



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO, DE CIÊNCIAS EXATAS E EDUCAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE ENG. DE CONTROLE, AUTOMAÇÃO E COMPUTAÇÃO  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Henrique Eissmann Buzzi

**Projeto de Controladores de Tensão e Corrente para um Conversor Buck  
Utilizado no Carregamento de Baterias de Li-Ion**

Blumenau  
2022

Henrique Eissmann Buzzi

**Projeto de Controladores de Tensão e Corrente para um Conversor Buck  
Utilizado no Carregamento de Baterias de Li-Ion**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação do Centro Tecnológico, de Ciências Exatas e Educação da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Tiago Davi Curi Busarello

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Buzzi, Henrique Eissmann

Projeto de controladores de tensão e corrente para um conversor Buck utilizado no carregamento de baterias de Li Ion / Henrique Eissmann Buzzi ; orientador, Tiago Davi Curi Busarello, 2022.

92 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Blumenau,  
Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Blumenau,  
2022.

Inclui referências.

1. Engenharia de Controle e Automação. 2. Conversor Buck. 3. Carregamento CC-CV. 4. Baterias de Li-Ion. I. Busarello, Tiago Davi Curi. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia de Controle e Automação. III. Título.

Henrique Eissmann Buzzi

**Projeto de Controladores de Tensão e Corrente para um Conversor Buck  
Utilizado no Carregamento de Baterias de Li-Ion**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Engenheiro de Controle e Automação” e aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação.

Blumenau, 18 de Julho de 2022.

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Dr. Tiago Davi Curi Busarello  
Universidade Federal de Santa Catarina  
Orientador

---

Prof. Dr. Luiz Antonio Maccari Junior  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Dr. Adriano Péres  
Universidade Federal de Santa Catarina

Dedico este trabalho a mim e para meus amigos.

Para que demonstre que somos capazes  
de alcançar aquilo que nossas mentes almejam.

## AGRADECIMENTOS

A primeira pessoa a quem devo agradecer é ao meu professor de matemática do ensino médio, Jeferson Gottardi. Sem o mesmo, jamais teria cursado engenharia, e talvez nem sequer amado a matemática.

Meus enormes agradecimentos a todos professores da UFSC do campus Blumenau, pois foi por causa das aulas de cada um, que cada vez mais comecei a me interessar pelas habilidades e conhecimentos de um engenheiro.

Um professor que eu jamais conseguiria agradecer o suficiente é o prof. Dr. Tiago D. C. Busarello, ao qual me orientou durante grande parte da graduação em minhas pesquisas, e que sempre servirá como inspiração, para que um dia eu possa chegar ao grau de excelência que o mesmo possui.

Agradeço aos meus pais por sempre me fornecerem abrigo, conforto e todas minhas necessidades.

Agradeço ao meu amigo Gabriel Felipe Pereira, ao qual passei madrugadas sem fim conversando sobre os tópicos que mais nos interessava sobre engenharia e ciência, ajudando-me a manter a chama da curiosidade acesa.

Agradeço toda a paciência, carinho, e bons momentos com os quais cultivei com minha namorada, Gabryelle F. Krüeger. Com ela, foi possível encontrar momentos de paz e conforto mesmo nos momentos acadêmicos mais turbulentos e exaustivos.

*“The struggle itself towards the heights is enough to fill a man’s heart. One must imagine Sisyphus happy.”* (Albert Camus)

## RESUMO

O estudo e aprimoramento de metodologias para carregamento de baterias vem ganhando amplo destaque devido ao crescente aumento de aplicações elétricas móveis, tais como celulares, computadores portáteis, veículos elétricos, entre outros. De modo a garantir um carregamento seguro, diversas metodologias de controle bem como diferentes topologias de conversão de potência podem ser aplicadas.

Este trabalho aborda o carregamento de baterias de íon de lítio (Li-Ion), realizando-se um breve revisão sobre os diferentes modelos e suas principais características, bem como busca dar ênfase na conversão CC-CC, devido a ser um estágio em contato direto com as baterias, sendo um dos mais cruciais. É demonstrado o desenvolvimento do conversor Buck, que é um dos mais utilizados para conversão CC-CC, bem como projetar controladores de corrente e tensão a fim de obter-se uma metodologia de carregamento conhecida como *Constant Current-Constant Voltage*.

O trabalho também apresenta a coleta de resultados computacionais por meio do software de simulação PSIM, onde se analisa diversos cenários, introduzindo-se múltiplas perturbações, a fim de se analisar a robutez do sistema projetado.

**Palavras-chave:** 1. Conversor Buck; 2. Carregamento CC-CV; 3. Baterias de Li-Ion.



## ABSTRACT

The study and enhancement of charging techniques for batteries have gained wide prominence due to the growth in mobile electric applications, such as cellphones, portable computers, electric vehicles, among others. In order to guarantee a safe charging, different techniques of control as well as different power conversion topologies can be applied.

This work addresses the charging of Li-Ion batteries, where a brief summary of the different models and its main characteristics is made, as well as seeking to emphasize the CC-CC conversion, due to it being a stage in direct contact with the batteries, being one of the most crucial. The development of the Buck converter, which is one of the most used for DC-DC conversion, is demonstrated, as well as the design of current and voltage controllers in order to obtain a charging methodology known as *Constant Current-Constant Voltage*.

The work also presents the collection of computational results through the PSIM simulation software, where different scenarios are analyzed, introducing multiple perturbations, in order to analyze the robustness of the designed system.

**Keywords:** 1. Buck Converter; 2. CC-CV Charging; 3. Li-Ion Batteries.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologia de conversão para carregamento de baterias (MONTERO <i>et al.</i> , 2011). . . . .	19
Figura 2 – Topologia conversor Buck (HART, 2016). . . . .	21
Figura 3 – Tensão na saída gerada pelo chaveamento (HART, 2016). . . . .	22
Figura 4 – Formas de onda conversor Buck a) Tensão no indutor b) Corrente no indutor c) Corrente no capacitor (HART, 2016). . . . .	24
Figura 5 – Forma de onda da corrente no capacitor relacionado a sua ondulação de tensão (MATTOS, 2019). . . . .	27
Figura 6 – Análise de corrente do nó durante operação de carregamento. O Autor, 2022. . . . .	29
Figura 7 – Circuito do Buck com indutor e impedância equivalente entre capacitor e resistência. O Autor, 2022. . . . .	30
Figura 8 – Circuito do Buck com impedância equivalente entre capacitor, indutor e resistência. O Autor, 2022. . . . .	31
Figura 9 – Sumarização das características das baterias de Fosfato Lítio Ferro (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	33
Figura 10 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Cobalto (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	34
Figura 11 – Formação de uma estrutura cristalina tridimensional no cátodo de uma bateria de Li-manganês. Essa estrutura de espinélio, que geralmente é composta por formas de diamante conectadas em uma rede. (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	35
Figura 12 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Manganês (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	35
Figura 13 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	36
Figura 14 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	37
Figura 15 – Sumarização das características das baterias de Titanato de Lítio (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	38
Figura 16 – Comparação da energia específicas das baterias de Li-Ion, chumbo-ácido, níquel-hidreto metálico e níquel cádmio (BATTERY UNIVERSITY, 2021). . . . .	38
Figura 17 – Curvas de corrente e tensão durante o carregamento CC-CV (HUANG <i>et al.</i> , 2020). . . . .	39
Figura 18 – Conversor Buck Projetado. O Autor, 2022. . . . .	43
Figura 19 – Topologia para simular a FT da tensão de saída. O Autor, 2022. . . . .	43

Figura 20 – Topologia para simular a FT da corrente de saída. O Autor, 2022. . . .	43
Figura 21 – $V_o$ do conversor Buck (vermelho) comparado a $V_o$ da FT de tensão (azul). O Autor, 2022. . . . .	44
Figura 22 – $V_o$ do conversor Buck (vermelho) comparado a $V_o$ da FT de tensão (azul) aproximado. O Autor, 2022. . . . .	44
Figura 23 – $I_o$ do conversor Buck (vermelho) comparado a $I_o$ da FT de corrente (azul). O Autor, 2022. . . . .	45
Figura 24 – $I_o$ do conversor Buck (vermelho) comparado a $I_o$ da FT de corrente (azul) aproximado. O Autor, 2022. . . . .	45
Figura 25 – Tensão de saída (vermelho) para uma alimentação (azul) de 12V e aos 2ms 10,8V. O Autor, 2022. . . . .	46
Figura 26 – Diagrama de blocos para o sistema completo. O Autor, 2022. . . . .	46
Figura 27 – Diagrama de blocos para o sistema em malha fechada para a tensão. O Autor, 2022. . . . .	47
Figura 28 – Diagrama de blocos para o sistema em malha fechada para a corrente. O Autor, 2022. . . . .	48
Figura 29 – Diagrama de blocos para o sistema em malha aberta para a tensão. O Autor, 2022. . . . .	48
Figura 30 – Diagrama de blocos para o sistema em malha aberta para a corrente. O Autor, 2022. . . . .	48
Figura 31 – Diagrama de Bode para malha aberta de tensão. O Autor, 2022. . . .	49
Figura 32 – Controlador de avanço e atraso de fase analógico. O Autor, 2022. . . .	51
Figura 33 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com o controlador projetado. O Autor, 2022. . . . .	52
Figura 34 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta controlada colocando-se em evidência a frequência de corte. O Autor, 2022. . . . .	53
Figura 35 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada. O Autor, 2022. . .	53
Figura 36 – Diagrama de Bode para o controlador analógico de tensão projetado. O Autor, 2022. . . . .	54
Figura 37 – Diagrama de Bode demonstrando o controlador (Cv - Azul), a planta de tensão (Gv - Laranja), e como ambos se juntam para formar o sistema em malha aberta (Gv_MA - Amarelo). O Autor, 2022. . . . .	54
Figura 38 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta para corrente. O Autor, 2022. . . . .	55
Figura 39 – Resposta ao degrau da corrente em malha fechada. O Autor, 2022. . .	56
Figura 40 – Diagrama de Bode do controlador PI. O Autor, 2022. . . . .	57
Figura 41 – Diagrama de Bode do sistema em malha aberta controlado. O Autor, 2022. . . . .	57
Figura 42 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada. O Autor, 2022. . . .	58

Figura 43 – Diagrama de Bode demonstrando o controlador ( $C_i$ - Azul), a planta de corrente sem controle ( $G_i$ - Laranja), e como ambos se juntam para formar o sistema em malha aberta controlado ( $G_i\_MA$ - Amarelo). O Autor, 2022. . . . .	58
Figura 44 – Processo de amostragem de um sinal contínuo para o domínio discreto (MARQUES, 2010). . . . .	59
Figura 45 – Funcionamento de um ZOH sobre um sinal discreto (SOARES, 1996). . . . .	60
Figura 46 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio $s$ para o domínio $z$ por meio da transformação Foward Euler (JUNIOR, 2015). . . . .	61
Figura 47 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio $s$ para o domínio $z$ por meio da transformação Backward Euler (JUNIOR, 2015). . . . .	61
Figura 48 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio $s$ para o domínio $z$ por meio da transformação Tustin (JUNIOR, 2015). . . . .	62
Figura 49 – Bode para comparação entre o controlador analógico (azul) de tensão para o controlador digital (laranja). O Autor, 2022. . . . .	63
Figura 50 – Bode para comparação entre o controlador de corrente no domínio contínuo (azul) para o controlador digital (laranja). O Autor, 2022. . . . .	64
Figura 51 – Tensão de saída para o conversor Buck malha aberta (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul). O Autor, 2022. . . . .	66
Figura 52 – Tensão de referência. O Autor, 2022. . . . .	66
Figura 53 – Sinal de controle do controlador analógico (vermelho) e do controlador digital (azul) para a tensão com saturação no início do sistema em operação . . . . .	67
Figura 54 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital utilizando rampa de inicialização (azul). O Autor, 2022. . . . .	68
Figura 55 – Tensão de referência com rampa de inicialização. O Autor, 2022. . . . .	68
Figura 56 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital utilizando múltiplas rampas de inicialização (azul). O Autor, 2022. . . . .	69
Figura 57 – Tensão de referência com múltiplas rampas de inicialização. O Autor, 2022. . . . .	69
Figura 58 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) para perturbação degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	70

Figura 59 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) para perturbação degrau na tensão de entrada, com aproximação na tensão de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022. . . . .	70
Figura 60 – Degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	71
Figura 61 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com uma perturbação senoidal na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	72
Figura 62 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com uma perturbação senoidal na tensão de entrada, com aproximação na tensão de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022. . . . .	72
Figura 63 – Senoide na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	73
Figura 64 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com degrau de carga. O Autor, 2022. . . . .	74
Figura 65 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com mudança de referência. O Autor, 2022. . . . .	75
Figura 66 – Tensão de referência com mudança no ponto de operação. O Autor, 2022.	75
Figura 67 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com todos os cenários unidos. O Autor, 2022. . . . .	76
Figura 68 – Tensão de referência com mudança no ponto de operação aos 15ms. O Autor, 2022. . . . .	76
Figura 69 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho). O Autor, 2022. . . . .	77
Figura 70 – Referência degrau para corrente de saída. O Autor, 2022. . . . .	78
Figura 71 – Sinal de controle do controlador analógico (vermelho) e do controlador digital (azul) para a tensão com saturação no início do sistema em operação . . . . .	78
Figura 72 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com rampa de inicialização. O Autor, 2022. . . . .	79
Figura 73 – Referência com rampa de inicialização da corrente de saída. O Autor, 2022. . . . .	79
Figura 74 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	80

Figura 75 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação degrau na tensão de entrada, com aproximação na corrente de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022. . . . .	80
Figura 76 – Tensão de entrada com perturbação degrau aos 10ms. O Autor, 2022. .	81
Figura 77 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação senoidal na tensão de entrada. O Autor, 2022. . . . .	82
Figura 78 – Tensão de entrada com perturbação senoide aos 15ms. O Autor, 2022. .	82
Figura 79 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com degrau de carga. O Autor, 2022.	83
Figura 80 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com mudança de referência. O Autor, 2022. . . . .	83
Figura 81 – Referência com alteração no valor para corrente de saída. O Autor, 2022.	84
Figura 82 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho). O Autor, 2022. . . . .	84
Figura 83 – Referência completa para corrente de saída. O Autor, 2022. . . . .	85
Figura 84 – Corrente (vermelho) e tensão (azul) de saída para o conversor Buck utilizando metodologia CC-CV. O Autor, 2022. . . . .	86
Figura 85 – Modelo no PSIM do conversor Buck utilizado para os diferentes cenários de simulação para os controladores de tensão. O Autor, 2022. . . . .	91
Figura 86 – Modelo no PSIM do controlador analógico de tensão utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022. . . . .	92
Figura 87 – Modelo no PSIM do controlador digital de tensão utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022. . . . .	93
Figura 88 – Modelo no PSIM do conversor Buck utilizado para os diferentes cenários de simulação para o controle de corrente. O Autor, 2022. . . . .	94
Figura 89 – Modelo no PSIM do controlador digital de corrente utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022. . . . .	95

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Principais especificações da bateria. Adaptado de (PATNAIK; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019). . . . .	40
Tabela 2 – Especificações do projeto. O Autor, 2022. . . . .	41
Tabela 3 – Componentes elétricos da carga R e filtro LC. O Autor, 2022. . . . .	42
Tabela 4 – Magnitude $G_{fc}$ e Fase $Fase_{fc}$ do sistema em malha aberta na frequência de corte. O Autor, 2022. . . . .	50
Tabela 5 – Valores calculados para os componentes do controlador de tensão. O Autor, 2022. . . . .	52

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CV	Constant Current - Constant Voltage
LCO	Óxido de Lítio Cobalto
LFP	Fosfato Lítio Ferro
Li-Ion	Íons de Lítio
LMO	Óxido de Lítio Manganês
LTO	Titanato de Lítio
MF	Margem de Fase
NCA	Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio
NMC	Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto
OS	Overshoot
PI	Proporcional Integrativo
SGB	Sistema de Gereciamento de Baterias
TJB	Transistor de Junção Bipolar
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZOH	Zero-Order Holder



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>18</b>
<b>1.0.1</b>	<b>Objetivo geral . . . . .</b>	<b>19</b>
<b>1.0.2</b>	<b>Objetivos específicos . . . . .</b>	<b>19</b>
<b>1.0.3</b>	<b>Organização do trabalho . . . . .</b>	<b>20</b>
<b>2</b>	<b>DESCRIÇÃO DO SISTEMA . . . . .</b>	<b>21</b>
2.1	CONVERSOR BUCK . . . . .	21
2.2	FILTRO LC . . . . .	22
<b>2.2.1</b>	<b>Dimensionamento do indutor (L) . . . . .</b>	<b>25</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Dimensionamento do capacitor (C) . . . . .</b>	<b>26</b>
2.3	MODELAGEM DO SISTEMA . . . . .	28
<b>2.3.1</b>	<b>Modelo da Tensão do Conversor Buck no Domínio da Frequência</b>	<b>28</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Modelo de Corrente do Conversor Buck no Domínio da Frequên-</b>	
	<b>cia . . . . .</b>	<b>29</b>
2.4	BATERIAS DE LI-ION . . . . .	31
<b>2.4.1</b>	<b>Estruturas Químicas . . . . .</b>	<b>32</b>
<i>2.4.1.1</i>	<i>Fosfato Lítio Ferro (LFP) . . . . .</i>	<i>32</i>
<i>2.4.1.2</i>	<i>Óxido de Lítio Cobalto (LCO) . . . . .</i>	<i>33</i>
<i>2.4.1.3</i>	<i>Óxido de Lítio Manganês (LMO) . . . . .</i>	<i>34</i>
<i>2.4.1.4</i>	<i>Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC) . . . . .</i>	<i>35</i>
<i>2.4.1.5</i>	<i>Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA) . . . . .</i>	<i>36</i>
<i>2.4.1.6</i>	<i>Titanato de Lítio (LTO) . . . . .</i>	<i>37</i>
2.5	CORRENTE COSTANTE-TENSÃO CONSTANTE . . . . .	38
<b>3</b>	<b>SISTEMA DESENVOLVIDO . . . . .</b>	<b>40</b>
3.1	PROJETO CONVERSOR BUCK . . . . .	40
3.2	PROJETO DOS CONTROLADORES . . . . .	45
<b>3.2.1</b>	<b>Projeto do Controlador de Tensão . . . . .</b>	<b>49</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Projeto do Controlador de Corrente . . . . .</b>	<b>54</b>
3.3	DISCRETIZAÇÃO . . . . .	59
<b>3.3.1</b>	<b>Controlador de Tensão no Domínio Discreto . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Controlador de Corrente no Domínio Discreto . . . . .</b>	<b>63</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>65</b>
4.1	CONTROLADOR DE TENSÃO . . . . .	65
<b>4.1.1</b>	<b>Operação normal . . . . .</b>	<b>65</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Operação com rampa de inicialização na referência . . . . .</b>	<b>67</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Perturbação degrau na tensão de entrada . . . . .</b>	<b>69</b>
<b>4.1.4</b>	<b>Perturbação senoidal na tensão de entrada . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>4.1.5</b>	<b>Degrau de carga . . . . .</b>	<b>73</b>

4.1.6	Mudança de referência . . . . .	74
4.1.7	Todos os cenários anteriores unidos . . . . .	75
4.2	CONTROLADOR DE CORRENTE . . . . .	77
4.2.1	Operação normal . . . . .	77
4.2.2	Operação com rampa de inicialização na referência . . . . .	78
4.2.3	Perturbação degrau na tensão de entrada . . . . .	79
4.2.4	Perturbação senoidal na tensão de entrada . . . . .	81
4.2.5	Degrau de carga . . . . .	82
4.2.6	Mudança de referência . . . . .	83
4.2.7	Todos os cenários anteriores unidos . . . . .	84
4.3	CONTROLE CC-CV . . . . .	85
5	CONCLUSÕES . . . . .	87
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS . . . . .	87
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .	88
	APÊNDICE A – Modelo conversor Buck PSIM para tensão	91
	APÊNDICE B – Controlador analógico de tensão no PSIM .	92
	APÊNDICE C – Controlador digital de tensão no PSIM . .	93
	APÊNDICE D – Modelo conversor Buck PSIM para corrente	94
	APÊNDICE E – Controlador digital de corrente no PSIM .	95

## 1 INTRODUÇÃO

Os dispositivos móveis, mais conhecidos como celulares ou smartphones, vêm tomando cada vez mais presença no cotidiano da sociedade. Nos dias atuais, a quantidade de smartphones já está na casa dos 6,258 bilhões, representando cerca de 83% da população mundial (TURNER, 2022). De acordo com o GSMA Intelligence, se considerarmos todas as conexões de dispositivos móveis, tem-se então um total de 10,57 bilhões de conexões (GSMA INTELLIGENCE, 2022). Considerando uma população mundial de 7,95 bilhões, baseadas em estimativas da United Nations (UNITED NATIONS, 2022), os dispositivos móveis já superam a quantidade de seres humanos em 2,62 bilhões. Isto significa que, desde o início do celular em 1973, os dispositivos móveis se tornaram o fenômeno tecnológico de mais rápido crescimento de todos os tempos (TURNER, 2022).

Com esta imensa presença no dia a dia, existe também o avanço de vários campos subjacentes aos celulares, tais como os sistemas operacionais embarcados, baterias, sistemas de gerenciamento de baterias, carregadores, telas, entre diversos outros componentes que compõem os dispositivos móveis. Nos tempos atuais, os estudos tecnológicos no âmbito de baterias e seu carregamento vem adquirindo foco central nos esforços científicos. Isto acontece pois um avanço neste campo demonstra não só um avanço para 10 bilhões de dispositivos, como também avanço para carros elétricos, embarcações navais, aviões, equipamentos no-brake, banco de baterias, entre outras diversas aplicações que utilizam esta tecnologia de armazenamento elétrico.

Uma das baterias que possui grande crescimento no mercado são as baterias de íons de lítio (Li-íon), devido a sua alta densidade energética, alta energia específica, bom ciclo de vida, amigável ao meio-ambiente, e também possui baixa autodescarga. Entretanto, estas baterias possuem grandes problemas em relação à temperatura, sendo que as mesmas sofrem rápido declínio em sua vida útil, tendo envelhecimento dos parâmetros e perda das qualidades elétricas, bem como possui elevado risco de incêndio devido às suas características inflamáveis. Para evitar esses problemas, se faz uso de conversores de potência bem como diferentes metodologias de controle em seu carregamento a fim de garantir que as baterias sejam carregadas em níveis corretos de corrente e tensão, garantindo maior vida útil e segurança as mesmas.

Tal longevidade vem tendo grande foco nos estudos sobre baterias, uma vez que seus custos de produção, bem como impactos ambientais ocasionados por seu descarte, fazem com que um curto ciclo de vida seja indesejável pelas empresas que as fabricam ou utilizam. Para isto, garantir um maior ciclo de vida se torna crucial, ainda mais considerando a crescente onda da transição de diversos equipamentos e dispositivos, que buscam abandonar o uso de combustíveis fósseis, fazendo com que a fabricação de baterias cresça cada vez mais.

Para o carregamento, dois grandes sistemas são responsáveis por garantir a perfeita

execução do processo sem causar danos a bateria, são eles o sistema de gerenciamento de bateria (SGB) e os conversores de potência de corrente alternada para corrente contínua (CA-CC) e de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC). Os SGB são responsáveis pelo monitoramento da bateria, sendo eles os responsáveis por gerar as referências para os controladores externos que estão atuando sobre a parcela de conversão de potência da rede elétrica CA para a carga da bateria CC. Na parte de conversão de potência, a topologia usada é uma de 2 níveis, ou seja, primeiro existe um conversor CA-CC, tal como um retificador, e logo após uma conversão CC-CC, tal como um conversor Buck, que garante o ponto de operação exato requisitado pelo SGB. A Figura 1 melhor apresenta a topologia do sistema.

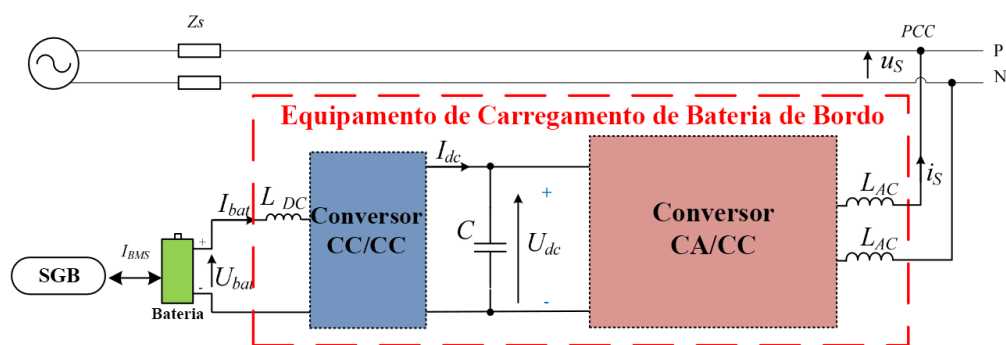


Figura 1 – Topologia de conversão para carregamento de baterias (MONTERO *et al.*, 2011).

Como foco deste trabalho, é estudado o nível de conversão CC-CC dos recarregadores de baterias de Li-Ion, dando enfoque para o conversor Buck. Também será abordada a técnica de controle para carregamento *Constant Current - Constant Voltage* (CC-CV), onde primeiro se controla a corrente e em seguida a tensão da bateria. Ademais também é demonstrado a metodologia de projeto de controladores, sendo o controle de corrente um controlador proporcional integrativo (PI) e o de tensão por meio de compensadores de avanço e atraso de fase.

### 1.0.1 Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo geral o estudo do conversor Buck responsável pelo estágio de conversão CC-CC no carregamento de baterias, bem como o projeto dos controladores de corrente e tensão a fim de atender os pontos de operação de baterias de Li-Ion comercialmente utilizadas.

### 1.0.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho incluem:

- Aprimorar os conhecimentos em eletrônica de potência.

- Metodologia passo a passo de projeto de conversor Buck.
- Características das baterias de Li-Ion.
- Técnica de controle CC-CV para baterias.
- Desenvolvimento de controladores PI e de avanço e atraso de fase para controle de corrente e tensão.

### 1.0.3 Organização do trabalho

O Capítulo 2 apresenta o sistema estudado neste trabalho, onde o funcionamento do conversor Buck é explicado bem como as etapas para seu projeto e as especificações para este projeto. No Capítulo 3, mostra-se os parâmetros escolhidos bem como projeto dos controladores para atender as validações do projeto. O Capítulo 4 demonstra os resultados obtidos por meios das simulações realizadas, e por fim, o Capítulo 5 sumariza as considerações finais sobre o trabalho e conhecimentos obtidos.

## 2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Este capítulo aborda os componentes existentes no conversor Buck bem como as características de uma bateria de Li-Ion utilizada em diversos dispositivos, que darão os pontos de operação da conversão CC-CC.

### 2.1 CONVERSOR BUCK

Conversores Buck, conforme mostra-se na Figura 2, são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão CC para uma nova tensão CC com um valor mais baixo, buscando fornecer uma tensão mais regulada. O Buck se caracteriza como um conversor chaveado, onde existe um transistor que atua como um interruptor, atuando apenas nos estados de completamente ligado ou desligado, que seriam respectivamente os estados de saturação ou corte para um transistor de junção bipolar (TJB) ou triodo e região de corte para um transistor MOSFET. Abrindo-se e fechando o interruptor dentro de um período, é criado então pulsos de tensão na saída, que resultam em uma média de tensão menor para o período do que a tensão de entrada.

O controle dos tempos em que o interruptor permanece aberto ou fechado é feito por meio de um sinal modulado por largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*) (BRATAWINATA, 2020), onde o mesmo possui uma frequência de chaveamento em hertz (Hz) dado como  $f_s$ , onde uma onda triangular se repete a cada período  $T_s$  dado pela Equação (1). Para este interruptor, ela possui uma razão cíclica dada pela variável adimensional  $D$ , que representa uma fração do período de chaveamento  $T_s$  em que o interruptor permanece ligado pelo tempo  $t_{on}$ , podendo ser representado pela Equação (2). De mesma forma, é possível deduzir que o período em que o interruptor permanece desligado  $t_{off}$  ou aberto será o resto de fração do período, conforme demonstra a Equação (3).

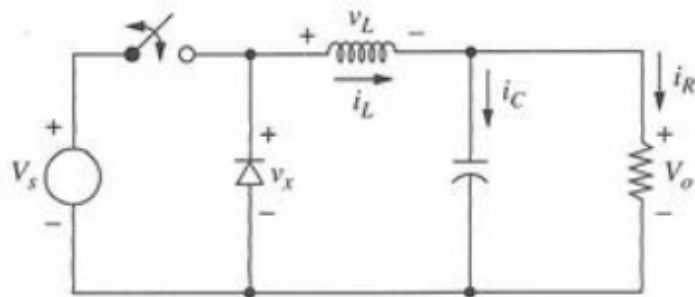


Figura 2 – Topologia conversor Buck (HART, 2016).

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

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2)$$

$$1 - D = \frac{t_{off}}{T_s} \quad (3)$$

A tensão de saída desse chaveamento pode ser obtido utilizando a análise de Fourier, onde sabe-se que a componente CC de um sinal periódico é sua tensão média. Logo, considerando o formato de onda demonstrado pela Figura 3, e realizando a análise de Fourier, consegue-se observar pela Equação (4) que a tensão média de saída  $V_o$  dependerá de  $D$  e da tensão de entrada  $V_s$ .

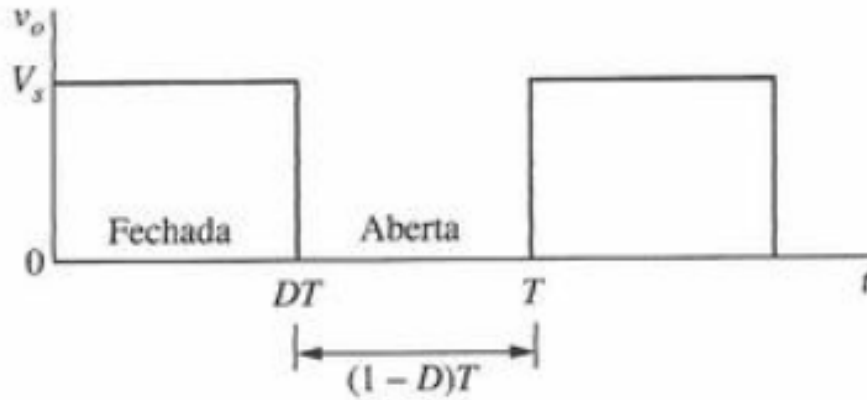


Figura 3 – Tensão na saída gerada pelo chaveamento (HART, 2016).

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_o(t) dt = \frac{t_{on}}{T_s} V_s = DV_s \quad (4)$$

## 2.2 FILTRO LC

Entretanto, para evitar uma tensão CC pulsada na saída, conforme é gerado a partir da comutação do interruptor, e obter uma tensão mais próxima de uma puramente CC, que é o mais adequado para garantir uma longa vida para bateria, é necessário inserir um filtro passa-baixa depois do interruptor. A Figura 2 demonstra um filtro LC passa-baixas, que é composto, respectivamente, por um indutor  $L$  e um capacitor  $C$ . Além disso, se adiciona um diodo, que se mantém polarizado diretamente quando o interruptor está aberto e garante que a corrente no indutor se mantenha positiva, garantindo que o mesmo se mantenha em modo de condução contínua, ou seja, que a corrente no indutor será positiva durante todo período de chaveamento.

Quando o interruptor então está fechada, o indutor terá uma tensão  $v_L$  estabelecida como a diferença da tensão de entrada  $V_s$  para tensão de saída  $V_o$ , conforme demonstra a Equação (5). Para foco de estudo deste projeto, as não-linearidades do sistema, tal como a resistência interna do indutor e capacitor, capacitância parasitivas, variação do valor de indução com a frequência, variação de valor conforme temperatura, entre outros, serão desprezados para fins de cálculo do projeto.

$$v_L = V_s - V_o \quad (5)$$

Além disso, sabe-se que a tensão em um indutor é dado pela derivada de sua corrente em função do tempo multiplicado pelo valor de indutância, conforme demonstra a Equação (6). Logo, utilizando-se dessa propriedade e utilizando-a na Equação (5), é possível rearranjá-la para Equação (7)

$$\frac{di_L}{dt}L = v_L \quad (6)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (7)$$

A mesma análise para tensão do indutor pode ser traçado para quando o interruptor está na posição aberta. Para este caso, o diodo fica polarizado diretamente, e o lado esquerdo do indutor fica aterrado, o que faz com que sua tensão inverta polaridade, resultando na Equação (8). Aplicando novamente a propriedade da derivada da corrente dada na Equação (6), é possível rearranjar e chegar na Equação (9).

$$\frac{di_L(t)}{dt}L = v_L = -V_o \quad (8)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (9)$$

Quando analisa-se a Equação (7) e Equação (9), é possível notar que para o caso do interruptor fechado, a derivada da corrente é uma constante positiva, e para o caso quando o interruptor está aberto é negativo. Pode-se então encontrar a variação da corrente utilizando estas mesmas equações, conforme demonstra a Equação (11) e Equação (13).

$$\frac{(di_L)_{on}}{dt} = \frac{(\Delta i_L)_{on}}{\Delta t} = \frac{(\Delta i_L)_{on}}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (10)$$

$$(\Delta i_L)_{on} = \left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT \quad (11)$$

$$\frac{(di_L)_{off}}{dt} = \frac{(\Delta i_L)_{off}}{\Delta t} = \frac{(\Delta i_L)_{off}}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (12)$$

$$(\Delta i_L)_{off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (13)$$

Todavia, esta é apenas a variação de corrente no indutor, esta oscilação ocorre sobre a corrente média do indutor, que deverá ser a mesma corrente média que a carga R, tal como apresenta a Equação (14), visto que a corrente média no capacitor é zero para garantir a operação no modo estável.

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (14)$$

Como conhece-se o valor médio de corrente do indutor por meio da Equação (14) e também sabe-se a variação que esta corrente sofre quando o interruptor está aberto ou



fechado, respectivamente, pela Equação (11) e Equação (13), pode-se então calcular quais serão os valores máximos e mínimos de corrente, conforme apresenta a Equação (15) e Equação (16). Com isto, tem-se todas as equações que tornam possível traçar as formas de onda esperadas durante o funcionamento do conversor, conforme apresenta a Figura 4.

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{L}(1-D)T = V_o \left( \frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf_s} \right) \quad (15)$$

$$I_{min} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{L}(1-D)T = V_o \left( \frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf_s} \right) \quad (16)$$

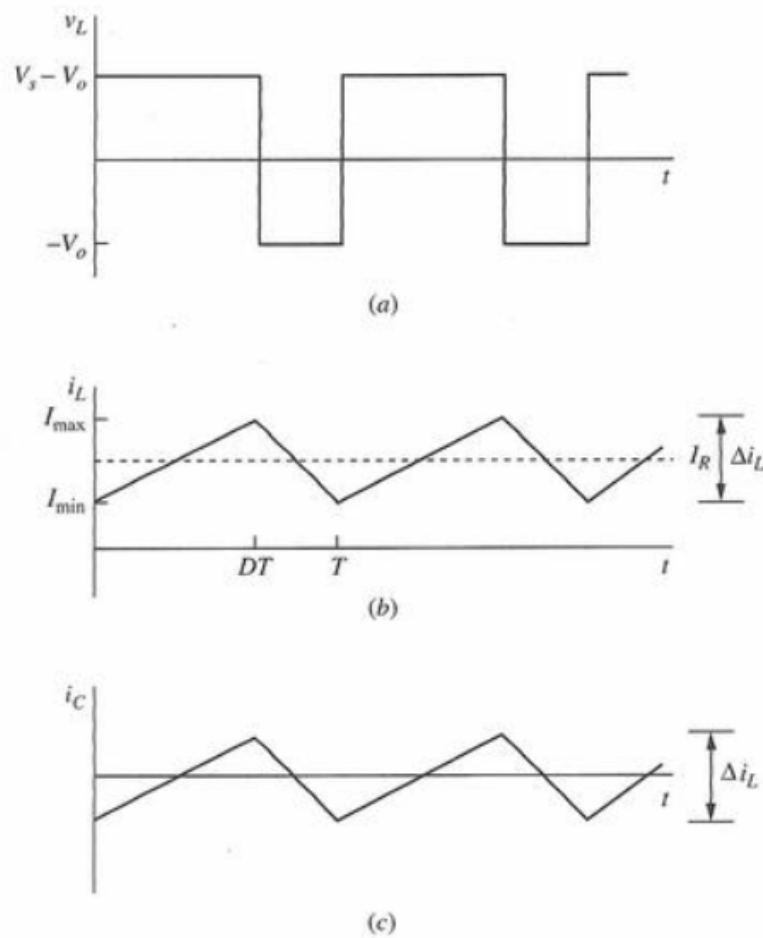


Figura 4 – Formas de onda conversor Buck a) Tensão no indutor b) Corrente no indutor c) Corrente no capacitor (HART, 2016).

Entretanto, para garantir que o funcionamento realmente esteja em modo estável, é necessário garantir que a troca líquida de corrente no indutor sobre o período de comutação resulte igual a zero, ou seja, a corrente no início do período é igual a corrente no final do período. Tal característica é demonstrada pelo desenvolvimento da Equação (17).

$$(\Delta i_L)_{on} + (\Delta i_L)_{off} = 0 \quad (17)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1 - D)T = 0 \quad (18)$$

Resolvendo para  $V_o$ .

$$V_o = V_s D \quad (19)$$

Com isto, demonstra-se pela Equação (19) que a tensão na saída com o filtro LC continua tendo a mesma dinâmica encontrada anteriormente na Equação (4). Ou seja, como a taxa de trabalho  $D$  sempre terá valores entre 0 a 1, a tensão de saída sempre será menor ou igual a tensão de entrada, garantindo o abaixamento da tensão. Outra coisa importante que pode-se extrair da Equação (19) é que a tensão de saída pode ser afetada alterando a tensão de entrada ou a taxa de trabalho.

Como metodologia de controle, normalmente se mantém a tensão de entrada como uma constante, sendo a variável controlada a taxa de trabalho. Isto significa que, quando necessário alterar a tensão de saída, é modificado os valores da taxa de trabalho até que a saída atinja o valor desejado.

### 2.2.1 Dimensionamento do indutor (L)

Para que toda a análise feita até agora seja válida, é necessário garantir que o valor de indutância esteja corretamente escolhido, a fim de prover corrente positiva durante toda a operação, mantendo-se em modo de condução contínua. Para saber qual o valor mínimo para o indutor, pode-se substituir o valor de  $I_{min}$  na Equação (16) por 0, uma vez que assim pode-se descobrir o valor mínimo para que ele nunca atinja valores negativos de corrente. Logo, o valor mínimo para o indutor é dado pela Equação (23).

$$I_{min} = 0 = V_o \left( \frac{1}{R} - \frac{1 - D}{2Lf_s} \right) \quad (20)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f_s} \quad (21)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - D)V_o}{2f_s I_o} \quad (22)$$

$$L_{min} = \frac{V_s(1 - D)D}{2f_s I_o} \quad (23)$$

Entretanto, devido ao chaveamento, certos componentes harmônicos não são possíveis de serem removidos, gerando uma tensão e corrente de ripple. Para garantir as aproximações realizadas, bem como a linearidade da corrente demonstrada na Figura 4, é importante garantir que o ripple de corrente, ou no caso  $\Delta i_L$ , seja suficientemente pequeno, cerca de 10 vezes menor que a corrente média  $I_L$  (BRATAWINATA, 2020). Para garantir

então que  $\Delta i_L$  seja levado como critério de projeto, é possível remanejar a Equação (11), deixando o valor de L em evidência, conforme a Equação (26).

$$L_{min} = \left( \frac{V_s - V_o}{\Delta i_L} \right) DT \quad (24)$$

$$L_{min} = \left( \frac{V_s - V_s D}{\Delta i_L} \right) D \frac{1}{f_s} \quad (25)$$

$$L_{min} = \frac{V_s(1 - D)D}{\Delta i_L f_s} \quad (26)$$

Por boas práticas, e para garantir de que as especificações de projeto e condução contínua, costuma-se escolher valores por volta de 10 vezes maior que o valor mínimo projetado para o indutor (HART, 2016).

### 2.2.2 Dimensionamento do capacitor (C)

Devido as limitações físicas, é praticamente impossível atingir uma tensão 100% constante na saída, pois isso requeriria um capacitor com valores de capacitância infinita. Devido a isso, o valor escolhido para o capacitor deve levar em consideração a ondulação de tensão mínima que busca-se atender. A ondulação na tensão de saída  $\Delta v_o$  é provocada pela variação na carga  $\Delta Q$ , conforme demonstrado pela definição de capacitância na Equação (29).

$$Q = CV_o \quad (27)$$

$$\Delta Q = C\Delta v_o \quad (28)$$

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (29)$$

Ademais é possível descobrir a variação da carga, pois a mesma possui relação direta com a corrente fluindo pelo capacitor, podendo ser calculada pela área em que a corrente é positiva (MATTOS, 2019), conforme mostrado na Figura 5 e posteriormente equacionado na Equação (30).

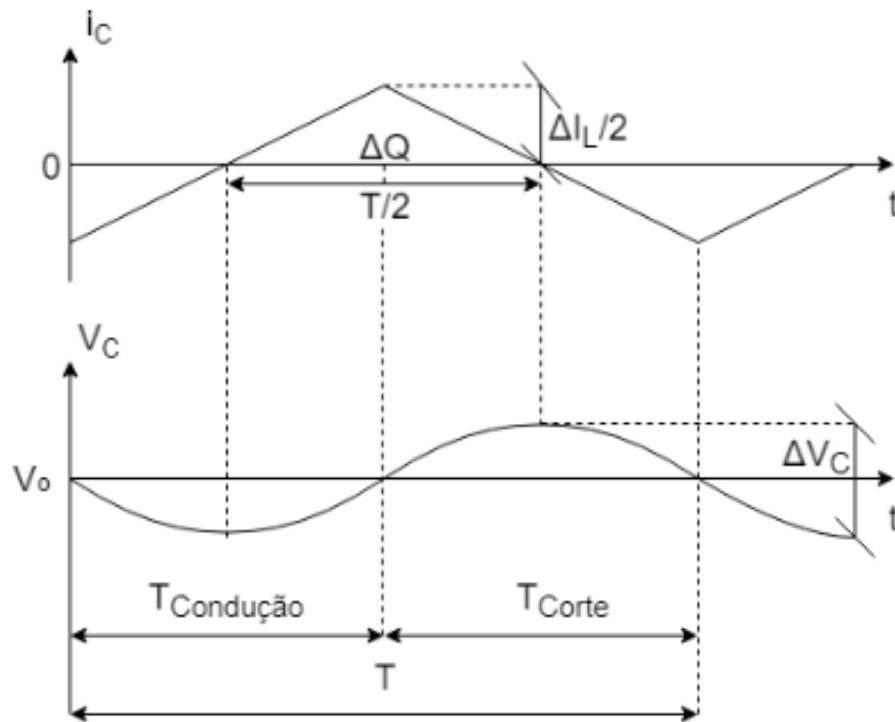


Figura 5 – Forma de onda da corrente no capacitor relacionado a sua ondulação de tensão (MATTOS, 2019).

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{\Delta i_L}{8f_s} \quad (30)$$

Com isto, é possível substituir  $\Delta Q$  na Equação (29) pela Equação (30), resultando numa relação da ondulação de tensão com a ondulação de corrente conforme demonstra a Equação (31).

$$\Delta v_o = \frac{\Delta i_L}{8Cf_s} \quad (31)$$

Agora, é possível substituir o valor de  $i_L$  pela Equação (13).

$$\Delta v_o = \frac{1}{8Cf_s} \frac{V_o(1-D)}{Lf_s} \quad (32)$$

$$\Delta v_o = \frac{V_o(1-D)}{8CLf_s^2} \quad (33)$$

Isolando a variável desejada  $C$ , consegue-se traçar uma relação pro seu valor que depende da ondulação de tensão na saída, conforme apresentado na Equação (34).

$$C_{min} = \frac{V_o(1-D)}{8L\Delta v_o f_s^2} \quad (34)$$

A fim de garantir o valor calculado, é de costume dos projetistas de que o valor escolhido para o capacitor seja de 5 a 20 vezes maior que seu valor mínimo calculado (HART, 2016).

## 2.3 MODELAGEM DO SISTEMA

A modelagem da função de transferência de um sistema é uma forma matemática encontrada para descrever a resposta que uma variável do sistema terá dada uma entrada ou um conjunto de entradas. Na maior parte dos circuitos elétricos existem diversos fenômenos presentes e variações nos componentes que afetam o sistema, tendo certos valores que afetam com maior intensidade enquanto alguns possuem pouca contribuição e podem ser desprezados propositalmente, podendo-se então gerar um modelo matemático aproximado e linear, mas fidedigno ao sistema real (ERICKSON, 1997).

Para implementação dos modelos a seguir algumas suposições foram feitas em ordem de simplificar os cálculos (HART, 2016), sendo elas:

- Comutadores são considerados perfeitos onde seu comportamento quando estiverem conduzindo, ou seja, interruptor fechado, terá resistência zero, e quando desligados terá resistência infinita.
- O tempo de comutação é infinitamente pequeno.
- A tensão de entrada é considerada ideal, ou seja, a fonte de alimentação possui energia infinita quando em curto.
- Elementos passivos são ideais, não possuem resistências parasitivas ou internas, e seus valores são invariantes.

### 2.3.1 Modelo da Tensão do Conversor Buck no Domínio da Frequência

Para obter o modelo dinâmico da tensão do conversor Buck, aplicam-se as leis de Kirchhoff no circuito mostrado na Figura 2, encontrando-se assim as relações matemáticas necessárias para obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída  $V_o$  em função da taxa de trabalho  $D$  (BERGER *et al.*, 2018). Além disso utiliza-se a transformada de Laplace para modelar a impedância do indutor como  $sL$  e do capacitor como  $\frac{1}{sC}$ . Utiliza-se então a soma das correntes do nó após o indutor, conforme apresenta-se na Figura 6, onde substitui-se a fonte de entrada e o interruptor por uma fonte de tensão que equivale a sua tensão produzida de  $V_s D$  conforme visto em Equação (4), é possível obter a Equação (35).

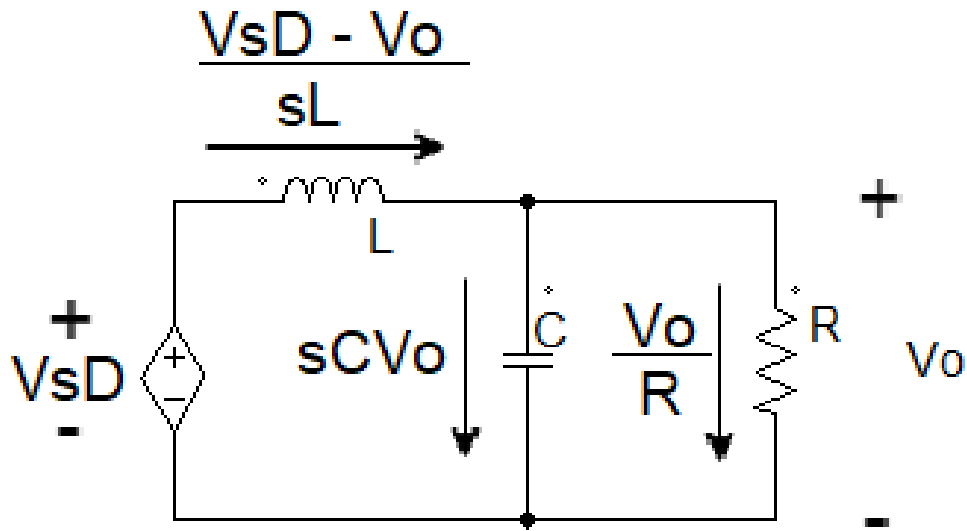


Figura 6 – Análise de corrente do nó durante operação de carregamento. O Autor, 2022.

$$\frac{V_s D - V_o}{sL} = \frac{V_o}{R} + sC V_o \quad (35)$$

Rearranjando a Equação (35) para deixar em evidência a relação de  $V_o$  em função de  $D$ .

$$V_s D - V_o = \frac{sL V_o (1 + sRC)}{R} \quad (36)$$

$$V_s R D - R V_o = sL V_o (1 + sRC) \quad (37)$$

$$V_s R D = sL V_o (1 + sRC) + R V_o \quad (38)$$

$$D = V_o \left( \frac{s^2 L R C + sL + R}{V_s R} \right) \quad (39)$$

$$\frac{D}{V_o} = \frac{s^2 L C + s \frac{L}{R} + 1}{V_s} \quad (40)$$

$$G_V(s) = \frac{V_o}{D} = \frac{V_s}{s^2 L C + s \frac{L}{R} + 1} \quad (41)$$

Com isto, chega-se ao equacionamento demonstrado na Equação (41), que representa a função de transferência para a tensão de saída em razão de sua taxa de trabalho.

### 2.3.2 Modelo de Corrente do Conversor Buck no Domínio da Frequência

Para determinar a função de transferência da corrente em função da taxa de trabalho, pode-se utilizar-se da Equação (14), onde o valor de corrente da saída é o valor

médio da corrente do indutor. Com esta informação, e o fato de que toda corrente do circuito deverá passar pelo indutor, conforme demonstrado por sua topologia na Figura 6, é possível calcular um circuito equivalente entre a resistência de saída, capacitor e indutor, ao qual será possível relacionar a corrente do circuito em função da taxa cíclica. Para o capacitor e resistor, é calculado sua impedância equivalente considerando que estão em paralelo, e então, adiciona-se a impedância do indutor em série, chegando na impedância equivalente da Equação (47). Os circuitos equivalentes, primeiro da equivalência do resistor e capacitor, e depois completo, podem ser observados na Figura 7 e Figura 8, respectivamente.

$$Z_{eq} = \left(\frac{1}{R} + sC\right)^{-1} + sL \quad (42)$$

$$Z_{eq} = \left(\frac{1 + sCR}{R}\right)^{-1} + sL \quad (43)$$

$$Z_{eq} = \frac{R}{1 + sCR} + sL \quad (44)$$

$$Z_{eq} = \frac{R}{1 + sCR} + \frac{sL * (1 + sCR)}{1 + sCR} \quad (45)$$

$$Z_{eq} = \frac{R}{1 + sCR} + \frac{sL + s^2 LCR}{1 + sCR} \quad (46)$$

$$Z_{eq} = \frac{s^2 LCR + sL + R}{1 + sCR} = \frac{V(s)}{I_L(s)} \quad (47)$$

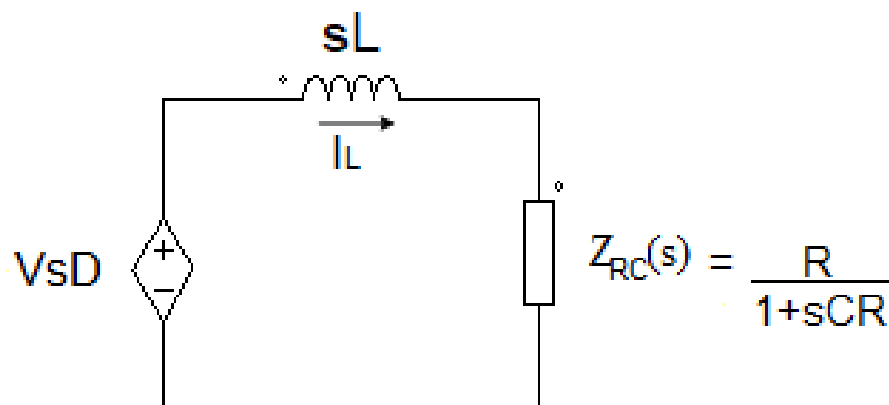


Figura 7 – Circuito do Buck com indutor e impedância equivalente entre capacitor e resistência. O Autor, 2022.

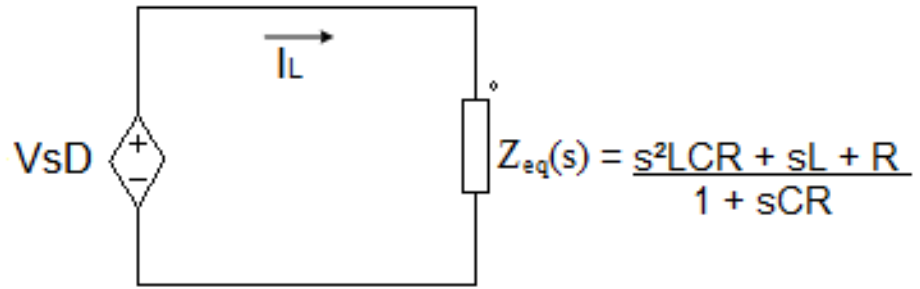


Figura 8 – Circuito do Buck com impedância equivalente entre capacitor, indutor e resistência. O Autor, 2022.

Com isto, pode-se encontrar a corrente do circuito dividindo a tensão de entrada, que devido a impedância, agora é a mesma que a tensão de saída, pela impedância equivalente, chegando-se na corrente do circuito em função da taxa de trabalho  $D$ . A função de transferência então da corrente para o circuito Buck é dado pela Equação (50).

$$I_o = \frac{V_s D}{\frac{s^2 LCR + sL + R}{1 + sCR}} \quad (48)$$

$$\frac{I_o}{D} = \frac{sCRV_s + V_s}{s^2 LCR + sL + R} \quad (49)$$

$$G_I(s) = \frac{I_o}{D} = \frac{sCV_s + \frac{V_s}{R}}{s^2 LC + s\frac{L}{R} + 1} \quad (50)$$

## 2.4 BATERIAS DE LI-ION

As baterias de Li-Ion vem tomando amplo espaço de utilização em equipamentos eletrônicos portáteis, tais como celulares e notebooks. O principal motivo de sua utilização nestas aplicações se dá ao fato de ser uma das baterias com maior densidade energética. Ou seja, para equipamentos onde a limitação de tamanho do dispositivo importa, e para conseguir uma maior quantidade de bateria utilizando menor espaço possível, as baterias de Li-Ion conseguem entregar tais especificações.

Outro fator é o fato de não apresentarem efeito memória, ou seja, não necessitam ser descarregadas completamente para manter sua capacidade. A mesma ainda possui vários outros pontos positivos, sendo os principais a serem sumarizados: sua alta energia específica, bom ciclo de vida, baixa autodescarga e amigáveis ao meio ambiente. Devido a isto, já em 2009, é estimado que cerca de 38% do mercado de baterias provinha das baterias de Li-Ion (BATTERY UNIVERSITY, 2016).

Entretanto, as baterias de Li-Ion demoraram a ocupar tal espaço nas aplicações modernas. Se olhar para as baterias das quais as de Li-Ion são derivadas, que são as baterias de Lítio, estas começaram a ser desenvolvidas em 1912 por G. N. Lewis, entretanto, as



mesmas apresentavam grande inflamabilidade e risco de explosão, e apenas com o avanço tecnológico conseguiu-se implementar técnicas de controle que garantiam a estabilidade destas baterias para fins comerciais. Devido a isso, é muito importante que o controle de carga e carregamento para as baterias de Li-Ion sejam corretamente executadas, visto que até hoje, casos de instabilidade com estas baterias são reportados. Para contexto, em 2018, 65% dos incêndios das instalações de coleta/manuseio de lixo da Califórnia começaram devido as baterias de Li-Ion (WEISE, 2018).

### 2.4.1 Estruturas Químicas

Existem diversas composições diferentes para baterias de Li-Ion, que são escolhidas baseadas na aplicação para a qual se deseja usá-las. Aqui então é apresentado um resumo das principais características para as seis principais, sendo elas a de Fosfato de Lítio Ferro, Óxido de Lítio Cobalto, Óxido de Lítio Manganês, Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto, Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio, e Titanato de Lítio.

#### 2.4.1.1 Fosfato Lítio Ferro (LFP)

A bateria de Fosfato Lítio Ferro possui composição química  $\text{LiFePO}_4$ , onde o fosfato atua como cátodo. Este tipo de bateria possui baixa resistência para uma alta performance eletroquímica, além de suportar uma maior corrente nominal, possuir um longo ciclo de vida, ter boa estabilidade térmica, e maior segurança, pois tem uma faixa de tolerância maior para valores errôneos de tensão. A última característica é única, visto que é a bateria mais resistente a condições de carregamento completo e se mantém com menor estresse térmico que as outras baterias de Li-Ion quando mantida em alta tensão por longo tempo.

Todavia, uma desvantagem que ela possui é a menor tensão nominal quando comparado com as outras composições, pois a mesma possui 3,2V de tensão nominal por célula, o que faz com que a mesma possua menos energia específica, que é quantidade de Watt-hora armazenada em cada unidade de massa (Wh/kg), até mesmo que as baterias de Li-Ion de composições de cobalto. A principal aplicação que essas baterias encontram espaço é na substituição de baterias de chumbo ácido em veículos. A Figura 9 traz de forma sumarizada as características desta bateria, onde neste tipo de gráfico hexagonal, quanto menor seu valor em determinado campo, pior é esta sua característica.

As características do gráfico hexagonal são: energia específica, potência específica, custo, segurança, vida útil e performance. A energia específica é a quantidade de Watt-hora armazenada em razão de sua massa. A potência específica é a quantidade de Watt armazenada em razão de sua massa. Custo é o custo de produção da bateria, onde quanto menor seu valor no gráfico hexagonal, maior seu custo de produção, ou seja, um significando custo ruim. Segurança é o quão estável e robusta é a bateria para valores de sobretensão, valores de temperatura, garantindo então que a bateria tenha pouco risco de inflamar. Vida útil é quanto tempo, ou ciclos, é esperado que a bateria dure antes de necessitar substituir

por outra. Performance é o quão bom são as taxas de carregamento e descarregamento, sendo uma melhor performance baterias que permitem ser carregadas ou descarregadas mais rápidas, bem como sua tensão e corrente nominal, e capacidade de atender diferentes especificações de carga.

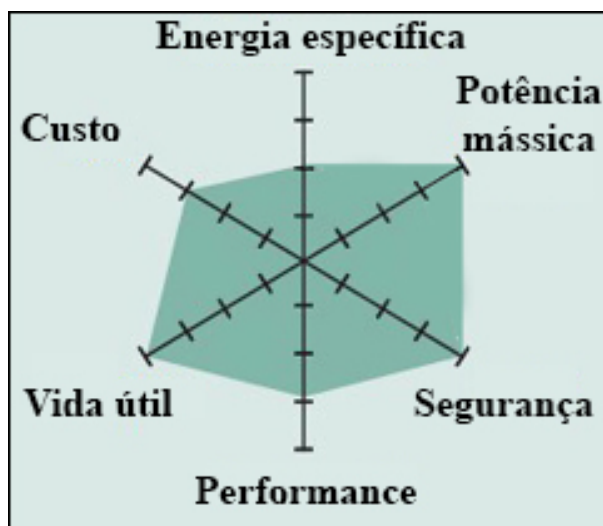


Figura 9 – Sumarização das características das baterias de Fosfato Lítio Ferro (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

#### 2.4.1.2 Óxido de Lítio Cobalto (LCO)

A composição  $\text{LiCoO}_2$  dá origem às baterias de Óxido de Lítio Cobalto, na qual o óxido de cobalto é o cátodo e o carbono grafite atua como ânodo. Sua principal vantagem é uma altíssima energia específica, fazendo com que a mesma tenha uma densidade muito boa para aplicações portatéis, como celular, câmeras e notebooks.

Entretanto, conforme avanços científicos ocorrem nas tecnologias de carregamento e descarregamento de baterias, os pontos negativos desta bateria fazem com que a mesma comece a perder espaço. As mesmas possuem baixo ciclo de vida, baixa estabilidade térmica e limitação quanto ao tipo de carga. Sua instabilidade térmica é o mais crucial, visto que isto limita que a bateria só possa ser carregada ou descarregada em uma taxa de 1C, que seria uma corrente igual a capacidade da bateria, pois caso contrário a mesma já apresenta sobretemperatura e estresse dos componentes. A Figura 10 sumariza suas características.

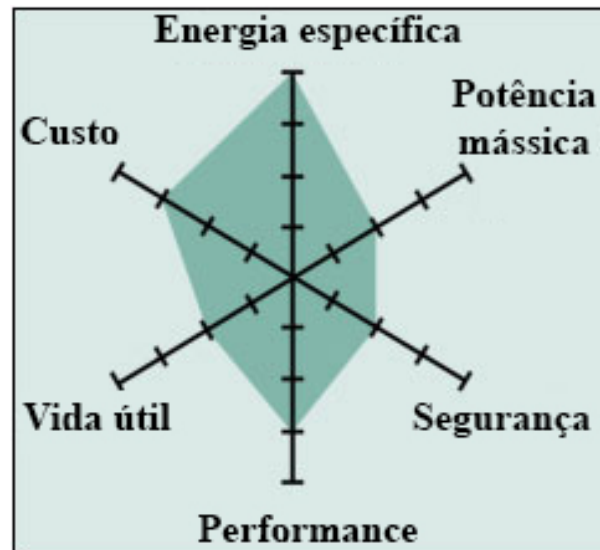


Figura 10 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Cobalto (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

#### 2.4.1.3 Óxido de Lítio Manganês (LMO)

Baterias compostas por  $\text{LiMn}_2\text{O}_4$  recebem a nomenclatura de Óxido de Lítio Manganês. O grande diferencial desta bateria é sua arquitetura, que possui uma estrutura espinela tridimensional, apresentada na Figura 11, isto concede um melhor fluxo de ions no eletrodo. O resultado então é uma bateria com resistência interna menor, melhoria no manejo da corrente, maior estabilidade térmica e, por sua vez, maior segurança, entretanto, ela apresenta um menor ciclo de vida.

Uma das suas vantagens mais relevantes é a menor resistência interna, que possibilita altas cargas e descargas na bateria, podendo chegar de 20 a 30 ampères com moderado aumento de temperatura, e com pulsos de carga chegando até 50A em bateria como as células 18650. Tal característica faz com que ela seja aplicada em ferramentas elétricas, hospitalares, e veículos elétricos. A Figura 12 sumariza sua principais características, demonstrando uma bateria com performance moderada no geral.

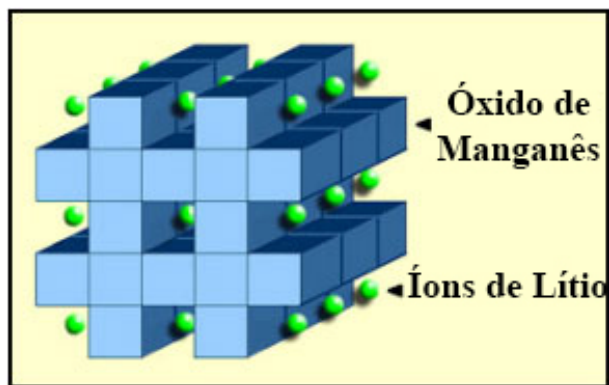


Figura 11 – Formação de uma estrutura cristalina tridimensional no cátodo de uma bateria de Li-manganês. Essa estrutura de espinélio, que geralmente é composta por formas de diamante conectadas em uma rede. (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

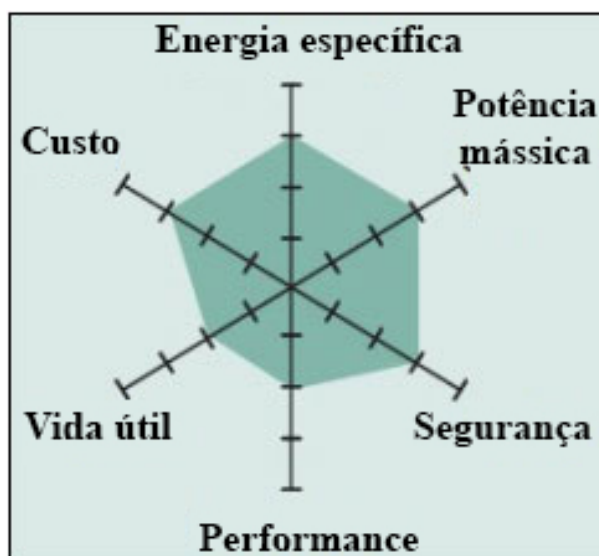


Figura 12 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Manganês (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

#### 2.4.1.4 Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC)

Combinando as tecnologias de Manganês e Cobalto das baterias anteriores e adicionando Níquel, forma-se a composição  $\text{LiNiMnCoO}_2$  que dá origem às baterias NMC. O ponto chave para o surgimento desta bateria foi a combinação de Níquel com Manganês, pois o primeiro é conhecido por sua alta energia específica mas baixa estabilidade, enquanto o segundo é famoso pela sua estrutura química espinela que garante mais estabilidade mas menor energia específica, fazendo com que a combinação melhore as vantagens de cada elemento.

Um outro motivo pelo uso de Níquel é para diminuir o uso de Cobalto, pois o mesmo é muito custoso, além do Níquel conceder melhores características para que o Cobalto, perdendo apenas em seu nível de tensão. Este tipo de bateria tem mercado nas aplicações

como ferramentas elétricas, bicicletas elétricas e outros conjuntos de propulsão elétrica, isto devido sua alta densidade energética, baixo custo e bom ciclo de vida, conforme apresentado na Figura 13.

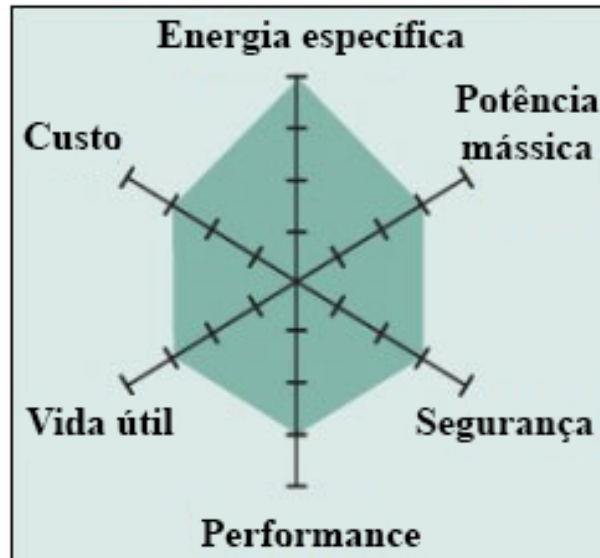


Figura 13 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

#### 2.4.1.5 Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA)

$\text{LiNiCoAlO}_2$  é a composição que dá origem às baterias NCA. Esta bateria é proveniente dos contínuos avanços em baterias de Óxido de Lítio Níquel, em que a NCA até apresenta similaridades com a NMC, tal como alta energia específica, boa potência específica, e um longo ciclo de vida. Um dos seus diferenciais é a adição do alumínio, o qual ajuda a dar maior estabilidade para esta composição química, entretanto, baixa segurança e alto custo ainda são suas maiores fraquezas, tal como apresentado na Figura 14. NCA tem sido um ótimo candidato para mobilidade elétrica, encontrando grande uso em empresas como a Tesla (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

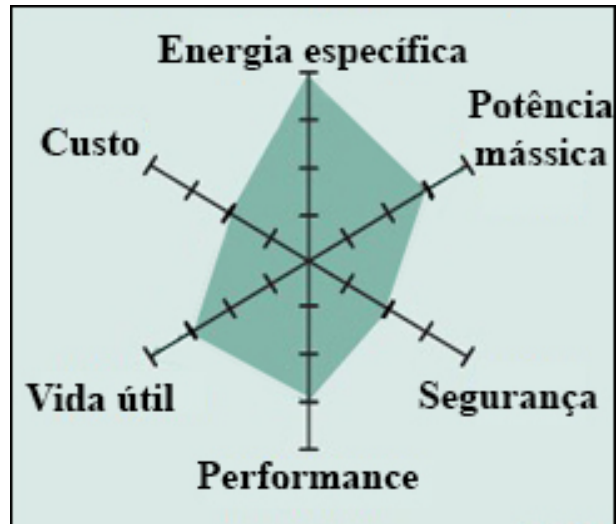


Figura 14 – Sumarização das características das baterias de Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

#### 2.4.1.6 Titanato de Lítio (LTO)

Baterias conhecidas como LTO são compostas por  $\text{Li}_2\text{TiO}_3$ , onde o titanato de lítio substitui o grafite do ânodo, fazendo com que o mesmo atinja uma estrutura química em espinela. Esta bateria apresenta vantagens que as outras baterias raramente conseguem atender, tal como um ótimo ciclo de vida, alta capacidade de descarga em baixas temperaturas, conseguem atender carregamentos rápidos de até 10 vezes sua corrente nominal, possui boa estabilidade em altas temperaturas, e é muito segura.

Entretanto, ela sacrifica seus níveis de tensão, chegando-se apenas a uma tensão de 2,4V por célula, bem como baixa energia específica e alto custo, tal como é visível na Figura 15. Sua energia específica é a menor quando comparada as outras baterias de composição Li-Ion, conforme apresenta a Figura 16, entretanto, ela ainda supera a de chumbo ácido, níquel cádmio e quase se equipara a de níquel-hidreto metálico.

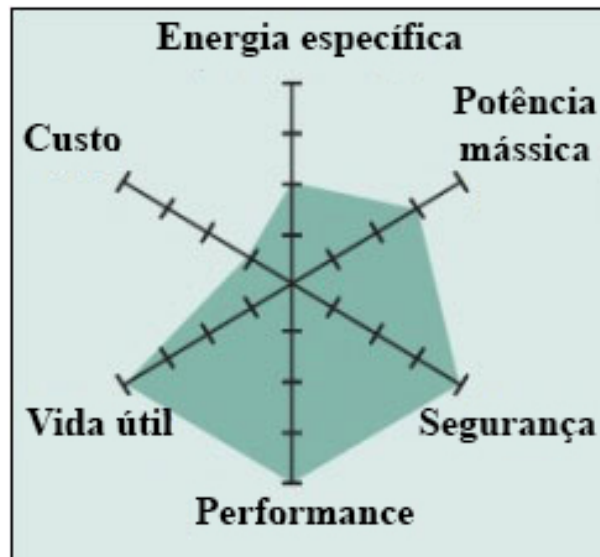


Figura 15 – Sumarização das características das baterias de Titanato de Lítio (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

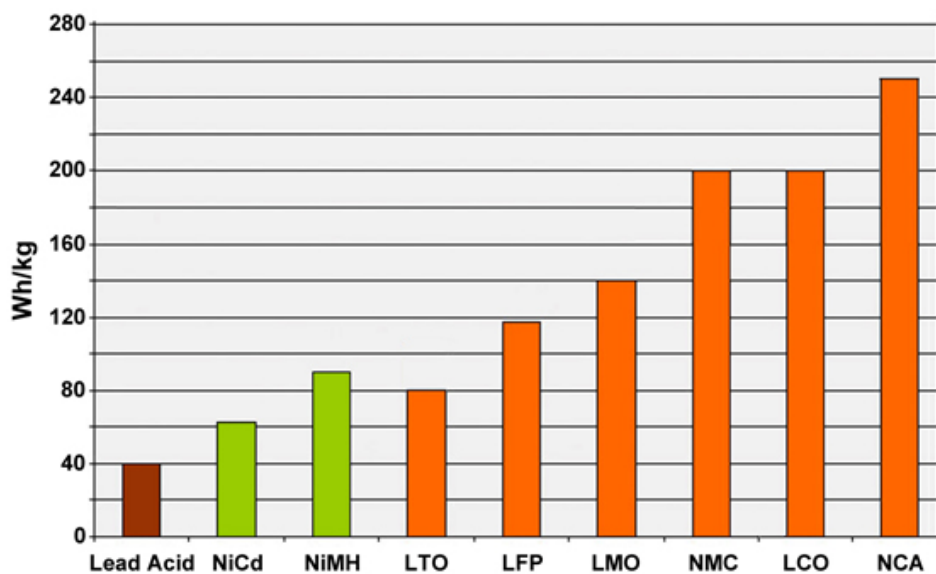


Figura 16 – Comparação da energia específicas das baterias de Li-Ion, chumbo-ácido, níquel-hidreto metálico e níquel cádmio (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

## 2.5 CORRENTE COSTANTE-TENSÃO CONSTANTE

Atualmente, a metodologia de carregamento mais utilizada para as baterias de Li-Ion é conhecida como carregamento Corrente Costante-Tensão Constante (CC-CV, do inglês *Constant Current-Constant Voltage*) (PATNAIK; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019). CC-CV possui alta utilização devido ao fato de ser um dos métodos mais práticos e simples de serem aplicados (HUANG *et al.*, 2020). Este método utiliza dois estágios diferente de controle, onde no primeiro estágio se utiliza de uma corrente constante, e, uma vez atingido um limiar de tensão pré-definido próximo a tensão de carga máxima, o

mesmo altera para o segundo estágio, onde se mantém a tensão máxima nominal constante na carga enquanto a corrente vai decrescendo até um limiar de fim de carga, quando o carregamento é finalizado. Este carregamento pode ser mais facilmente entendido por meio da visualização da Figura 17, onde pode-se observar a rampa de tensão, bem como a troca para a metodologia CV e eventual decréscimo da corrente.

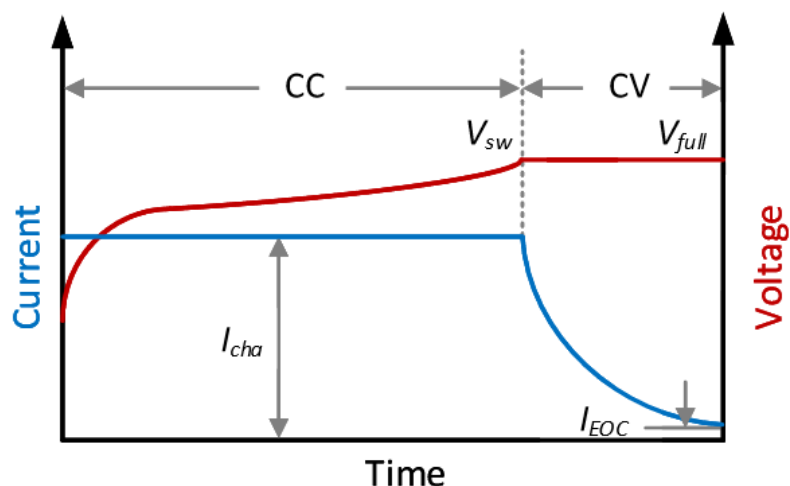


Figura 17 – Curvas de corrente e tensão durante o carregamento CC-CV (HUANG *et al.*, 2020).

A etapa CC é utilizada para garantir maior velocidade no carregamento, fazendo com que a tensão se aproxime rapidamente do valor máximo, entretanto, isto muitas vezes é seguido de um aumento na temperatura das células. Para evitar estresse térmico causado por sobretensão, algo que o modo CC não conseguiria garantir, é então trocado para o estágio CV, que garante que a tensão não atinja valores superiores ao permitido, evitando estresse sobre a bateria (PATNAIK; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019). Então, devido a instabilidade térmica da maioria das baterias de Li-Ion, e o eventual acréscimo de calor na bateria, a maioria das baterias que introduzem controle CC-CV costumam ter integradas em seu sistema algum aspecto responsável por parar a recarga caso sobretemperatura seja detectado.



### 3 SISTEMA DESENVOLVIDO

De forma a aplicar os conceitos trabalhados na seção anterior, bem como validar os conhecimentos adquiridos, se é proposto então um sistema de controle CC-CV para o carregamento de baterias de Li-íon.

Para fins de criar uma aplicação que tenha proveito para cenários reais, é escolhida a bateria Samsung INR18650-25R, visto que as células 18650 são um dos formatos mais populares para várias aplicações (PATNAIK; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019). A Tabela 1 apresenta as principais características elétricas desta bateria que é utilizada como base para o resto do desenvolvimento do trabalho.

Parâmetros	Valor
Modelo	Samsung INR18650-25R
Formato	Célula Cilíndrica
Sistema Químico	$L_iN_iC_oA_lO_2$ (NCA)
Tensão Nominal	3,6V
Tensão Máxima	4,2V
Capacidade Nominal	2,300mAh
Condições de Carregamento (CC-CV)	CC: 1C (2,3A) 4,2V máx, CV: 0,1C (0,23A) término

Tabela 1 – Principais especificações da bateria. Adaptado de (PATNAIK; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019).

#### 3.1 PROJETO CONVERTOR BUCK

Considerando uma tensão de saída  $V_o$  como 4,2V, uma corrente de saída  $I_o$  máxima de 2,3A e mínima de 0,23A, vindo das especificações da bateria. Considera-se também uma entrada CC retificada de 12V, pois não é de aspecto desse projeto estudar topologias de retificação. O ganho do sensor de tensão  $H_v$  é escolhido como 1/10, fazendo com que o sinal de erro seja de menor grandeza numérica. Escolhe-se também uma frequência de chaveamento  $f_s$  de 50kHz para o PWM, para manter baixa as perdas de chaveamento, com tensão pico a pico  $V_{pp}$  de 1,2V, que é proveniente da tensão de entrada multiplicado pelo ganho do sensor de tensão. A variação de corrente no indutor  $\Delta i_L$  será dada como 40% da corrente mínima de saída, o que equivale também a uma ondulação de 4% da corrente máxima. A variação de tensão de saída  $\Delta v_o$  é escolhida como 1% da tensão máxima da saída, a fim de prover um ripple baixo o suficiente para garantir as aproximações assumidas anteriormente. A Tabela 2 sumariza os componentes e valores citados anteriormente.

Item	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	$V_s$	12V
Tensão de saída	$V_o$	4,2V
Corrente máxima de saída	$I_{o-max}$	2,3A
Corrente mínima de saída	$I_{o-min}$	230mA
Ganho sensor de tensão	$H_v$	0,1
Ganho sensor de corrente	$H_i$	0,1
Frequência de chaveamento	$f_s$	50kHz
Tensão pico a pico PWM	$V_{pp}$	1,2V
Ondulação de corrente	$\Delta i_L$	92mA
Ondulação de tensão	$\Delta v_o$	42mV

Tabela 2 – Especificações do projeto. O Autor, 2022.

Visando garantir que o indutor do sistema esteja sempre em condução contínua e também otimizando para que o controle esteja sempre estável e satisfatório, os parâmetros de resistência da carga e indutor são calculados baseados na corrente de 230mA, que é a menor corrente que o sistema atinge, conforme apresentado pelas condições de carregamento da Tabela 1. Rearranjado a Equação (14), chega-se na Equação (51), é possível calcular a resistência de saída  $R$ , chegando-se no valor demonstrado na Equação (53).

$$R = \frac{V_o}{I_L} \quad (51)$$

$$R = \frac{4,2V}{230mA} \quad (52)$$

$$R = 18,26\Omega \quad (53)$$

A taxa de trabalho  $D$  também já pode ser calculada rearranjando-se a Equação (19), chegando no resultado dado na Equação (55)

$$D = \frac{4,2V}{12V} \quad (54)$$

$$D = 0,35 \quad (55)$$

Com isto, tem-se todos os parâmetros necessários para se substituir na Equação (26).

$$L_{min} = \frac{12V * (1 - 0,35) * 0,35}{92mA * 50kHz} \quad (56)$$

$$L_{min} = 593,48\mu H \quad (57)$$

Considerando o valor encontrado em Equação (57), é então escolhido pelas boas práticas a indutância de 5,9348mH para o indutor do filtro LC. Utilizando-se desse valor

de  $L$ , tem-se todos os valores numéricos para calcular a capacitância mínima utilizando-se da Equação (34).

$$C_{min} = \frac{4,2V(1 - 0,35)}{8 * 5,9348mH * 42mV * 50kHz^2} \quad (58)$$

$$C_{min} = 547,62nF \quad (59)$$

Então, considerando o valor encontrado na Equação (59), escolhe-se uma capacitância 10 vezes maior, chegando-se em  $5,4762\mu F$  para o capacitor do filtro LC. A Tabela 3 sumariza então o valor dos componentes calculados.

Componente	Valor
R	18,26 $\Omega$
L	5,9348mH
C	5,4762 $\mu F$

Tabela 3 – Componentes elétricos da carga R e filtro LC. O Autor, 2022.

Tem-se então todos os parâmetros necessários para calcular as funções de transferência para tensão e corrente do conversor Buck, utilizando-se da Equação (41) e Equação (50).

$$G_V(s) = \frac{219,1}{593,5 \cdot 10^{-9}s^2 + 5,9348 \cdot 10^{-3}s + 18,26} \quad (60)$$

$$G_I(s) = \frac{0,0012s + 12}{593,5 \cdot 10^{-9}s^2 + 5,9348 \cdot 10^{-3}s + 18,26} \quad (61)$$

Antes de prosseguir, é importante validar se a modelagem realizada representa de forma correta o funcionamento do conversor Buck projetado. Na Figura 18, Figura 19 e Figura 20, apresentam-se a topologia montada afim de simular o conversor Buck projetado, e a função de transferência de voltagem e corrente, por meio do PSIM (PSIM, 2022). A bateria foi modelada como uma resistência, para fins de brevidade do trabalho e também por limitações no software de simulação. A corrente da função de transferência é a do indutor, que é a corrente que será controlada, vista que esta corrente é a mesma da carga, uma vez que a corrente média no capacitor é zero, conforme apresentado na Figura 5.

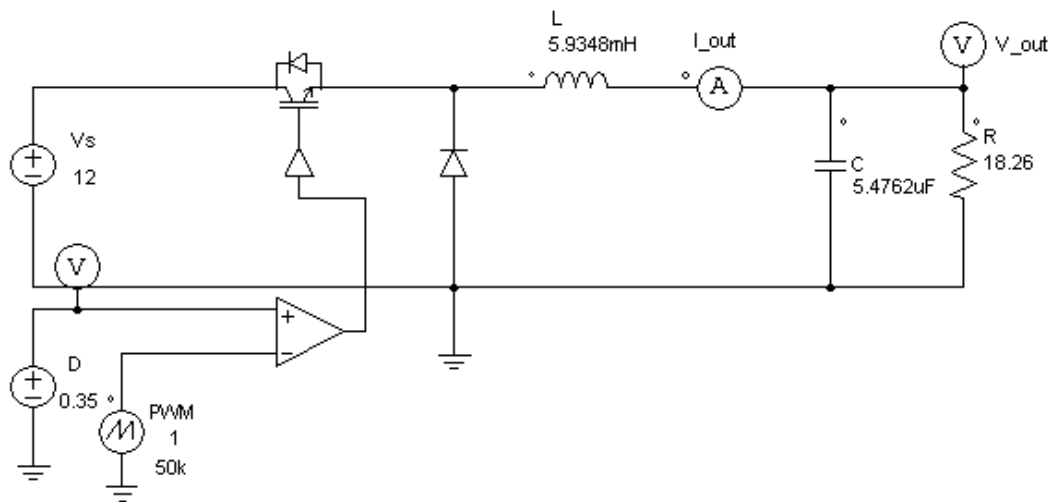


Figura 18 – Conversor Buck Projetado. O Autor, 2022.

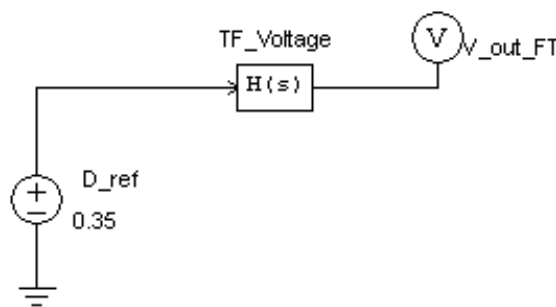


Figura 19 – Topologia para simular a FT da tensão de saída. O Autor, 2022.

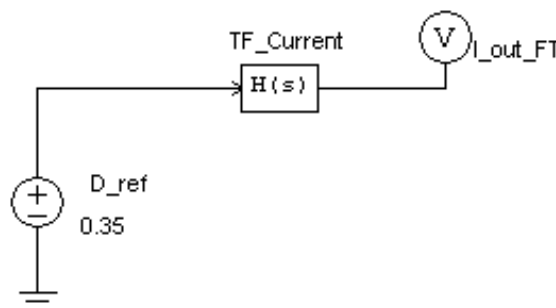


Figura 20 – Topologia para simular a FT da corrente de saída. O Autor, 2022.

Comparando-se então os resultados obtidos, é possível ver que para ambas os casos os valores praticamente se sobrepõem, confirmando que a aproximação do sistema é válida, sendo a comparação da tensão dada pela Figura 21 e Figura 22, e da corrente pela Figura 23 e Figura 24. Note-se que, como o sistema real é comutado, a aproximação linear acaba representando corretamente o valor médio, que no caso será o valor CC na saída que busca-se entregar.

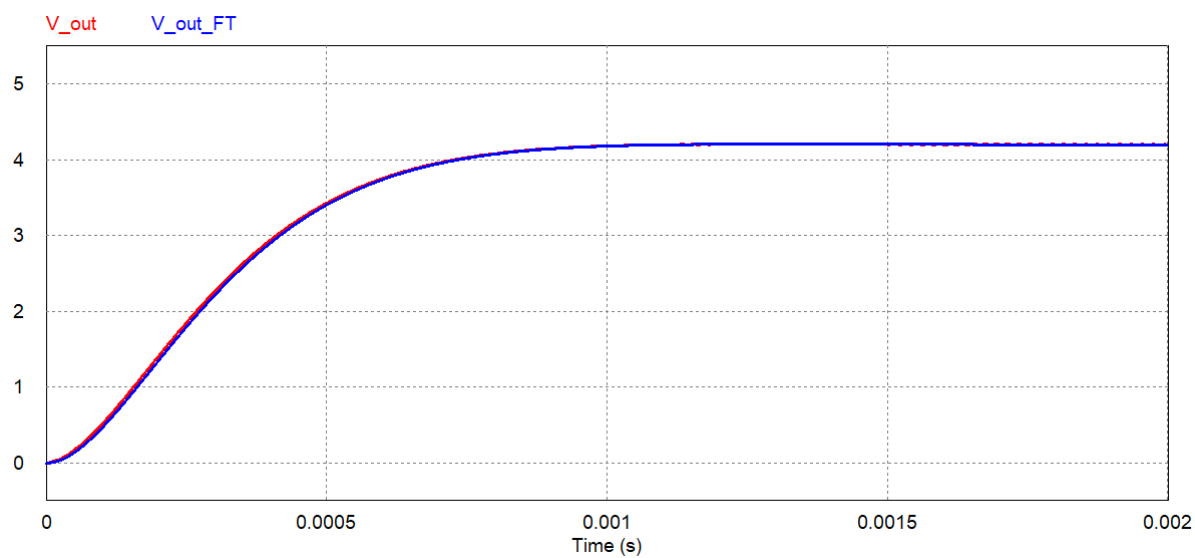


Figura 21 –  $V_o$  do conversor Buck (vermelho) comparado a  $V_o$  da FT de tensão (azul). O Autor, 2022.

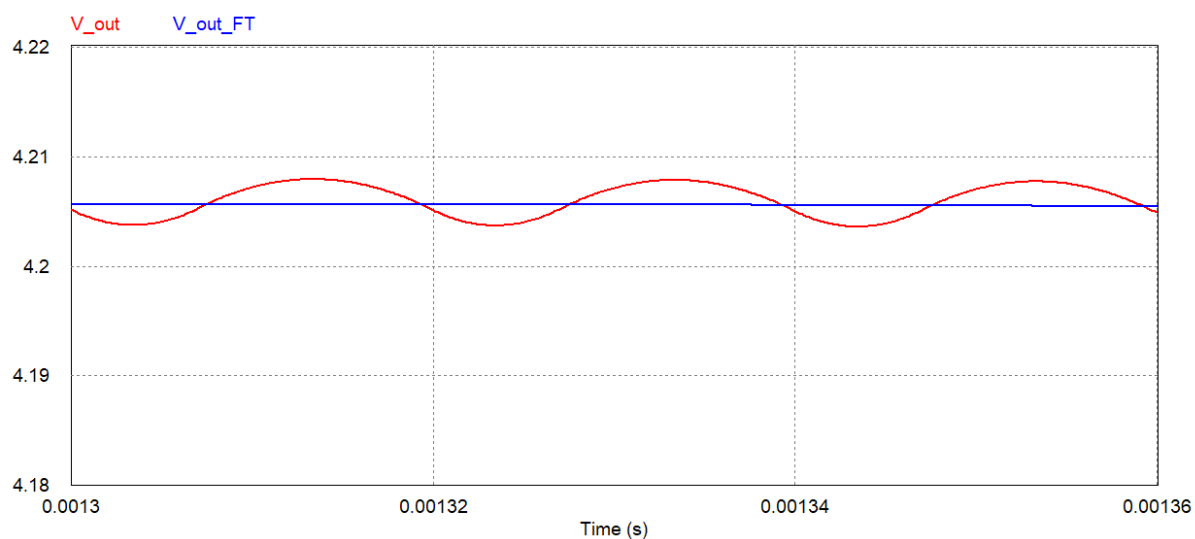


Figura 22 –  $V_o$  do conversor Buck (vermelho) comparado a  $V_o$  da FT de tensão (azul) aproximado. O Autor, 2022.

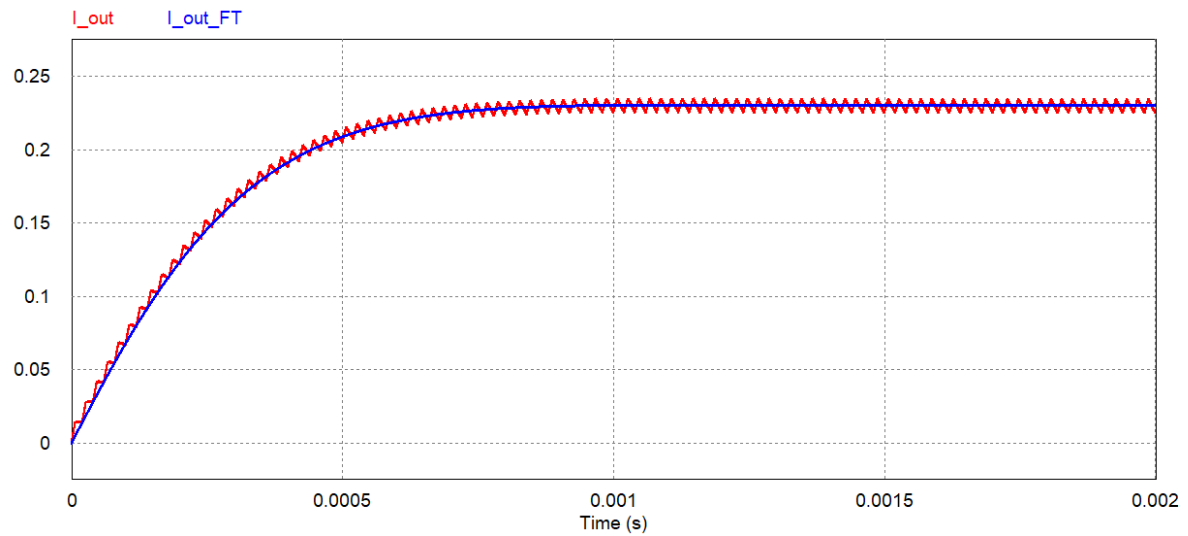


Figura 23 –  $I_o$  do conversor Buck (vermelho) comparado a  $I_o$  da FT de corrente (azul). O Autor, 2022.

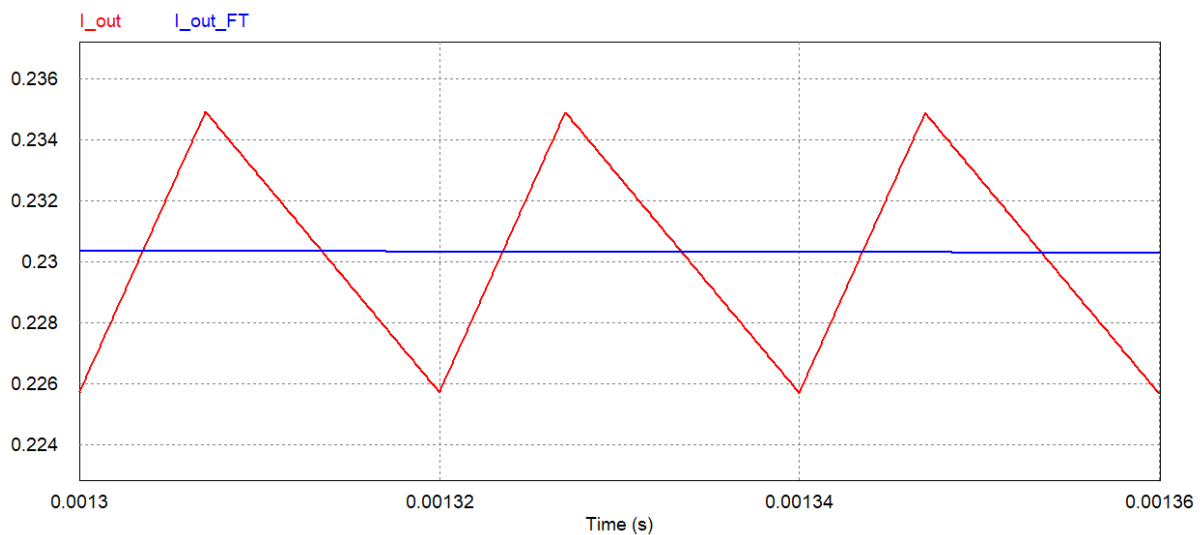


Figura 24 –  $I_o$  do conversor Buck (vermelho) comparado a  $I_o$  da FT de corrente (azul) aproximado. O Autor, 2022.

### 3.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

A adição de controladores para conversores de potência é muito importante, devido ao fato de que o conversor opera de forma estática. Quando o conversor Buck está em malha aberta, ou seja, operando de forma estática, isto significa que a taxa de trabalho  $D$  nunca altera seu valor. Isto significa que, caso ocorra uma perturbação na tensão de entrada e a mesma altere seu valor, o ponto de operação da conversão é alterado, modificando a tensão de saída. A Figura 25 demonstra a modificação na alimentação de entrada  $V_s$  de 10%, ou seja, a tensão deixa de ser 12V e passa a ser 10,8V aos 2ms, e como isto reflete numa queda de tensão na saída. Pode-se encontrar essa nova tensão de

saída pela Equação (19), utilizando-se a taxa de trabalho  $D$  estática de 0,35 e o novo valor de  $V_s$  de 10,8V, chegando-se no novo valor de  $V_o$  dado pela Equação (63). O sistema completo controlado a ser projetado é apresentado por meio da Figura 26, demonstrando-se a interação entre a parte de potência e controle, bem como a troca do controle de corrente pelo de tensão quando o SGB detecta tensão máxima nominal na bateria.

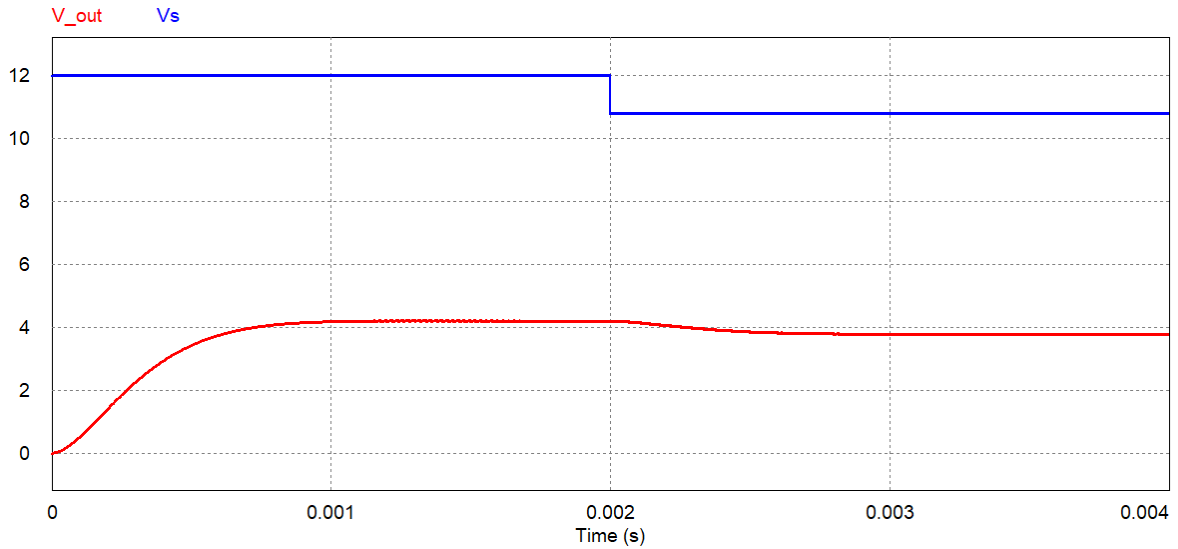


Figura 25 – Tensão de saída (vermelho) para uma alimentação (azul) de 12V e aos 2ms 10,8V. O Autor, 2022.

$$V_o = 10,8 * 0,35 \tag{62}$$

$$V_o = 3,78 \tag{63}$$

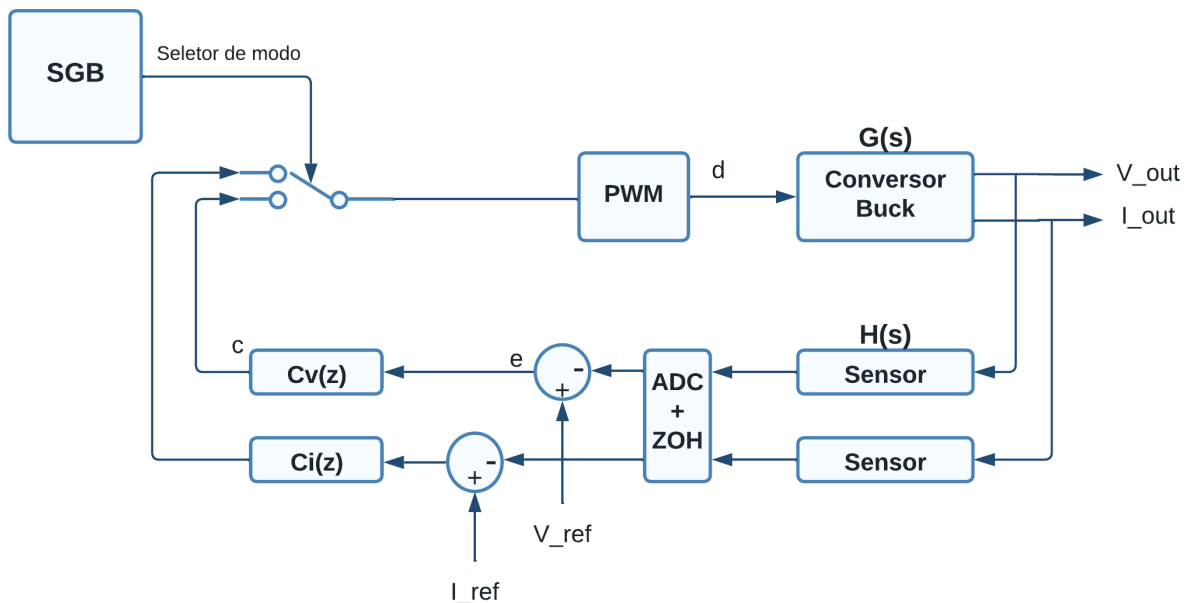


Figura 26 – Diagrama de blocos para o sistema completo. O Autor, 2022.

A adição então de controladores, que fecham as malhas de saída e realimentam seu sinal, são crucias para garantir um ponto de operação contínuo, que realize o trabalho de impedir que variações e perturbações em valores e componentes do sistema acabem se refletindo no valor de saída. Para o caso anterior, um controlador poderia alterar a taxa de trabalho para 0,389, que quando substituído na Equação (19), demonstraria que a tensão de saída continuaria em 4,2V.

Entretanto, antes de começar a projetar-se os controladores, é necessário obter-se a função de transferência completa do sistema, visto que a Equação (41) e Equação (50) representam apenas a função de transferência do conversor, e não levam em consideração outros elementos do sistema, tal como a tensão pico a pico do PWM, e o sensor de tensão e corrente que será adicionado para obter o sinal de saída e realimentá-lo.

A Figura 27 e a Figura 28 representam o sistema em malha fechada, onde existe um sensor realimentando o sinal de saída, que é então comparado com o valor de referência, em que a diferença entre esses sinais é entregue ao controlador, que gera o sinal de controle, que então é comparado ao PWM, que realiza o chaveamento na planta do conversor Buck, gerando então uma nova tensão de saída.

Entretanto, para as metodologias de controle que serão aplicadas, as análises a serem realizadas devem ocorrer sobre o sistema em malha aberta, sem a inserção de um controlador e a realimentação do sinal, chegando-se no sistema demonstrado pela Figura 29 e pela Figura 30, que resulta na função de transferência dada pela Equação (64).

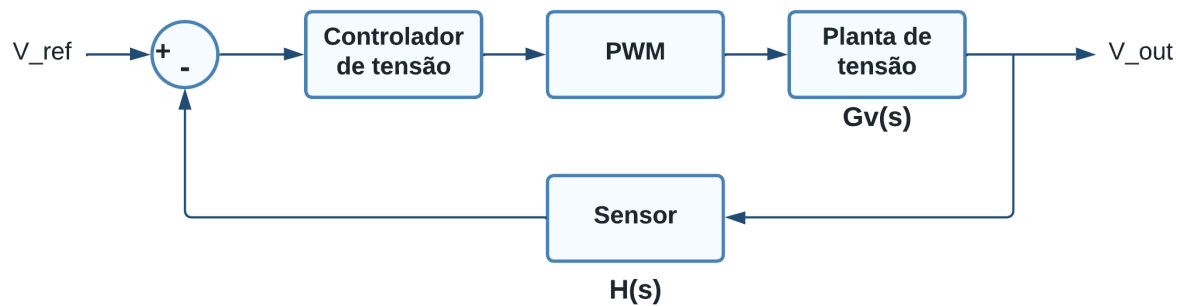


Figura 27 – Diagrama de blocos para o sistema em malha fechada para a tensão. O Autor, 2022.



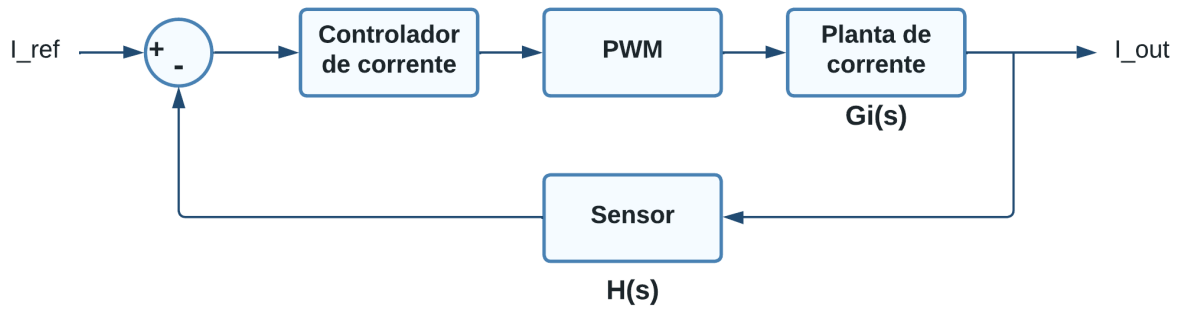


Figura 28 – Diagrama de blocos para o sistema em malha fechada para a corrente. O Autor, 2022.

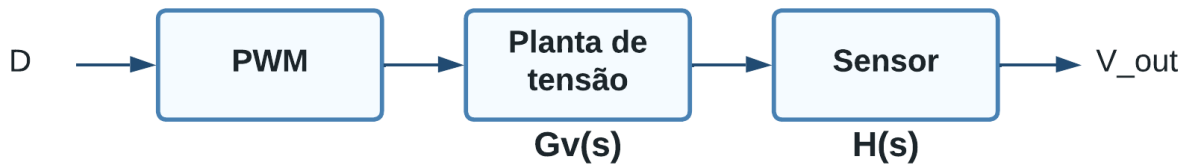


Figura 29 – Diagrama de blocos para o sistema em malha aberta para a tensão. O Autor, 2022.

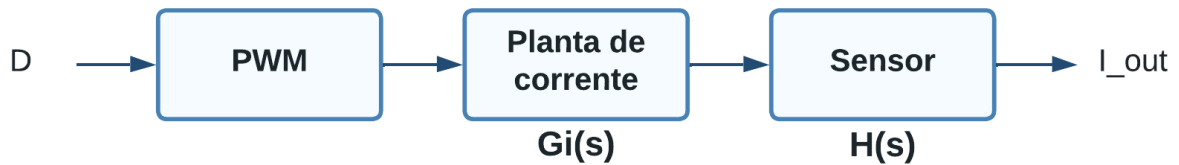


Figura 30 – Diagrama de blocos para o sistema em malha aberta para a corrente. O Autor, 2022.

$$M_A(s) = PWM(s) * G(s) * H(s) \tag{64}$$

Onde  $PWM(s)$  é a função de transferência do PWM, dado pela Equação (65), e o sensor é representado pela  $H(s)$ , que é o ganho do seu respectivo sensor, que para este projeto ambos possuem mesmo ganho conforme a Tabela 2, podendo ser então representado pela Equação (66).  $G_s$  é a função de transferência do conversor sendo trabalhada, ou seja,  $G_V(s)$  dado pela Equação (60) para o controle da tensão, ou  $G_I(s)$  dado pela Equação (61).

$$PWM(s) = \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{1,2} \tag{65}$$

$$H(s) = H_v = H_i = \frac{1}{10} \tag{66}$$

Substituindo-se então os valores calculados na Equação (64), chega-se nas seguintes equações para função de transferência de malha aberta, sendo a Equação (68) para a tensão de saída, e Equação (70) para corrente de saída.

$$MA_V(s) = \frac{1}{1,2} \frac{1}{10} \frac{219,1}{593,5ns^2 + 5,9348ms + 18,26} \quad (67)$$

$$MA_V(s) = \frac{18,26}{593,5ns^2 + 5,9348ms + 18,26} \quad (68)$$

$$MA_I(s) = \frac{1}{1,2} \frac{1}{10} \frac{0,0012s + 12}{593,5ns^2 + 5,9348ms + 18,26} \quad (69)$$

$$MA_I(s) = \frac{10ms + 1}{593,5ns^2 + 5,9348ms + 18,26} \quad (70)$$

### 3.2.1 Projeto do Controlador de Tensão

O controlador de tensão escolhido para este projeto é um controlador de avanço e atraso de fase. Este tipo de controlador é projetado analisando a resposta em frequência do sistema em malha aberta, ao qual uma das formas de ilustrar esta resposta é pelo Diagrama de Bode. Traçando-se o diagrama de Bode para a função de transferência encontrada na Equação (68), chega-se ao resultado demonstrado na Figura 31.

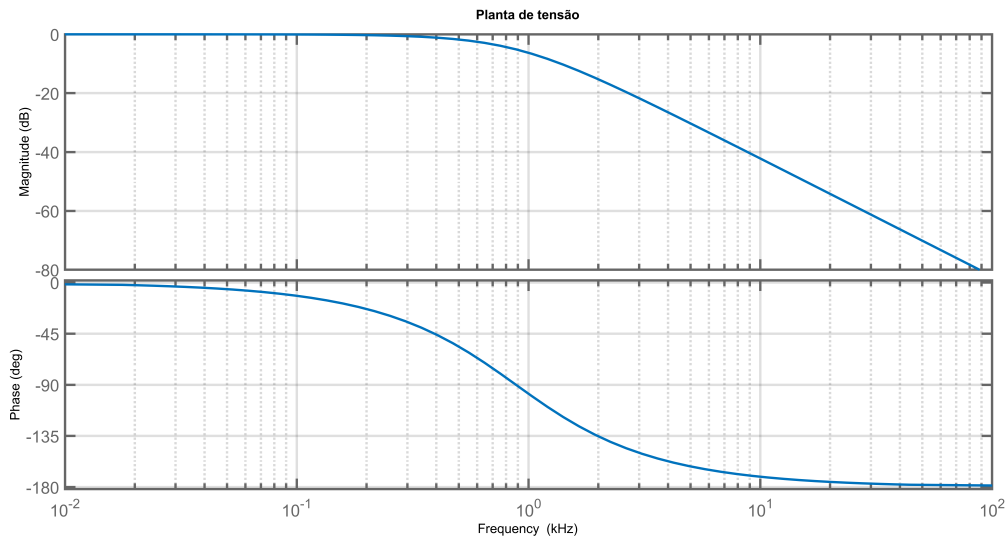


Figura 31 – Diagrama de Bode para malha aberta de tensão. O Autor, 2022.

É então escolhido uma frequência de corte  $f_c$ , que é a frequência pela qual a magnitude do sistema passa pelo 0dB, 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, a fim de garantir estabilidade e atenuar perturbações provenientes do chaveamento. O valor então de  $f_c$  é dado pela Equação (71).

$$f_c = \frac{50kHz}{10} = 5kHz \quad (71)$$

Uma vez determinado a frequência de corte, determina-se qual é a magnitude e fase do sistema em tal frequência, sendo seus valores apresentados na Tabela 4.

Parâmetro	Valor
$G_{fc}$	-30,2938dB
$Fase_{fc}$	-161,8119°

Tabela 4 – Magnitude  $G_{fc}$  e Fase  $Fase_{fc}$  do sistema em malha aberta na frequência de corte. O Autor, 2022.

O valor de magnitude é importante, pois significa quanto deverá ser acrescentado na magnitude para que a mesma se torne 0dB. Entretanto, é mais comum e prático representar como um valor real ao invés do ganho em decibéis  $G_{dB}$ , onde o mesmo pode ser alcançado por meio da Equação (72), chegando-se num ganho real  $G_{real}$  dado pelo valor na Equação (73).

$$G_{real} = 10^{\frac{|G_{dB}|}{20}} \quad (72)$$

$$G_{real} = 10^{\frac{|-30,2938|}{20}} = 32,7105 \quad (73)$$

Agora, é necessário calcular qual será a margem de fase (MF) desejada para garantir que o sistema responda numa velocidade satisfatória e atendendo sobressinais máximos. Quando o sistema está em 0dB, ou seja, no seu corte, e a fase está em  $-180^\circ$ , o sistema se torna instável, devido a isso, a margem de fase é o quão distante de  $-180^\circ$  estará a fase do sistema em sua frequência de corte, onde quanto maior a margem de fase, mais estável é o sistema, apresentando menor sobressinal e oscilações, sendo os melhores valores entre  $45^\circ$  até  $90^\circ$  (BARBI, 2007).

O sobressinal, conhecido como *overshoot* (OS), possui relação com a MF por meio do valor do coeficiente de amortecimento  $\xi$  (OGATA, 2009), conforme a Equação (74) e Equação (76) demonstram. Devido ao fato de baterias serem extremamente sensíveis à sobre-tensão, é então escolhido que o controlador permita apenas 1% de OS. Utilizando-se deste valor, chega-se numa margem de fase desejada apresentada na Equação (77).

$$\xi = \frac{-\ln(OS)}{\sqrt{\pi^2 + (\ln(OS))^2}} \quad (74)$$

$$\xi = 0,8261 \quad (75)$$

$$MF_{Desejada} = \frac{\arctan(2 * \xi)}{\sqrt{-2 * \xi^2 + \sqrt{1 + 4 * \xi^4}}} \quad (76)$$

$$MF_{Desejada} = 70,9048^\circ \quad (77)$$

O controlador utilizado será o compensador de avanço e atraso de fase analógico de terceira ordem (OGATA, 2009), conforme apresentado na Figura 32, onde ele possui 2 zeros e 3 polos, conforme demonstra sua função de transferência na Equação (78). Devido ao fato do controlador possuir um polo a mais do que zero, significa que ele causará uma queda de fase de  $-90^\circ$  que não será compensada. Então, para atingir a margem de fase desejada levando em consideração o valor em malha aberta sem controle, a margem de fase desejada, e o polo adicional do controlador, a fase total do sistema pode ser dado pela variável  $\alpha$  demonstrado na Equação (79).

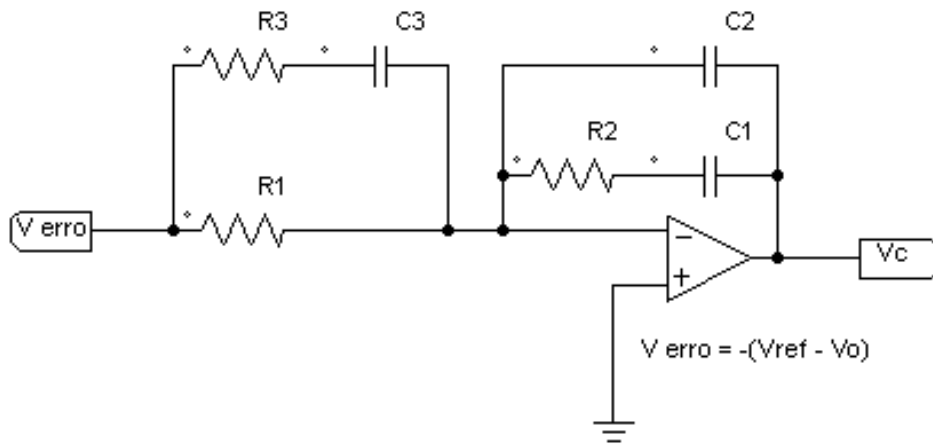


Figura 32 – Controlador de avanço e atraso de fase analógico. O Autor, 2022.

$$C_v(s) = \frac{C_1 C_3 R_2 (R_1 + R_3) s^2 + (R_2 C_1 + R_1 C_3 + R_3 C_3) s + 1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 s^3 + (R_1 R_3 C_3 (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1 C_2) s^2 + R_1 (C_1 + C_2) s} \quad (78)$$

$$\alpha = MF_{Desejada} - Fase_{fc} - 90^\circ \quad (79)$$

Com isto, tem-se os valores necessários para calcular os componentes do controlador. Entretanto, as equações para  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , demonstradas da Equação (81) até a Equação (85), são calculados por meio da metodologia do fator  $k$  da Venable (**venable**), dado pela Equação (80), que é calculado a partir dos valores demonstrados anteriormente nesta seção.

$$k = (\tan(\frac{\alpha}{4} + 45^\circ))^2 \quad (80)$$

$$R_1 C_2 = \frac{1}{2\pi f_c G_{real}} \quad (81)$$

$$C_1 = C_2 (k - 1) \quad (82)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi f_c C_1} \quad (83)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k - 1} \quad (84)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_c R_3 \sqrt{k}} \quad (85)$$

Conforme visto pela Equação (81), é necessário escolher um valor arbitrário para  $R_1$  ou  $C_2$  para ser possível calcular o valor de todos os outros componentes. Então, o valor escolhido para  $C_2$ , bem como o valor calculado para  $k$  e em função disto todos os outros componentes do controlador, estão sumarizados na Tabela 5.

Parâmetro	Valor
$k$	37,1216
$C_2$	100nF
$R_1$	9,7311 $\Omega$
$C_1$	3,6122 $\mu$ F
$R_2$	53,6904 $\Omega$
$R_3$	0,2694 $\Omega$
$C_3$	19,3930 $\mu$ F

Tabela 5 – Valores calculados para os componentes do controlador de tensão. O Autor, 2022.

Utilizando-se então destes parâmetros na Equação (78), chega-se na seguinte função de transferência.

$$C_v(s) = \frac{37,61 \cdot 10^{-9} s^2 + 387,9 \cdot 10^{-6} s + 1}{986 \cdot 10^{-18} s^3 + 377,4 \cdot 10^{-12} s^2 + 36,12 \cdot 10^{-6} s} \quad (86)$$

A Figura 33 apresenta a resposta ao degrau em malha fechada do sistema com o controlador projetado. Pode-se observar que o sistema possui ganho unitário conforme desejado, um tempo de resposta baixo e nenhuma presença de sobressinal.

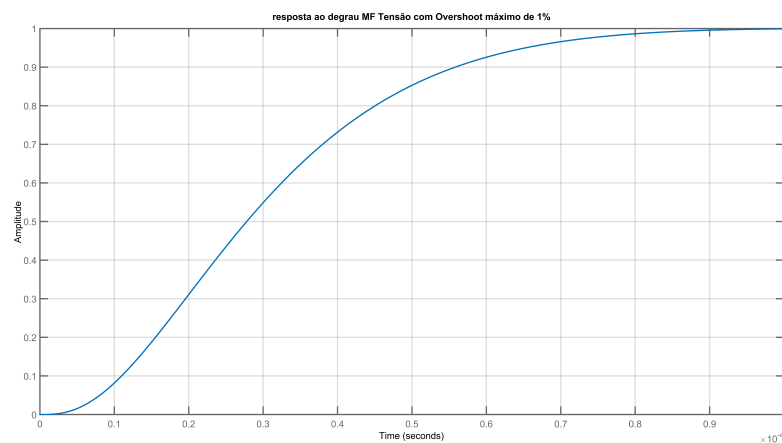


Figura 33 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada com o controlador projetado. O Autor, 2022.

É importante também observar o sistema em malha aberta, para analisar se foi possível atingir as especificações desejadas. Conforme se observa então pelo diagrama de Bode em malha aberta da Figura 34, o sistema está cortando 0dB em magnitude nos 5kHz, e se observamos a sua fase, percebe-se que a mesma possui aproximadamente  $71^\circ$  de margem de fase dos  $180^\circ$ , que foi o valor calculado necessário para alcançar um sobressinal máximo de 1%.

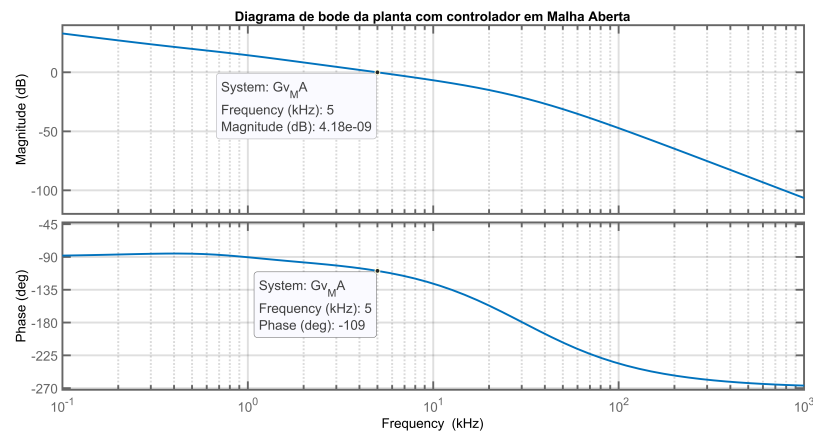


Figura 34 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta controlada colocando-se em evidência a frequência de corte. O Autor, 2022.

Como último detalhe de validação, observa-se o diagrama de Bode para o sistema controlado em malha fechada, conforme apresenta a Figura 35, e verifica-se que a magnitude para baixas frequências se mantém em 0dB. Isto é importante para garantir que as perturbações de baixas frequências não sejam acentuadas.

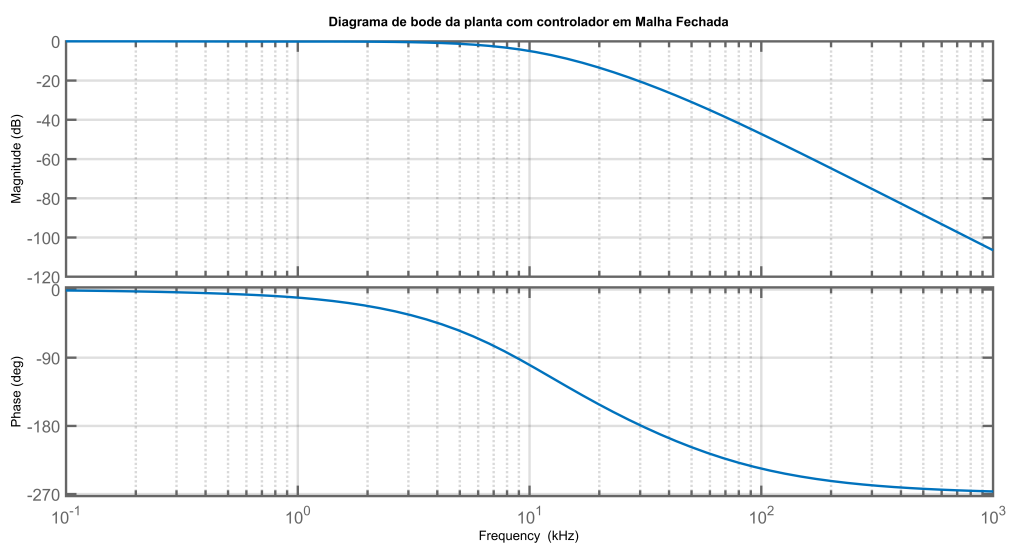


Figura 35 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada. O Autor, 2022.

Para fins de visualização, a Figura 36 demonstra o diagrama de Bode do controlador, ficando em evidência os ganhos em baixas frequências que o mesmo provoca a fim de atingir

a frequência de corte, bem com o avanço de fase para atingir a margem de fase desejada na frequência de corte almejada. A fim de esclarecer também a influência do controlador sobre a planta de tensão e como isto se reflete no sistema em laço aberto, a Figura 37 apresenta o diagrama de Bode com estes três sistemas.

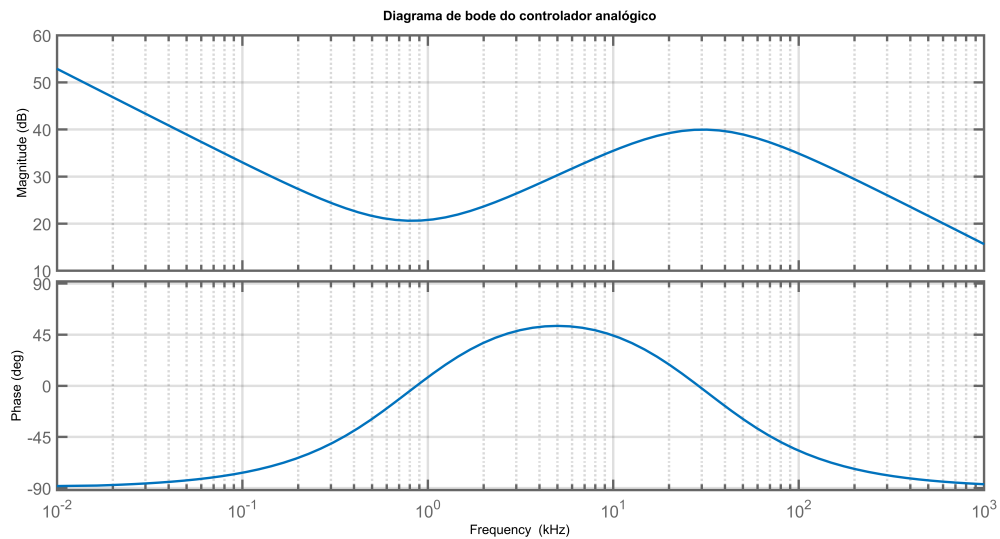


Figura 36 – Diagrama de Bode para o controlador analógico de tensão projetado. O Autor, 2022.

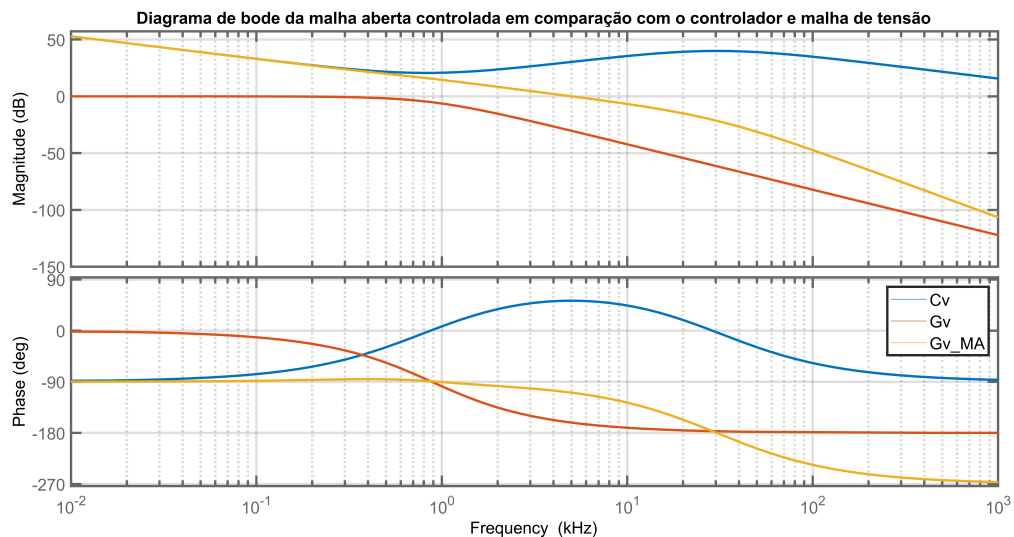


Figura 37 – Diagrama de Bode demonstrando o controlador ( $C_v$  - Azul), a planta de tensão ( $G_v$  - Laranja), e como ambos se juntam para formar o sistema em malha aberta ( $G_{v\_MA}$  - Amarelo). O Autor, 2022.

### 3.2.2 Projeto do Controlador de Corrente

Para controle da corrente será utilizado um controlador proporcional-integrativo (PI), a fim de garantir uma resposta rápida e sem erro estático. Para o controlador PI, a

parcela proporcional do controlador é responsável por amplificar o sinal de erro, fazendo-se então que o sistema possua uma resposta mais rápida. Já a parcela de integral se dá graças ao polo na origem, que busca garantir erro estático nulo quando a entrada é linear. A função de transferência para um controlador PI é apresentada na Equação (87), onde nota-se que o ganho  $K_i$  é seu ganho proporcional, o polo  $s$  é o polo na origem de ação integradora, e possui-se um zero em uma frequência a se determinar, onde seu efeito é estabilizar o decréscimo de magnitude e acréscimo de fase, fazendo com que ambos fiquem constantes.

$$C_i = K_i \frac{s + \omega_z}{s} \quad (87)$$

Para se encontrar a frequência para o zero do controlador, o mesmo é dado pela Equação (88) (MORAES, 2019), onde nota-se que o mesmo depende do valor da frequência de corte, da margem de fase desejada e da fase atual do sistema em malha aberta na frequência de corte.

$$\omega_z = \frac{f_c \cdot 2 \cdot \pi}{\tan(MF_{Desejada} - 90^\circ - Fase_{f_c})} \quad (88)$$

A frequência de corte permanece a mesma que usada para o controle de tensão, ou seja, 5kHz, bem como a margem de fase de  $80^\circ$ , a fim de garantir um sobressinal mínimo para corrente. O diagrama de Bode então do sistema em malha aberta da corrente, encontrado por meio da Equação (70) é apresentado na Figura 38, onde é possível extrair que a fase atual na frequência de corte, dada pelo valor de  $-89,47^\circ$ .

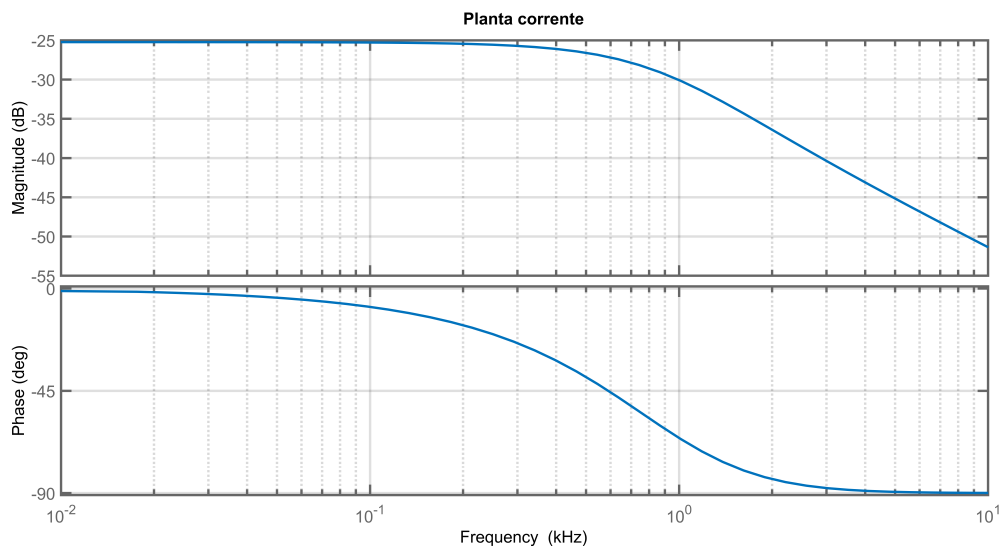


Figura 38 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta para corrente. O Autor, 2022.

Substituindo-se então os valores na Equação (88), chega-se ao valor para o zero do controlador de  $3,0423k \frac{rad}{s}$ . Com isto, é possível encontrar o valor para o ganho do controlador por meio da Equação (89) (MORAES, 2019). Nota-se nesta equação que o



ganho depende da frequência de corte em rad/s, a frequência do zero do controlador, e o ganho absoluto do sistema em malha aberta da corrente na frequência de corte. Além disso, o controlador precisa compensar os ganhos da modulação PWM e sensor de corrente, a fim de interpretar corretamente o valor de erro.

$$K_i = \frac{1}{PWM} \frac{1}{H_i} \frac{f_c * 2 * \pi}{\sqrt{(f_c * 2 * \pi)^2 + w_z^2} * G_{real}} \quad (89)$$

Novamente pode-se extrair o ganho na frequência de corte pelo diagrama de Bode apresentado na Figura 38, onde obtém-se o valor de um ganho absoluto de 0,005. As demais frequências necessárias para a equação já foram obtidas anteriormente, logo, tem-se os valores necessários para calcular o ganho proporcional, chegando-se em um valor de 180,3330. Com os valores do ganho e frequência do zero do controlador, pode-se substituir na Equação (87), chegando-se em um controlador com os valores numéricos apresentados na Equação (90).

$$C_i = 180,3330 \frac{s + 3,0423k}{s} \quad (90)$$

Abaixo então é apresentada a resposta ao degrau para o sistema em malha fechada, dado pela Figura 39, bem como os diagramas de Bode do controlador PI, malha aberta controlada e malha fechada controlada, dadas respectivamente pela Figura 40, Figura 41 e Figura 42 respectivamente. Ademais é demonstrado o diagrama de Bode na Figura 43 onde apresenta-se o controlador PI, o sistema em malha aberta sem controle e o sistema em malha aberta controlada a fim de demonstrar a influência do controlador sobre o sistema sem controle, resultando na curva do sistema controlado.

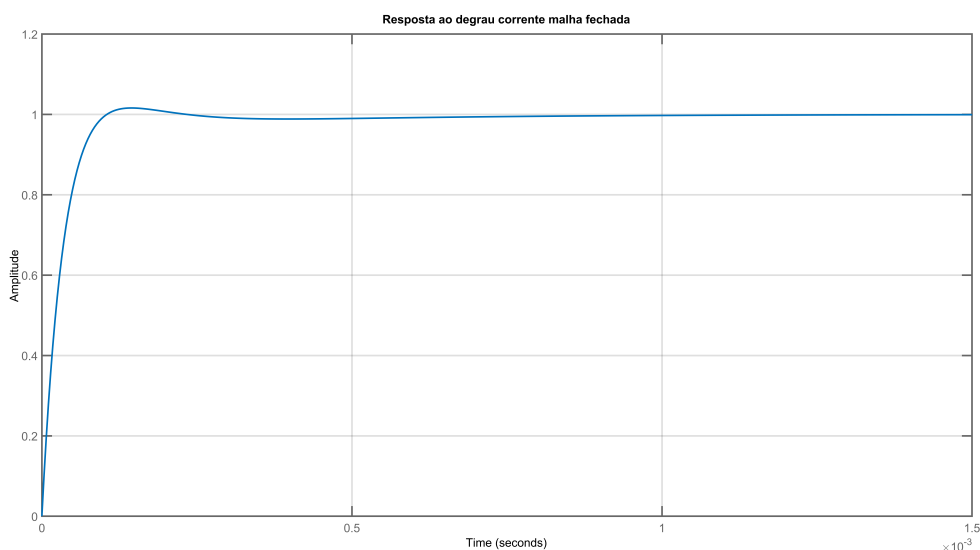


Figura 39 – Resposta ao degrau da corrente em malha fechada. O Autor, 2022.

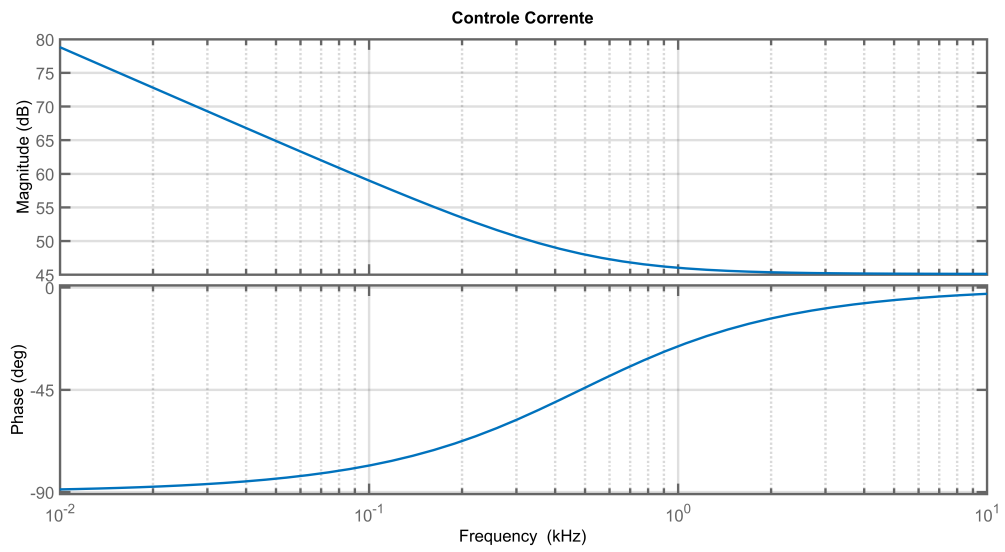


Figura 40 – Diagrama de Bode do controlador PI. O Autor, 2022.

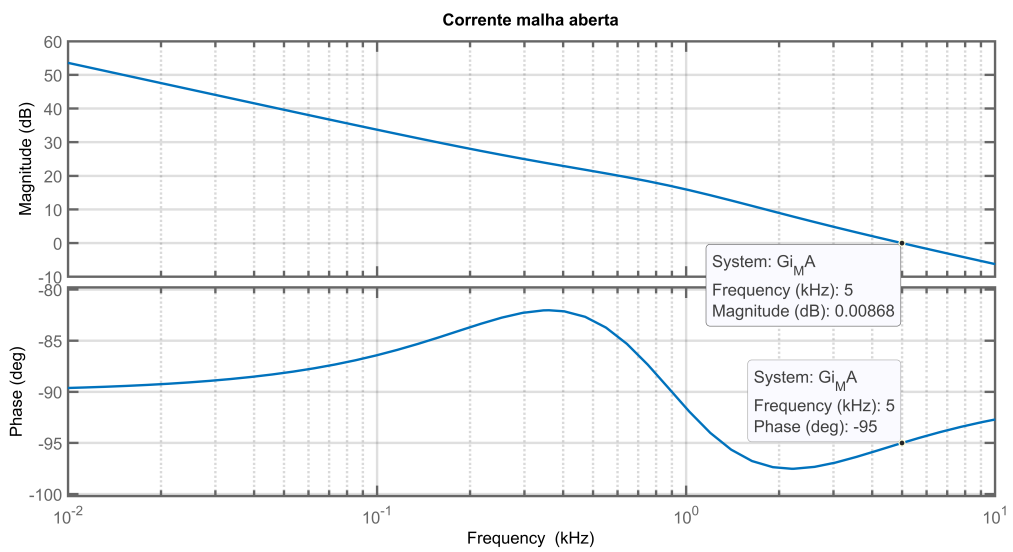


Figura 41 – Diagrama de Bode do sistema em malha aberta controlado. O Autor, 2022.

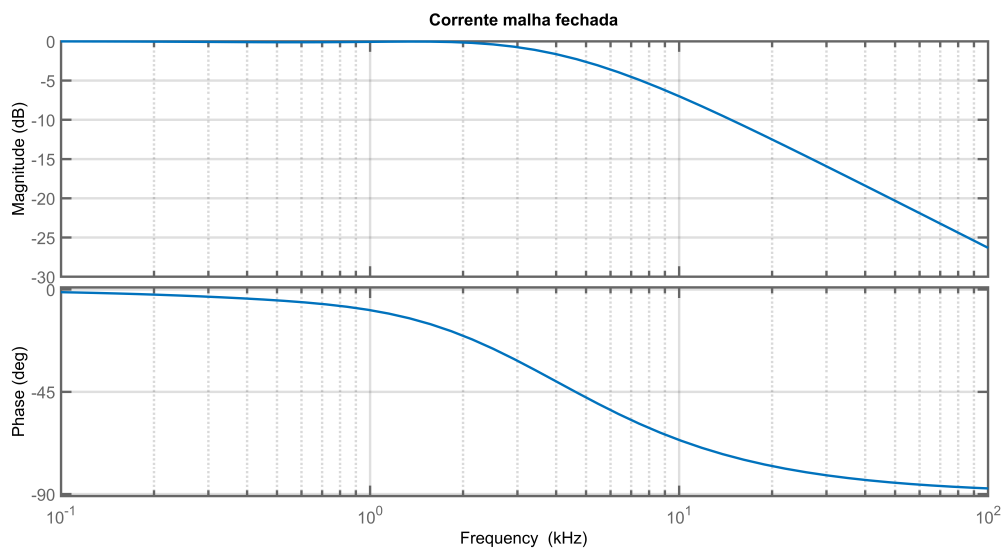


Figura 42 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada. O Autor, 2022.

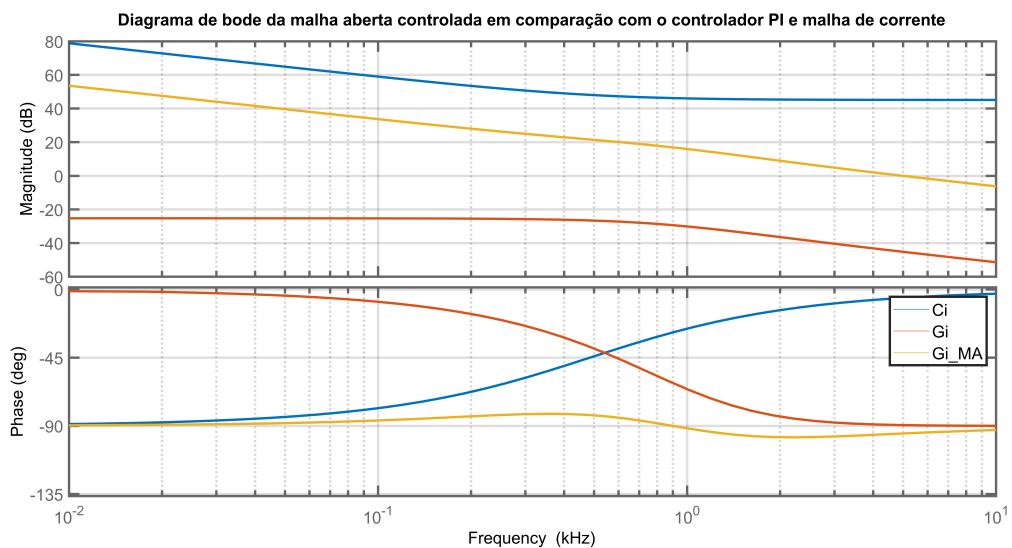


Figura 43 – Diagrama de Bode demonstrando o controlador ( $C_i$  - Azul), a planta de corrente sem controle ( $G_i$  - Laranja), e como ambos se juntam para formar o sistema em malha aberta controlado ( $G_{i\_MA}$  - Amarelo). O Autor, 2022.

Pela resposta ao degrau na Figura 39, podemos ver que o sistema controlado possui mínimo sobressinal e tempo de assentamento satisfatório. Pelo diagrama de Bode do controlador, apresentado na Figura 40, confirma-se o fato de que ele possui altos ganhos em baixas frequências para garantir deslocamento da frequência de corte, bem como elevação de fase na frequência de corte desejada para garantir a margem de fase. Pelo diagrama de Bode do sistema em malha aberta controlado, dado pela Figura 41, verifica-se que o sistema possui a margem de fase desejada e a frequência de corte especificada. Pelo diagrama de Bode em malha fechada, apresentado na Figura 42 visualiza-se o ganho unitário em baixas frequências, garantindo que não haja acentuação de perturbação

nesta região de frequência. Por último, a Figura 43 demonstra a influência do controlador sobre a malha aberta, e como a soma de ambos resulta na malha aberta controlada.

### 3.3 DISCRETIZAÇÃO

Para tornar a aplicação de controladores em algo real e aplicável é necessário realizar o processo conhecido como a discretização. A discretização busca levar os modelos projetados do domínio contínuo, representado pela variável  $s$ , para o domínio discreto, representado pela variável  $z$ . O motivo disto é porque, por mais que hoje em dia já existem controladores que conseguem operar no modo contínuo ou muito próximo disto, um controlador digital operando em modo contínuo demanda muito esforço dos equipamentos, sendo muitas vezes desnecessário.

Outro motivo é o fato de que o controlador analógico, tal como o projetado para o controlador de tensão, possui diversas desvantagens, tal como a dificuldade de atender aos valores dos componentes de resistência e capacitância, enquanto o controlador digital possui fácil mudança dos parâmetros do controlador, facilidade maiores de interface gráfica, entre outras vantagens.

A discretização tem como objetivo coletar amostras do sinal contínuo dado certo período de amostragem, de forma que o período seja suficientemente pequeno a ponto de encontrar um balanço entre manter de forma fiel o formato do sinal original e minimização de trabalho, sendo uma forma de visualizar este processo apresentado na Figura 44.

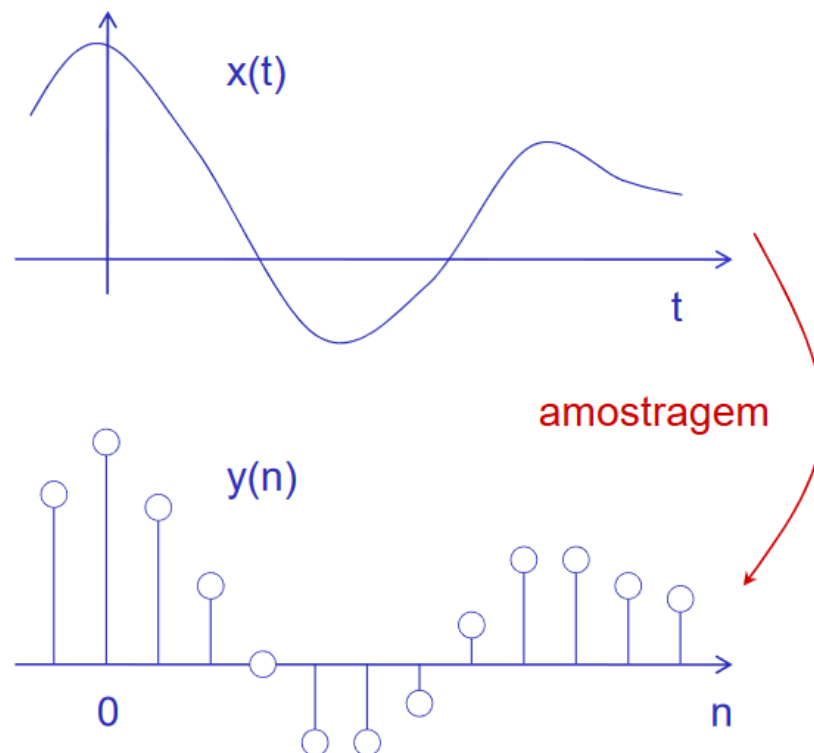


Figura 44 – Processo de amostragem de um sinal contínuo para o domínio discreto (MARCQUES, 2010).

Entretanto, conforme apresentado pela Figura 44, os pontos amostrados existem durante um único instante de tempo, fazendo com que, caso este fosse o sinal de entrada do controlador, o mesmo não teria nenhum sinal nos instantes entre um período e outro. Para solucionar este problema e garantir a operação contínua do controlador, é introduzido um elemento conhecido como retentor de ordem zero (ZOH, do inglês *zero-order holder*). O ZOH auxilia na reconstrução de um sinal discreto similar ao sinal contínuo, fazendo com que cada vez que um valor é amostrado, o seu valor é mantido até a amostragem seguinte, conforme é apresentado pela Figura 45.

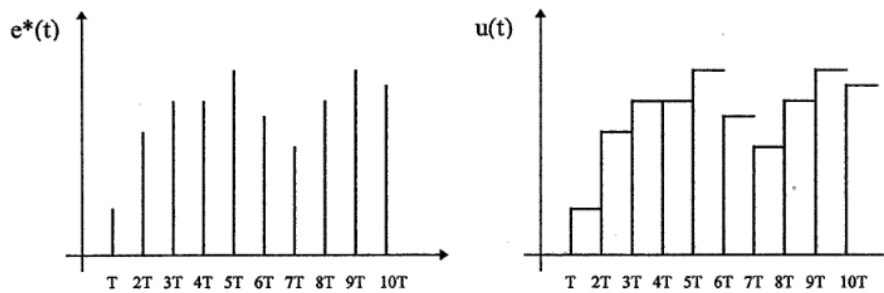


Figura 45 – Funcionamento de um ZOH sobre um sinal discreto (SOARES, 1996).

Existem diversas metodologias que tornam possível o mapeamento de um controlador para o domínio discreto, entretanto este trabalho irá se atentar apenas aos mais utilizados, que são os métodos *backward Euler*, *forward Euler* e *Tustin*, que possuem as relação entre domínio  $s$  e  $z$  apresentadas respectivamente em Equação (91), Equação (92) e Equação (93).

$$s_{Forward} = \frac{z - 1}{T_s} \quad (91)$$

$$s_{Backward} = \frac{z - 1}{z T_s} \quad (92)$$

$$s_{Tustin} = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (93)$$

Para os 3 métodos, a mudança para o domínio discreto se dá por meio da substituição da variável  $s$  do controlador pela sua equação equivalente.

Para o método de Forward Euler, este é o mais fácil de ser calculado, entretanto, sistemas estáveis no domínio  $s$  podem se tornar instáveis quando movidos para o domínio  $z$ . Isto ocorre pois uma parcela do semiplano estável do domínio  $s$  se encontra mapeado na parcela instável do domínio  $z$ , conforme apresenta a Figura 46.

O segundo método é o Backward Euler, o qual garante que sistemas estáveis no domínio  $s$  continuem estáveis quando passados para o domínio  $z$ . Entretanto, para esta metodologia, apenas uma fração da região de estabilidade do domínio  $z$  está contida em seu mapeamento, conforme apresenta a Figura 47, limitando os graus de liberdade e espaço

do projeto, fazendo com que seja difícil ou até mesmo impossível atender certas métricas específicas de desempenho.

Por último, tem-se a transformada de Tustin, que mapeia todo semiplano esquerdo do domínio  $s$  para dentro do domínio estável  $z$ , conforme apresenta a Figura 48. Para atingir tal mapeamento, uma distorção de frequência é ocasionada, todavia, existem-se métodos para corrigir a distorção nos entornos de uma frequência escolhida, garantindo então perfeito funcionamento para um ponto de operação. Para a discretização dos controladores presentes neste trabalho, é escolhido-se o método de Tustin para calcular os parâmetros dos controladores digitais.

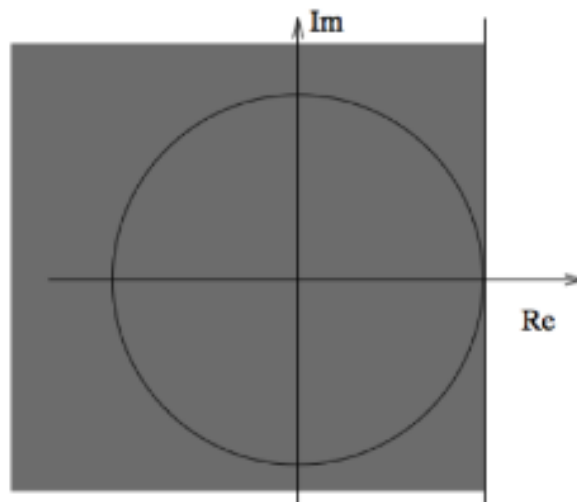


Figura 46 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio  $s$  para o domínio  $z$  por meio da transformação Forward Euler (JUNIOR, 2015).

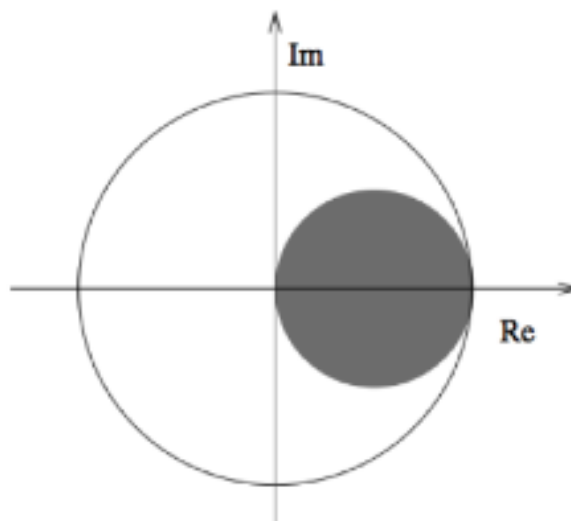


Figura 47 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio  $s$  para o domínio  $z$  por meio da transformação Backward Euler (JUNIOR, 2015).

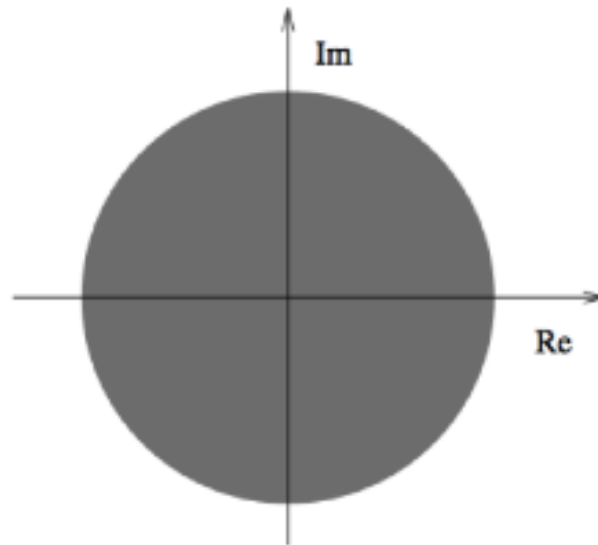


Figura 48 – Mapeamento do semiplano esquerdo do domínio s para o domínio z por meio da transformação Tustin (JUNIOR, 2015).

Para garantir que o sistema conseguirá ser observado corretamente pelo controlador, bem como garantir que a distorção das frequência esteja afastada da frequência de corte desejada, se escolhe uma frequência de amostragem que é igual a frequência de chaveamento. Isto significa que, para cada período de chaveamento, é coletado uma amostra do sinal de saída. A Equação (94) apresenta então o cálculo e resultado para o período de amostragem que será utilizado para discretizar os controlador.

$$T_s = \frac{1}{2 * f_s} = \frac{1}{50kHz} = 20\mu s \quad (94)$$

Utilizando-se deste valor, é possível substituir o valor de s da Equação (93), na dos controladores calculados, que se encontram na Equação (86) e Equação (90), resultando-se no controlador digital de tensão e corrente apresentados, respectivamente, na Equação (95) e Equação (96).

$$C_v(z) = \frac{49,67z^3 - 39,93z^2 - 49,20z + 40,41}{z^3 - 0,3726z^2 + 0,529z - 0,0984} \quad (95)$$

$$C_i(z) = \frac{185,8z - 174,8}{z - 1} \quad (96)$$

### 3.3.1 Controlador de Tensão no Domínio Discreto

Para verificar-se que o controlador no domínio discreto irá atender as especificações projetadas no domínio contínuo, apresenta-se o diagrama de Bode dos controladores em ambos os domínios e compará-se ambos para garantir que possuam as mesmas respostas em frequência. Então, a Figura 49 apresenta esta comparação, ao qual pode-se extrair que os sinais de fase do controlador digital se mantêm igual ou próximo até a frequência de 10kHz, enquanto sua magnitude começa a ter divergência perto dos 20kHz. Devido ao fato da região de interesse do controlador ser a de 5kHz, que é a frequência de corte

desejada, e esta mesma região ser idêntica para o controlador digital quando comparado ao analógico, é então garantido que o ponto de operação do sistema se manterá idêntico ou extremamente similar quando usado o controlador no domínio discreto.

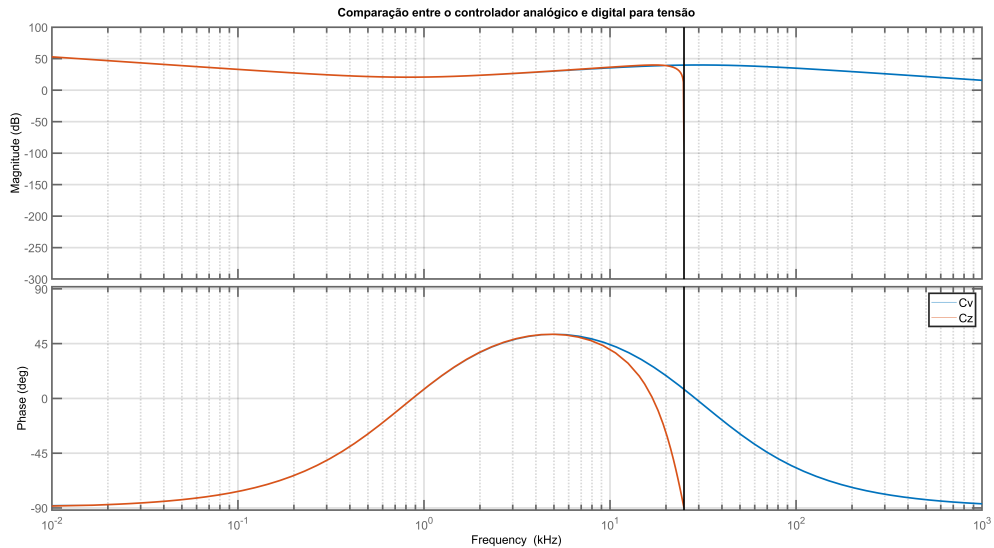


Figura 49 – Bode para comparação entre o controlador analógico (azul) de tensão para o controlador digital (laranja). O Autor, 2022.

### 3.3.2 Controlador de Corrente no Domínio Discreto

De mesma forma que realizado para o controlador de tensão, demonstra-se o diagrama de Bode para o controlador de corrente no domínio discreto ao lado do controlador no domínio contínuo, realizando-se assim a sua comparação, conforme apresenta a Figura 50.

Para o controlador de corrente, percebe-se que a discretização causa praticamente pouca distorção nas frequências, podendo-se considerar que a operação do controlador discreto é a mesma que sua contraparte contínua para qualquer região de trabalho de frequência.



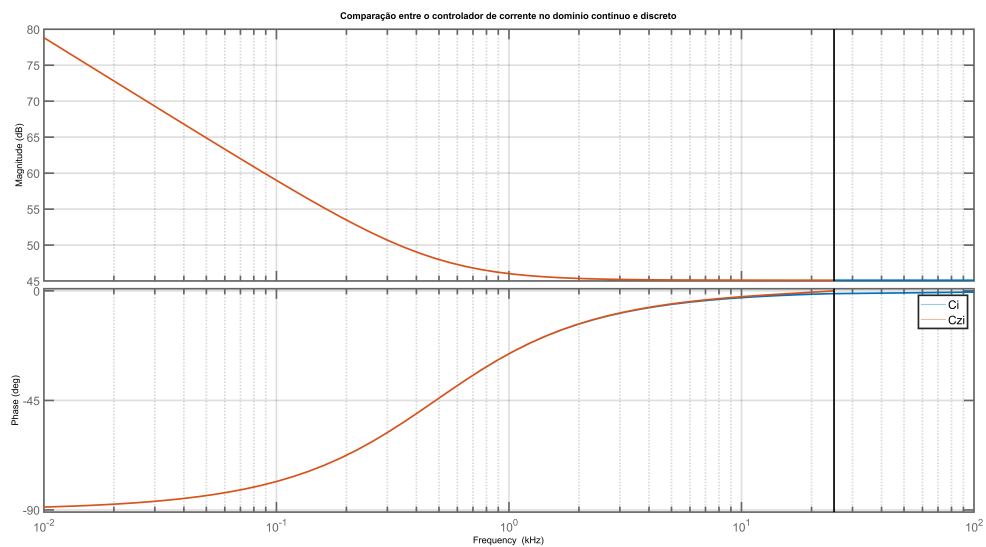


Figura 50 – Bode para comparação entre o controlador de corrente no domínio contínuo (azul) para o controlador digital (laranja). O Autor, 2022.

## 4 RESULTADOS

Este capítulo busca apresentar os resultados obtidos a partir dos sistemas projetados no Capítulo 3 por meio do software de simulação PSIM (PSIM, 2022)<sup>1</sup>. O conversor Buck projetado pode ser encontrado de forma sumarizada na Figura 18, os controladores de tensão se encontram na Equação (86) e Equação (95), e o controlador de corrente na Equação (96). Para facilitar a análise dos resultados, primeiro analisa-se o controle de tensão, em seguida o controle de corrente, e por último, ambos implementados para trabalharem em conjunto no modelo CC-CV.

### 4.1 CONTROLADOR DE TENSÃO

Simula-se o conversor Buck malha aberta, com controlador analógico e com controlador digital, comparando-se suas tensões de saída. Desta forma, fica mais fácil visualizar como os controladores conseguem amortecer as perturbações do sistema, bem como confirmar se a performance do controlador digital está próxima do controlador analógico.

Durante a validação, avaliam-se sete cenários de simulação diferentes, sendo eles operação normal, operação com rampa de inicialização na referência, perturbação degrau na tensão de entrada, perturbação senoidal na tensão de entrada, degrau de carga, mudança de referência e todos os cenários anteriores unidos.

#### 4.1.1 Operação normal

Para simular o sistema em condições de operação normal, tudo que é requerido é que os valores do sistema se mantenham estáticos. Para o caso do conversor Buck e controlador de tensão, estas variáveis seriam a tensão de referência, a tensão de entrada, e a carga. A Figura 51 demonstra então a tensão de saída seguindo a tensão de referência apresentada na Figura 52. Note-se que a referência apresentada na Figura 52 é uma referência de tensão, entretanto, para o sistema em malha aberta, a mesma é convertida para sua taxa de trabalho equivalente por meio da Equação (19).

<sup>1</sup> Os modelos montados no PSIM para as simulações podem ser encontrados nos apêndices A até E.

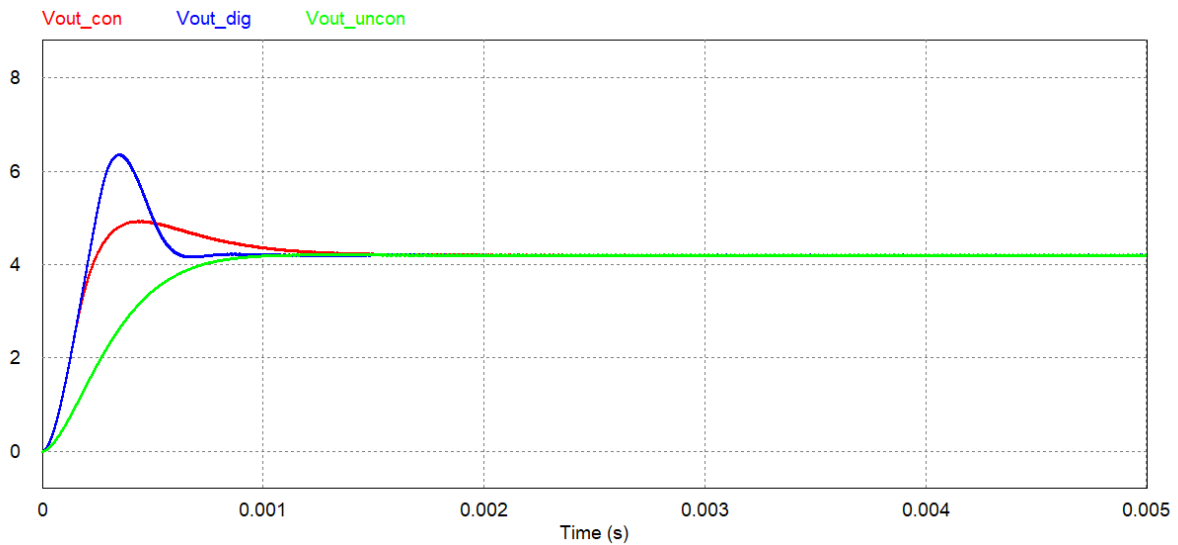


Figura 51 – Tensão de saída para o conversor Buck malha aberta (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul). O Autor, 2022.

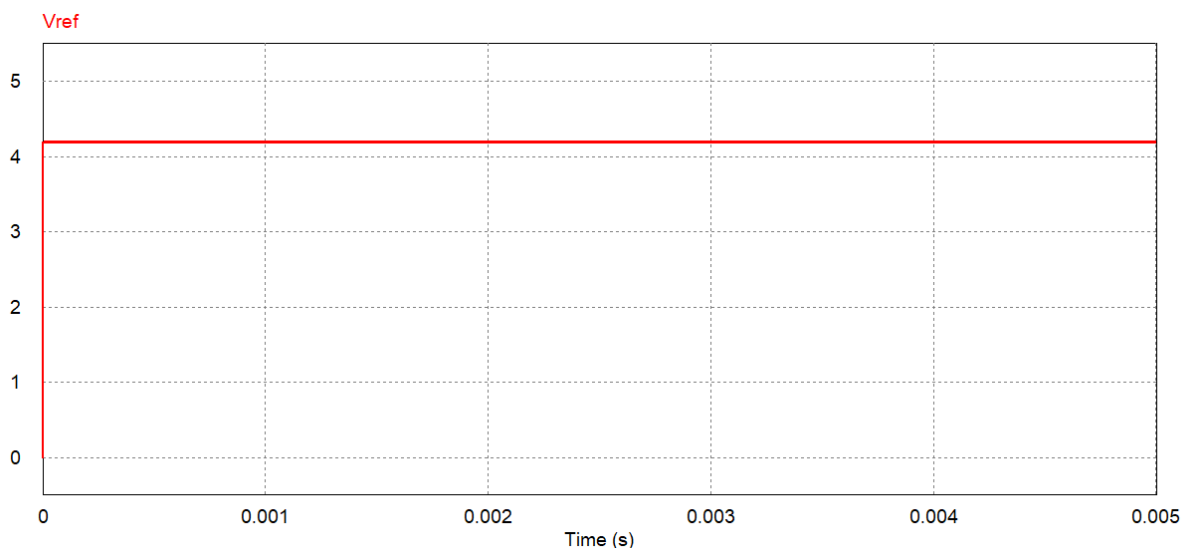


Figura 52 – Tensão de referência. O Autor, 2022.

Percebe-se que o sistema não controlado não apresenta sobressinal, entretanto, os com controle acabam apresentando sobressinal, algo que não era esperado de acontecer, visto que os controladores haviam sido projetados para um sobressinal de 1%. Entretanto, este sobressinal ocorre por conta de uma saturação no controlador, conforme apresentado pela Figura 53, pois o erro calculado quando o sistema inicializa e está descarregado, acaba sendo um sinal muito grande, sendo que o controlador é projetado para um modelo de pequenos sinais. Tal sobretensão não é algo desejável para a bateria, visto que isto diminui a longevidade da mesma, então, para prevenir isto, é possível começar a referência como uma rampa de inicialização, e esta técnica é discutida na subseção a seguir.

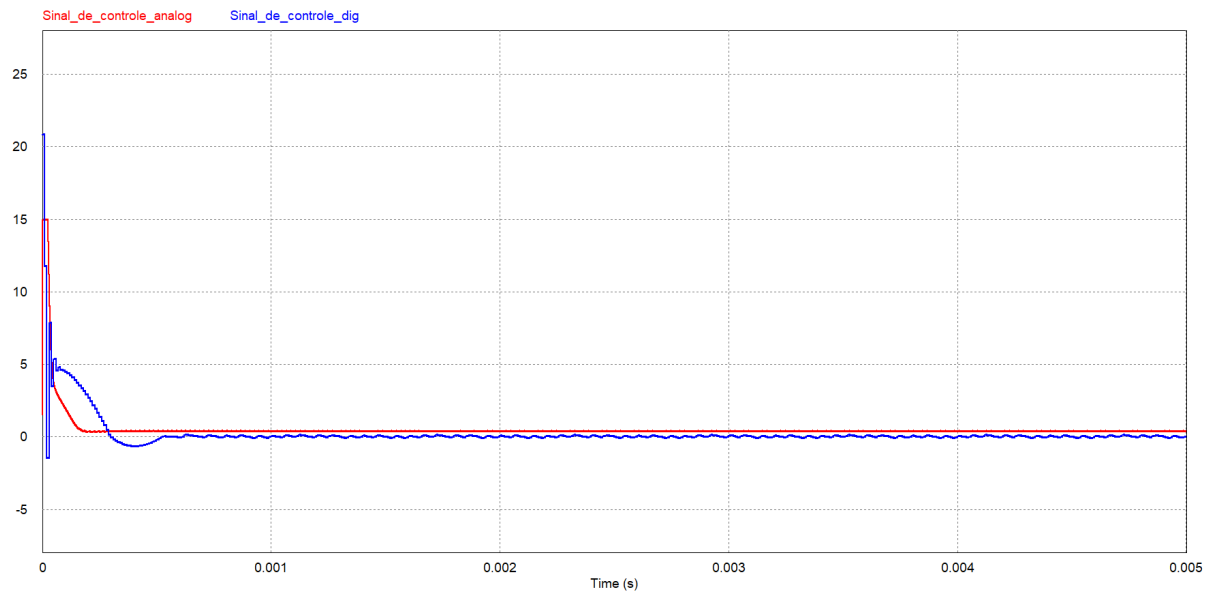


Figura 53 – Sinal de controle do controlador analógico (vermelho) e do controlador digital (azul) para a tensão com saturação no início do sistema em operação

#### 4.1.2 Operação com rampa de inicialização na referência

Diversos controladores digitais atualmente implementam o que é conhecido como rampa de inicialização. A ideia é que, ao iniciar o sistema, ele inicie seguindo uma rampa ao invés de um degrau. Isto é importante pois garante que os dispositivos não causem afundamento ou levantamento de tensão no sistema elétrico de distribuição de energia, bem como também garantam que a carga não receba uma alteração tão brusca em sua tensão e corrente, que muitas vezes pode causar acréscimo de temperatura e até instabilidade.

A ideia para o controlador digital então é inserir uma rampa em sua referência, entretanto que mantenha o mesmo tempo de assentamento para a variável de saída a fim de não deixar o sistema mais lento. Extraíndo-se da Figura 51, considera-se que o tempo de assentamento da tensão para o controlador digital está próximo de 0,5ms, dando origem então a referência com rampa da Figura 55. Alimentando essa referência para o controlador digital, observa-se então, pela Figura 54, a nova tensão de saída do controlador digital comparado aos outros sistemas ainda seguindo a referência degrau anterior.

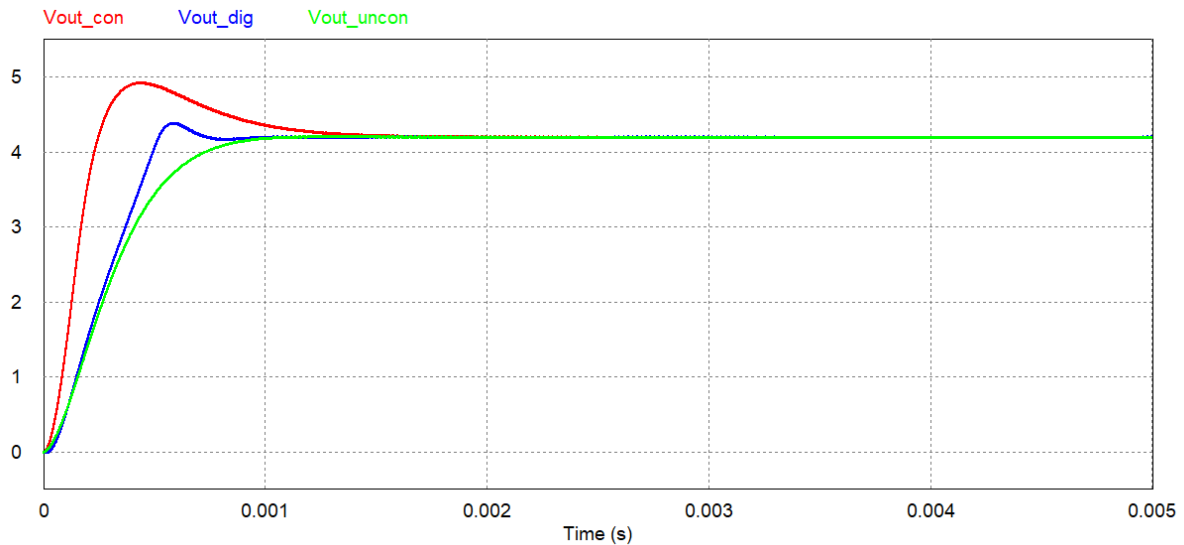


Figura 54 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital utilizando rampa de inicialização (azul). O Autor, 2022.

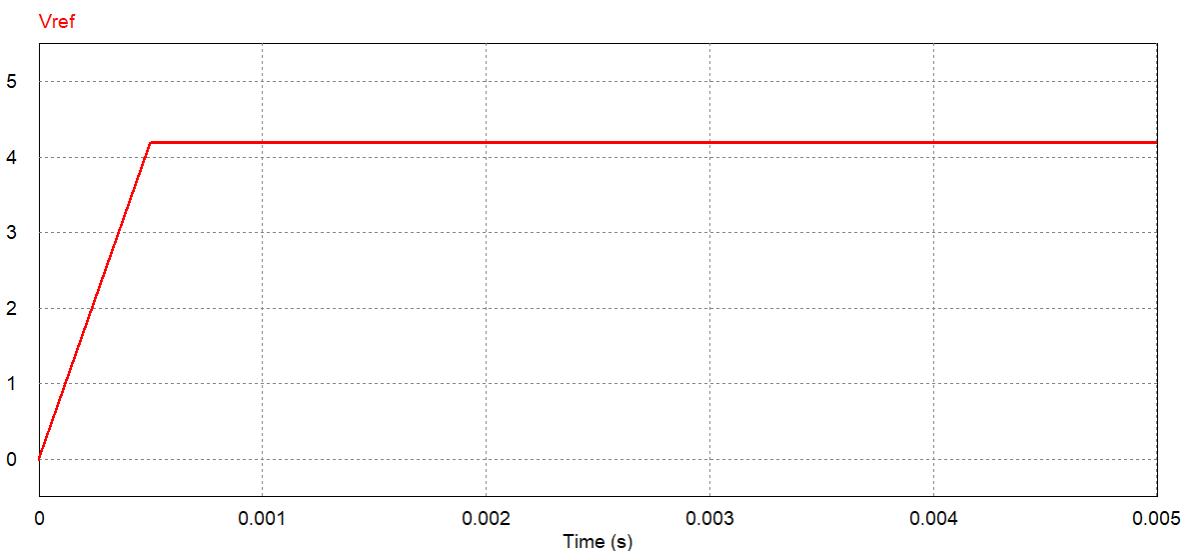


Figura 55 – Tensão de referência com rampa de inicialização. O Autor, 2022.

Percebe-se então que a tensão de saída para o controlador digital possui uma sobretensão muito menor que anteriormente e ao controlador analógico. Além disso, o sistema controlado ainda consegue entregar uma inicialização mais rápida que a do sistema sem controle.

Para evitar-se totalmente a sobretensão, pode-se aumentar o tempo de assentamento, ou pode-se extrapolar a utilização de rampas, fazendo-se uso de diferentes combinações de rampas a fim de evitar sobretensão. A Figura 57 apresenta a inicialização da referência de tensão utilizando uma combinação de 2 rampas, com uma rampa de 0,5ms indo até 3,8V, e uma rampa que inicia em 0,4ms e atinge 0,4V aos 0,7ms. A utilização desta

rampa mais suave resulta em uma eliminação satisfatória da sobretensão, conforme apresentado pela Figura 56. Devido a melhoria no sobressinal, o controlador digital utilizará a referência apresentada na Figura 57 para os próximos cenários de simulação.

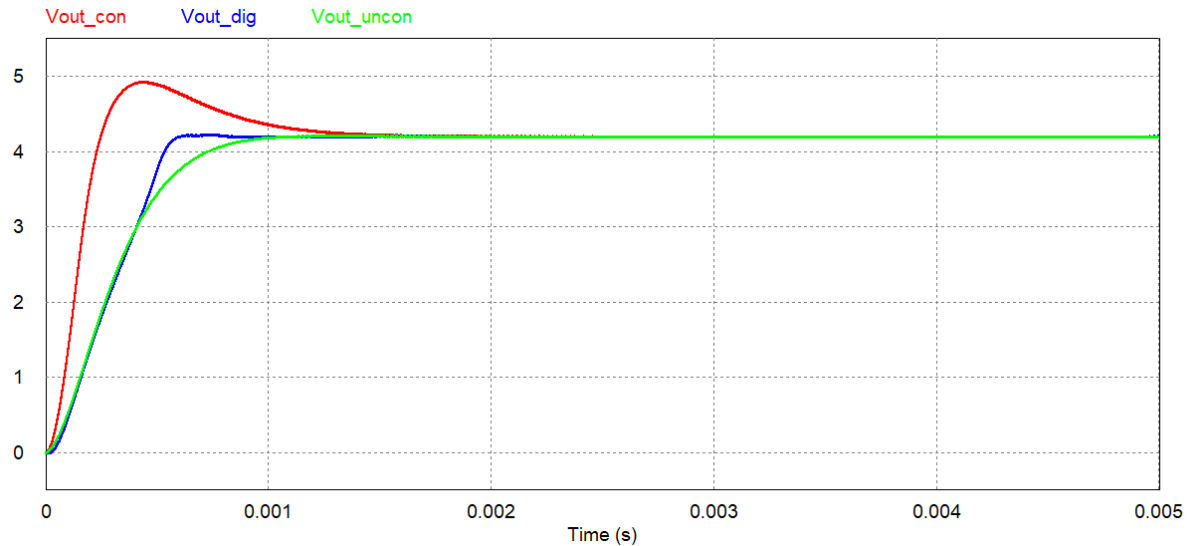


Figura 56 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital utilizando múltiplas rampas de inicialização (azul). O Autor, 2022.

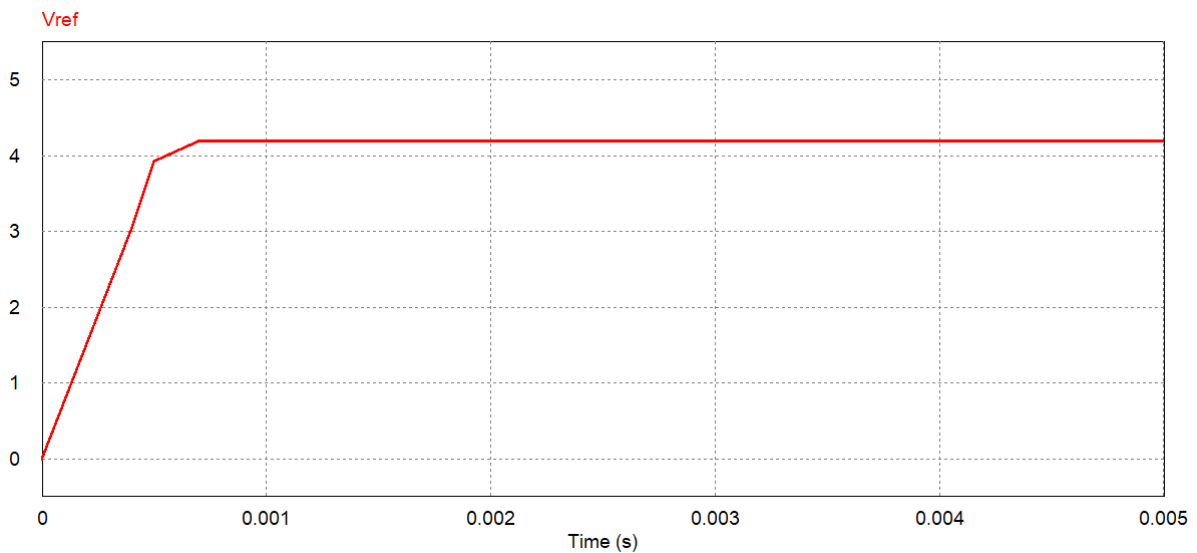


Figura 57 – Tensão de referência com múltiplas rampas de inicialização. O Autor, 2022.

### 4.1.3 Perturbação degrau na tensão de entrada

Uma das perturbações mais comuns de acontecer é a desregulação da alimentação de entrada, onde a mesma acaba variando um pouco do ponto de operação. Justamente para conseguir proteger a bateria que se faz presente o estágio CC-CC da topologia de conversão, uma vez que assim o mesmo consegue oferecer maior robustez e isolamento as variações na entrada.

Para simular um cenário brusco de perturbação, é considerado que a tensão de entrada aumenta 50% do seu ponto de operação aos 5ms, saindo de 12V e indo para 18V, conforme apresenta a Figura 60. Como isto reflete na tensão de saída para o conversor sem controle, e o quão bem os controladores conseguem atenuar, esta presente na Figura 58.

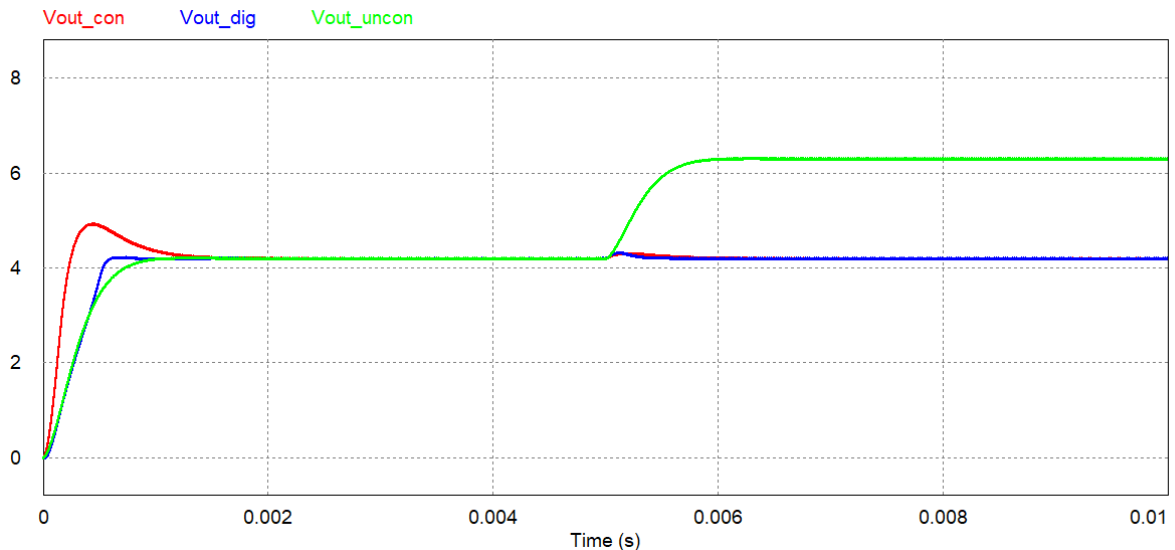


Figura 58 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) para perturbação degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022.

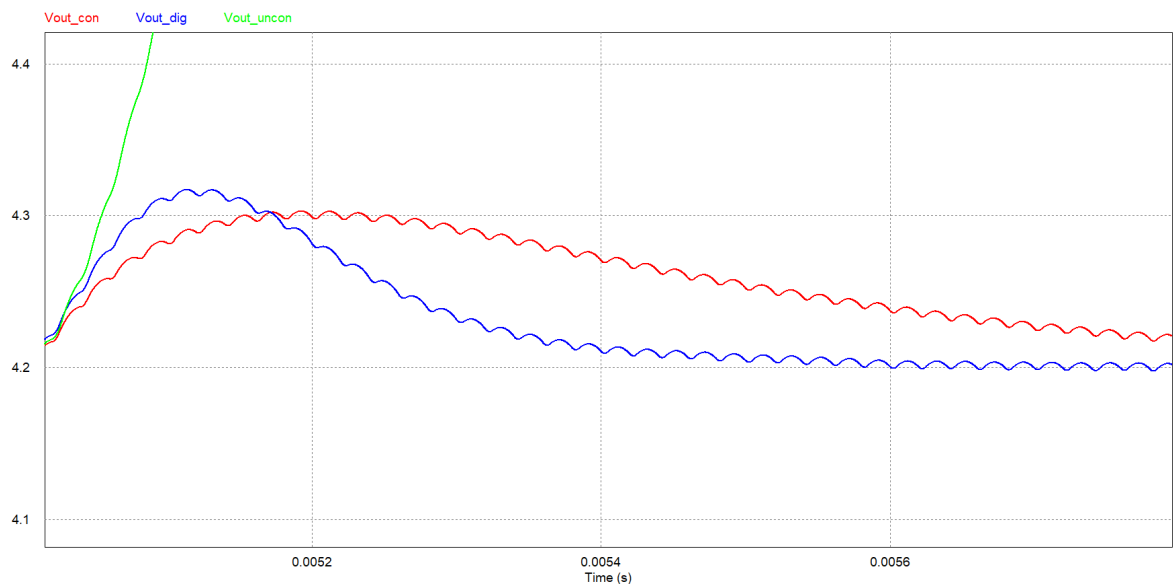


Figura 59 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) para perturbação degrau na tensão de entrada, com aproximação na tensão de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022.

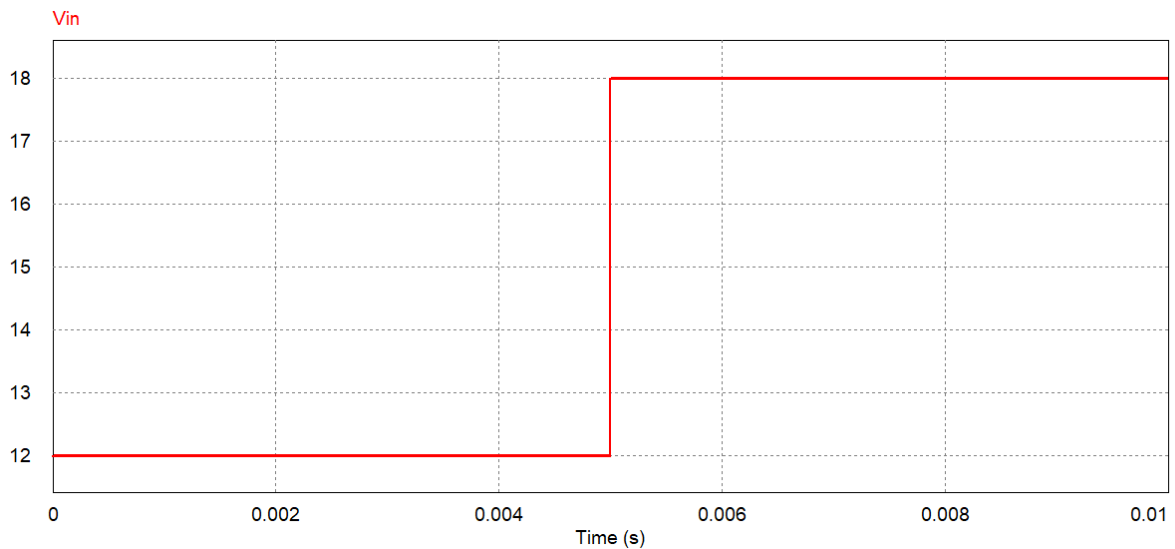


Figura 60 – Degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022.

Observa-se que ambos os controladores conseguem atenuar de forma satisfatória a perturbação, algo que, para o conversor sem controle, acabou-se refletindo como um aumento de 50% na tensão de saída.

#### 4.1.4 Perturbação senoidal na tensão de entrada

Devido ao fato da distribuição de energia ocorrer em CA, é comum que algumas oscilações da rede possam acabar não sendo filtradas pelo estágio de conversão CA-CC, chegando até a alimentação de entrada do conversor Buck. Visto que a bateria opera em CC, é crucial que os controladores consigam atenuar estas perturbações.

A Figura 63 apresenta uma perturbação senoidal iniciando aos 5ms sobre a tensão de entrada. Para este caso é considerando uma frequência de 120Hz, que é o dobro da frequência da rede de distribuição CA brasileira. Utiliza-se este valor pois, como se considera que a tensão de entrada é proveniente de um retificador, o mesmo acaba dobrando a frequência, uma vez que o mesmo inverte o semiciclo negativo da rede. A tensão de pico a pico da senoide é de 1,2V, ou seja, 10% da tensão de entrada.



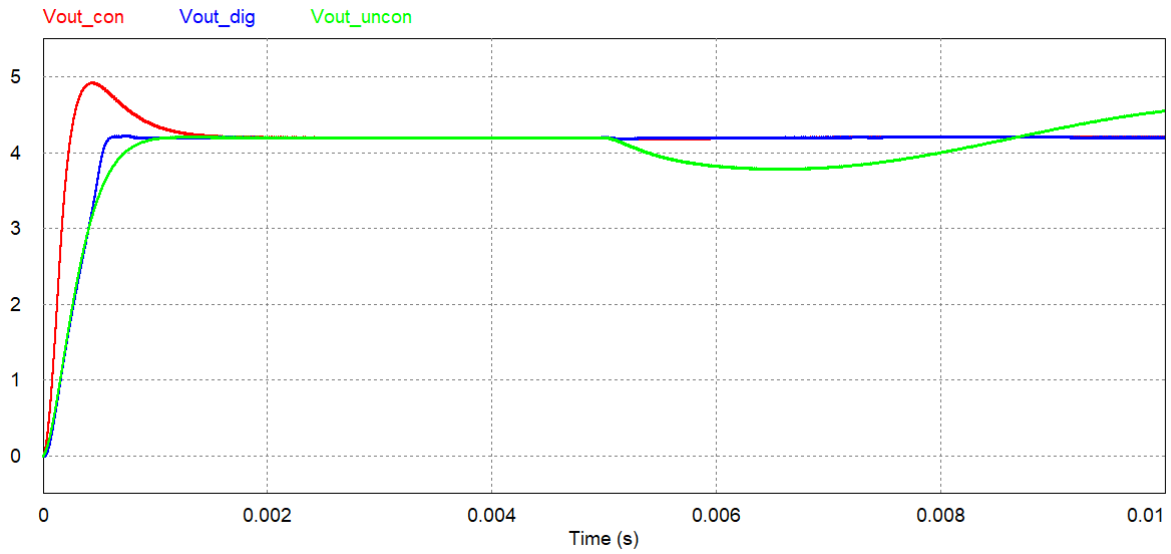


Figura 61 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com uma perturbação senoidal na tensão de entrada. O Autor, 2022.

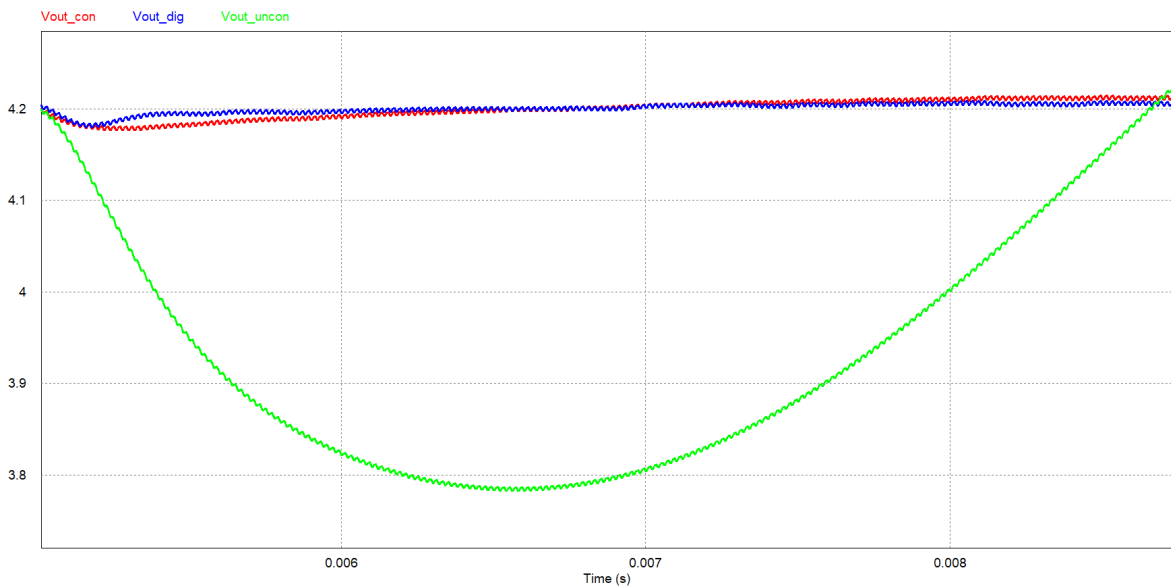


Figura 62 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com uma perturbação senoidal na tensão de entrada, com aproximação na tensão de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022.

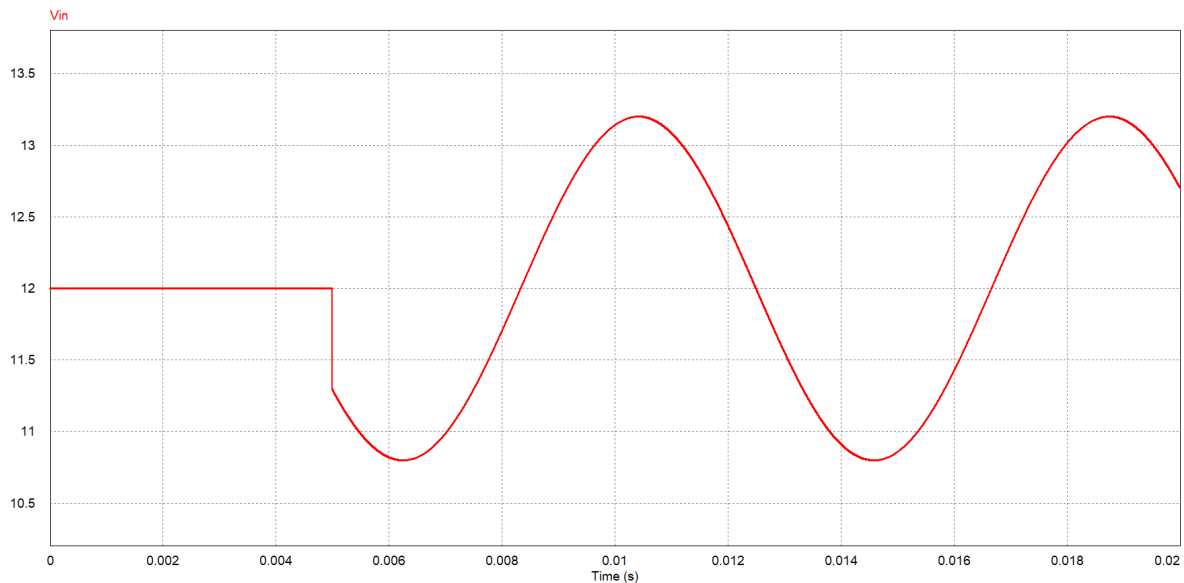


Figura 63 – Senoide na tensão de entrada. O Autor, 2022.

Observa-se pela Figura 61 que esta perturbação consegue ser eliminada pelos controladores.

#### 4.1.5 Degrau de carga

Uma outra possibilidade mais rara de se acontecer, mas que ainda deve-se garantir que o sistema não se torne instável, é para degraus de carga, ou seja, mudanças no valor de resistência. Para este cenário considera-se um degrau de meia carga, ou seja, uma resistência de mesmo valor que a resistência de saída é adicionada em paralelo, fazendo com que a resistência de saída acabe sendo metade do seu valor original, que ocorre aos 5ms. Para a simulação atual, tem-se uma resistência de saída de  $18,26\Omega$ , e quando adicionada uma de mesma valor em paralelo, a nova resistência de saída equivalente possui valor  $9,13\Omega$ .

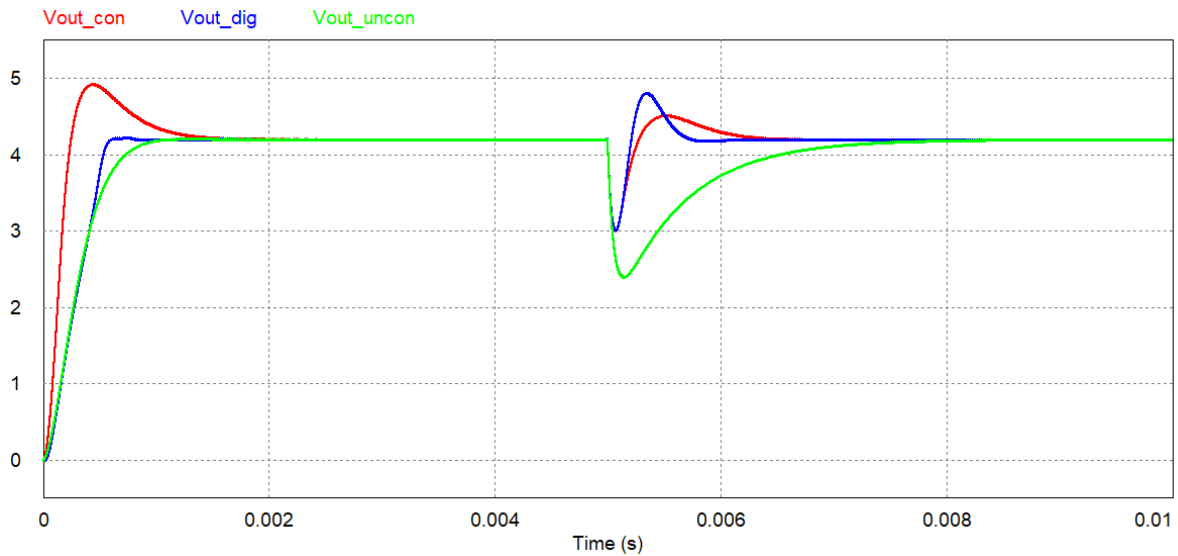


Figura 64 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com degrau de carga. O Autor, 2022.

Devido a mudança instantânea da carga, é esperado que nos primeiros momentos ela sofra uma brusca queda de tensão, entretanto ambos controladores conseguiram entregar um retorno mais rápido ao ponto de operação do que o conversor sem controle, conforme apresentado pela Figura 64.

#### 4.1.6 Mudança de referência

Por diferentes motivos, é possível que o SGB altere o ponto de operação de saída por diversos fatores, sendo necessário que o controlador consiga atender a esta demanda da forma mais suave possível. Conforme visto anteriormente na rampa de inicialização, uma rampa de transição para mudanças bruscas de referência costuma ser uma prática que garante até mesmo melhor performance, sendo repetido para este cenário.

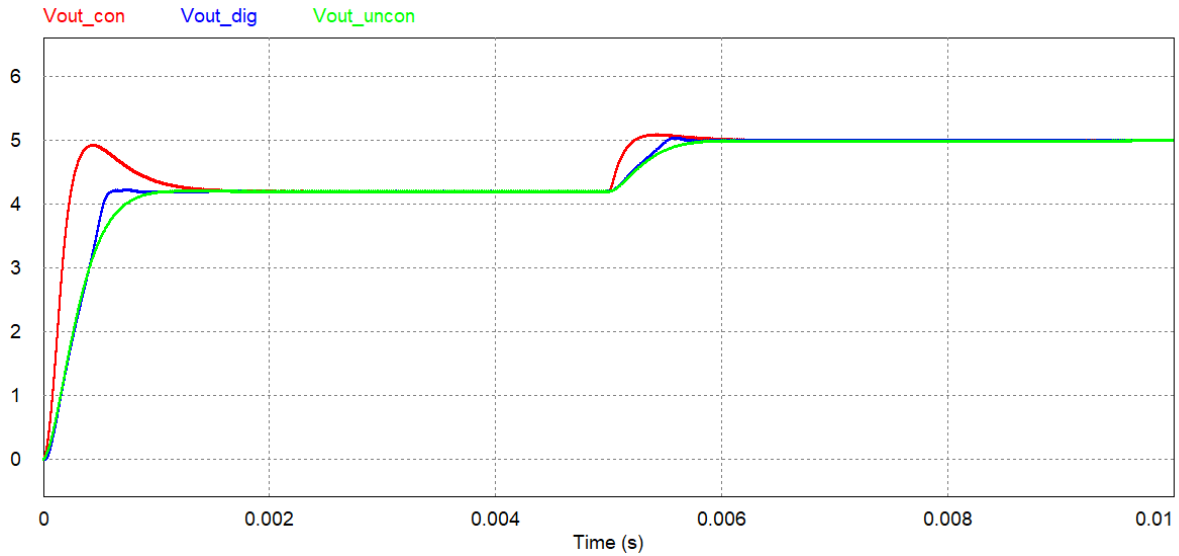


Figura 65 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com mudança de referência. O Autor, 2022.

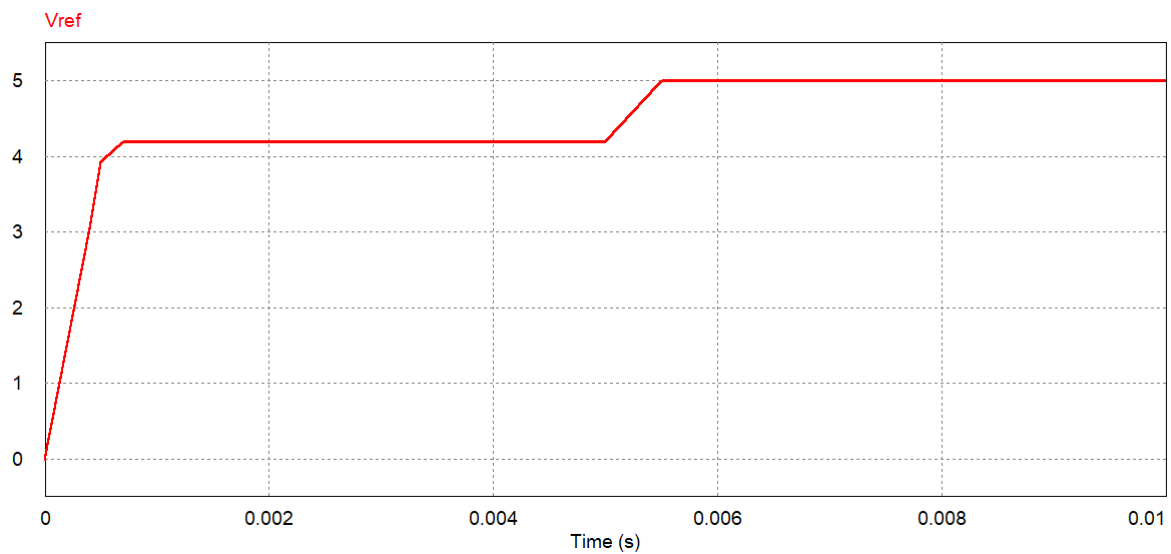


Figura 66 – Tensão de referência com mudança no ponto de operação. O Autor, 2022.

A Figura 66 apresenta então o sinal de referência que o sistema segue, com a mudança de referência ocorrendo aos 5ms e tendo transição de 0,5ms. Conforme apresenta a Figura 65, a mudança de referência causa praticamente nenhum sobressinal.

#### 4.1.7 Todos os cenários anteriores unidos

Para observar a total robustez do sistema, os cenários anteriores são unidos em um só ciclo de simulação. A simulação dura 25ms, sendo introduzido aos 5ms o degrau na tensão de entrada, aos 10ms começa a perturbação senoidal na tensão de entrada, aos 15ms tem-se a mudança de referência, e aos 20ms ocorre o degrau de carga. Para facilitar

o acompanhamento da saída esperada, a Figura 68 demonstra o sinal de referência para todo período de simulação.

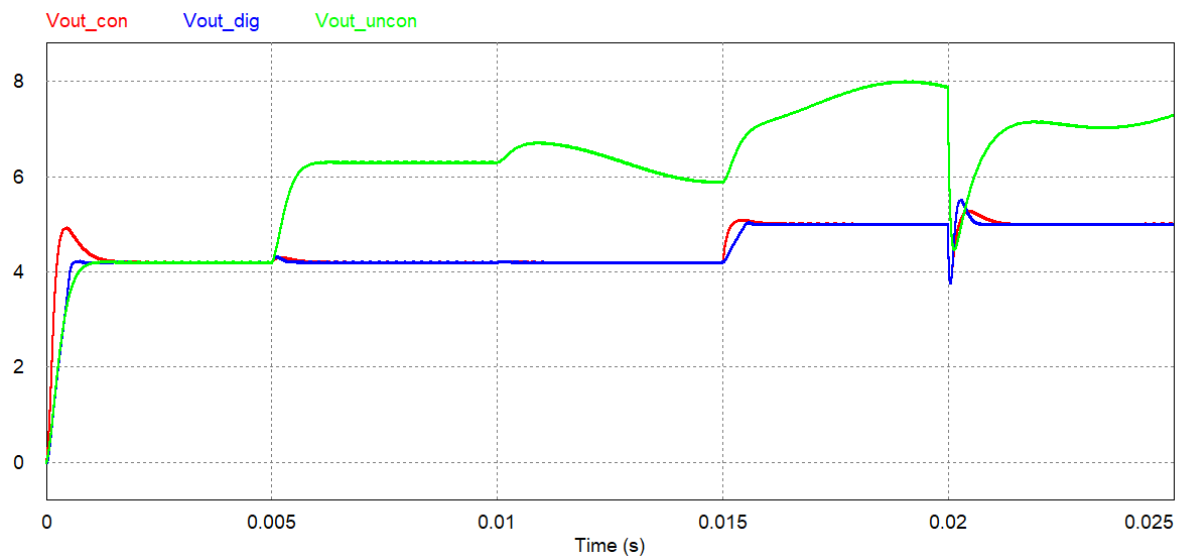


Figura 67 – Tensão de saída para o conversor Buck sem controle (verde), com controlador analógico (vermelho) e com controlador digital (azul) com todos os cenários unidos. O Autor, 2022.

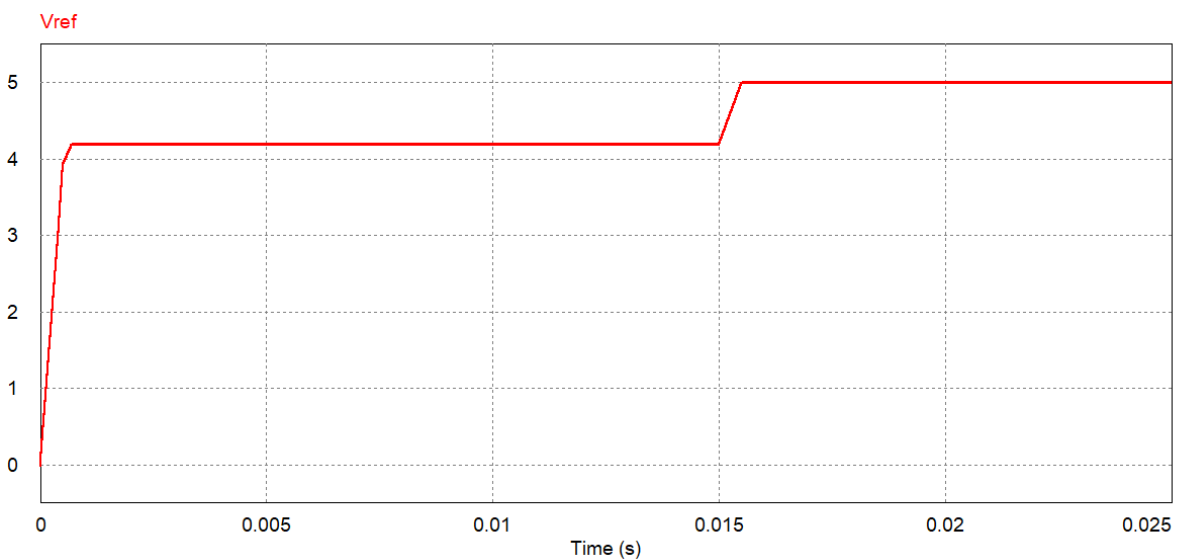


Figura 68 – Tensão de referência com mudança no ponto de operação aos 15ms. O Autor, 2022.

Pela Figura 67 é possível observar que, mesmo com todas as perturbações se acumulando sobre a saída, a mesma consegue manter a tensão de saída no ponto de operação de 4,2V com a utilização de controladores.

## 4.2 CONTROLADOR DE CORRENTE

Para a avaliação do controlador de corrente, a simulação é similar ao que foi feito na parte de tensão. Os diferenciais são que a referência aqui é uma de corrente, existe apenas o controlador digital, e o valor da carga é menor, sendo o valor de  $1,82\Omega$ . Tal modificação na carga é feita pois a mesma é calculada a partir do valor da corrente máxima sobre a mesma tensão de saída, conforme dado pela Tabela 1, ao invés da corrente mínima, pois o estágio de corrente no carregamento CC-CV opera na região da corrente máxima da bateria, conforme visto na Figura 17.

Os cenários de simulação serão os mesmos sete utilizados para a tensão.

### 4.2.1 Operação normal

Para garantir operação normal do sistema, nenhuma perturbação ou interferência nos valores dos sinais ou componentes é inserido na simulação. O conversor recebe uma referência degrau para o ponto de 2,3A, que é o ponto de 1C da bateria, conforme a Figura 70.

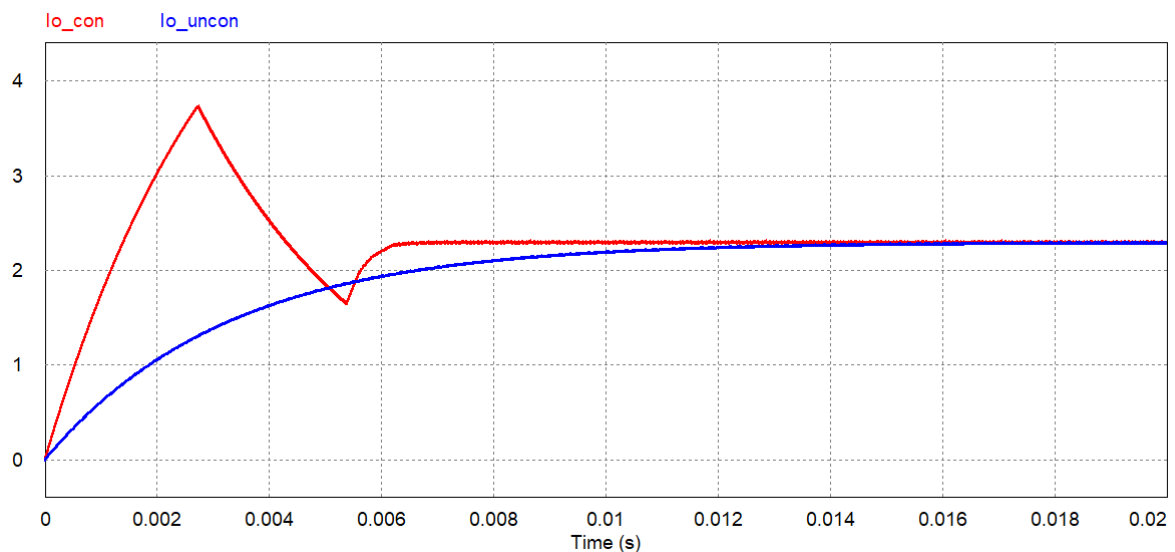


Figura 69 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle (azul) e com controlador digital (vermelho). O Autor, 2022.

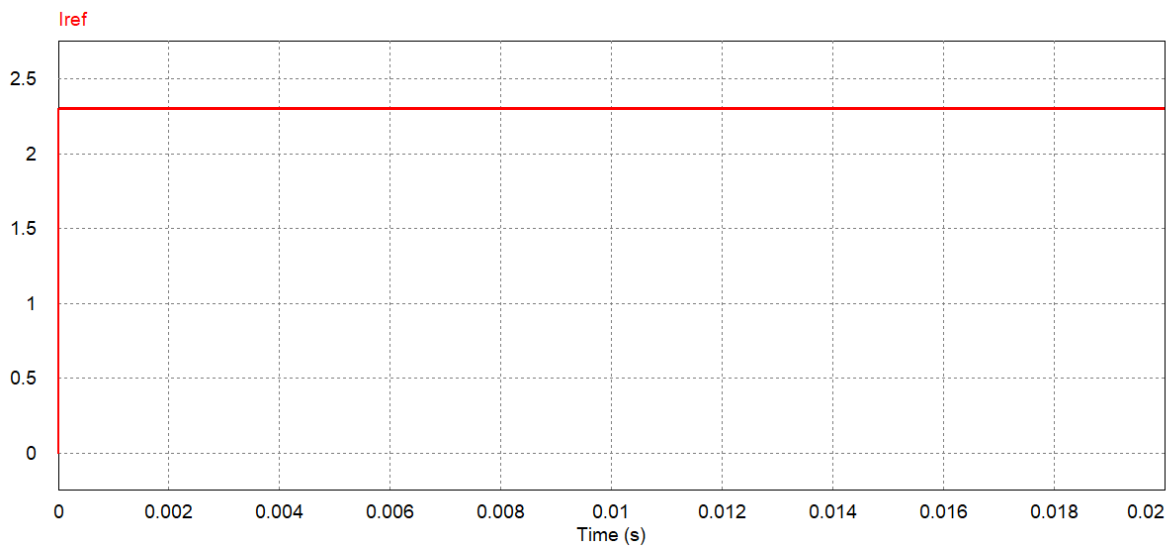


Figura 70 – Referência degrau para corrente de saída. O Autor, 2022.

Observa-se pela Figura 69 que existe um sobressinal significativo sobre o sistema controlado, isto ocorre novamente a partir de uma saturação no sinal de controle, assim como apresenta a Figura 71, entretanto, o controle de corrente durante carregamento cc-cv opera mais a partir de rampas de inicialização, tal como a Figura 17 demonstra.

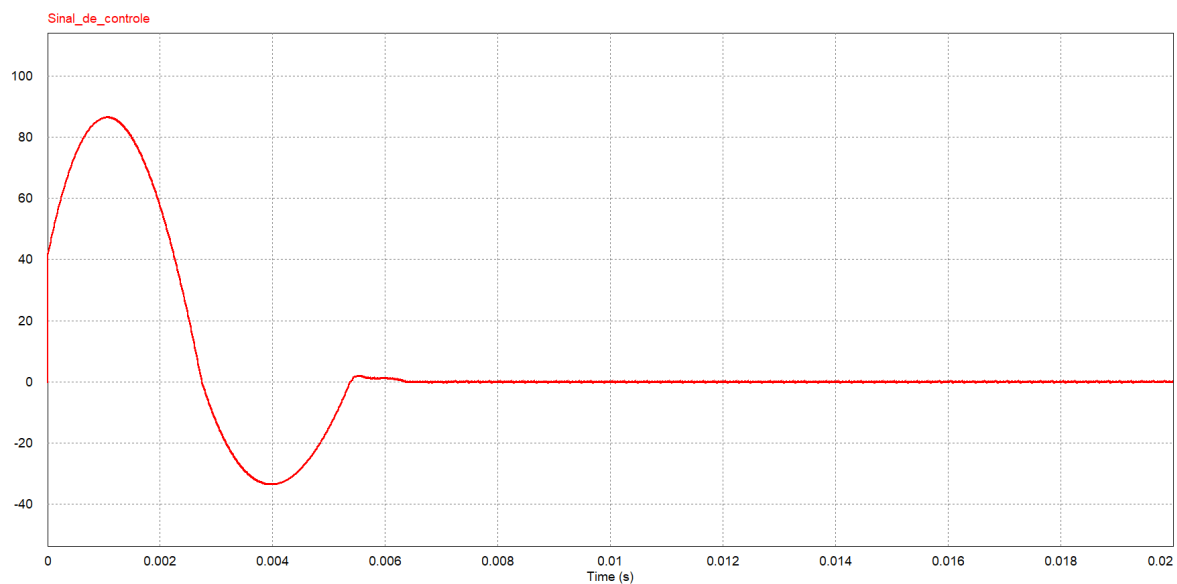


Figura 71 – Sinal de controle do controlador analógico (vermelho) e do controlador digital (azul) para a tensão com saturação no início do sistema em operação

#### 4.2.2 Operação com rampa de inicialização na referência

Para garantir então maior robustez contra sobressinais, bem como seguir a metodologia CC-CV, o sinal de referência para corrente de saída utilizando rampa de inicialização é apresentado na Figura 73, onde rampa tem duração de 2ms.

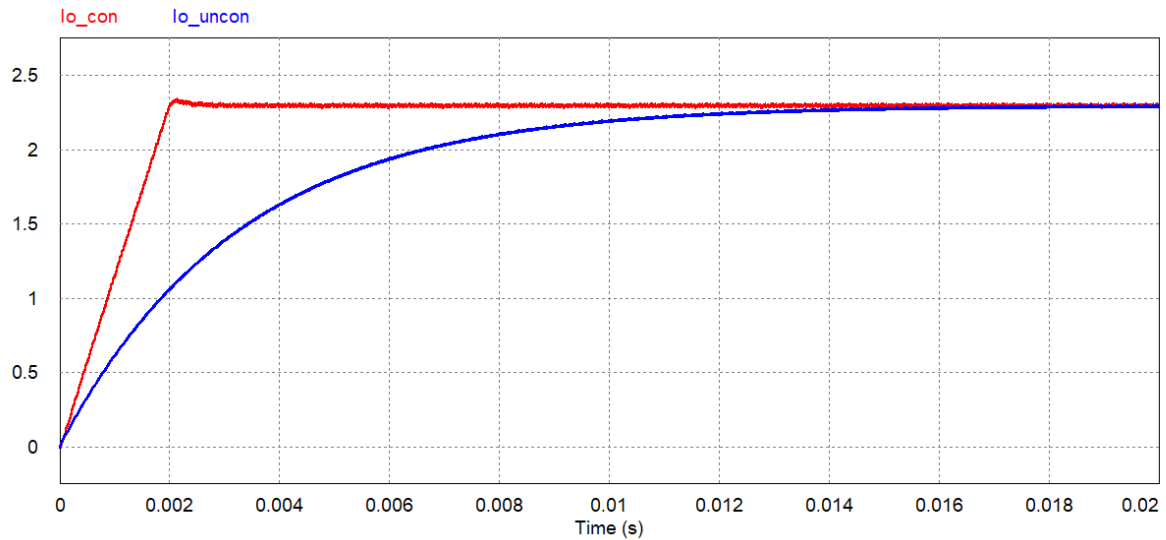


Figura 72 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com rampa de inicialização. O Autor, 2022.

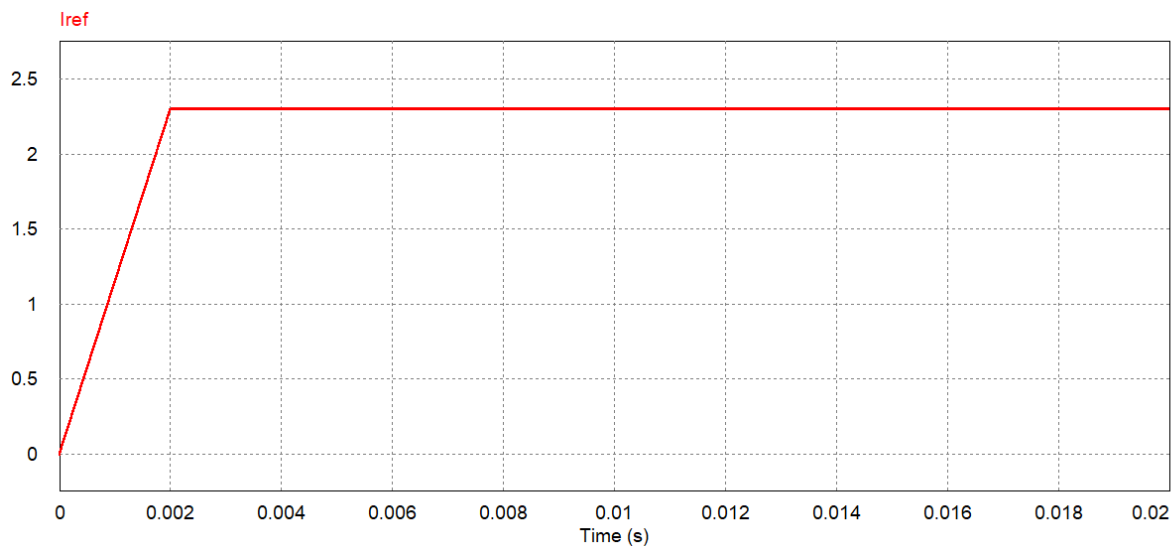


Figura 73 – Referência com rampa de inicialização da corrente de saída. O Autor, 2022.

Pela Figura 72 nota-se que a saída ficou cerca de 7 a 8 vezes mais rápida que o conversor sem controle, isto tendo um mínimo overshoot, garantindo boa performance para o sinal.

### 4.2.3 Perturbação degrau na tensão de entrada

Conforme comentado sobre a importância de garantir o ponto de operação mesmo com desvios na alimentação para os controladores de tensão, o mesmo é também se faz verdade para o controle de corrente. A Figura 76 demonstra uma perturbação degrau aos 10ms, fazendo com que a fonte de entrada passe a ter um acréscimo de 50% em sua tensão.



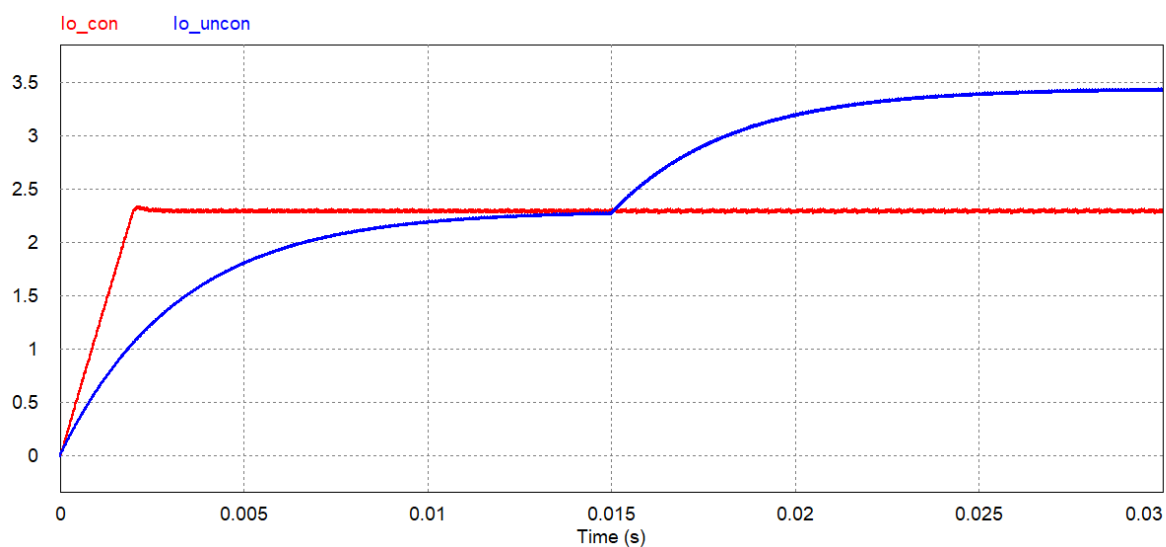


Figura 74 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação degrau na tensão de entrada. O Autor, 2022.

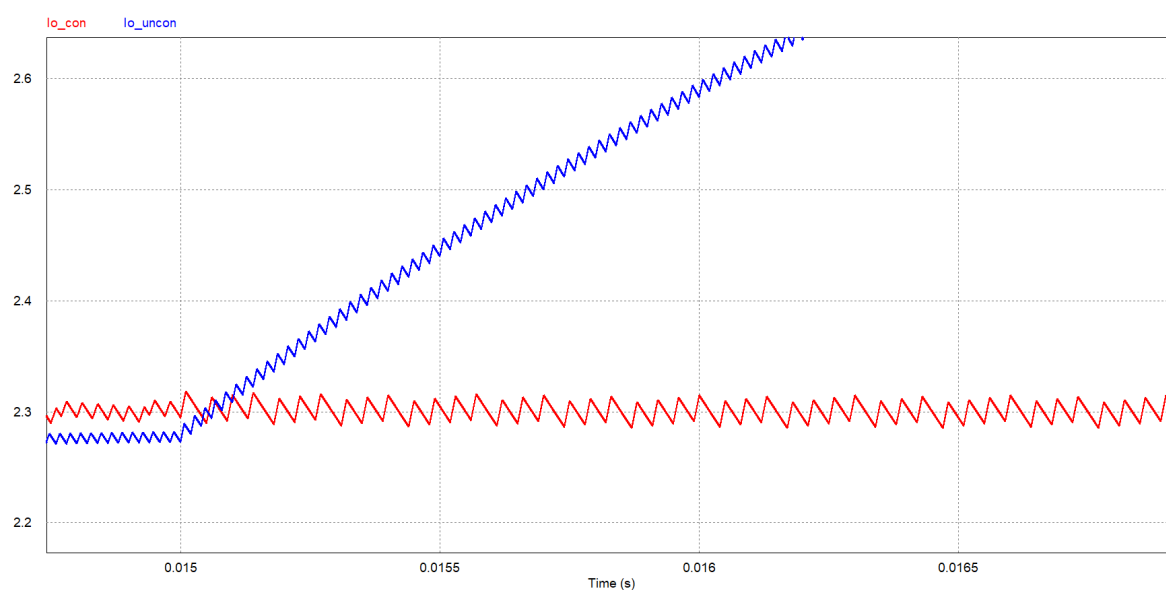


Figura 75 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação degrau na tensão de entrada, com aproximação na corrente de saída no momento da perturbação. O Autor, 2022.

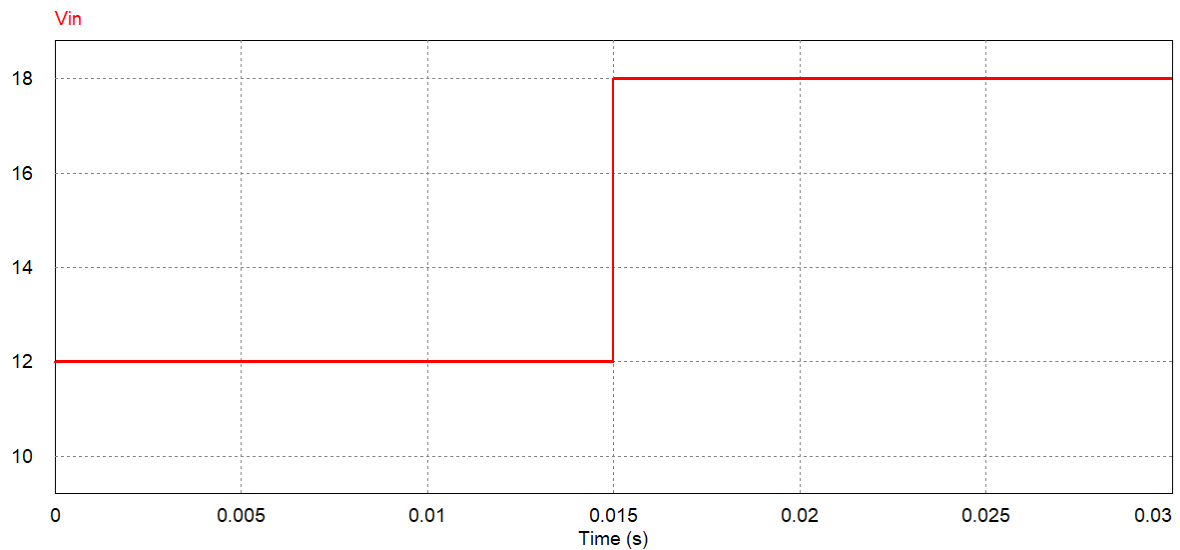


Figura 76 – Tensão de entrada com perturbação degrau aos 10ms. O Autor, 2022.

A Figura 75 demonstra que a corrente de saída sequer apresenta variação visível em seu sinal para o conversor controlado, dando credibilidade para a robustez do sistema para variações na tensão de entrada.

#### 4.2.4 Perturbação senoidal na tensão de entrada

O surgimento de pequenos sinais CA na alimentação do conversor Buck pode se dar graças a má performance do primeiro estágio de conversão, sendo algo que então, também pode afetar o controlador de corrente. A Figura 78 demonstra a tensão de entrada em 12V, e aos 15ms uma perturbação senoidal de 1,2V 120Hz inicia. Observa-se pela Figura 77 que a malha controlada consegue atenuar de forma satisfatória a perturbação, visto que a corrente de saída não apresenta nenhuma alteração visível em seu formato.

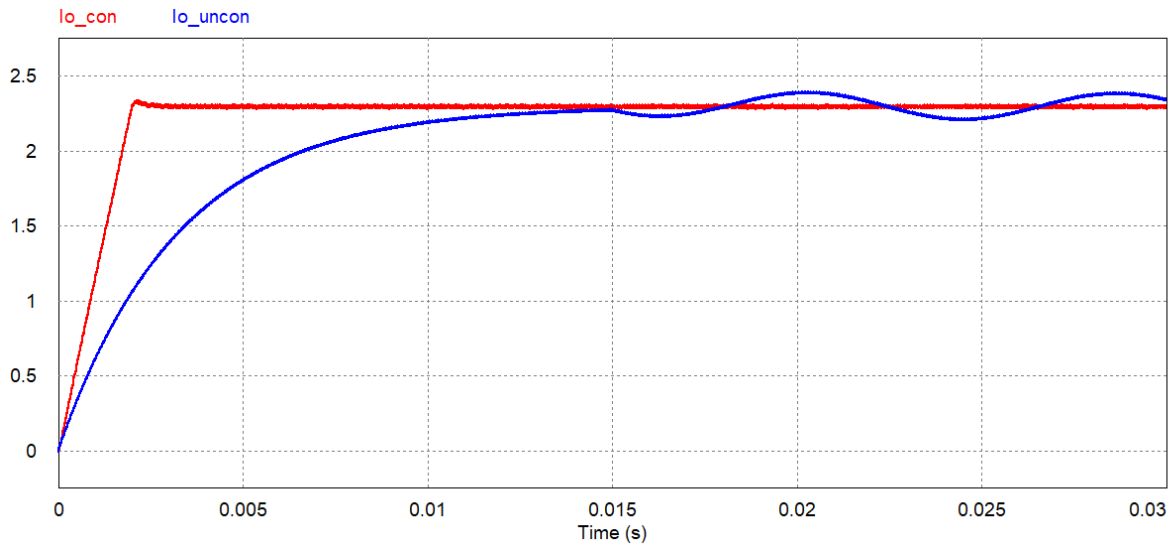


Figura 77 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com perturbação senoidal na tensão de entrada. O Autor, 2022.

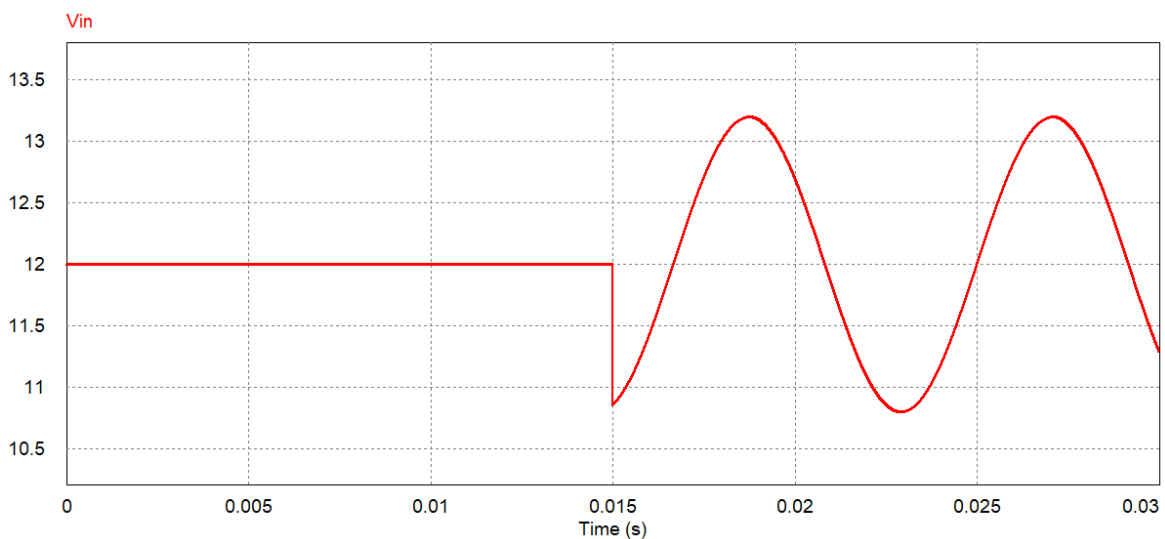


Figura 78 – Tensão de entrada com perturbação senoide aos 15ms. O Autor, 2022.

#### 4.2.5 Degrau de carga

Para garantir maior robustez em casos de variações na carga, é se introduzido um degrau de carga para que a mesma fique com metade do seu valor nominal. A Figura 79 demonstra a alteração para metade da carga anterior aos 15ms, fazendo com que a corrente sem controle se duplique, uma vez que a tensão mantém o mesmo valor e a resistência agora é metade do seu valor anterior. Entretanto, observa-se que a corrente controlada conseguiu-se manter no ponto de operação, o que é o desejável visto que é a principal variável a ser injetada na bateria durante o controle da corrente.

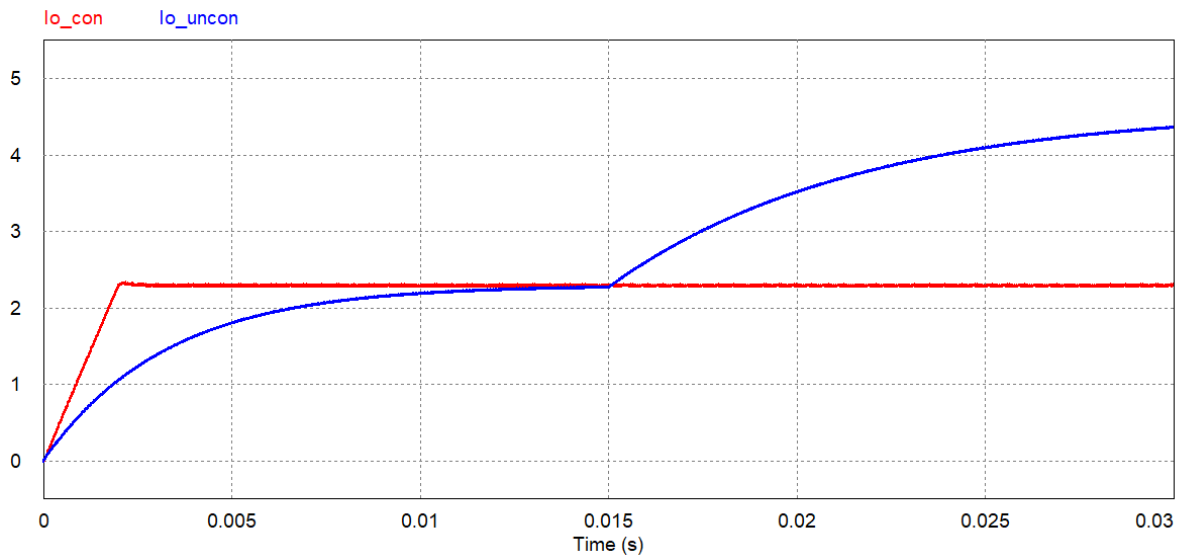


Figura 79 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com degrau de carga. O Autor, 2022.

#### 4.2.6 Mudança de referência

Visto que o carregamento durante o estágio de corrente constante pode operar em faixas de  $0.5C$  até  $1C$ , é normal que o mesmo acabe realizando mudanças em seu valor para corrente de referência. Para garantir que o sistema possua dinâmica estável durante a troca de referência, introduz-se no sistema a referência de corrente apresentada pela Figura 81, onde a mudança de referência ocorre aos 15ms. Pela Figura 80, observa-se que o sistema controlado consegue manter a estabilidade, bem como entregar uma mudança para o novo ponto de operação mais rápido que o conversor sem controle.

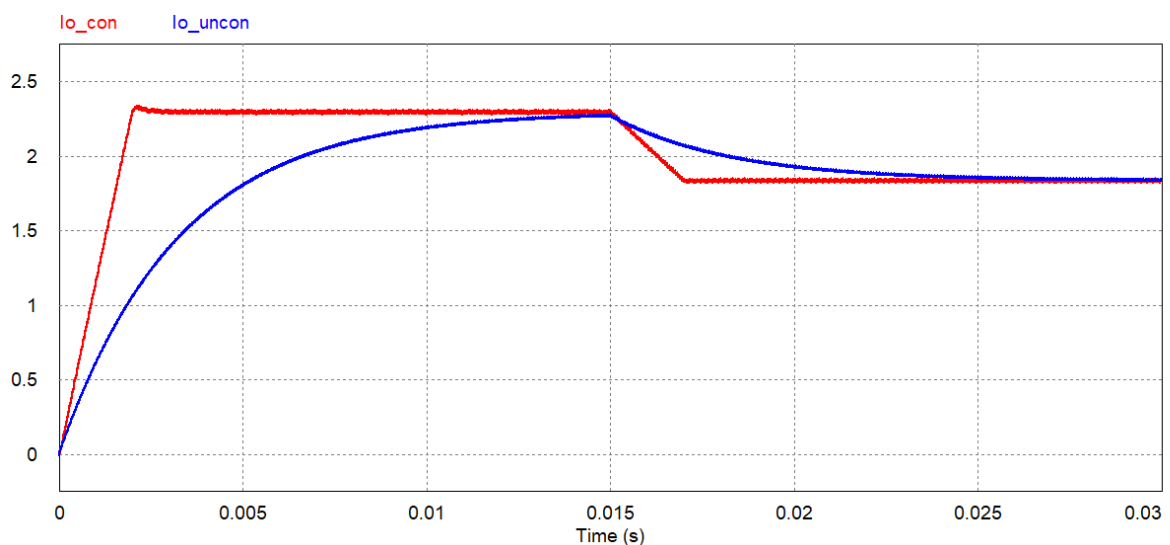


Figura 80 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle (azul) e com controlador digital (vermelho) com mudança de referência. O Autor, 2022.

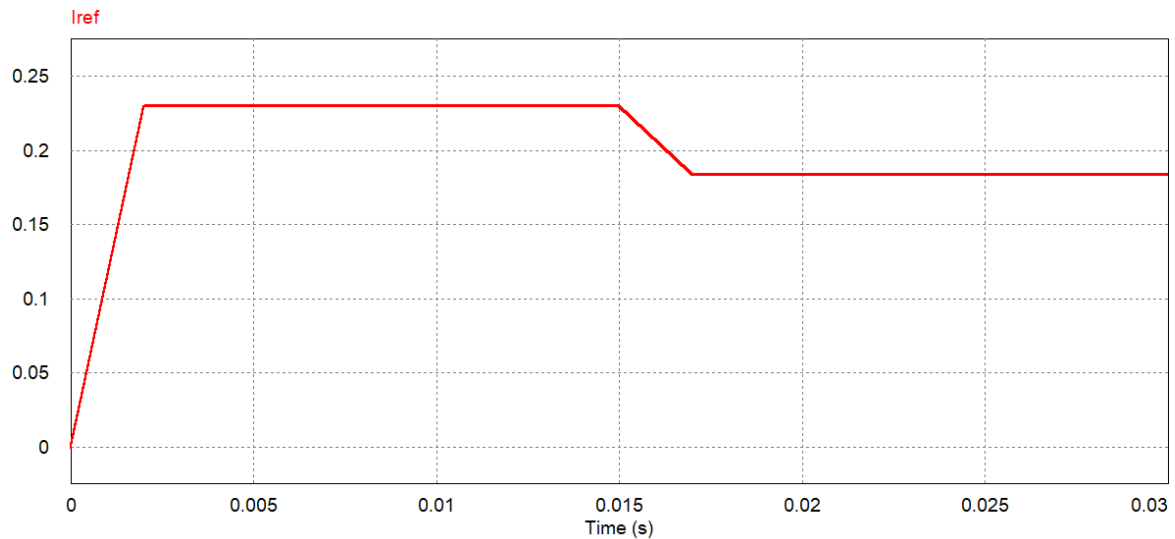


Figura 81 – Referência com alteração no valor para corrente de saída. O Autor, 2022.

#### 4.2.7 Todos os cenários anteriores unidos

Para validar a robustez do sistema projetado, é inserido progressivamente as diferentes perturbações discutidas anteriormente. Visto que nenhuma perturbação exclui a existência da outra, podem-se existir cenários reais da aplicação onde a mesma possui um conjunto de perturbações atrapalhando seu sistema. A primeira perturbação ocorre aos 20ms, que é o degrau de tensão na entrada, aos 40ms tem-se o sinal senoidal na tensão de entrada, aos 60ms a mudança de referência, e aos 80ms o degrau de carga. A corrente de saída é apresentada pela Figura 82, onde percebe-se a alta robustez do controlador de corrente, principalmente comparado com as grandes variações que o conversor sem controle sofreu. Para facilitar a verificação de que o sinal de saída controlado está correto, a Figura 83 apresenta a corrente de referência, que é o esperado que o controlador entregue.

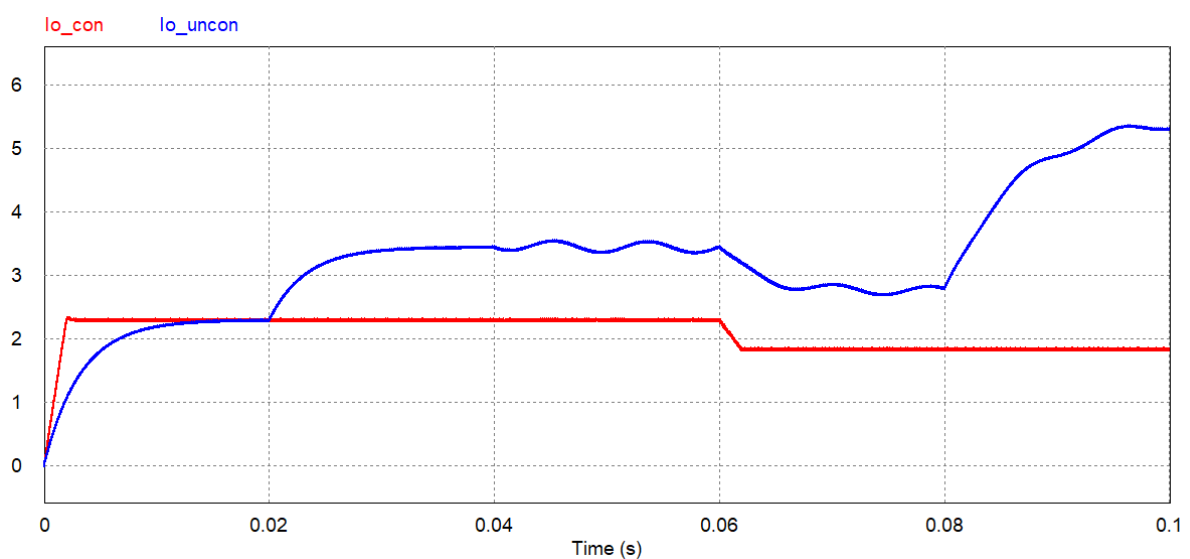


Figura 82 – Corrente de saída para o conversor Buck sem controle controle (azul) e com controlador digital (vermelho). O Autor, 2022.

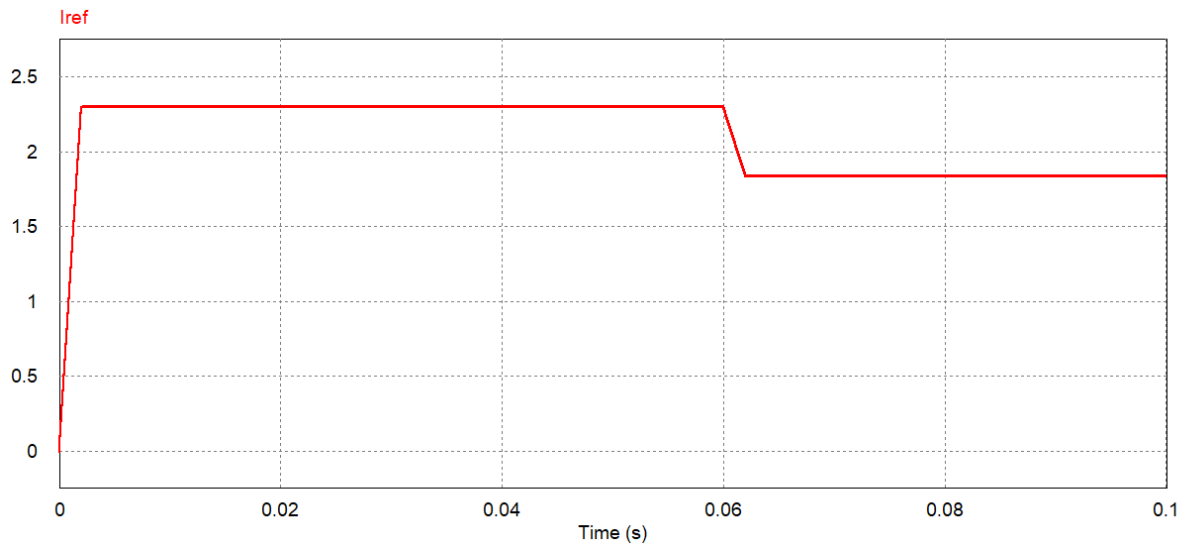


Figura 83 – Referência completa para corrente de saída. O Autor, 2022.

### 4.3 CONTROLE CC-CV

Para simular a curva de carregamento CC-CV, introduz-se os dois controladores no conversor Buck, com a diferença que até aos 15ms, a taxa de trabalho é controlada pelo controlador de corrente, e dos 15ms em frente é controlado pelo controlador de tensão. Quando esta transição ocorre, também altera-se o valor da resistência, devido ao fato que antes ela estava em seu valor mínimo, a fim de garantir corrente máxima, e é alterada para seu valor máximo a fim de permitir o decréscimo da corrente. Devido a este degrau no valor da carga, que é um aumento de 10 vezes o seu valor anterior, a tensão acaba tendo um pico, pois por um instante, ela está com a corrente de 2,3A e sai de uma resistência de 1,82 para 18,2 $\Omega$ , mas o controlador logo realiza a diminuição da corrente para atingir os 4,2V esperados. Durante o controle de corrente, o mesmo começa com carregamento de 0,8C e transiciona para 1C dos 13ms aos 15ms, fazendo com que a tensão atinja 4,2V e altere para o controlador de tensão, que está preocupado em manter a tensão em 4,2V e diminuir a corrente. A Figura 84 então demonstra o resultado de tentar simular a dinâmica da saída esperada em funcionamento CC-CV conforme demonstrado na Figura 17.

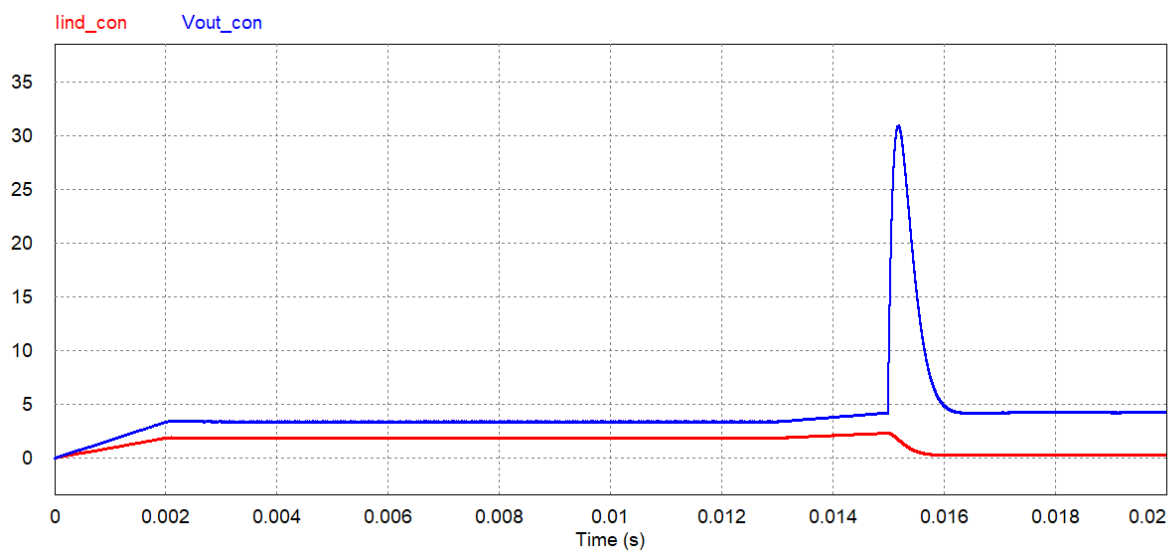


Figura 84 – Corrente (vermelho) e tensão (azul) de saída para o conversor Buck utilizando metodologia CC-CV. O Autor, 2022.

## 5 CONCLUSÕES

Por meio deste trabalho foi possível conhecer sobre as tecnologias de baterias de Li-Ion, seus diferentes modelos e características, e quais modelos mais se adequam as diferentes aplicações. Além disto tem-se o estudo de uma das topologias mais clássicas para conversão CC-CC, que é o conversor Buck, bem como foi possível demonstrar passo a passo como obter suas equações e componentes.

Também apresentou-se uma metodologia para projeto de dois tipos de controladores diferentes, sendo eles o por avanço e atraso de fase, e o controle PI. Os equacionamentos necessários para o cálculo dos parâmetros dos controladores foram obtidos, sendo demonstrado como levar em consideração especificações de projeto, bem como a forma obter informações de magnitude e fase necessárias por meio do diagrama de Bode do sistema. Além disto, se apresentou a importância da discretização, demonstrando os três principais métodos, e desenvolvendo os controladores discretos por meio de discretização de Tustin.

Acompanhando-se os capítulos 2 e 3, torna possível a utilização deste trabalho para projetar-se conversores Bucks que atendam a diferentes características elétricas, bem como controladores que possuam outras especificações de sobressinal, margem de fase, tempo de assentamento, entre outras características, sendo necessários apenas a troca dos valores dos parâmetros nos cálculos apresentados.

Através da análise dos cenários propostos, que validaram perturbação em diferentes pontos do sistema, tal como na entrada, na saída, e na referência, conseguiu-se analisar as melhorias de performance que o controlador analógico e os controladores digitais proporcionam ao conversor Buck. Além disto, demonstrou-se que o controlador digital consegue atingir performances parecidas e muitas vezes melhores que o controlador analógico, além de possuir mais fácil implementação em cenários práticos. Também conclui-se que a metodologia apresentada de projeto para controladores de avanço e atraso de fase, bem como proporcional integrativos, conseguiram atingir alta robustez e atenuação de perturbações.

### 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, recomenda-se o estudo de um modelo elétrico para a bateria mais fidedigno do que a aproximação por uma resistência utilizada neste projeto. Recomenda-se também a validação experimental em ambiente físico.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, Ivo. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do autor, 2007.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-205: Types of Lithium-ion**. [S.l.], 2021. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-205-types-of-lithium-ion>. Acesso em: 10 jul. 2022.

BATTERY UNIVERSITY. **Understanding Lithium-ion**. [S.l.], 2016. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/understanding-lithium-ion>. Acesso em: 10 jul. 2022.

BERGER, Felipe *et al.* Metodologia para Modelagem de Conversores Utilizando o Circuito Equivalente de Thévenin. **Eletrônica de Potência**, Joinville, v. 23, p. 151–160, 2018.

BRATAWINATA, Armando Lorenzo Colombo. Projeto, Montagem e Controle de Conversor CC-CC do Tipo Buck. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2020.

ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. 1. ed. [S.l.]: Springer, 1997.

GSMA INTELLIGENCE. **Definitive Data and Analysis for the Mobile Industry**. [S.l.], 2022. Disponível em: <https://www.gsmainelligence.com/data/>. Acesso em: 15 abr. 2022.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. McGraw Hill Brasil, p. 197–212, 2016.

HUANG, Xinrong *et al.* A Review of Pulsed Current Technique for Lithium-ion Batteries. **Energies**, v. 13, p. 2458, mai. 2020.

JUNIOR, Adjuto Martins Vasconcelos. **Chapter 8: Discretization of Continuous-time Systems**. [S.l.], 2015. Disponível em: [http://www.adjutojunior.com.br/controle\\_processos/slides\\_chapter8\\_DISCRETIZATION\\_OF\\_CONTINUOS\\_SYSTEMS.pdf](http://www.adjutojunior.com.br/controle_processos/slides_chapter8_DISCRETIZATION_OF_CONTINUOS_SYSTEMS.pdf). Acesso em: 3 jun. 2022.

MARQUES, Jorge S. **Sinais: Sinais contínuos e discretos**. [S.l.], 2010. Disponível em: [http://users.isr.ist.utl.pt/~jasm/teaching/ss/1\\_Sinais.pdf](http://users.isr.ist.utl.pt/~jasm/teaching/ss/1_Sinais.pdf). Acesso em: 3 jun. 2022.

MATTOS, Cassiano Amorim Pustilnik. Projeto de controlador de carga de bateria de Li-Íon. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Florianópolis, p. 67, 2019.

MONTERO, María Milanes *et al.* Hall-Effect Based Semi-Fast AC On-Board Charging Equipment for Electric Vehicles. **Sensors (Basel, Switzerland)**, v. 11, p. 9313–26, dez. 2011.

MORAES, Caio. **Teoria de Controle Aplicado a Conversores Estáticos**. [S.l.], 2019. Disponível em: <https://eletronicadepotencia.com/teoria-de-controle/>. Acesso em: 23 abr. 2022.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering (5th Edition)**. 5th. [S.l.]: Prentice Hall, 2009. (Prentice-Hall electrical engineering series. Instrumentation and controls series).

PATNAIK, Lalit; PRANEETH, A. V. J. S.; WILLIAMSON, Sheldon S. A Closed-Loop Constant-Temperature Constant-Voltage Charging Technique to Reduce Charge Time of Lithium-Ion Batteries. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 2, p. 1059–1067, 2019.

PSIM. [S.l.]. Disponível em: <https://powersimtech.com/products/psim/>. Acesso em: 2 jul. 2022.

SOARES, Pedro Manual Oliveira Reis. **Discretização de Controladores Contínuos**. Out. 1996. Diss. (Mestrado) – Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, PT.

TURNER, Ash. **How Many Smartphones Are In The World?** [S.l.], jun. 2022. Disponível em: <https://www.bankmycell.com/blog/how-many-phones-are-in-the-world>. Acesso em: 15 abr. 2022.

UNITED NATIONS. **World Population Dashboard**. [S.l.], 2022. Disponível em: <https://www.unfpa.org/data/world-population-dashboard>. Acesso em: 15 abr. 2022.

WEISE, Elizabeth. **Cell phones thrown in the trash are exploding, causing 5-alarm fires in garbage trucks.** [S.l.], 2018. Disponível em: <https://www.usatoday.com/story/tech/talkingtech/2018/05/18/cell-phones-lithium-ion-batteries-exploding-causing-trash-fires/619897002/>. Acesso em: 29 mar. 2022.

## APÊNDICE A – Modelo conversor Buck PSIM para tensão

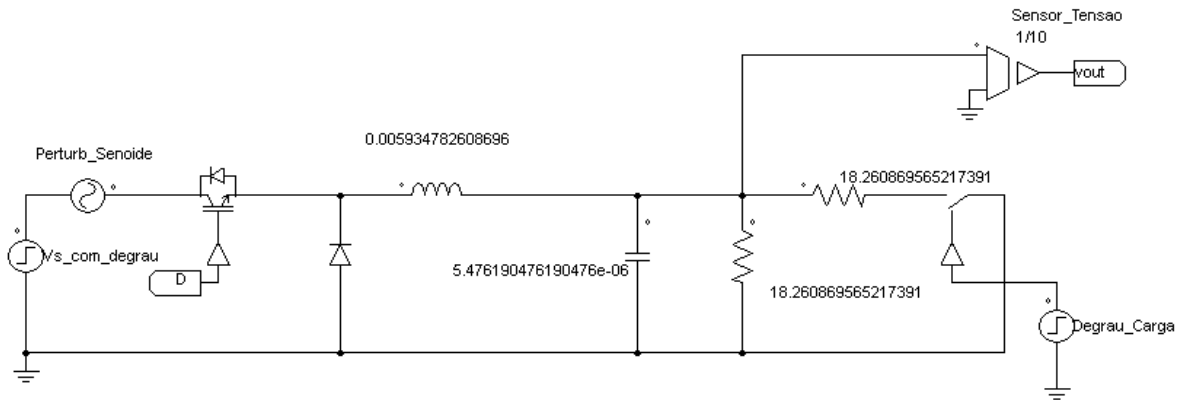


Figura 85 – Modelo no PSIM do conversor Buck utilizado para os diferentes cenários de simulação para os controladores de tensão. O Autor, 2022.

## APÊNDICE B – Controlador analógico de tensão no PSIM

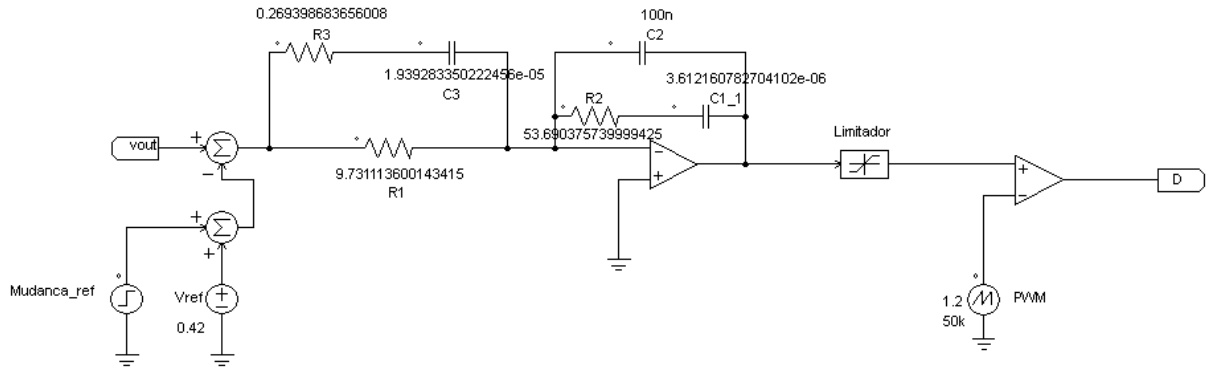


Figura 86 – Modelo no PSIM do controlador analógico de tensão utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022.

## APÊNDICE C – Controlador digital de tensão no PSIM

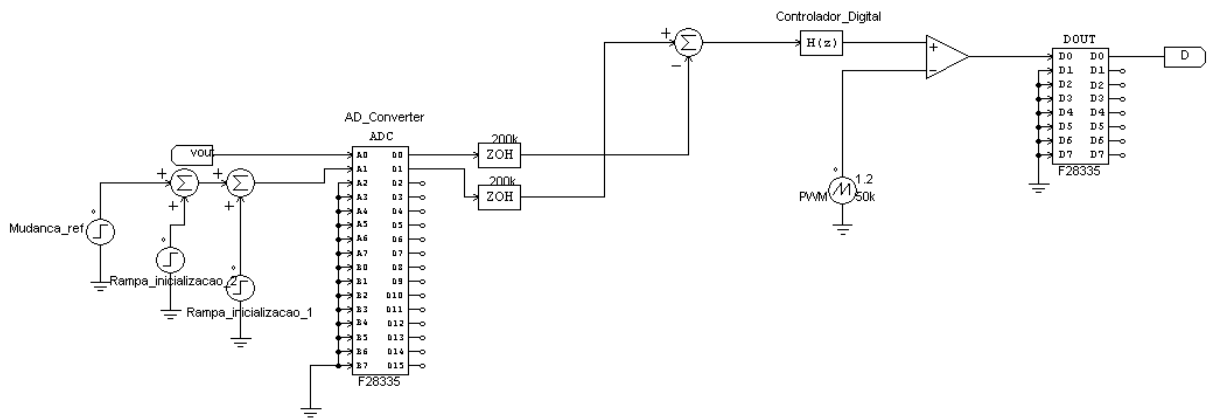


Figura 87 – Modelo no PSIM do controlador digital de tensão utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022.

## APÊNDICE D – Modelo conversor Buck PSIM para corrente

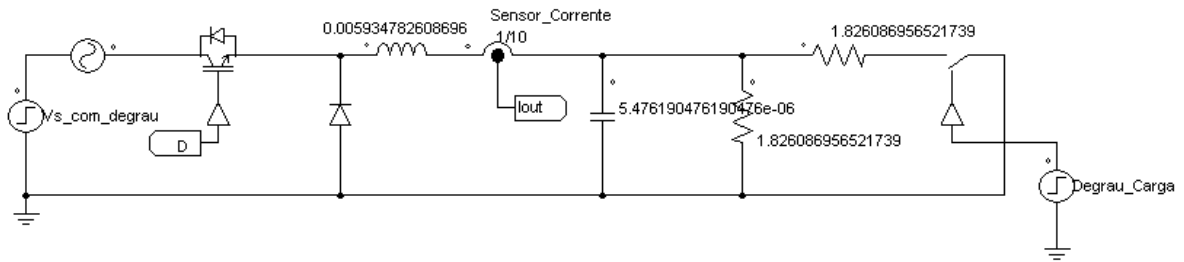


Figura 88 – Modelo no PSIM do conversor Buck utilizado para os diferentes cenários de simulação para o controle de corrente. O Autor, 2022.

## APÊNDICE E – Controlador digital de corrente no PSIM

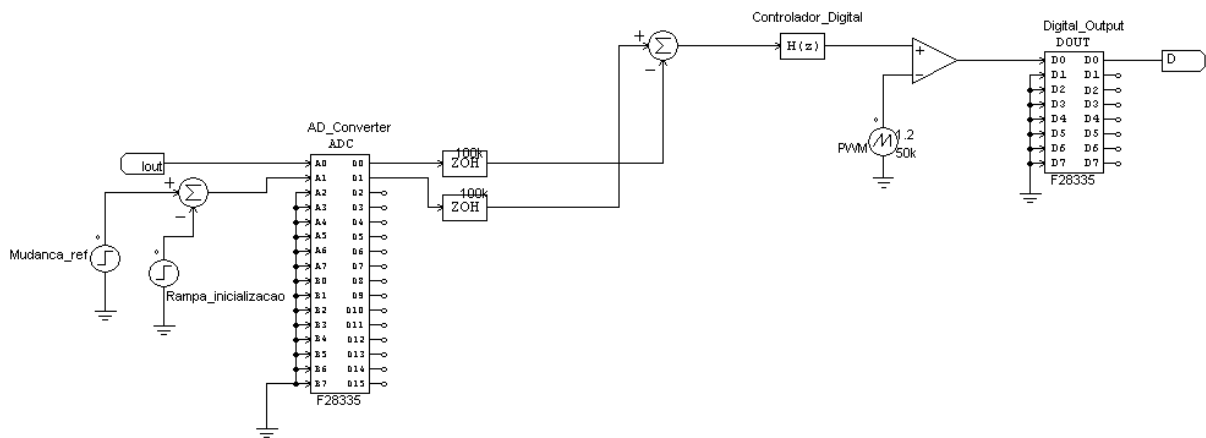


Figura 89 – Modelo no PSIM do controlador digital de corrente utilizado para os diferentes cenários de simulação. O Autor, 2022.