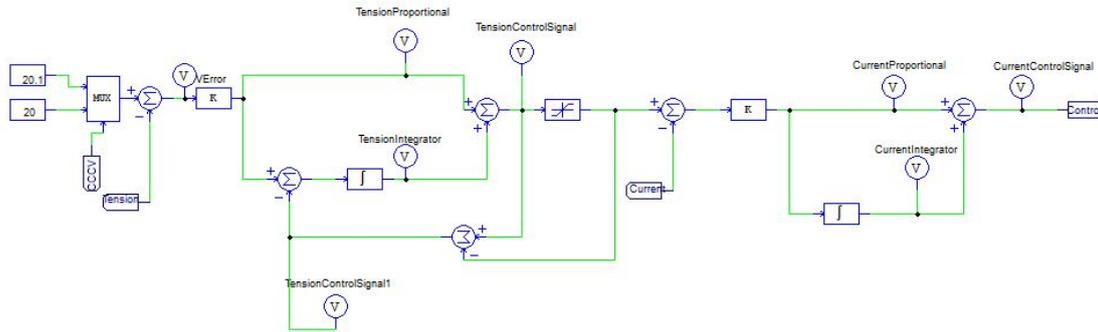
Figura 19: Controlador chaveado implementado no PSIM®, com o filtro de histerese.



Fonte: do Autor

O modelo de controle chaveado pode apresentar problemas no momento da troca de controladores, onde pode ocorrer sobressinal na tensão e na corrente do sistema (MATTOS, 2019). Com o intuito de mitigar esse problema, o controlador de tensão teve seu controle desativado na primeira parte da carga, para evitar erro de integração desnecessário do

Figura 20: Conversor Double Switch Forward utilizado nos testes de carga.



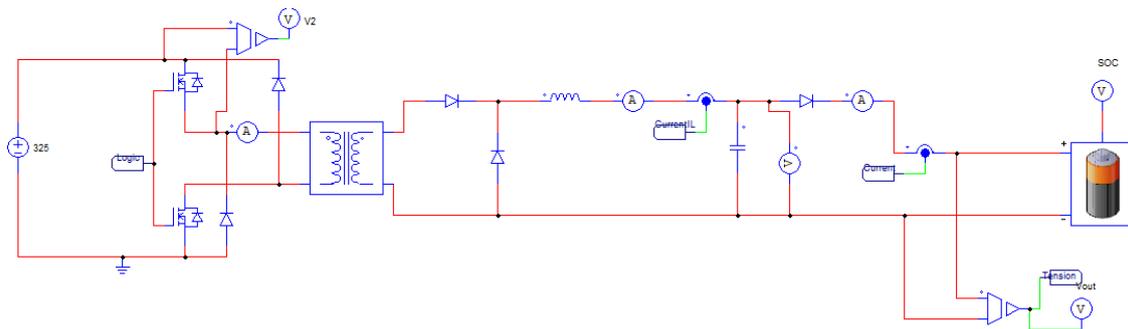
Fonte: do Autor

controlador. Contudo, isso ainda causa o problema de deixar o controle do sistema sem efeito algum no início da etapa de tensão, o que pode causar um sobressinal maior ainda nesse momento. Esse efeito foi reduzido incluindo um valor inicial ao esforço integrador do controle, indicando o valor de D que o conversor deveria possuir para manter a tensão máxima da carga (8,4 V), que por (1), resulta no valor:

$$D_{8,4} = \frac{8,4 \cdot 5}{325} = 0,129 = 12,9\%. \quad (19)$$

Para o sistema em cascata, o controlador foi projetado como visto na Figura 5, com o controlador de tensão entregando a referência do controlador de corrente, e esta sendo saturada no valor máximo da carga, no caso de 1,5 A. Um ponto a considerar foi o sistema de *anti-windup* implementado no controlador de tensão, compensando o excesso do ganho integral descontando o erro do esforço de controle desejado com o esforço saturado (BAZANELLA; GOMES, 2005). Isso se faz necessário devido ao estágio de corrente constante, que acaba por aumentar o esforço integrativo da malha de tensão, sem aumento da corrente, o que cria um prolongamento do estágio de corrente constante não desejável e prejudicial a bateria. A Figura 20 mostra o controlador em cascata como implementado no PSIM ®.

Para a modelagem da bateria, foram considerados os parâmetros das células Panasonic UR18650A (PANASONIC, 2012), considerando uma bateria formada por duas células em série apenas. Isso resulta em uma corrente de carga máxima de 1,5 A e uma tensão de carga máxima de 8,4 V. Tal consideração foi realizada pois, se o conversor e o controle apresentam bom desempenho para uma célula em paralelo, o mesmo pode ser esperado para um número maior de células, com isso apenas modificando a corrente de carga, que seria multiplicada pela quantidade de unidades por paralelo da bateria. De modo similar, decidiu-se por carregar duas células em série ao invés de uma apenas, para mostrar como o protocolo de carga CC-CV pode ser aplicado em uma bateria com mais células sem apresentar problemas. Os parâmetros do modelo do PSIM ® para a célula pode ser visto na Tabela 3, com a explicação do modelo podendo ser vista no anexo A.2. O circuito da simulação de carga pode ser visto na Figura 21

Figura 21: *Conversor*

Fonte: do Autor

Tabela 3: *Especificações da célula*

Parâmetro	Valor
Número de células em série	2
Número de células por paralelo	1
Tensão Nominal	3,6 V
Tensão de carga máxima	4,2 V
Tensão de <i>Cutt-off</i>	2,75 V
Capacidade Nominal	2,1 A/h
Capacidade Máxima	2,25 A/h
Corrente máxima de descarga	2,5 A
Resistência interna	0,5 Ω

4 ANÁLISE DE RESULTADOS

Com o objetivo de analisar o desempenho dos controladores projetados, nesta seção são apresentados os resultados dos testes realizados através de simulação no PSIM[®]. Foram realizados testes de malha aberta do conversor, e testes de mudança de referência e de robustez para os controladores, a fim de verificar o projeto, e testes de carga para analisar desempenho e características dos controladores em cascata e chaveado.

4.1 Resultado do Conversor em Malha Aberta

Simulando o conversor projetado na seção 3.2, é possível obter a resposta do conversor em malha aberta, verificando se ela ficou dentro das especificações do projeto. Os parâmetros que o conversor deve atender podem ser visualizados na Tabela 1, contando com *ripple* de tensão de saída máxima de 3 mV, *ripple* de corrente do indutor máximo de 0,2 A, e também tensão máxima e mínima de entrada de 325 V e 155V, respectivamente.

O primeiro teste considerou tensão de entrada máxima, e tensão máxima de saída do projeto. Dado que o fator de conversão do transformador é 5, e considerando que a tensão máxima desejada é de 10 V, pode-se calcular o *duty-cycle* (D) necessário para que o conversor obtenha esse valor de saída. Assim, utilizando a equação (1), o valor de D é dado por

$$D = \frac{10 \cdot 5}{325} = 0,1538 = 15,38\%, \quad (20)$$

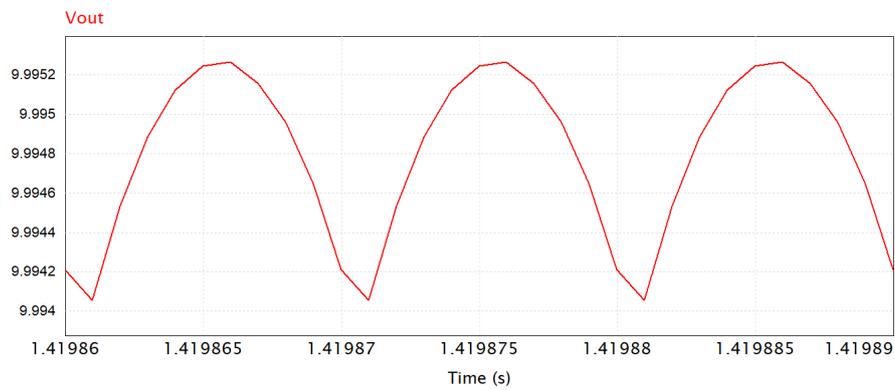
o qual, substituindo na equação (20), resulta na tensão de saída vista na Figura 22. Dessa forma, demonstra-se que, mesmo com as imperfeições do transformador, a saída do conversor apresenta um valor médio de 9,99 V, com um *ripple* máximo de 1,2 mV, dentro das especificações do conversor. Na Figura 23, é possível verificar que a corrente no indutor também permanece dentro do especificado no projeto, com um *ripple* de 0,096 A.

Após validar que o sistema funciona para sua tensão máxima de entrada, é necessário verificar se ele atende as condições de funcionamento para a tensão mínima de entrada. Assim, utilizando a tensão de entrada de 155 V, pode-se calcular novamente o D necessário para atingir a tensão de saída máxima, conforme segue:

$$D = \frac{10 \cdot 5}{155} = 0,3226 = 32,26\%. \quad (21)$$

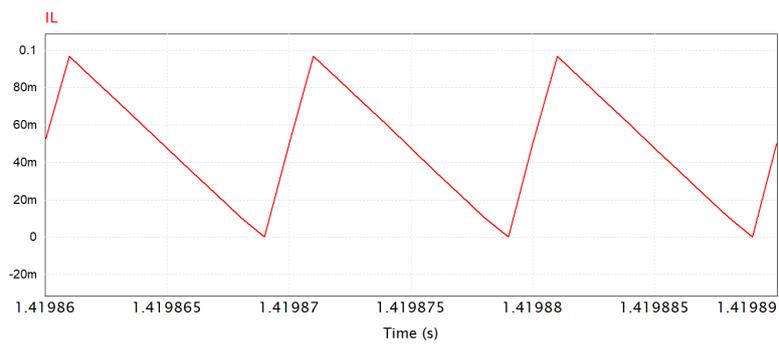
Na Figura 24 é possível verificar o resultado da tensão de saída do conversor com o D obtido na equação (21), mostrando que a tensão média permanece na faixa de 9,99 V, com um *ripple* de 0,97 mV. Na Figura 25, pode-se verificar que a corrente no indutor do conversor apresenta um *ripple* de 0,074 A, menor do que o especificado.

Figura 22: Tensão de saída do conversor em 10 V, com tensão máxima de entrada.



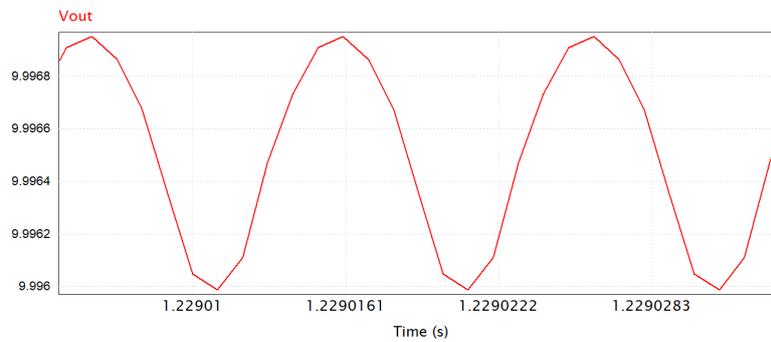
Fonte: do Autor

Figura 23: Corrente na indutância do conversor em 10 V, com tensão máxima de entrada.



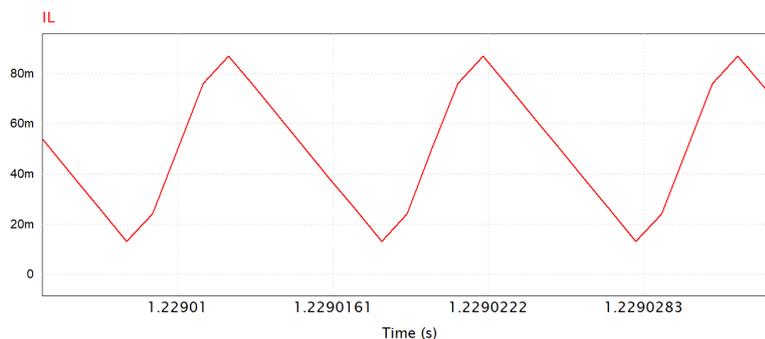
Fonte: do Autor

Figura 24: Tensão de saída do conversor em 10 V e com tensão mínima de entrada.



Fonte: do Autor

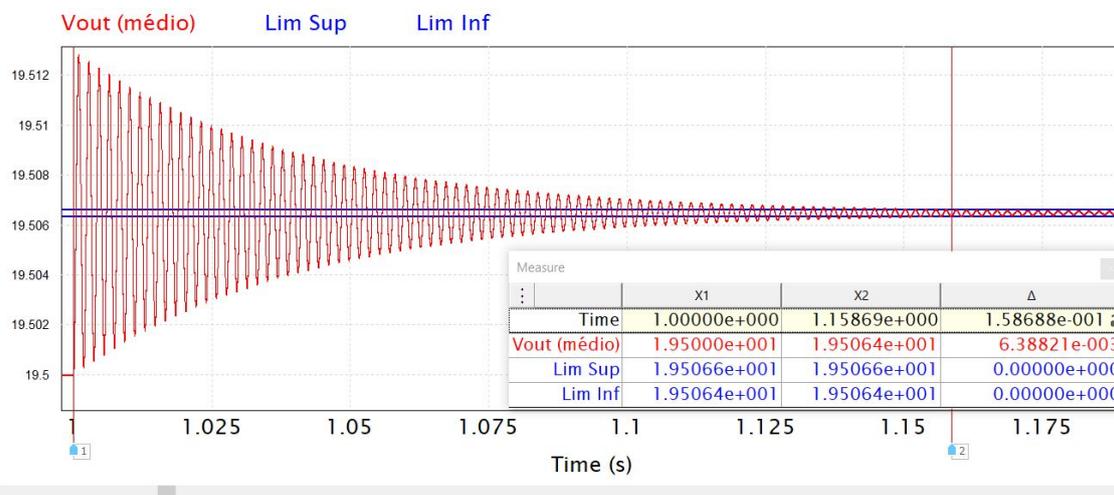
Figura 25: Corrente na indutância do conversor com saída de tensão de 10 V e com tensão mínima de entrada.



Fonte: do Autor

Para validar a função de transferência que modelou o sistema, um ensaio ao salto foi efetuado, de forma a verificar se a resposta é condizente com o modelo utilizado para o conversor. A resposta ao salto pode ser visualizada na Figura 26, aplicando uma mudança de *duty-cycle* de 0,001, em um estado de acomodação de D igual a 0,3. Foi utilizado o mesmo método de identificação para o tempo de estabilização na Figura 6, ou seja, 2% de erro. Com isso, percebe-se que o sistema fica de fato mais amortecido, com um tempo de estabilização na faixa de 0,156 segundos, em detrimento do sistema modelado, que possuía um tempo de estabilização de 0,167 segundos. Essa diferença fica em torno de 6%, já a frequência das oscilações do sistema tem um comportamento similar, aumentando de 536 Hz para 555 Hz. Considera-se esse resultado perto o suficiente para o projeto, ainda tendo em mente que um sistema mais amortecido tende a auxiliar os controladores.

Figura 26: Resposta ao salto do conversor projetado, com limites de erro máximo e mínimo assinalados em azul.



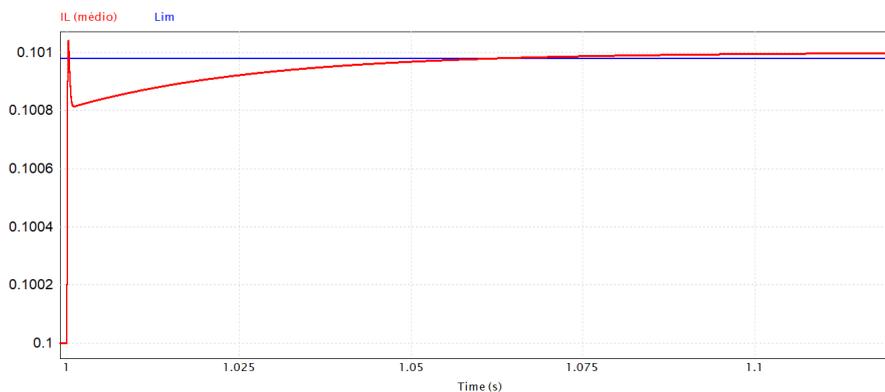
Fonte: do Autor

4.2 Resultado do Controle de Tensão e Corrente

Com o conversor funcionando de acordo com as especificações, é possível avaliar o resultado do projeto de controle no sistema simulado. O projeto foi efetuado visando manter as características de estabilidade e segmento de referência mesmo com mudanças nos parâmetros da planta. Logo, para garantir que o controlador está funcionando como o esperado, testes de robustez serão aplicados no conversor também. É importante ressaltar também que o projeto do controlador abrange apenas a resposta do sistema após atingido um determinado regime permanente (modelo de pequenos sinais), e por isso, mudanças de referência e testes de robustez serão efetuados em um ponto onde o sistema já esteja estabilizado.

Primeiramente, o controle de corrente projetado em (13) foi testado. Para o teste de referência, foi analisada a resposta do sistema indo de uma corrente no indutor de 0,1 A para 0,101 A, com tensão de entrada máxima. A resposta do sistema pode ser verificada na Figura 27, onde é demonstrada a resposta média local da corrente do indutor, indicando o tempo de assentamento do controle pelo mesmo método utilizado no projeto do controlador (erro menor que 2%). Percebe-se, então, que o tempo de assentamento foi de 0,0618 segundos aproximadamente, o que é um valor similar ao projetado, visto na Figura 9. A diferença encontrada foi de 0,0015 s, equivalente a 3% de erro do esperado, sendo este valor considerado aceitável.

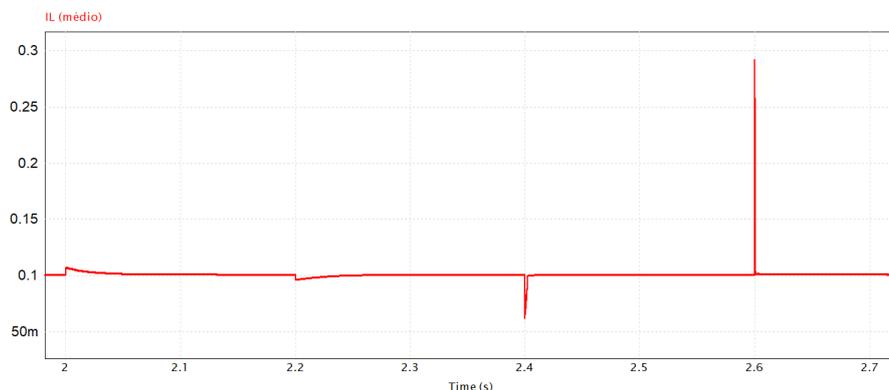
Figura 27: Mudança de referência do controlador de tensão.



Fonte: do Autor

Analisando a robustez do sistema, fez-se um teste variação de carga, de 200 Ω para 50 Ω , retornando-a ao seu valor original após um determinado tempo, e posteriormente variando a tensão de entrada, de 325 V para 250 V, retornando seu valor após um determinado tempo. O resultado desse teste pode ser visto na Figura 28, com o teste de carga ocorrendo do instante 2s ao 2,2s, e o teste da tensão de entrada ocorrendo do instante 2,4s ao 2,6s, percebendo-se que, apesar de perder momentaneamente a referência, a corrente volta a segui-la, com tempo semelhante ao projetado, indicando a robustez do controlador projetado até mesmo em situações críticas, o que é um indicativo de que o projeto visando a robustez foi bem sucedido. O valor do pico de corrente observado não foi considerado como preocupante, pois variações instantâneas do modelo de forma tão brusca não ocorreriam em uma carga normal.

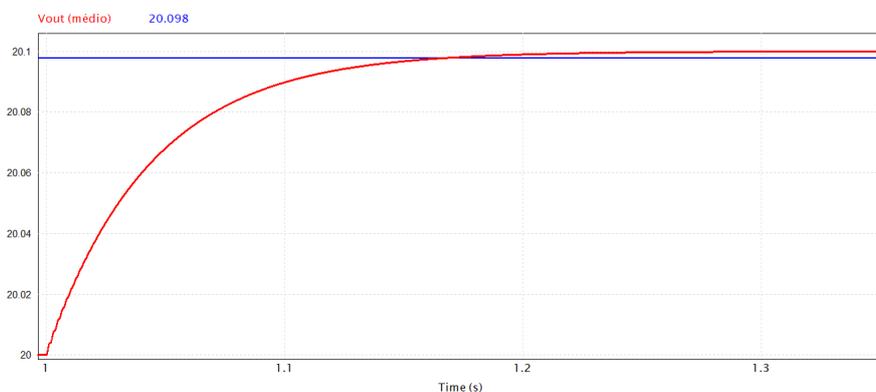
Figura 28: Resposta do teste de robustez do sistema, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada.



Fonte: do Autor

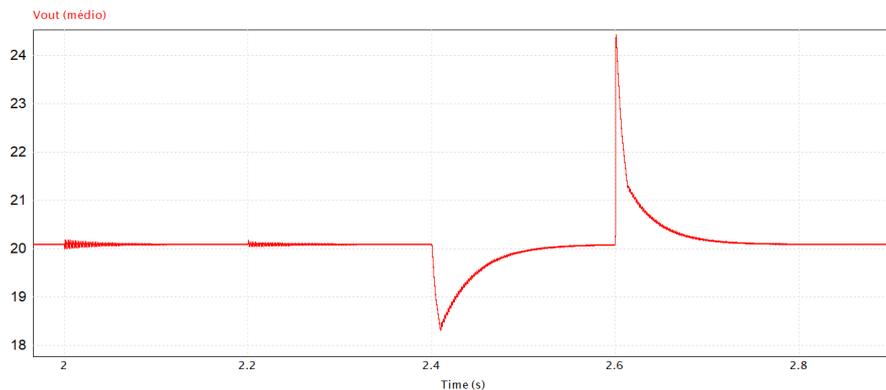
O teste do controlador de tensão isolado foi feito de forma similar ao do controlador de corrente, primeiramente trocando a referência do sistema de 20 V para 20,1 V. Isso gerou a resposta vista na Figura 29, onde pode ser observado um tempo de estabilização de 0,171. O valor esperado era igual a 0,173, o que representa uma diferença de 1,1%, sendo considerado adequado. Efetuando o mesmo teste de robustez feito para o controlador de corrente (mudança de resistência e de tensão de entrada), obtém-se o resultado visto na Figura 30, com o teste de carga ocorrendo do instante 2s ao 2,2s, e o teste da tensão de entrada ocorrendo do instante 2,4s ao 2,6s, constatando um comportamento similar ao esperado, com a tensão de saída perdendo momentaneamente a referência e retornando para ela com tempo semelhante ao projetado, o que é um indicativo da robustez do sistema.

Figura 29: Mudança de referência do controlador de tensão.



Fonte: do Autor

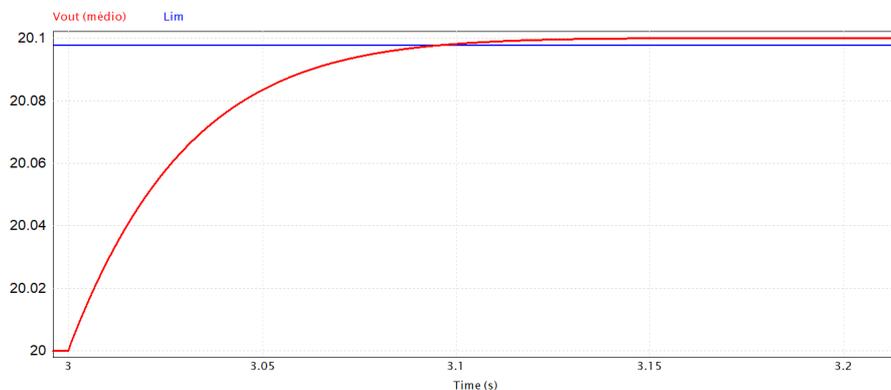
Figura 30: Teste de robustez do controlador de tensão, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada.



Fonte: do Autor

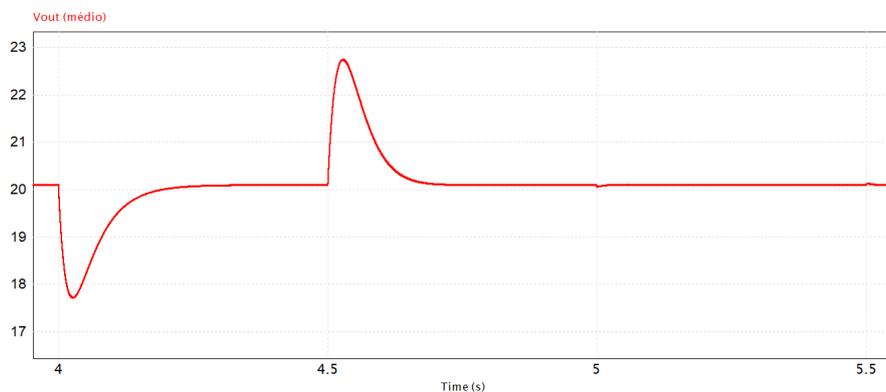
Por fim, o controlador em cascata foi testado, utilizando a mesma análise feita para os outros controladores. O teste de mudança de referência foi efetuado com os mesmos valores do sistema de tensão, alterando a referência de 20 V para 20,1 V. A resposta a mudança de referência do sistema pode ser verificada na Figura 31, com o teste de carga ocorrendo do instante 4s ao 4,5s, e o teste da tensão de entrada ocorrendo do instante 5s ao 5.5s, onde é possível verificar um tempo de estabilização de 0,097, o que representa um erro de 7% do esperado. Este erro, apesar de ainda considerado pequeno, é maior do que os verificados nas respostas das Figuras 27 e 29, o que pode ser explicado pelo controlador multiplicar os erros da malha de tensão e de corrente. Ainda, na Figura 32, é possível observar um resultado aparentemente contrária aos outros controladores, o que era esperado, já que, pelo controle de tensão indicar a referência de corrente da malha interna, ele possui um pico maior para os casos de variação de resistência, tendo de diminuir ou aumentar a corrente dependendo do caso.

Figura 31: Resultado do salto do controlador em cascata.



Fonte: do Autor

Figura 32: Resultado do teste de robustez do controlador cascata, primeiramente com a mudança de resistência de saída e depois com uma mudança de tensão de entrada



Fonte: do Autor

4.3 Resultado da Carga Total da Bateria

Após validados os controladores na seção 4.2, realizou-se um ensaio de carga para cada tipo de controlador, para assim fazer um comparativo qualitativo dos resultados. Para o teste, utilizou-se do modelo de bateria de lítio discutido na seção 3.4, com um SOC diferente de zero, no estágio de corrente constante, para após terminar a carga no estágio de tensão constante. A análise será baseada nos seguintes critérios:

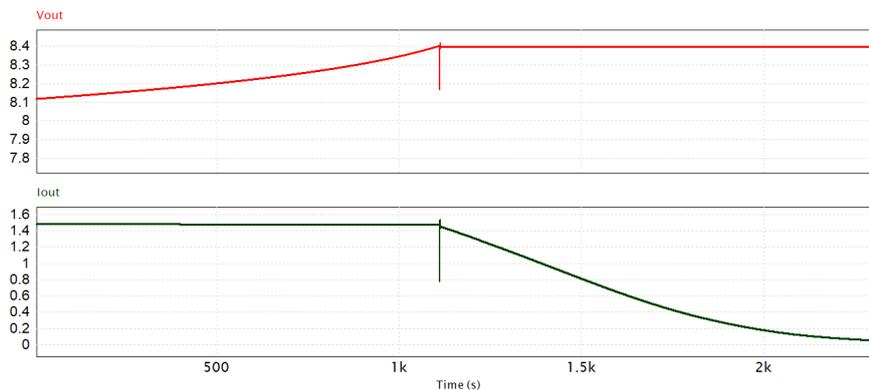
- sobressinal máximo de tensão e sobressinal máximo de corrente, por serem indicativos do aumento de energia indesejado das células;
- tempo de carga (indicativo da otimização do controlador);
- troca do controle de corrente para o controle de tensão, ponto de atenção na carga.

A simulação foi feita de forma semelhante para os dois controladores, partindo de um mesmo ponto de carga da bateria, com um mesmo intervalo de tempo total. O valor escolhido para o SOC inicial foi de 0,7, de modo a capacitar uma simulação que não extrapolasse a memória do computador, sendo possível utilizar um passo de simulação adequado. Ainda, este valor inicial permite a análise das etapas de corrente constante e tensão constante, e a troca entre eles, real interesse do teste. A carga é de duas células, logo, a tensão máxima dos terminais da bateria é de 8,4 V, com a tensão inicial da carga sendo em torno de 8,25 V. Cabe ressaltar que foge do escopo deste trabalho questões relacionadas à inicialização do conversor até seu ponto de regime permanente, onde o controle seria de fato ativado. No caso de conversores abaixadores (*Buck* e *Forward*, por exemplo), o sistema pode ser iniciado pelo próprio controlador (MARTINS, 2018). No entanto, isso não garante necessariamente uma resposta boa na inicialização.

4.3.1 Controlador Chaveado

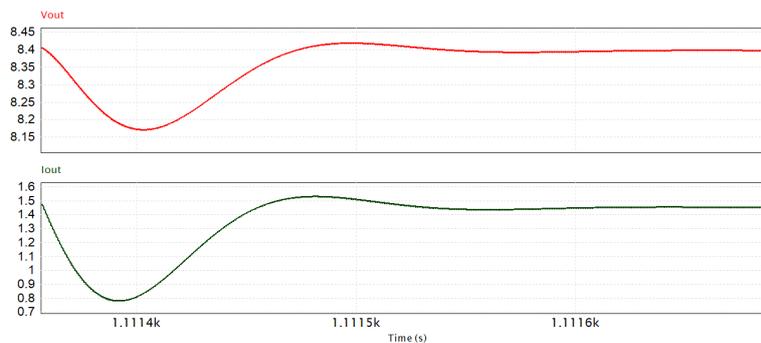
Primeiramente realizou-se o teste de carga do controlador chaveado, que está apresentado na Figura 33, onde é possível verificar a corrente de saída e tensão de saída do controlador em uma carga indo de de um SOC de 0,7 até 0,99. Pode-se verificar que o sistema obteve uma resposta satisfatória durante os dois estágios de carga. Já na fase de

Figura 33: Carga total da bateria com o modelo de controlador tipo chaveado.



Fonte: do Autor

Figura 34: Troca de controle de corrente pelo de tensão do controlador tipo chaveado.



Fonte: do Autor

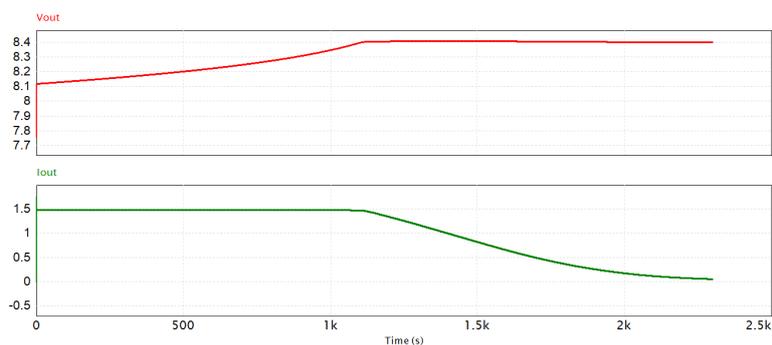
corrente constante, o sistema ficou praticamente com erro zero (0,01 A de erro), com a resposta dinâmica de acordo o esperado para um célula (vide Figura 1), e um *ripple* na faixa de 0,01 A, valores baixos e considerados muito bons para a carga da bateria. Na fase de tensão constante, o controlador mantém essas características, com um erro de 1mV da tensão desejada (8,4 V), e um *ripple* nessa faixa também, com o controlador diminuindo a corrente gradativamente até o fim da carga, com um erro muito próximo de zero. As duas fases não apresentam *overshoots* muito prolongados, tanto em corrente como em tensão.

Contudo, verificando a transição da fase de corrente para a fase de tensão, percebe-se um alto sobressinal no sistema, causado pela troca entre os dois controladores. O pico pode ser melhor visualizado na Figura 34, com um período máximo de aproximadamente 0,2 segundos, mas com um erro máximo de tensão de 0,23 V e erro máximo de corrente de 0,75 A. O erro ocorreu mesmo com as medidas tomadas para mitigá-lo, como discutido na seção 3.4, e testes posteriores não tiveram êxito em diminuí-lo.

4.3.2 Controlador tipo cascata

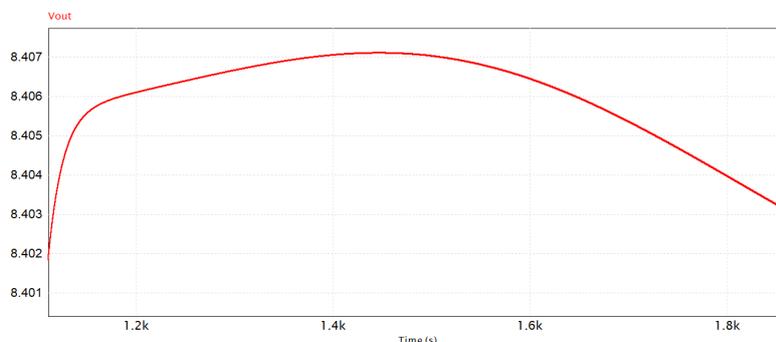
O ensaio de carga do controle cascata foi realizado com as mesmas condições de carga utilizadas no teste do controle chaveado. A carga total pode ser visualizada na Figura 35, observando novamente que o sistema teve uma curva similar ao da Figura 1. A fase de

Figura 35: Carga total da bateria com o modelo de controlador tipo cascata.



Fonte: do Autor

Figura 36: Troca de controle de corrente pelo de tensão do controlador tipo cascata.



Fonte: do Autor

corrente constante é idêntica à mesma fase do controlador chaveado, o que era esperado, já que no primeiro estágio o valor do controle de tensão fica saturado na corrente máxima do sistema, 1,5 A, sendo que o único controlador que está agindo é o controle de corrente. Na fase de tensão constante, o sistema novamente seguiu referência, tendo um erro final na faixa de 1 mV, com um *ripple* de mesma grandeza. Em questão do SOC dos dois testes de carga, eles foram praticamente iguais, com o controlador em cascata obtendo um valor 0,01 a mais que o controlador chaveado.

Verificando o momento de troca de corrente constante para tensão constante, verifica-se que o problema de sobressinal de corrente e tensão não ocorre, o que era esperado devido à característica contínua do controlador em cascata. No entanto, os terminais da bateria atingem uma tensão mais elevada do que a especificada, permanecendo por cerca de 750 segundos com uma tensão superior a 1 mV da referência, com um pico de 7 mV de erro, como pode ser visto na Figura 36. Esse valor pode ser explicado pelo controle não tão agressivo projetado para o sistema cascata, de modo que, devido à sua alta robustez, como visto na seção 3.3, ele tenha uma queda de corrente um pouco menor que a ideal (zero sobressinal). O efeito não apresenta um problema para a bateria, por ser um valor pequeno (KIEHNE, 2003), mas mostra a necessidade de um projeto bem otimizado para o controlador em cascata, de modo que ele não fique tão lento a ponto desse sobressinal ser maior.

4.4 Análise Qualitativa dos Resultados

Após realizado todos os testes, é possível realizar uma análise qualitativa de todos os resultados encontrados. O modelo das células como uma resistência foi suficiente para o projeto do controlador, uma vez que as constantes de tempo do sistema são muito maiores que as do conversor, o que possibilitou uma simplificação considerável no projeto. Devido também às pequenas mudanças impostas pela bateria, o modelo de pequenos sinais do conversor *Buck* apropriado para o 2SFC se provou suficiente para o projeto, com as constantes de tempo do transformador podendo ser desconsideradas na modelagem final. O projeto do conversor também foi bem sucedido em simulação, apresentando valores de *ripple* de tensão e corrente na faixa ou menores que os esperados, e utilizando componentes com valores comerciais para isso.

O projeto dos controladores utilizando o método de lugar das raízes foi bem prático e simples, possibilitando a visualização direta do efeito de polos e zeros no sistema. Ainda, o método do pico máximo da função de sensibilidade foi essencial para a sintonia dos controladores, já que a métrica de robustez por meio de margem de ganho e margem de fase se mostrou insuficiente nesse caso. Os modelos de FT utilizados também foram suficientes para o projeto, tanto para os controladores de corrente e tensão, quanto para o cascata, todos tendo diferenças mínimas entre projeto e seu resultado simulado.

Em relação ao projeto de controle no teste de carga, pode-se concluir que ambos os modelos de controlador, tanto o em cascata quanto o chaveado, são adequados para efetuar o controle de corrente e tensão de forma satisfatória, com os dois apresentando a mesma carga para um determinado tempo, apresentando contudo problemas referente a *overshoots* na troca das etapas de controle. O controlador chaveado apresentou um projeto de controle relativamente simples, apenas avaliando a FT de cada variável desejada e projetando um controle para cada uma delas. Porém, ele apresenta a oscilação referente à troca de controladores, como visto na Figura 34. Apesar de o pico de corrente e tensão na transição apresentar valores muito maiores que os obtidos, como visto em MATTOS (2019), as ações descritas na seção 3.4 não foram suficientes para zerar o erro, necessitando talvez de um estimador do modelo para isso, como foi realizado em Nguyen e Lee (2015). Isso não inviabiliza o controlador, mas é um fator importante de ser considerado em uma implementação comercial, por exemplo.

O controlador em cascata apresentou uma resposta mais suave e mais robusta, não apresentando descontinuidades e não necessitando de estimações do esforço de controle, como feito para o sistema chaveado. Ainda, o sistema limita a corrente de saída da carga, impedindo curto-circuitos na saída por exemplo (REMES et al., 2020). Contudo, o projeto de controle é consideravelmente mais complexo que o controlador chaveado. A partir da análise do sobressinal de tensão na troca dos controladores, pode-se concluir que o sistema é muito sensível a controladores mal sintonizados. Isso pode se tornar um problema principalmente em casos onde há o desejo de selecionar o tipo de bateria a ser carregado (diversas células em série e paralelo), o que implicaria um reprojeto complexo cada vez que isso fosse feito. Logo, nenhuma das arquiteturas é perfeita, e ambas apresentam benefícios e obstáculos para sua implementação.

5 CONCLUSÃO

Após realizado o trabalho foi possível obter um maior entendimento da carga de baterias de Li-Ion, suas características mais importantes, e diversos modos como realizá-la. O projeto do conversor atingiu as expectativas de projeto, obtendo um conversor isolado que de acordo com simulações funciona como o esperado. Também foi possível verificar o modelo de bateria por uma resistência, que pode ser utilizado para diversos tipos de células distintas, aumentando a versatilidade do projeto.

O projeto de controle obteve uma resposta satisfatória em seu objetivo final de controlar a carga da bateria, mostrando que o método de sintonia dos controladores utilizando de lugar das raízes com a análise do pico da função de sensibilidade foi suficiente para o projeto. Melhorias, que foram discutidas na Seção 4 do trabalho, podem ser implementadas no projeto, mas ele como foi feito permite um bom resultado final. Os tipos de controladores também, cascata e chaveado, apresentaram bons resultados para a carga da bateria, ambos apresentando vantagens e desvantagens na carga da bateria.

Com isso, pode-se concluir que o projeto atingiu todas os seus objetivos, se aprofundando nos detalhes da carga de uma bateria de lítio. Cabe ressaltar, contudo, que melhorias podem ser realizadas no projeto, de forma a torná-lo mais robusto e otimizado. A consideração da temperatura na carga é um fator importante, garantindo mais segurança de que a célula não será danificada durante a carga. Ainda, os ganhos dos controladores podem ser obtidos a cada instante, utilizando um método LQR e uma estimação do modelo da bateria a partir de um filtro de Kalman, como apresentado em (REMES, 2016). Por fim, algoritmos de otimização matemática podem ser implementados, com o objetivo de obter parâmetros que melhorem o desempenho do sistema. Outro fator não avaliado neste trabalho foi o método de inicialização do conversor, que utilizou o controle diretamente, mas poderia ter sido feito de diversos modos mais seguros, a exemplo do controle de malha aberta.

Porém, com o projeto realizado, é possível utilizá-lo para a montagem de um protótipo real, o que seria o próximo passo. A implementação prática de um circuito para testes é outro ponto a ser considerado para validação do desempenho, incluindo diversos desafios não aprofundados aqui, como o microcontrolador a ser utilizado, tipo de transformador, MOSFETs responsáveis pelo chaveamento, ponte retificadora inicial, a medição da corrente do indutor, entre diversos outros.

REFERÊNCIAS

- ALEXANDER MATTHEW N. O. SADIKU, C. K.; MUSA, S. *Análise de Circuitos Elétricos com Aplicações*. [S.l.]: AMGH Editora, jan. 2014. ISBN 9788580553031.
- BASSO, C. P. *Switch-mode power supplies : SPICE simulations and practical designs*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2008. ISBN 9780071508582.
- BAZANELLA, A. S.; GOMES, J. M. *Sistemas de controle: princípios e métodos de projeto*. [S.l.]: UFRGS, 2005. ISBN 9788570258496.
- BOLTON, W. *Instrumentation And Control Systems*. [S.l.]: Newnes, 2004. ISBN 9780128234716.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001. DOI: 978-0-306-48048-5.
- HOQUE, M. M.; HANNAN, M. A.; MOHAMED, A. Optimal CC-CV charging of lithium-ion battery for charge equalization controller. In: 2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEEES). [S.l.: s.n.], 2016. p. 610–615. DOI: 10.1109/ICAEEES.2016.7888119.
- HUSSEIN, A. A.-H.; BATARSEH, I. A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, New York, v. 60, n. 3, p. 830–838, mar. 2011. DOI: 10.1109/tvt.2011.2106527.
- KIEHNE, H. *Battery technology handbook*. [S.l.]: CRC Press, Agosto 2003. ISBN 9780824756420.
- MARTINS, D. C. *Conversores CC-CC Básicos Isolados*. Florianópolis: UFSM, 2018. p. 422. ISBN 978-85-905203-3-7.
- MATLAB. *Control System Tuner*. [S.l.: s.n.], 2018. <https://www.mathworks.com/help/control/ref/controlsystemdesigner-app.html>.
- MATTOS, C. A. P. *PROJETO DE CONTROLADOR DE CARGA DE BATERIA DE LI-ÍON*. Jul. 2019. f. 67. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- MORAES, C. Modelo Dinâmico do Conversor Buck. <https://eletronicadepotencia.com/modelagem-dinamica-do-conversor-buck/referencias>, v. 20, p. 6, jul. 2018.
- MOURA. *Moura e CATL firmam parceria estratégica para mercado de baterias de íons de lítio na América do Sul*. [S.l.: s.n.], 2020. <https://www.moura.com.br/blog/moura-e-catl-firmam-parceria-estrategica-para-mercado-de-baterias-de-ions-de-litio-na-america-do-sul/>.
- NGUYEN, C.-L.; LEE, H.-H. Robust and Unity Input Power Factor Control Scheme for Electric Vehicle Battery Charger. *Transactions of the Korean Institute of Power Electronic*, v. 20, abr. 2015. DOI: 10.6113/TKPE.2015.20.2.18.

- PANASONIC. *Panasonic UR18650A*. [S.l.: s.n.], 2012. <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/598212/PANASONICBATTERY/UR18650A/1537/1/UR18650A.html>.
- 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, jun. 2013. DOI: 10.1109/mie.2013.2250351.
- REMES, C. L. et al. LQG controller in cascade loop tuned by PSO applied to a DC–DC converter. *Asian Journal of Control*, out. 2020. DOI: 10.1002/asjc.2373.
- REMES, C. L. *APLICAÇÃO DE METODOLOGIAS DE CONTROLE BASEADO EM DADOS EM CONVERSORES CC-CC*. 2021. f. 145. Tese (Doutorado em engenharia) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.
- REMES, C. L. MODELAGEM, SIMULAÇÃO E ESTIMAÇÃO DE CARGA DE BATERIAS DE LÍTIO COM IMPLEMENTAÇÃO DE UM CARREGADOR DE BATERIAS, p. 359, 2016.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable Feedback Control*. New York: JOHNWILEYSONS, 2005. p. 585.
- STULL, R. *Isolated vs Non-Isolated Power Converters*. [S.l.: s.n.], 2018. <https://www.cui.com/blog/isolated-vs-non-isolated-power-converters>.
- TECNOLOGIES, P. *Psim User Manual*. English. [S.l.]. 124 p.
- WORLD, S. P. *What us a Battery Management System BMS*. [S.l.: s.n.], 2018. <https://www.solarpowerworldonline.com/2018/05/what-is-a-battery-management-system-bms/>.

APÊNDICE A -

A.1 Dedução das Funções de Transferência de Pequenos Sinais para o Conversor *Double-Swicht Forward*

Considerando o 2SFC visto na Figura 2, e assumindo que:

- a tensão de entrada é considerada praticamente constante de valor E ;
- o transformador é ideal e pode ser considerado apenas com uma atenuação dada sua relação de transformação 1:N;
- o conversor está funcionando em um ponto de operação (X) qualquer, em regime permanente;
- o conversor está funcionando em condução contínua (indutor de saída nunca descarrega);

Pode-se afirmar que, considerando o ponto de equilíbrio X do conversor, variações em torno desse ponto de referência são lineares, desde que elas sejam pequenas o suficiente a ponto de não comprometer as características citadas anteriormente. Com isso, é possível verificar que todo parâmetro do sistema pode ser descrito por uma parte constante, referente ao estado X , e uma parte referente a variação de pequenos sinais, aqui denominada de \tilde{x} , ou seja:

$$\langle x \rangle = X + \tilde{x}. \quad (22)$$

Considerando apenas a fração variável do sistema, representada em (22) como sendo \tilde{x} , é possível utilizar os modelos dinâmicos dos componentes do filtro de saída do conversor composto por L_0 e C_0 , e da carga composta por R_0 , para a obtenção de uma função de transferência do sistema. A partir dos modelos dinâmicos desses componentes (ALEXANDER MATTHEW N. O. SADIKU; MUSA, 2014), e considerando $d(s)$ como sendo a variação de pequenos sinais do *Duty-Cicle* do sistema, a tensão de entrada do sistema pode ser obtida a partir de:

$$V_{in}(s) = \frac{E \cdot d(s)}{N}, \quad (23)$$

é possível obter a relação da tensão de saída pela tensão de entrada fazendo um divisor de tensão do circuito, obtendo a relação:

$$v_0(s) = \frac{E d(s)}{N} \frac{R_0 // C_0}{(R_0 // C_0 + L_0)}. \quad (24)$$

Como a relação desejada é com a variável de controle do sistema, obtém-se a função de transferência da tensão de saída sobre o *Duty-Cicle*, que simplificada é igual a:

$$T_{vd}(s) = \frac{v_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{E}{N}}{L_0 C_0 s^2 + \frac{L_0}{R_0} s + 1}. \quad (25)$$

Utilizando os mesmos modelos para a função da corrente do indutor, obtém-se a relação da tensão de entrada com a corrente, dada por:

$$i_{L_0}(s) = \frac{E \cdot d(s)}{N} \cdot \frac{1}{(R_0 // C_0 + L_0)}. \quad (26)$$

Reescrevendo o sistema em função do *Duty-Cicle*, obtém-se a função de transferência simplificada, dada por:

$$T_{id}(s) = \frac{i_{L_0}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{E}{N} (C_0 s + \frac{1}{R_0})}{L_0 C_0 s^2 + \frac{L_0}{R_0} s + 1}. \quad (27)$$

A.2 Parâmetros utilizados para as baterias

O modelo de célula de lítio do *software* PSIM ® possui uma série de parâmetros que descrevem a célula:

- número de células em série;
- número de células por paralelo;
- tensão nominal;
- tensão de carga máxima;
- capacidade nominal, referente a capacidade nominal de corrente da célula por hora;
- capacidade Máxima, referente a capacidade máxima de corrente da célula por hora;
- tensão de *cutt-off*, referente a tensão mínima de descarga da célula;
- corrente máxima de descarga;
- resistência interna.

Utilizando o *datasheet* da célula Panasonic UR18650A (PANASONIC, 2012), pode-se obter 7 valores do modelo de célula PSIM ®:

- tensão nominal: 3,6 V;
- tensão de carga máxima: 4,2 V;
- capacidade nominal: 2,1 A/h;
- capacidade máxima: 2,25 A/h;
- resistência interna (estimada): 0,5 $\mu\Omega$;

- corrente máxima de descarga: 2,5 A;
- tensão de *cutt-off*: 2,75 V.

Por fim, os valores de células em série e paralelo foram definidos na seção 3.4, com a bateria sendo composta de 2 células em série, ou seja, 2 paralelos em série, com uma célula cada.