

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Arthur da Rosa Hahn

**Conversor CC-CC para acionamento de bobina  
de freio eletromagnética em elevadores**

Porto Alegre

2024

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Arthur da Rosa Hahn

**Conversor CC-CC para acionamento de bobina de freio  
eletromagnética em elevadores**

Projeto de Diplomação II, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

UFRGS

Orientador: Prof. Dr. António Manuel Santos Spencer Andrade

Porto Alegre

2024

Arthur da Rosa Hahn

## **Conversor CC-CC para acionamento de bobina de freio eletromagnética em elevadores**

Projeto de Diplomação II, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

BANCA EXAMINADORA

---

**Prof. Dr. Igor Pasa Wiltuschnig**  
UFRGS

---

**Me. João Ferreira de Borba Junior**  
TK ELEVATOR Brasil Ltda.

---

**Prof. Dr. António Manuel Santos**  
**Spencer Andrade**  
Orientador - UFRGS

Aprovado em 27 de agosto de 2024.

# Agradecimentos

Dedico este trabalho primeiramente aos meus pais, Ildo e Vera. Sem eles chegar nesse momento seria um sonho muito mais distante.

À minha namorada, Andressa, pelo apoio e companheirismo na reta final dessa etapa.

Aos meus amigos e colegas que fiz durante essa jornada e a tornaram muito mais divertida.

Ao meu orientador, António, por ter me guiado e me inspirado para ir além deste trabalho.

Aos colegas e amigos da TK Elevator que me abriram as portas da engenharia. Em especial ao Caio, que despertou o tema na qual esse trabalho foi desenvolvido.

# Resumo

Bobinas de freio eletromagnéticas são componentes aplicados em diversos âmbitos da indústria e estão presentes em máquinas síncronas utilizadas em elevadores. Este trabalho apresenta o projeto, análise e implementação de um protótipo funcional de conversor CC-CC do tipo *buck* para acionamento de uma bobina de freio eletromagnética de corrente contínua utilizada em elevadores de tração de baixa capacidade e velocidade. No conversor proposto, a bobina de freio é utilizada como o indutor presente na sua topologia clássica devido alta indutância medida de 185 mH com o intuito de minimizar o *ripple* da corrente de carga e acionamento de dois objetos de interesse simultaneamente: a bobina de freio e outra carga na saída. Simulações no *software* PSIM foram feitas para validação da planta da corrente no indutor sob a razão cíclica do conversor para validar o comportamento da função de transferência obtida na literatura. Com ela, um controlador PI foi projetado através de gráfico de Bode para controlar a corrente no indutor com o auxílio do *software* Matlab. Por fim, o conversor CC-CC foi montado em *hardware* e utilizado para realização de três ensaios experimentais para analisar o comportamento da corrente e tensão no sistema sob diferentes tensões de entrada e resistências na carga. Resultados preliminares observados apresentam a eficiência do conversor CC-CC: 48% no primeiro ensaio, 79% no segundo ensaio e 43% no terceiro.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC, Eletrônica de Potência, Bobina de Freio Eletromagnética.

# Abstract

Electromagnetic brake coils are components applied in various sectors of the industry and are present in synchronous machines used in elevators. This work presents the design, analysis, and implementation of a functional DC-DC buck converter prototype for driving a direct current electromagnetic brake coil used in low-capacity and low-speed traction elevators. In the proposed converter, the brake coil is used as the inductor in its classic topology due to the high inductance measured at 185 mH, aiming to minimize the load current ripple and drive two objects of interest simultaneously: the brake coil and another load at the output. Simulations in PSIM software were carried out to validate the inductor current's plant under the converter's duty cycle, verifying the behavior of the transfer function obtained from the literature. Based on this, a PI controller was designed using a Bode plot to control the inductor current with the aid of Matlab software. Finally, the DC-DC converter was assembled in hardware and used to conduct three experimental tests to analyze the current and voltage behavior in the converter under different input voltages and load resistances. Preliminary results show the converter's efficiency: 48% in the first test, 79% in the second test, and 43% in the third.

**Keywords:** DC-DC Converter, Power Electronics, Electromagnetic Brake Coil.

# Lista de Figuras

Figura 1 – Estrutura básica de um elevador de tração com casa de máquinas . . .	15
Figura 2 – Última altura de um elevador sem casa de máquinas . . . . .	16
Figura 3 – Estrutura construtiva de uma bobina de freio eletromagnética . . . . .	17
Figura 4 – Seção transversal de uma bobina de freio ligada e desligada . . . . .	18
Figura 5 – Força magnética induzida por força magnetomotriz com diferentes <i>gaps</i>	18
Figura 6 – Topologia básica de um conversor regulado . . . . .	19
Figura 7 – Topologia clássica de um conversor CC-CC do tipo <i>buck</i> com carga resistiva . . . . .	22
Figura 8 – Formas de onda em conversor <i>buck</i> CC-CC em modo de condução contínua com carga resistiva . . . . .	23
Figura 9 – Formas de onda no indutor, capacitor e chave em conversor <i>buck</i> CC-CC	24
Figura 10 – Malha de controle da corrente do indutor do conversor <i>buck</i> . . . . .	25
Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema de controle PID . . . . .	26
Figura 12 – Diagrama do sistema de acionamento de bobina de freio . . . . .	29
Figura 13 – Medição experimental de indutância de bobina de freio com medidor LCR de mão . . . . .	32
Figura 14 – Resultado da medição de indutância de bobina de freio com medidor LCR de mão . . . . .	32
Figura 15 – Circuito de potência simulado para validação do modelo da planta do conversor <i>buck</i> no PSIM . . . . .	35
Figura 16 – Gráfico simulado para validação do modelo da planta do conversor <i>buck</i> no PSIM . . . . .	36
Figura 17 – Gráfico de corrente no indutor x tempo do circuito em malha aberta simulado no PSIM . . . . .	37
Figura 18 – Gráfico de corrente no indutor x tempo simulado em malha aberta no PSIM ampliado no degrau aplicado em 40 ms . . . . .	37
Figura 19 – Gráfico de corrente no indutor x tempo simulado em malha aberta no PSIM ampliado no degrau aplicado em 80 ms . . . . .	38
Figura 20 – Gráfico de Bode do conversor CC-CC em malha fechada projetado em MATLAB . . . . .	39
Figura 21 – Circuito de potência de simulação do conversor <i>buck</i> elaborado no PSIM	40
Figura 22 – Circuito de simulação do controlador <i>buck</i> elaborado no PSIM . . . . .	40
Figura 23 – Gráfico da curva do sistema controlado com o controlador projetado . .	41
Figura 24 – Circuito de simulação do conversor com perturbações na tensão de entrada e carga da bobina . . . . .	41

Figura 25 – Gráfico do sistema sob efeito de perturbação na tensão de entrada e carga da bobina . . . . .	42
Figura 26 – Gráfico do sistema ampliado no efeito de perturbação da tensão de entrada . . . . .	43
Figura 27 – Gráfico do sistema ampliado no efeito de perturbação da carga da bobina	43
Figura 28 – Esquemático do módulo eletrônico . . . . .	44
Figura 29 – Esquemático do circuito <i>gate driver</i> . . . . .	45
Figura 30 – Camadas de cobre superior com vias e camada superior com <i>silkscreen</i> na PCI . . . . .	45
Figura 31 – Vista frontal do módulo eletrônico conversor CC-CC . . . . .	46
Figura 32 – <i>Setup</i> experimental . . . . .	47
Figura 33 – Módulo eletrônico conversor CC-CC . . . . .	48
Figura 34 – Gráfico PWM de 50 kHz com 53% de <i>duty cycle</i> . . . . .	49
Figura 35 – Gráfico da tensão $V_{gs}$ no MOSFET observado em osciloscópio . . . . .	49
Figura 36 – $V_{R1}$ em escala 1:10 (rosa) e $i_{R1}$ (azul) em escala 1:1 com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 40 \Omega$ . . . . .	50
Figura 37 – Tensão no diodo $V_{D1}$ com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 40 \Omega$ . . . . .	51
Figura 38 – $V_L$ com escala 1:10 em rosa e $i_L$ 1:1 em azul com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 40 \Omega$	51
Figura 39 – $V_{R1}$ em escala 1:10 (rosa) e $i_{R1}$ (azul) em escala 1:1 com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 10 \Omega$ . . . . .	52
Figura 40 – Tensão no diodo $V_{D1}$ com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 10 \Omega$ . . . . .	53
Figura 41 – $V_L$ com escala 1:10 em rosa e $i_L$ 1:1 em azul com $V_{IN} = 90$ V e $R1 = 10 \Omega$	53
Figura 42 – $V_{R1}$ em escala 1:10 (rosa) e $i_{R1}$ (azul) em escala 1:1 com $V_{IN} = 75$ V e $R1 = 40 \Omega$ . . . . .	54
Figura 43 – Tensão no diodo $V_{D1}$ com $V_{IN} = 75$ V e $R1 = 40 \Omega$ . . . . .	54
Figura 44 – $V_L$ com escala 1:10 em rosa e $i_L$ 1:1 em azul com $V_{IN} = 75$ V e $R1 = 40 \Omega$	55



# Lista de Tabelas

Tabela 1 – Topologias clássicas e ganho estático de conversores CC-CC . . . . .	21
Tabela 2 – Condição de operação do conversor <i>buck</i> . . . . .	30
Tabela 3 – Especificações da bobina de freio . . . . .	31
Tabela 4 – Resultados Experimentais . . . . .	56

# Lista de abreviaturas

$V_s$	Tensão de Entrada
$V_o$	Tensão de Saída
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
MSIP	Máquina Síncrona de Ímã Permanente
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
LQR	Regulador Quadrático Linear
PCI	Placa de Circuito Impresso
I/O	<i>Input/Output</i>

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>12</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos gerais</b>	<b>12</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos específicos</b>	<b>12</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>14</b>
<b>2.1</b>	<b>Funcionamento Básico de Elevadores de Tração</b>	<b>14</b>
<b>2.2</b>	<b>Bobinas de Freio Eletromagnéticas</b>	<b>16</b>
<b>2.3</b>	<b>Conversores CC-CC Clássicos</b>	<b>19</b>
<b>2.4</b>	<b>Conversor CC-CC <i>Buck</i> em Modo de Condução Contínua</b>	<b>21</b>
<b>2.5</b>	<b>Técnicas de Controle de Corrente de Conversores <i>Buck</i></b>	<b>26</b>
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>29</b>
<b>3.1</b>	<b>Condições de Operação do Conversor <i>Buck</i></b>	<b>29</b>
<b>3.2</b>	<b>Definição de Componentes</b>	<b>30</b>
3.2.1	Transistor	30
3.2.2	Diodo	31
3.2.3	Indutor	31
3.2.4	Capacitor	33
3.2.5	Microcontrolador	33
3.2.6	Sensor de Corrente	34
<b>3.3</b>	<b>Projeto do Controlador</b>	<b>34</b>
3.3.1	Planta do Conversor CC-CC	35
3.3.2	Controlador CC-CC	36
<b>3.4</b>	<b>Simulação</b>	<b>39</b>
<b>3.5</b>	<b>Esquemático do Circuito</b>	<b>42</b>
<b>3.6</b>	<b>Roteiro Experimental</b>	<b>46</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>48</b>
<b>4.1</b>	<b>Módulo Conversor CC-CC</b>	<b>48</b>
<b>4.2</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>48</b>
4.2.1	Tensão de entrada de 90 V com resistência de 40 $\Omega$	50
4.2.2	Tensão de entrada de 90 V com resistência de 10 $\Omega$	52
4.2.3	Tensão de entrada de 75 V com resistência de 40 $\Omega$	53
<b>4.3</b>	<b>Discussões</b>	<b>55</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>58</b>

<b>5.1</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>58</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS . . . . .</b>	<b>59</b>

# 1 Introdução

O crescimento populacional impacta diretamente a demanda por novas áreas habitáveis. Historicamente, a humanidade tem experimentado um aumento exponencial, alcançando em 2023 a marca de 8 bilhões de habitantes. Projeções indicam que essa tendência de crescimento continuará nas próximas décadas e deve chegar a 9 bilhões em 2050, com 80% dessa concentrada em áreas urbanas (AL-KODMANY, 2012). Esse aumento populacional intensifica a necessidade de soluções para acomodar um número crescente de pessoas em espaços cada vez mais restritos.

Uma das respostas para essa demanda é a verticalização das cidades. Prédios cada vez mais altos se erguem nos centros urbanos, desafiando a engenharia e redefinindo o perfil das metrópoles. Juntamente com o crescimento e desenvolvimento urbano, novas tecnologias e métodos de transporte têm se desenvolvido de maneira veloz, como os elevadores - equipamento que pode ser considerado símbolo da urbanização.

Tecnologias relacionadas à eletrônica de potência são utilizadas amplamente em elevadores. Desde a movimentação do motor síncrono com inversores de potência à alimentação dos dispositivos de comunicação entre pavimentos, essa área do conhecimento é fundamental para o desenvolvimento desse método de transporte, garantindo segurança e confiabilidade. Normas nacionais e estrangeiras estabelecem requisitos rigorosos para a segurança desses equipamentos, que incorporam diversos dispositivos para garantir sua operação adequada.

Um dos componentes essenciais para o funcionamento de elevadores de tração é a bobina de freio eletromagnética. Essa é encontrada na máquina síncrona do motor para que, quando o elevador pare em um pavimento de acesso, o freio acionado atraque o eixo da máquina rotativa, mantendo a cabina em inércia.

## 1.1 Objetivos gerais

Este trabalho propõe a análise e desenvolvimento de um protótipo funcional de conversor CC-CC para acionamento de uma bobina de freio eletromagnética de corrente contínua presente em máquinas síncronas de ímãs permanentes em elevadores de tração.

## 1.2 Objetivos específicos

Para atingir o objetivo geral, os objetivos específicos listados abaixo devem ser atingidos:

- 
- Realizar uma revisão bibliográfica e estudar o funcionamento de elevadores de tração e bobinas de freios presentes neste sistema;
  - Caracterizar e analisar da bobina de freio eletromagnética a ser acionada, utilizando essa como próprio indutor do conversor CC-CC baseado em topologia *buck*;
  - Analisar e desenvolver, via simulação no *software* PSIM, o conversor CC-CC em malha aberta para acionar uma bobina de freios de 48 VCC com corrente nominal igual a 1,2 A;
  - Desenvolver um controlador de ação proporcional-integral com o *software* Matlab e avaliar de desempenho do conversor CC-CC em simulação via *software* PSIM;
  - Implementar uma PCI do conversor CC-CC proposto;
  - Realizar ensaios práticos para avaliação do comportamento do conversor CC-CC em malha aberta a partir da análise de curvas em osciloscópio.

## 2 Revisão Bibliográfica

### 2.1 Funcionamento Básico de Elevadores de Tração

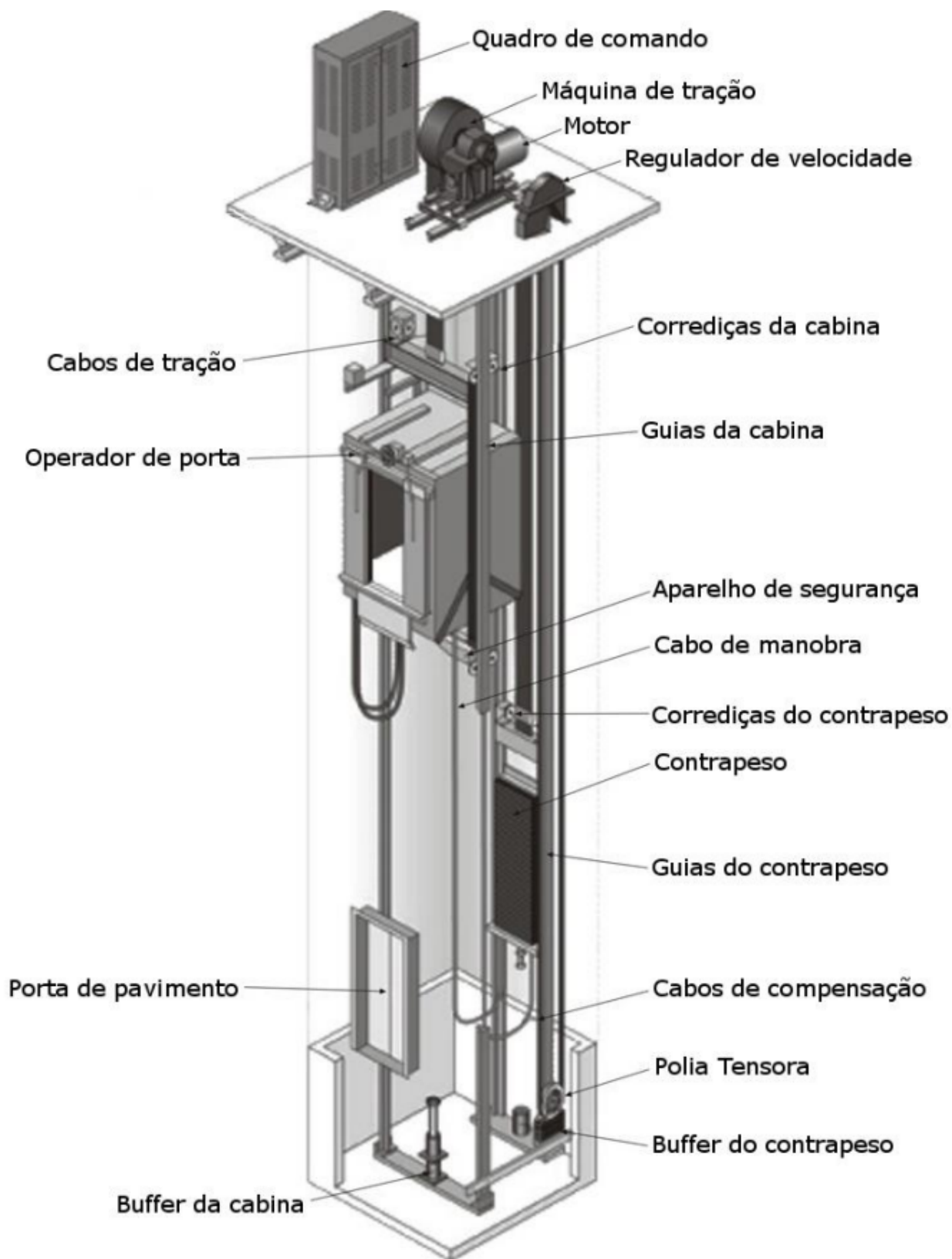
Elevadores são um dos meios de transporte mais utilizados no mundo. Ele desempenha um papel crucial em sistemas de transporte verticais, permitindo que cidades maximizem o uso de espaço e acomodem uma maior densidade populacional em regiões populosas (RESCH *et al.*, 2016). Esses sistemas são essenciais para facilitar o acesso e a circulação entre diferentes pontos de áreas verticalizadas, tornando-os indispensáveis em ambientes urbanos.

Um elevador possui uma alta gama de aplicações. Cada tipo se adapta a necessidades específicas, desde o transporte de pessoas em edifícios residenciais de pequeno porte até o transporte de cargas pesadas em ambientes industriais. Tradicionalmente, um elevador é composto por um sistema eletromecânico que ergue uma carga verticalmente. A movimentação vertical do equipamento pode ser feita por um sistema hidráulico, impulsionado por um pistão que a eleva, ou por um sistema de tração com máquina elétrica e cabos ou cintas. Dessa forma, a cabina é tracionada e balanceada através de um sistema de contrapeso. Esses tipos são categorizados, respectivamente, de elevador hidráulico e elevador de tração. A estrutura básica simplificada de um elevador de tração é apresentado na Figura 1.

Dentro da categoria de tração, o posicionamento da máquina elétrica e dos equipamentos eletrônicos (como o inversor e quadros de comando) podem ser feitos de várias formas. Em alguns edifícios, uma sala de máquinas específica para armazenar componentes do elevador é construída no topo. Em outros, um conjunto de vigas estruturais é montado acima do último pavimento para posicionamento desses componentes chave. Dependendo dessa arquitetura, esses elevadores podem ser chamados de elevadores com casa de máquinas (*MR* ou *Machine Room*) ou sem casa de máquinas (*MRL* ou *Machine Roomless*). A Figura 2 ilustra a última altura (local acima do último pavimento) com estruturas e vigas com os máquina de tração, bobina de freio, inversor e teto da cabina com guarda-corpo.

O inversor de frequência e a máquina de tração são componentes fundamentais no sistema elétrico desse meio de transporte. Elevadores de tração seguem uma curva de referência de velocidade e aceleração para controle da movimentação da cabina, sendo essa especificada de acordo com as características do equipamento pelo controlador. Dessa forma, o controlador envia uma curva para o inversor através de um protocolo de comunicação específico - que segue essa referência para controlar a máquina de tração conforme configurações prévias do equipamento.

Figura 1 – Estrutura básica de um elevador de tração com casa de máquinas



Fonte: Adaptado pelo autor, 2024.



Figura 2 – Última altura de um elevador sem casa de máquinas



Fonte: Adapato pelo autor, 2024.

Atualmente, máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIPs) são cada vez mais utilizadas utilizadas como máquina de tração em elevadores. A robustez das MSIPs, proveniente da ausência de escovas e comutadores reduz manutenções e aumenta a confiabilidade do sistema. Sua operação síncrona elimina perdas por escorregamento, otimizando o uso da energia do sistema. Além disso, essas máquinas operam de forma silenciosa e suave - o que é ideal para edifícios residenciais e comerciais que desejam baixa poluição sonora.

A ampla faixa de velocidade e torque permite arranques suaves e alcança os andares superiores com eficiência. Um dos componentes desses motores é a bobina de freio. Em motores síncronos de ímãs permanentes, esses componentes assumem um papel crucial na desaceleração e paradas controladas. Ao contrário dos freios mecânicos tradicionais, que atuam diretamente no rotor ou na carcaça do motor, as bobinas de freios operam no campo magnético, proporcionando controle de frenagem e parada rápida do rotor da máquina.

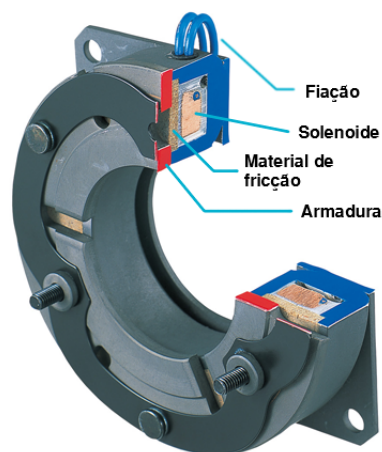
## 2.2 Bobinas de Freio Eletromagnéticas

Bobinas de freio eletromagnéticas são utilizadas em diversas áreas do conhecimento. Em robótica, esse componente é utilizado em conjunto com servo motores para obter frenagem precisa e emergencial (YASA *et al.*, 2014).

Na literatura, poucos estudos foram feitos sobre o comportamento dos freios eletromagnéticos e fundamentos de *design*. A construção de freios a disco eletromagnéticos de corrente contínua requer uma abordagem multidisciplinar: o problema consiste em fenômenos eletromagnéticos, mecânicos e térmicos. A Figura 3 ilustra a estrutura construtiva de

uma bobina de freio eletromagnética com a armadura que é tensionada pela mola plana, o núcleo ferromagnético e o material de fricção em evidência.

Figura 3 – Estrutura construtiva de uma bobina de freio eletromagnética



Fonte: Adaptado pelo autor, 2024.

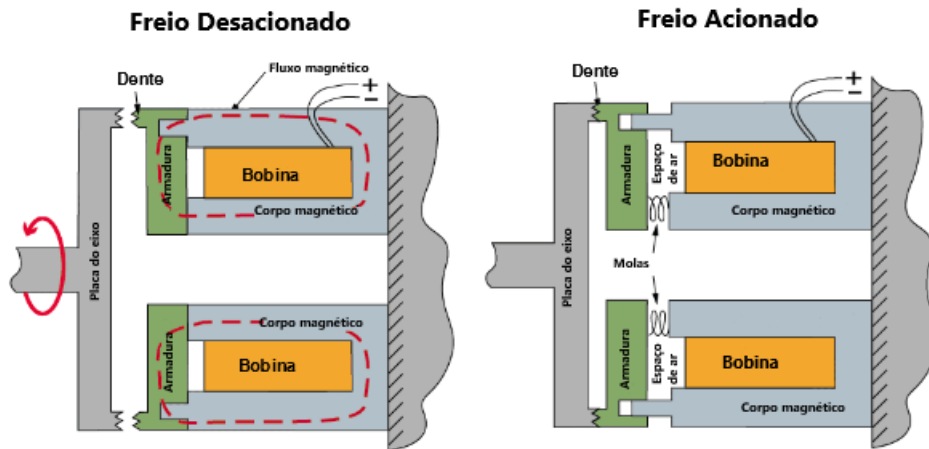
O funcionamento de uma bobina de freio é caracterizada, fundamentalmente, pela indução eletromagnética. Quando uma corrente elétrica é aplicada à bobina do eletroímã, um campo magnético é criado. Em máquinas síncronas, por exemplo, essa força magnética deve ser forte o suficiente para dobrar a mola e puxar a armadura através de um pequeno espaço de ar em direção à face do ímã. Dessa forma, a conexão por fricção entre o ímã e armadura faz com que o eixo rotativo do motor desacelere e pare. No estado de desligamento, as molas mantêm a folga máxima empurrando a armadura.

A Figura 4 apresenta os dois estados de funcionamento da bobina em um vista de corte. No modo ativo, à esquerda, um fluxo magnético é induzido na bobina. Esse fluxo faz com que a armadura seja atraída, superando a força elástica da mola no espaço de ar. No modo desligado, na seção à direita, a mola empurra a armadura contra contra a placa rotativa. O contato entre esses dois componentes, através da fricção, reduz o movimento rotativo da máquina.

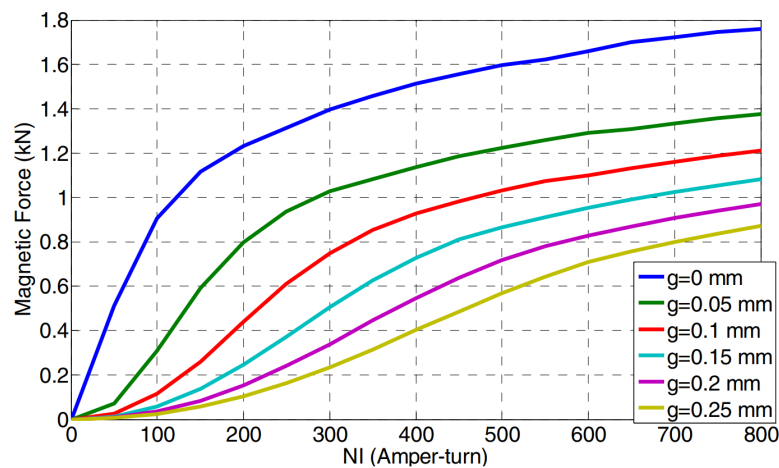
Fatores construtivos, como o espaço de ar entre a armadura e a face do ímã (*gap*) e características do material influenciam diretamente no desempenho da bobina (YASA *et al.*, 2014). A Figura 5 apresenta a curva de força magnética induzida por força magnetomotriz para diferentes *gaps* simulada pelo método de elementos finitos.

Na análise de elementos finitos, o comprimento da folga de ar e o número de ampere-volta na bobina são os parâmetros mais importantes para o desempenho do freio (YASA *et al.*, 2014). O efeito da folga de ar pode ser observado a partir de diferentes curvas na Figura 5. Como a menor relutância é alcançada na condição sem folga de ar, o fluxo total gerado está no máximo, conforme esperado. Com o aumento da folga de ar,

Figura 4 – Seção transversal de uma bobina de freio ligada e desligada



Fonte: Adaptado pelo autor, 2024.

Figura 5 – Força magnética induzida por força magnetomotriz com diferentes *gaps*

Fonte: (YASA *et al.*, 2014)

o fluxo total gerado no freio diminui devido ao aumento da relutância, que consiste na relutância da folga de ar e na relutância do material.

O acionamento desse componente eletromagnético geralmente requer uma fonte de corrente controlada de nível constante. Conversores CC-CC e retificadores CA-CC podem ser utilizados para isso. Entretanto, essa escolha é estritamente dependente do sistema na qual o freio é aplicado. Muitos sistemas elétricos industriais, comerciais e residenciais possuem uma fonte CA proveniente da própria rede elétrica. Em sistemas de resgate de elevadores, por exemplo, uma bateria é utilizada para acionar o freio e movimentar a cabina através do desbalanço de carga até o pavimento mais próximo. Nesse último caso, um conversor CC-CC é utilizado para abaixar ou elevar a tensão da bateria para energizar a bobina.

A magnetização da bobina de freio pode ser controlada pela quantidade de corrente elétrica enviada para a bobina. A partir dela, é possível estabelecer um controle preciso da velocidade, posição e aceração em muitas aplicações industriais e dispositivos de grande porte, como elevadores. Nesse último, esse fator se torna extremamente importante: normas restritas relacionadas ao movimento não intencional da cabina estabelecem que essa deve permanecer inerte sob condições adversas que a movimentem de maneira não proposital. Além da exigência normativa, essa característica faz com que o controle e acionamento do freio do elevador se torne crucial na experiência e segurança do usuário final.

## 2.3 Conversores CC-CC Clássicos

Conversores do tipo CC-CC, ou apenas conversores CC, são conversores de energia com o propósito de transformar uma fonte de tensão CC fixa em uma fonte CC variável. Em muitas aplicações eles proporcionam um controle uniforme de aceleração, alta eficiência e rápida resposta dinâmica, como possuindo um grande escopo de aplicação e crescente interesse na sua utilização em tecnologias de energia renovável (RASHID, 2014). A Figura 6 ilustra a estrutura de um conversor CC-CC. Tipicamente, um conversor clássico possui uma porta de entrada, uma porta de saída e uma de controle.

Figura 6 – Topologia básica de um conversor regulado



Fonte: Adaptado pelo autor, 2024.

O princípio de funcionamento de um conversor CC, em geral, tem como componente fundamental a comutação de uma chave controlada, que pode ser um BJT, um MOSFET, um GTO ou um IGBT de potência. Essa chave divide o circuito em dois estados que definem seu modo de operação: quando essa está em condução ( $t_{on}$ ) e em não condução ( $t_{off}$ ). Dessa forma, é possível controlar a tensão média de saída na carga.

O acionamento da chave de potência é essencial para o dimensionamento adequado da tensão ou corrente de saída do conversor CC-CC. A relação entre o tempo na qual a chave está em condução e o período é conhecido como *duty cycle*,  $D$ , e é expresso pela Equação 1.

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (1)$$

A topologia do circuito e a escolha dos componentes passivos e ativos são essenciais para dimensionar a tensão de saída conforme desejado. Dentre as topologias conhecidas, estão as não-isoladas: conversor *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, Cúk, SEPIC e ZETA. Os conversores CC-CC clássicos não isolados utilizam componentes que armazenam energia, como indutores e capacitores, como um filtro LC para dimensionar corretamente a componente constante de saída e entrada com baixa distorção harmônica.

A partir da topologia construtiva e do *duty cycle* do conversor CC é possível dimensionar seu ganho estático, que é a relação entre entrada e saída do circuito. O ganho estático é expresso na Equação 2.

$$G = \frac{V_o}{V_s} \quad (2)$$

Conversores CC-CC clássicos são separados em três categorias: conversores abaixadores de tensão, elevadores de tensão e aqueles que podem tanto abaixar quanto elevar a tensão. Os conversores abaixadores, como o conversor do tipo *buck* têm tensão de saída regulada sempre inferior a tensão de entrada, portanto, possui ganho estático sempre menor igual a um. Os elevadores, como o conversor do tipo *boost* têm ganho estático sempre maior que um: seu ganho estático é sempre maior que o valor unitário. Nos conversores que podem elevar ou abaixar a tensão de saída regulada, como o *buck-boost*, o ganho estático pode ser tanto maior quanto menor que um.

Além dos conversores não-isolados, existem outras topologias clássicas que são categorizadas como isoladas, como o conversor CC-CC do tipo *flyback*: entre a entrada e a saída do conversor há um transformador a tensão de entrada de acordo com as espiras do primário e secundário e, portanto, permite ajustar a tensão de saída pela razão cíclica de operação através da relação de transformação acoplada magneticamente: o circuito de entrada e saída estão eletricamente conectados apenas pela densidade de fluxo magnético produzida no núcleo do transformador.

A Tabela 1 apresenta os conversores CC-CC clássicos não isolados, seu número de componentes e ganho estático em modo de condução contínua. Esses conversor também podem operar no modo de condução descontínua: quando ocorre a interrupção do fluxo de corrente no indutor durante parte do ciclo de comutação. As colunas S, D, C e I representam, respectivamente, o número de chaves, diodos, capacitores e indutores. Nos circuitos dos conversores, diferentes configurações influenciam seu funcionamento. Nos conversores *buck*, *buck-boost* e ZETA, a chave de potência está em série com a fonte de entrada, o que permite desconectar a fonte do conversor quando a chave está aberta. Em contraste, nos conversores *boost*, Cúk e SEPIC, o indutor está em série com  $V_s$ , mantendo

Tabela 1 – Topologias clássicas e ganho estático de conversores CC-CC

Conversor	Ganho Estático	Nº de Componentes			
		S	D	C	I
Buck	$D$	1	1	1	1
Boost	$\frac{1}{(1-D)}$	1	1	1	1
Buck-Boost	$\frac{-D}{(1-D)}$	1	1	1	1
Cúk	$\frac{-D}{(1-D)}$	1	1	2	2
SEPIC	$\frac{D}{(1-D)}$	1	1	2	2
ZETA	$\frac{D}{(1-D)}$	1	1	1	1

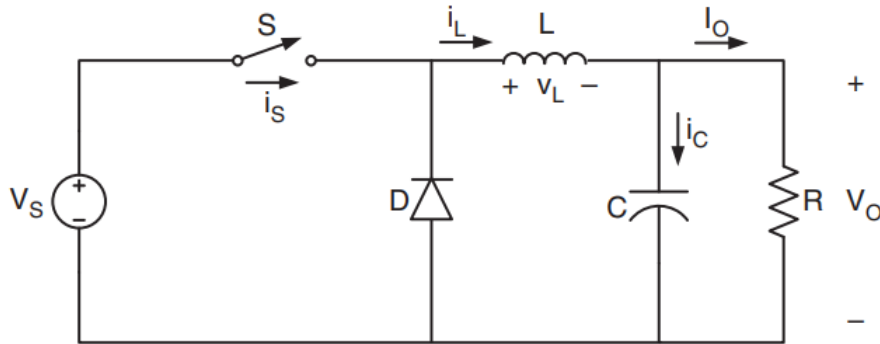
Fonte: O autor, 2024.

um fluxo contínuo de corrente. Quanto tensão de saída, os conversores *boost*, *buck-boost* e SEPIC são equipados com diodos que desconectam totalmente a carga do conversor quando polarizados inversamente.

Entre os conversores clássicos, o conversor *buck* se destaca devido ao seu número reduzido de componentes, o que o torna uma opção vantajosa para aplicações que demandam um custo material baixo e comportamento abaixador. Esta característica simplificada do conversor *buck* não apenas facilita a sua produção e reduz os custos associados ao desenvolvimento, mas também contribui para uma operação mais eficiente e confiável. Outra vantagem significativa é a sua capacidade de operar em modo de corrente, o que permite um controle preciso da corrente do indutor e uma resposta rápida às mudanças nas condições de carga. Em cenários onde o custo material é crucial e a complexidade do sistema pode ser minimizada, o conversor *buck* é uma solução eficaz, proporcionando desempenho sem a necessidade de utilização de múltiplos componentes. Portanto, em projetos que visam a otimização de recursos e a simplicidade de *design*, o conversor *buck* deve ser considerado como uma alternativa viável aos outros reguladores clássicos.

## 2.4 Conversor CC-CC *Buck* em Modo de Condução Contínua

Conversores do tipo *buck* são utilizados para obter uma relação de ganho estático sempre inferior a um. Ou seja, a tensão de entrada  $V_s$  é sempre maior que a tensão de saída  $V_o$ . Os conversores CC abaixadores são, em sua maioria, utilizados em sistemas de acionamento de corrente contínua de alto desempenho, como tração elétrica, veículos elétricos e ferramentas industriais. A eficiência do conversor *buck* é uma das suas características mais notáveis, permitindo que ele opere com perdas mínimas de energia, o que é especialmente benéfico em aplicações de energia renovável, como painéis solares e turbinas eólicas, onde a maximização da energia disponível é crucial. O modelo clássico de um conversor CC-CC abaixador de tensão, o regulador *buck*, é exibido na Figura 7.

Figura 7 – Topologia clássica de um conversor CC-CC do tipo *buck* com carga resistiva

Fonte: (RASHID, 2017)

Assim como outros conversores clássicos apresentados na Seção 2.3, o princípio de funcionamento de um conversor *buck* tem como componente fundamental a comutação da chave controlada  $S$ . A chave  $S$  possui dois estados:  $t_{on}$  e  $t_{off}$ . Os estados definem o tempo na qual essa está em condução ( $t_{on}$ ) e em não condução ( $t_{off}$ ). A tensão média na saída é resultante do quanto do período de chaveamento a tensão de entrada  $V_s$  está conectada na carga. A razão entre  $t_{on}$  e o período  $T$  é chamado de *duty cycle* ou razão cíclica e é expresso pela Equação 1.

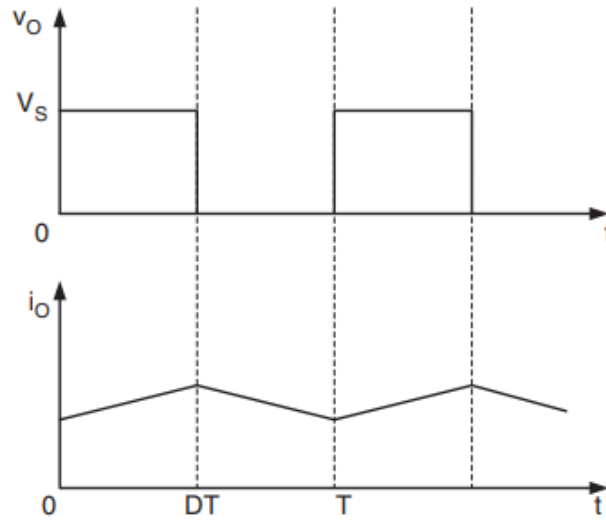
A razão cíclica determina o valor da tensão de saída do conversor *buck*. A tensão média de saída ( $V_{omed}$ ) de um conversor do tipo *buck* é expressa na Equação 3.

$$V_{omed} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_s dt = DV_s \quad (3)$$

A forma de onda da tensão e corrente de saída na carga do conversor CC em função da comutação da chave controlada é ilustrada na Figura 8: a tensão de saída é regulada a partir da comutação da chave em  $t_{on}$  e a corrente na carga se mantém praticamente constante em um nível CC estabelecido.

Os componentes reativos regulam a tensão de saída da carga do conversor de modo que essa tenha um valor próximo de nível constante. O indutor  $L$  e o capacitor  $C$  podem ser considerados um filtro  $LC$  que fornece à carga apenas a componente CC. O diodo  $D$  é o diodo de roda livre. Quando  $S$  está em condução (fechada), em  $t_{on}$ , o diodo de roda livre está inversamente polarizado, a corrente de entrada cresce e passa pelo indutor  $L$ , carrega o capacitor  $C$  e alimenta a carga  $R$  com tensão de saída  $V_o$ . No outro modo de operação, quando  $S$  está aberta em  $t_{off}$ , o diodo  $D$  passa a conduzir devido a energia armazenada no indutor, fazendo com que corrente na bobina continue a fluir na malha e o capacitor descarregue (RASHID, 2014). A Figura 9 ilustra as formas de onda no indutor, capacitor e na chave nos dois modos de operação do conversor CC do tipo *buck* quando a frequência de chaveamento de  $S$  é contínua. Na Figura 9, a corrente dos componentes do sistema cresce e decresce de forma linear devido não idealidades desprezíveis de circuitos práticos.

Figura 8 – Formas de onda em conversor *buck* CC-CC em modo de condução contínua com carga resistiva



Fonte: (RASHID, 2017)

Os componentes de um conversor CC-CC do tipo *buck* devem ser projetados de forma que atendam aos requisitos desejados em um projeto. A partir da Equação 4 e considerando a tensão do indutor em  $t_{on}$  no modo de condução contínuo, sabemos que a tensão em um indutor é igual a variação de corrente vezes sua indutância em um intervalo de tempo. A tensão no indutor,  $V_L$ , também pode ser expressa na Equação 5.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4)$$

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

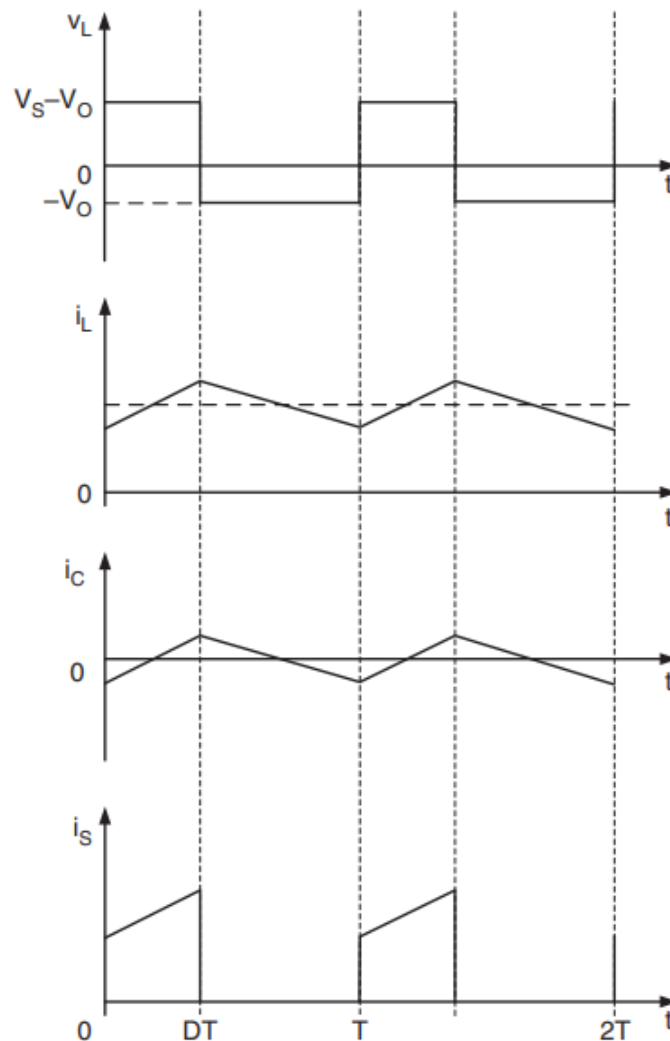
Considerando  $\frac{di}{dt} = \Delta i_L$  no período em que a chave está fechada em um intervalo de tempo  $t_{on}$  e utilizando a Equação 4 e 5 é possível dimensionar o valor de um indutor para o conversor CC do tipo *buck*. A Equação 6 expressa o valor de um indutor  $L$  a partir da tensão de entrada  $V_s$ , da tensão de saída  $V_o$ , do *ripple* de corrente no indutor  $\Delta i_L$  e do tempo na qual a chave está conduzindo  $t_{on}$ .

$$L = \frac{(V_s - V_o) t_{on}}{\Delta i_L} \quad (6)$$

Como  $t_{on} = \frac{d}{T}$  e  $T = \frac{1}{f}$ , a Equação 6 também pode ser expressa em função da razão cíclica  $D$  e da frequência  $f$  na Equação 7.

$$L = \frac{(V_s - V_o) D}{\Delta i_L f} \quad (7)$$



Figura 9 – Formas de onda no indutor, capacitor e chave em conversor *buck* CC-CC

Fonte: (RASHID, 2017)

O dimensionamento do capacitor também é fundamental para garantir que a *ripple* da tensão e corrente de saída seja próximo a zero. Para limitar a corrente  $i_C$  e reduzir a tensão pico a pico na componente CC de saída, é necessário estabelecer um valor para o capacitor em função de valores de projeto. Em MCC, a corrente de *ripple* no indutor, no capacitor e na carga são iguais. A partir dessa premissa, na Equação 8, é possível determinar o valor para o capacitor, expresso na Equação 9.

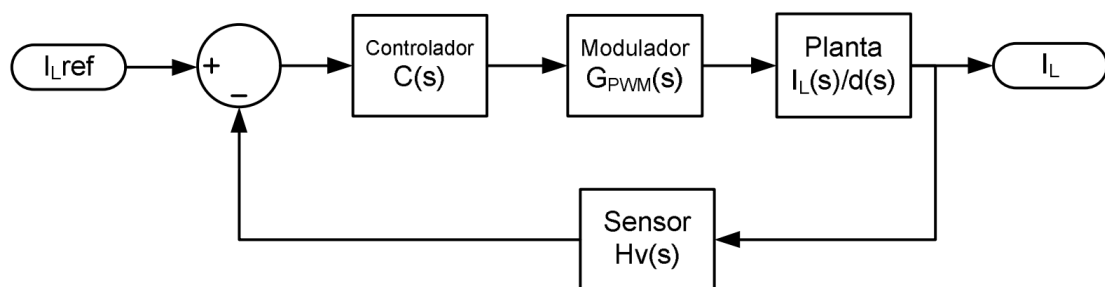
$$\Delta i_L = \Delta i_C = \Delta i \quad (8)$$

$$C = \frac{(1 - D)V_o}{8L\Delta V_C f^2} \quad (9)$$

As Equações 7 e 9 são fundamentais no *design* do conversor *buck*. As tensões de entrada e saída são tipicamente determinadas por especificações preliminares, assim como o *duty cycle*. O valor do indutor  $L$  é calculado a partir da condição MCC utilizando a Equação 7. O valor do capacitor  $C$  é obtido pela Equação 9. Para obter baixas perdas de condução em um conversor, é preferível utilizar componentes passivos de pequena indutância e capacitância. As equações deduzidas mostram que isso pode ser obtido através da comutação em alta frequência da chave de potência. No entanto, o parâmetro de frequência  $f$  está restrito pelas características do semiconductor empregado no conversor e pela capacidade do gerador de sinal de modulação de largura de pulso (PWM) que o controla.

O controle da corrente que flui através do indutor desempenha um papel crítico na regulação da saída de tensão. Essa corrente é influenciada pelo *duty cycle*,  $D$ , que representa a proporção do ciclo de trabalho no qual a chave está ligada em relação ao ciclo total. A variação da razão cíclica controla diretamente a quantidade de energia transferida do indutor para a carga de saída. Uma estratégia comum para alcançar esse controle é através da utilização de um circuito de controle dedicado, que pode ser implementado de várias maneiras, incluindo técnicas analógicas e digitais (BATSCHAUER, 2012). Na prática, a estrutura específica de controle de corrente pode variar dependendo das exigências de desempenho e das características do sistema.

Figura 10 – Malha de controle da corrente do indutor do conversor *buck*



Fonte: (BATSCHAUER, 2012)

A Figura 10 ilustra o diagrama típico utilizado para o controle de corrente em um conversor *buck*. Essa estrutura pode envolver componentes como amplificadores operacionais, comparadores, circuitos de realimentação e elementos de controle de comutação. Todos esses são projetados para regular a corrente do indutor de acordo com os requisitos do sistema. A implementação eficaz desse controle é fundamental para garantir a estabilidade operacional e a eficiência energética desse conversor em diversas aplicações.

A função de transferência da planta em malha aberta e operando em modo de condução contínua do conversor *buck* na Figura 10 é apresentada na Equação 10. É notável que a planta resultante é de segunda ordem, pois possui dois polos. Entretanto, um é

cancelado por um dos zeros da planta. Isso induz um comportamento de segunda ordem semelhante ao de uma planta de primeira ordem, especialmente no que se refere à variação de fase, que vai de zero a  $-90$  graus (BATSCHAUER, 2012).

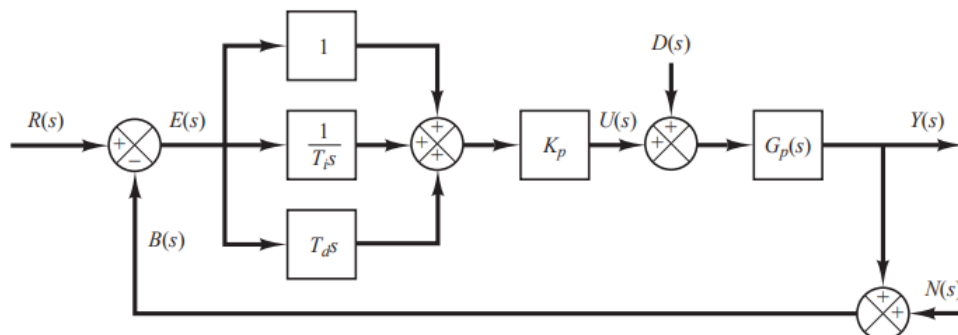
$$G(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_s}{R} \left( \frac{RCs + 1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \right) \quad (10)$$

## 2.5 Técnicas de Controle de Corrente de Conversores *Buck*

Técnicas de controle para conversores CC-CC possuem características distintas que influenciam diretamente no desempenho do sistema. Diversas estratégias lineares e não-lineares (GHOSH *et al.*, 2013) têm sido desenvolvidas e aprimoradas ao longo dos anos para otimizar o desempenho desses conversores, garantindo a estabilidade do sistema. Dentre as topologias de controladores utilizadas, as clássicas, como o PID, são as mais populares (GUO; HUNG; NELMS, 2009). Entretanto, alguns trabalhos destacam as não-linearidades de conversores CC e a demanda por técnicas de controle avançadas (GHOSH *et al.*, 2014).

O controle PID (Proporcional-Integral-Derivativo) é uma das técnicas mais clássicas e amplamente utilizadas devido à sua simplicidade e eficácia em manter a tensão de saída estável frente a perturbações, como variações de carga ou flutuações na tensão de entrada (BAZANELLA, 2005). Esse controlador combina três ações básicas de controle: a ação proporcional, a ação integral e a ação derivativa. Sua principal desvantagem está na dificuldade de ajuste dos parâmetros PID (proporcional, integral e derivativo) para sistemas com dinâmicas variáveis ou em presença de grandes perturbações e ruídos, o que pode resultar em desempenho sub-ótimo quando comparado com outras técnicas modernas.

Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema de controle PID



Fonte: (OGATA, 2011)

A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos de um controlador PID. O sinal  $R(s)$  é o sinal de referência e  $E(s)$  é o erro gerado após subtrair o sinal de referência com o laço de realimentação medido,  $B(s)$ . Esse sinal passa pelo controlador PID (representado pelas três ações básicas no domínio da frequência) e é somado ao distúrbio  $D(s)$  até a planta  $G(s)$ . É notável que o sinal medido também está suscetível a ruídos externos, como representado por  $N(s)$ .

Estratégias que utilizam como base o controlador PID são comparados com um PID baseado na teoria de Lyapunov em (GHAMARI; KHAVARI; MOLLAEI, 2023). O conceito de Lyapunov, fundamental na teoria de controle e estabilidade de sistemas, é aplicado em algoritmos adaptativos para otimizar a resposta de sistemas dinâmicos. A estabilidade de Lyapunov sugere que, se a energia total de um sistema está continuamente diminuindo, o sistema eventualmente se estabilizará. Isso é particularmente útil em controle adaptativo, onde os parâmetros do sistema podem variar com o tempo. Comparando com métodos tradicionais de PID, a abordagem baseada em Lyapunov pode oferecer melhor desempenho em termos de precisão e rapidez na resposta, além de maior robustez em condições variáveis.

O controle *feedforward*, por outro lado, é uma técnica que antecipa as mudanças na carga ou na entrada e ajusta o sinal de controle de forma antecipativa para minimizar o impacto dessas variações antes que elas afetem a saída. Esta técnica é particularmente útil em aplicações onde a previsibilidade das perturbações é alta, permitindo uma resposta mais rápida do sistema. Para implementar esse controlador de maneira eficaz, é necessário ter um modelo matemático preciso que descreve o comportamento do sistema. O controlador utiliza esse modelo para calcular a ação de controle ideal que deve ser aplicada para reduzir o efeito das perturbações. Por isso, um controlador *feedforward* é estritamente dependente da modelagem matemática que descreve o sistema. Se essa for modelada incorretamente, o comportamento do controlador não será satisfatório para controlar o sistema.

O controle LQR (Regulador Quadrático Linear) é uma abordagem mais moderna. Ele utiliza um modelo matemático do conversor para minimizar uma função de custo que pondera o erro de saída e o esforço de controle. Essa técnica é conhecida por sua capacidade de garantir a estabilidade e a otimização do desempenho em um sentido mais amplo, considerando tanto a resposta transitória quanto o regime permanente. Outros métodos modernos, como controladores baseados em lógica fuzzy (SAADAT *et al.*, 2021) e métodos preditivos (MEMEGHANI *et al.*, 2023) demonstraram melhor regulação e maior robustez sob o impacto de perturbações, com melhor adaptação a condições indesejáveis. No entanto, essas estratégias também apresentam desvantagens: fenômenos de *chattering*, maior complexidade, alto custo de implementação e resultados indesejáveis contra ruído são seus principais pontos negativos.

Portanto, o controle PID é mais adequado para aplicações onde a simplicidade e a facilidade de manutenção são prioritárias, enquanto o controle *feedforward* se sobressai em situações que demandam uma resposta rápida a perturbações conhecidas. O controle LQR é ideal para sistemas que requerem um otimização de desempenho e podem suportar a complexidade matemática adicional no projeto e na implementação. A escolha entre essas técnicas deve considerar as especificidades da aplicação, incluindo o tipo de conversor CC-CC, as características da carga, as perturbações esperadas e os requisitos de desempenho. Entretanto, a integração dessas técnicas também pode ser explorada para aproveitar as vantagens complementares e mitigar as desvantagens, levando a uma solução de controle mais robusta e eficiente (GHAMARI; KHAVARI; MOLLAEI, 2023).

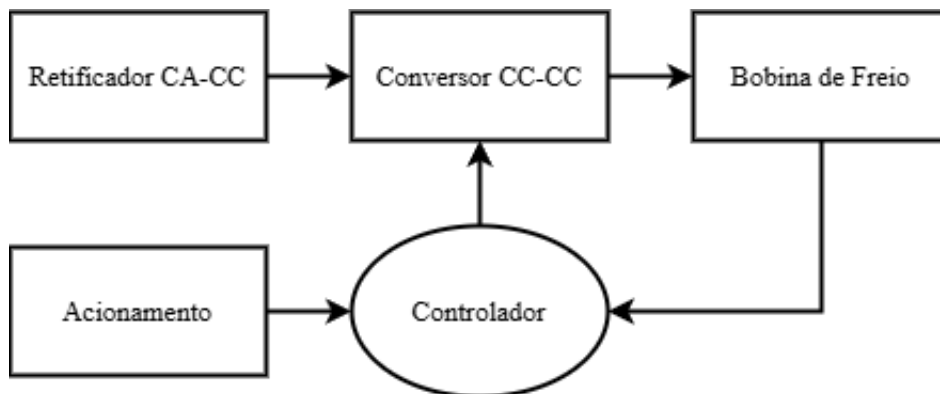
## 3 Metodologia

Nesse capítulo é apresentada a metodologia adotada na implementação de um sistema de conversão de energia com conversor *buck* CC-CC para acionamento de bobinas de freios para aplicação em máquinas síncronas de ímãs permanentes em elevadores. A bobina acionada será implementada na topologia clássica do conversor como o indutor do sistema devido alto valor de indutância medido. Dessa forma, as características construtivas desse solenoide utilizado como próprio indutor do conversor CC-CC proposto são consideradas para obter baixa ondulação de corrente de saída.

A Figura 12 apresenta um diagrama simplificado do sistema desenvolvido neste projeto. Considera-se que o sinal de acionamento da bobina é integrado ao sistema de controle do elevador e que uma tensão de fase esteja prevista para alimentação do sistema.

A etapa de retificação é feita de maneira não controlada para converter tensão CA em tensão CC. Posteriormente, o conversor CC-CC proposto rebaixa a tensão e controla a corrente para o acionamento de uma bobina de freio eletromagnética de 48 VCC. O sinal de realimentação da bobina é adquirido por meio de um sensor de efeito Hall e controlado com um microcontrolador, em um sistema de controle digital.

Figura 12 – Diagrama do sistema de acionamento de bobina de freio



Fonte: O autor, 2024.

### 3.1 Condições de Operação do Conversor *Buck*

A Tabela 2 estabelece as condições de operação do conversor CC-CC do tipo *buck* proposto. A tensão de entrada do sistema é 90 VCC e a de saída do conversor deve ser 48 VCC para alimentação da bobina de freio considerando corrente nominal de 1,2 A.

Tabela 2 – Condição de operação do conversor *buck*

Tensão de Entrada	90 VCC
Tensão de Saída	48 VCC
Frequência de Chaveamento	50 kHz
Potência na Carga	58 W

Fonte: O autor, 2024.

A razão cíclica para conversores do tipo *buck* apresentada na Tabela 1 é utilizada para definir  $D$ . Com os valores de  $V_s$  e  $V_o$  definidos na Tabela 2, o *duty cycle* é calculado e expresso pela Equação 11.

$$D = \frac{V_o}{V_s} = \frac{48}{90} = 0,533 \quad (11)$$

## 3.2 Definição de Componentes

Com os parâmetros de operação do conversor estabelecidos, é possível selecionar os componentes necessários para a montagem do conversor *buck*. São utilizados componentes passivos, semicondutores como diodo e transistor MOSFET, circuitos integrados de acionamento e microcontrolador.

### 3.2.1 Transistor

O papel do transistor é realizar a comutação no conversor. Considerando que a frequência de comutação definida é de 50 kHz, é aconselhável o uso de transistores MOSFET. O transistor entra em condução quando a tensão entre o *gate* e o *source* excede a tensão de limiar. Optou-se pelo transistor IRF3415, da fabricante Infineon: possui tensão  $V_{DS}$  de 150 V, corrente  $I_D$  de 43 A e resistência  $R_{DS}$  de 42 m $\Omega$ .

Com este nível de resistência, o transistor dissipa potência considerável em comparação com outros modelos que apresentam uma resistência significativamente menor, como o IRFB4321 que possui  $R_{DS}$  de 15m $\Omega$ . É importante notar a importância de um dissipador de calor para o transistor, considerando que há conversão de energia em calor e que esse tem um limite de temperatura operacional que não deve ser ultrapassado de 175 °C.

O acionamento do *gate* do MOSFET é realizado com um *gate driver* para amplificar o sinal PWM TTL do microcontrolador de 5 V para 15 V. Dessa forma, o circuito de controle é isolado do circuito de potência do sistema e dimensionado para chavear o conversor.

### 3.2.2 Diodo

O diodo, assim como o transistor, é essencial para a comutação do conversor com frequência de 50 kHz. Os dois componentes atuam em sincronismo comandados pelo sinal de controle. Quando o PWM está em nível baixo, em  $t_{off}$ , o diodo passa a conduzir a corrente de carga. Em nível alto, em  $t_{on}$ , a tensão sobre seus terminais é a tensão de entrada,  $V_s$ . A partir desses dados, o diodo ultra rápido MUR860G da fabricante OnSemi foi utilizado para atender as especificações de projeto. Ele possui máxima tensão reversa de 600 V e rápido tempo de recuperação de 25 nano segundos.

### 3.2.3 Indutor

O valor do indutor nesse projeto é fixo. Ele está intrínseco às características construtivas da bobina de freio utilizada no sistema e seu valor foi medido experimentalmente com o medidor LCR de mão modelo U1733C da fabricante Keysight. A bobina utilizada para a medição está acoplada a uma máquina síncrona de ímãs permanentes utilizada em elevadores de tração com capacidade de carga de até 630 kg e velocidade nominal de 1 m/s.

Tabela 3 – Especificações da bobina de freio

<i>Air Gap</i>	0,2 mm
Tensão Nominal	48 V
Potência Nominal	58 W
Resistência	40 $\Omega$
Torque Estático	100 Nm
Torque Dinâmico	100 Nm
Peso	14,3 kg

Fonte: O autor, 2024.

A Tabela 3 apresenta as especificações elétricas da bobina de freio. A Figura 13 apresenta a medição realizada e a Figura 14 o resultado da da leitura da indutância da bobina de freios de aproximadamente 185 mH no medidor LCR utilizado.

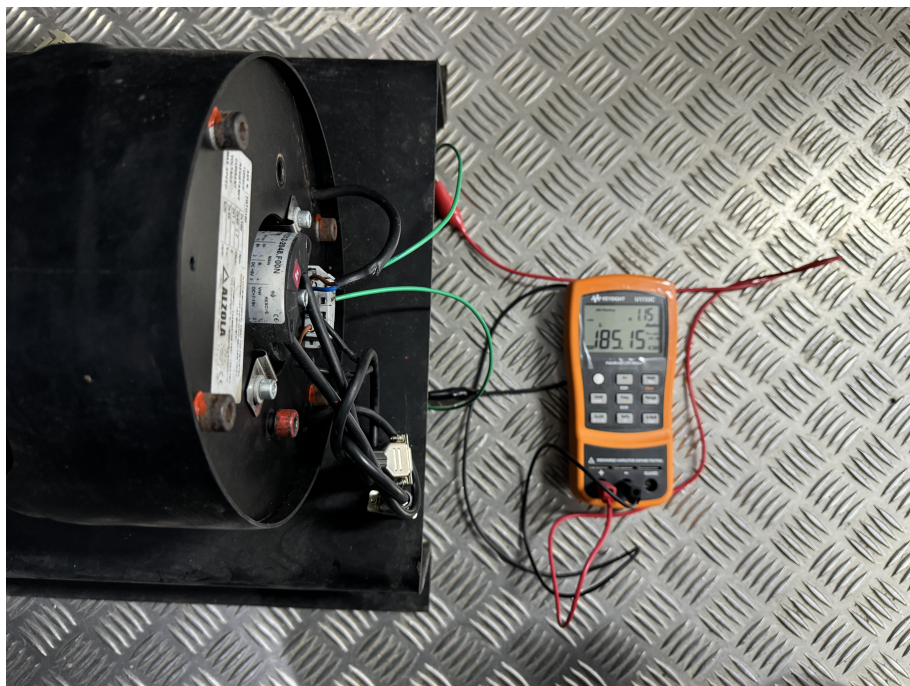
O *ripple* de corrente no indutor pode ser calculado a partir da Equação 7. O valor resultante é expresso na Equação 12.

$$\Delta i_L = \frac{(V_s - V_o \times) D}{L \times f} = \frac{(90 - 48) \times 0,5333}{185 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^{-3}} = 6,05 \mu A \quad (12)$$

A partir do valor calculado, é notável que é possível obter uma ondulação de corrente de saída muito menor que a corrente desejada para alimentação da bobina de



Figura 13 – Medição experimental de indutância de bobina de freio com medidor LCR de mão



Fonte: O autor, 2024.

Figura 14 – Resultado da medição de indutância de bobina de freio com medidor LCR de mão



Fonte: O autor, 2024.

freios utilizada. Esse parâmetro descreve um desempenho de saída ótimo para o sistema, visto que a corrente de saída é muito próxima à componente CC desejada, possuindo baixa distorção harmônica.

### 3.2.4 Capacitor

O capacitor desempenha um papel importante no filtro de saída do conversor. Nesse projeto, o capacitor deve ser calculado para atender as especificações de *ripple* em conjunto com a indutância da bobina de freios.

A capacitância pode ser calculada pela Equação 9 e com os valores especificados para o projeto. A Equação 13 apresenta o resultado do cálculo, considerando uma variação de tensão na carga  $\Delta V_C$  tolerável de 10%.

$$C = \frac{(1 - D) \times V_o}{8 \times L \times \Delta V_C \times f^2} = \frac{(1 - 0,5333) \times 48}{8 \times 185 \times 10^{-3} \times 4,8 \times (50 \times 10^3)^2} = 1,26 \times 10^{-8} F \quad (13)$$

O resultado da Equação 13 sugere um valor muito pequeno para o capacitor do filtro de saída do conversor CC-CC. Por questões comerciais de disponibilidade, um capacitor com capacitância igual a 1  $\mu F$  foi selecionado.

### 3.2.5 Microcontrolador

O controle da chave de potência é feito de maneira digital. Para esse propósito, o microcontrolador STM32F103C8T6 é utilizado no sistema. No mercado, o modelo também é popularmente conhecido como *Blue Pill*.

Este microcontrolador apresenta uma arquitetura de 32 bits e uma frequência máxima de operação de 72 MHz, o que permite a execução do algoritmo de controle em tempo real. Adicionalmente, ele dispõe de um conversor analógico-digital (ADC) de 12 bits, proporcionando maior resolução do sinal digital em comparação com outros microcontroladores de 10 bits. O microcontrolador também é responsável pela geração do sinal PWM para o chaveamento de controle do transistor, sendo que o ciclo de trabalho (duty cycle) é calculado pelo sistema de controle.

O conversor analógico-digital do microcontrolador é utilizado para realizar a leitura do sinal do sensor de corrente na bobina de freio. Foi configurada a frequência de amostragem para 200 kHz e assegurado um sinal de chaveamento PWM para controle da chave de potência de 50 kHz. Nota-se que a frequência de aquisição de dados é quatro vezes maior que a frequência de comutação, uma vez que a amostragem e o cálculo do algoritmo de controle devem ser executados antes do sinal de controle ser aplicado ao sistema.

### 3.2.6 Sensor de Corrente

Os sensores do tipo Hall são dispositivos utilizados para medir a intensidade de campos magnéticos e convertê-los em sinais elétricos. Baseados no efeito Hall, que é a produção de uma tensão transversal em um condutor elétrico quando submetido a um campo magnético perpendicular, esses sensores são amplamente empregados para a detecção de corrente, posição e velocidade em diversos sistemas eletrônicos. Sua robustez, precisão e capacidade de isolamento galvânico tornam-nos ideais para aplicações em ambientes industriais e automotivos, onde a confiabilidade e a segurança são essenciais. A tecnologia Hall permite medições sem contato direto, reduzindo o desgaste mecânico e aumentando a vida útil dos sensores, além de proporcionar alta sensibilidade e resposta rápida às variações de campo magnético.

Para a leitura da corrente no conversor CC-CC *buck* proposto, é utilizado o sensor Hall ACS712 na versão de 20 A da fabricante Allegro. O ACS712 está disponível em diferentes versões, com capacidades de 5 A, 20 A e 30 A, permitindo flexibilidade conforme as necessidades específicas do projeto. Este sensor possui uma faixa de tensão de alimentação de 4,5 V a 5,5 V e uma resposta linear proporcional à corrente medida, com uma sensibilidade de 185 mV/A para o modelo de 5 A, 100 mV/A para o modelo de 20A e 66 mV/A para o modelo de 30 A. Além disso, o ACS712 oferece uma saída analógica que pode ser facilmente integrada a sistemas de controle baseados em microcontroladores ou sistemas de aquisição de dados, facilitando a implementação do controlador PID utilizado no sistema. Com uma largura de banda de 80 kHz e um tempo de resposta rápido, este sensor é capaz de capturar transientes rápidos na corrente, garantindo uma resposta eficiente do sistema de controle do conversor.

## 3.3 Projeto do Controlador

Para o projeto de controle do conversor *buck*, é utilizado o modelo da planta apresentado na Seção 2.4 com os valores especificados (calculados e medidos experimentalmente) para desenvolver um controle que proporcione uma resposta estável e siga a referência com o erro zero em regime permanente. Para isso será projetado um controlador com arquitetura proporcional-integral (PI). A determinação dos ganhos será realizada utilizando o *software* MATLAB, analisando a resposta do sistema através da análise da resposta controlador com gráfico de Bode. Adicionalmente, tanto o controlador PI quanto sua resposta serão simulados no *software* PSIM para validar o desempenho do sistema projetado.

### 3.3.1 Planta do Conversor CC-CC

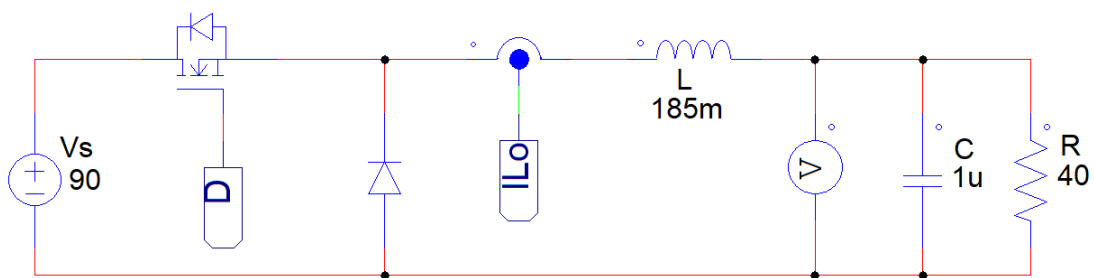
A planta do conversor *buck* em função da corrente no indutor pela razão cíclica operando em malha aberta foi apresentada na Equação 10. Ela é utilizada para projetar a corrente de saída da bobina de freios como indutor típico na topologia do conversor rebaixador. Substituindo os valores da capacitância, indutância, resistência e tensão de entrada específicos para o conversor proposto, a Equação 14 é calculada.

$$G(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{0,0036s + 90}{7,4 \times 10^{-6}s^2 + 0,185s + 40} \quad (14)$$

O denominador da função de transferência carrega informações importantes da resposta da planta. Com ele, é possível obter os valores dos polos reais  $p_1 = -2,478$  e  $p_2 = -0,0218$  e constante de amortecimento  $\xi = 1$ . Dessa forma, o sistema pode ser classificado como superamortecido de segunda ordem.

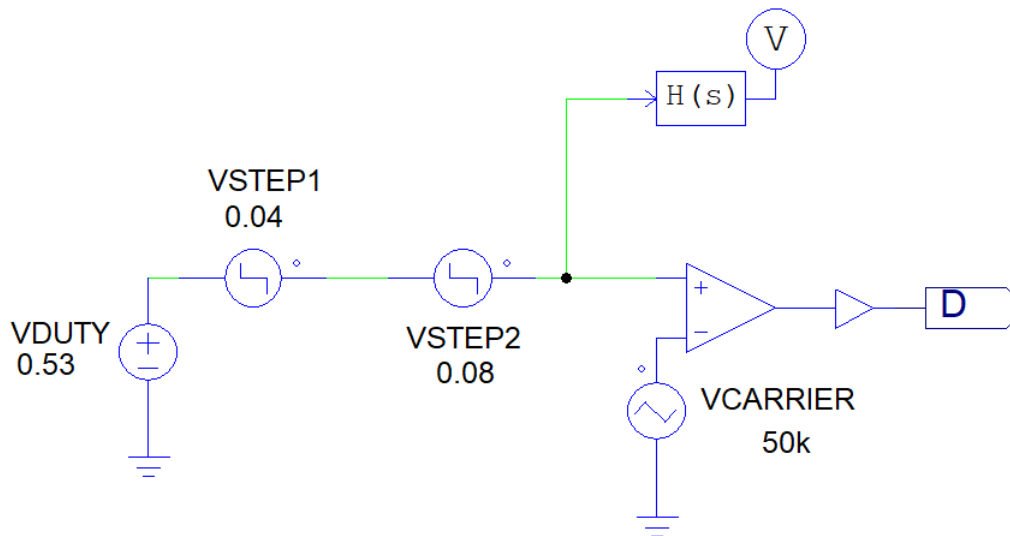
A função de transferência da planta foi comparada com um circuito ideal simulado no *software* PSIM. Essa comparação valida o modelo da função de transferência da planta apresentado Equação 14. As Figuras 15 e 16 apresentam, respectivamente, o circuito de potência simulado e o circuito gerador do *duty cycle*. Os valores de  $L$  para caracterização da bobina de freios, a resistência  $R$  e a capacitância  $C$  calculada na Seção 3.2.4 estão incluídos nas figuras apresentadas. O modelo de planta calculado é incluído no bloco de função de transferência  $H(s)$  na Figura 16.

Figura 15 – Circuito de potência simulado para validação do modelo da planta do conversor *buck* no PSIM



Fonte: O autor, 2024.

O *duty cycle* do circuito simulado é gerado pela comparação do sinal gerador ( $VDUTY$ ) com tensão igual a 0,53 V com a portadora dente de serra ( $VCARRIER$ ) com frequência igual a 50 kHz e amplitude unitária. Essa comparação produz o sinal modulador PWM para comutação do MOSFET com largura de pulso conforme ciclo de trabalho especificado de 53%. A planta calculada do conversor CC recebe apenas o sinal de  $VDUTY$ . Dois degraus não unitários são aplicados em diferentes instantes de tempo da simulação para análise do comportamento do *duty cycle* frente à perturbações do sistema. O degrau  $VSTEP1$  é aplicado no instante de tempo igual a 40 ms com 5% do valor de  $D$ , enquanto

Figura 16 – Gráfico simulado para validação do modelo da planta do conversor *buck* no PSIM

Fonte: O autor, 2024.

o degrau *VSTEP2* é aplicado no instante de tempo 80 ms com amplitude igual a menos 10% do ciclo de trabalho, resultando em menos -5% de *D*.

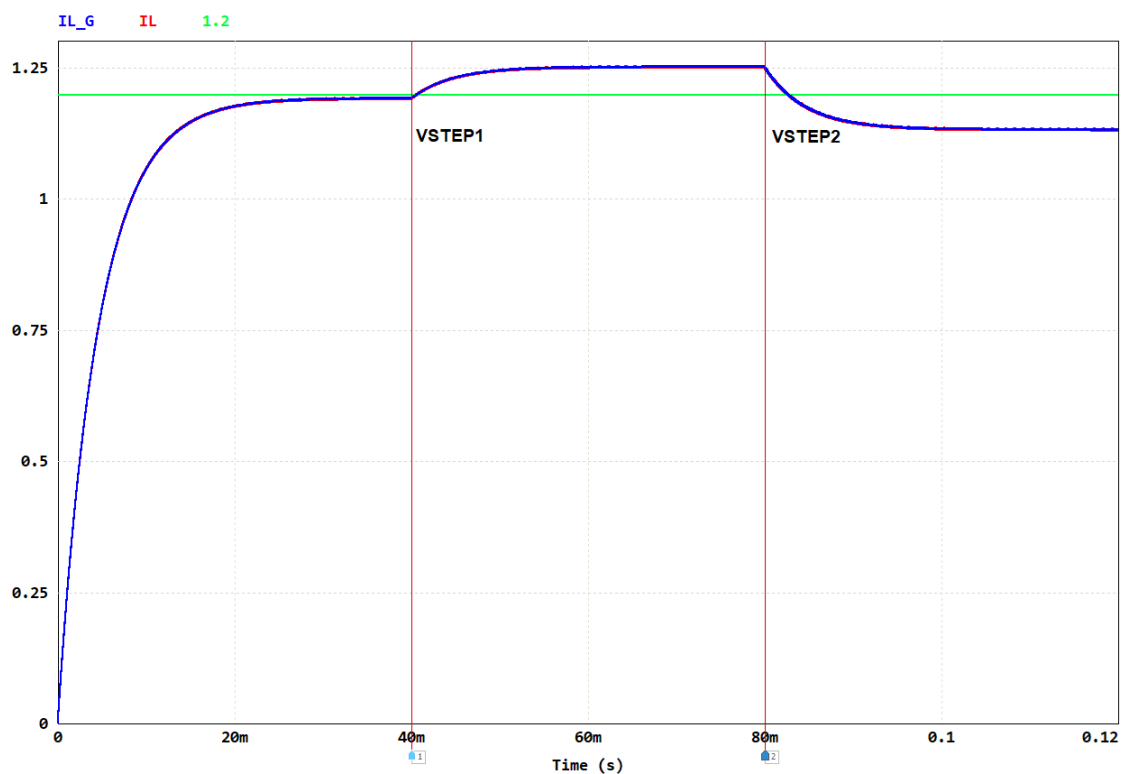
A Figura 17 apresenta o gráfico resultante da simulação da planta e do circuito no *software* PSIM. As curvas *IL\_G* (em azul) e *IL* (em vermelho) representam as correntes na bobina de freio da planta calculada e do indutor no circuito simulado no PSIM, respectivamente. Em verde, a referência da corrente de saída de 1,2 A é utilizada para análise do seguimento de referência em regime permanente. Os dois instantes de tempo na qual são aplicados sinais degrau estão marcados em 40 ms e 80 ms com sua identificação ao lado da linha vertical: *VSTEP1* e *VSTEP2*. As Figuras 18 e 19 são recortes ampliados da Figura 17 nos pontos de aplicação do degrau nos instantes de tempo de 40 ms e 80 ms.

A equivalência entre o modelo da planta calculado e o circuito simulado no *software* PSIM pode ser estabelecida pela análise comparativa das curvas resultantes de ambas as abordagens. Ao simular as duas curvas, uma concordância muito próxima entre os resultados obtidos é observada - o que indica que o modelo matemático desenvolvido representa com precisão o comportamento dinâmico do circuito real. Portanto, a fidelidade entre os resultados reforça a validade do modelo teórico expresso pela Equação 10, permitindo a sua utilização para previsões e análises subseqüentes com um alto grau de confiança.

### 3.3.2 Controlador CC-CC

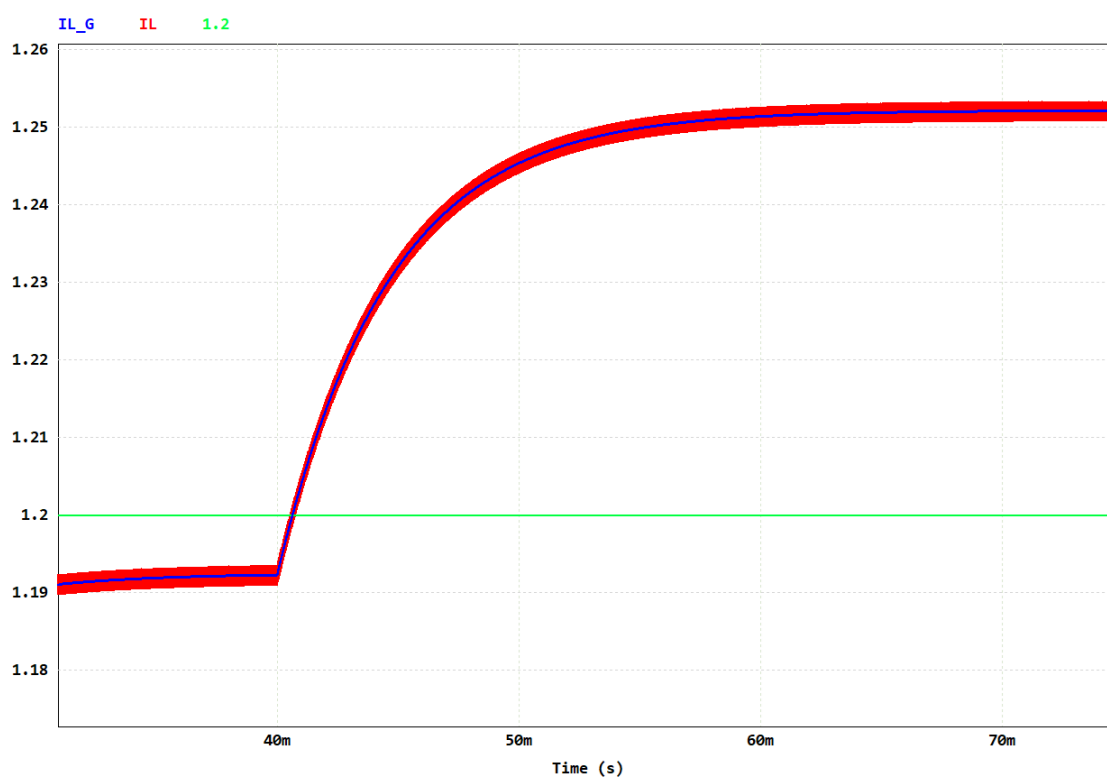
Deseja-se obter um sistema com erro nulo em regime permanente e com rápida resposta ao salto. Para atender a esses requisitos, optou-se pela implementação de um controlador PI (proporcional-integral) para regular o conversor CC-CC proposto. A ação integradora é constituída por um polo na origem. Esse polo garante o erro nulo em

Figura 17 – Gráfico de corrente no indutor x tempo do circuito em malha aberta simulado no PSIM



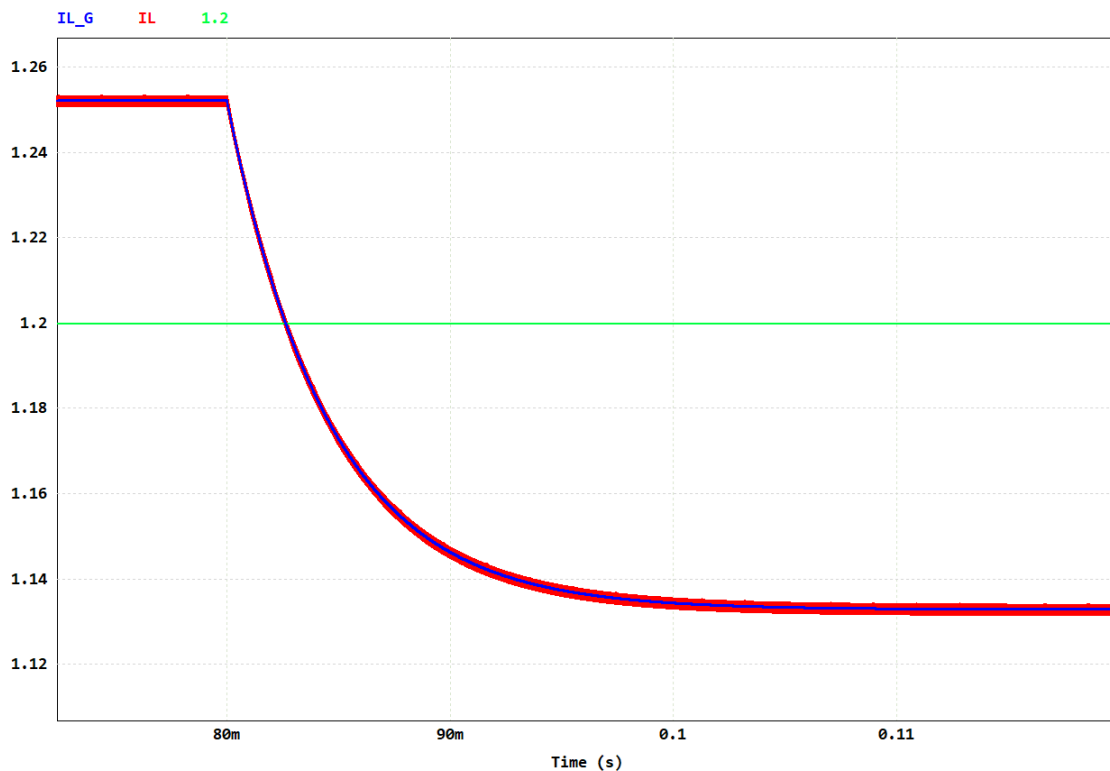
Fonte: O autor, 2024.

Figura 18 – Gráfico de corrente no indutor x tempo simulado em malha aberta no PSIM ampliado no degrau aplicado em 40 ms



Fonte: O autor, 2024.

Figura 19 – Gráfico de corrente no indutor x tempo simulado em malha aberta no PSIM ampliado no degrau aplicado em 80 ms



Fonte: O autor, 2024.

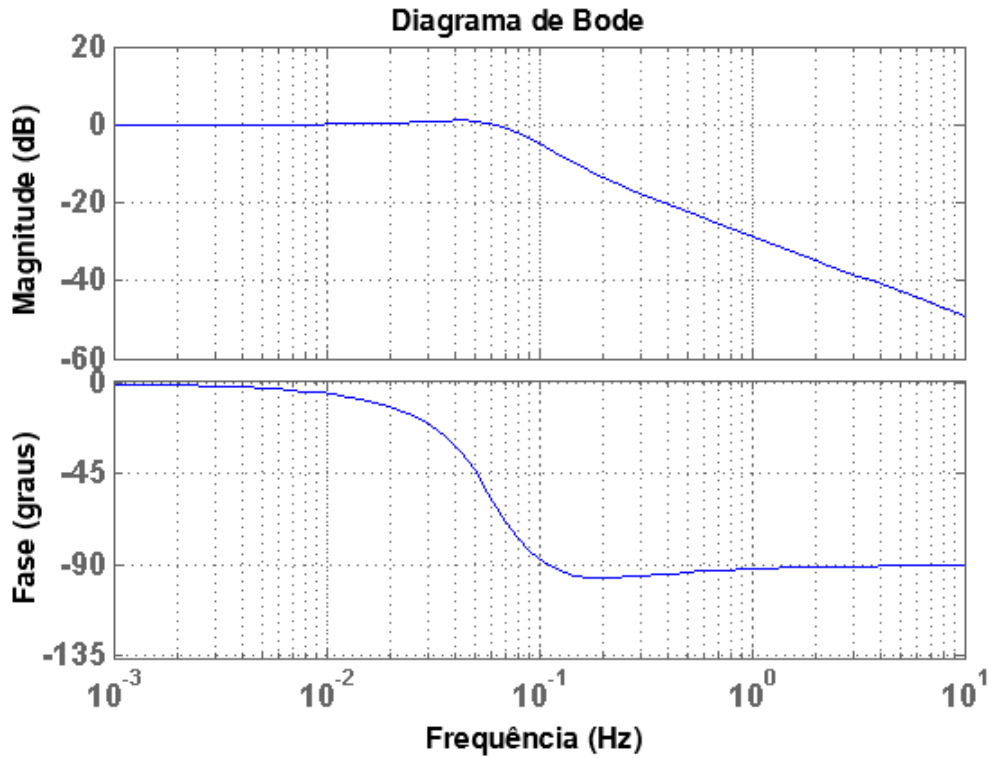
regime permanente. A ação proporcional,  $K$ , contribui para melhorar a resposta transitória do sistema, assegurando um desempenho robusto e eficiente em diferentes condições operacionais. A função de transferência clássica para o controlador de ação proporcional-integral é expresso pela Equação 15.

$$C(s) = K \left( \frac{s + \frac{1}{T_i}}{s} \right) \quad (15)$$

O controlador foi projetado com o *software* MATLAB e posteriormente avaliado no PSIM. A função de transferência da planta expressa pela Equação 14 é utilizada para determinar os parâmetros do controlador com a ferramenta *sisotool* (*single-input single-output tool*). O controlador é projetado e ajustado graficamente a partir de um diagrama de Bode de fase e magnitude em malha fechada do sistema, buscando ganho nulo de magnitude e frequência de saída no mínimo 100 vezes menor que a de entrada: a frequência da corrente no indutor deve ser dezenas de vezes inferior a frequência de comutação da chave e sua magnitude igual a zero dB. Portanto, o controlador deve atuar como um filtro passa-baixo. A Figura 20 apresenta o diagrama de Bode projetado.

Com a resposta do sistema obtida conforme especificado, obteve-se a função de transferência do controlador PI conforme expresso pela Equação 16. Essa é obtida via

Figura 20 – Gráfico de Bode do conversor CC-CC em malha fechada projetado em MATLAB



Fonte: O autor, 2024.

auxílio do próprio MATLAB - que, a partir da janela gráfica apresentada na Figura 20, gera a equação da função de transferência do controlador.

$$C(s) = 0,46547 \left( \frac{s + 666}{s} \right) \quad (16)$$

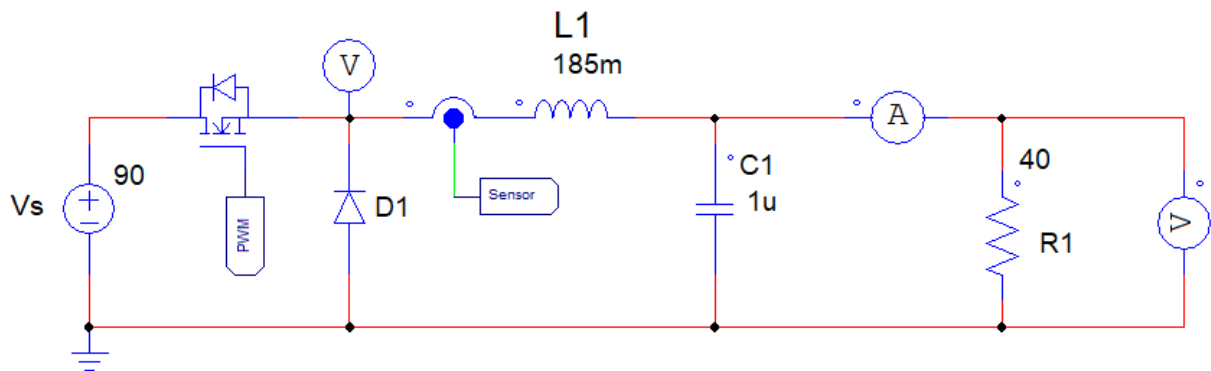
### 3.4 Simulação

A simulação do conversor CC-CC proposto é uma etapa crucial para a validação do projeto, permitindo a análise do comportamento do conversor sob diferentes condições de operação e identificando possíveis problemas de desempenho antes da implementação prática. A utilização de simulações, em geral, é fundamental para assegurar que o sistema opere com eficácia, mantendo a estabilidade e uma resposta dinâmica conforme especificada.

O comportamento do conversor foi simulado no *software* PSIM, com os componentes e parâmetros de controle definidos nesta Seção. Todos os componentes são considerados ideais. A Figura 21 apresenta a parte de potência do circuito e a parte de controle é apresentada na Figura 22.

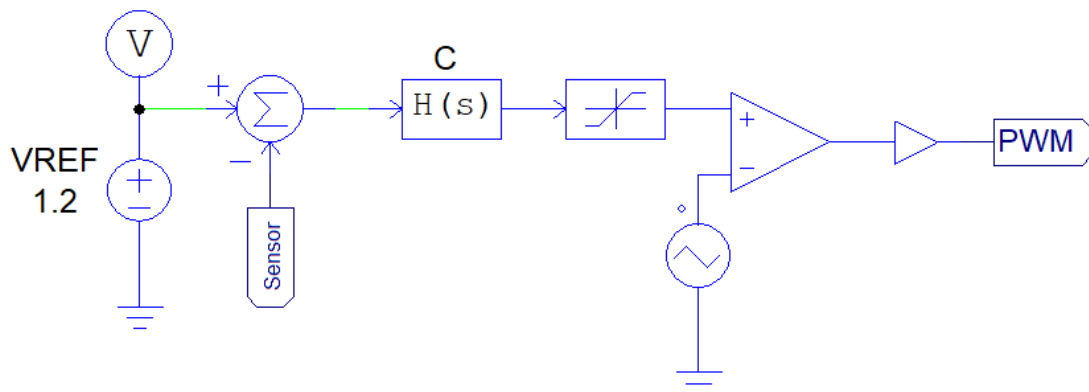
A fonte de entrada  $V_s$  possui 90 V. O indutor de 185 mH representa a indutância medida da bobina de freios e o resistor de  $40 \Omega$  a resistência informada no seu *datasheet*.



Figura 21 – Circuito de potência de simulação do conversor *buck* elaborado no PSIM

Fonte: O autor, 2024.

O capacitor de  $1 \mu F$  foi calculado e especificado na Seção 3.2.4. O MOSFET é acionado por um sinal PWM gerado pelo sistema de controle na Figura 22. O sensor de corrente faz a leitura de  $i_L$  e esse é utilizado como o sinal de *feedback* para comparação com o o valor de referência, fechando a malha do controlador.

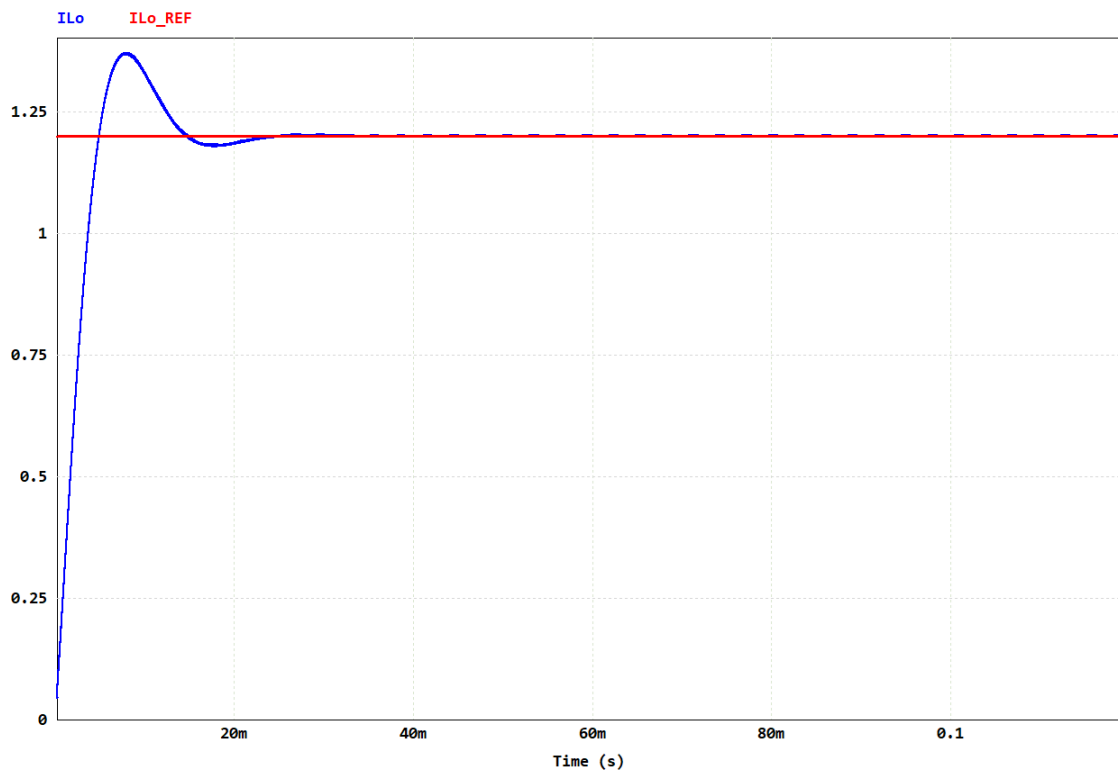
Figura 22 – Circuito de simulação do controlador *buck* elaborado no PSIM

Fonte: O autor, 2024.

Conforme a Figura 22, o controlador projetado foi implementado como função de transferência no bloco  $H(s)$  e um bloco de *threshold* é utilizado para limitar o sinal de controle em 1. A Figura 23 apresenta a curva da corrente na bobina de freios controlada pelo controlador projetado. Observa-se um *overshoot* de aproximadamente 15% e tempo de acomodação inferior a 30 ms, assim como erro zero da corrente de referência em regime permanente.

Os efeitos de distúrbios no sistema também devem ser considerados. Para isso, o sistema simulado foi submetido a um degrau de tensão positivo de 15 V (*VSTEP1*) na entrada do conversor no instante de tempo igual 90 ms e outro degrau (*VSTEP2*) para dobrar o valor da resistência da bobina de freios através do acionamento de um MOSFET no instante de tempo 50 ms. A Figura 24 apresenta o circuito utilizado para análise das

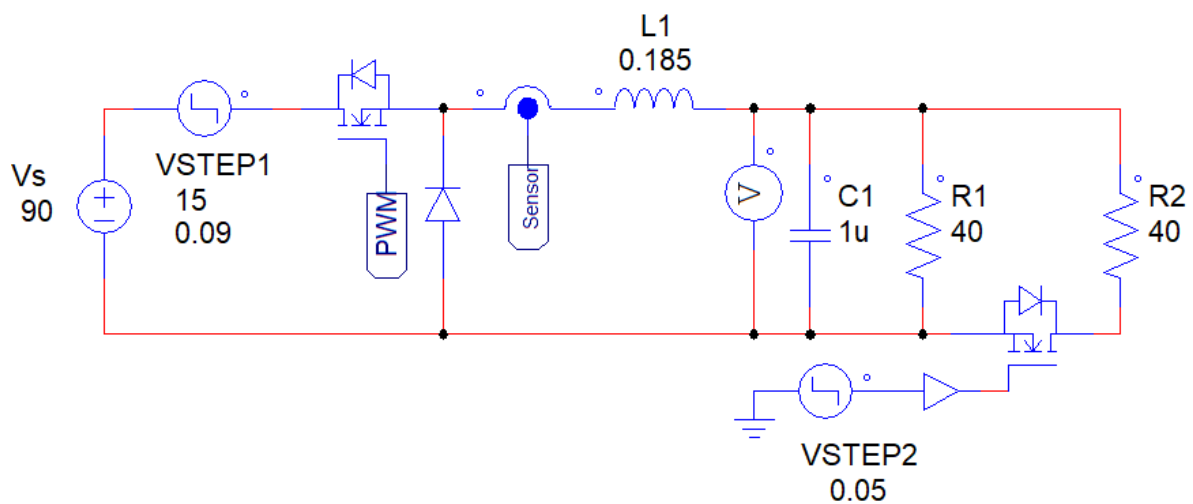
Figura 23 – Gráfico da curva do sistema controlado com o controlador projetado



Fonte: O autor, 2024.

perturbações na tensão de entrada e na variação da carga da bobina. O circuito gerador de PWM é o mesmo apresentado na Figura 22.

Figura 24 – Circuito de simulação do conversor com perturbações na tensão de entrada e carga da bobina

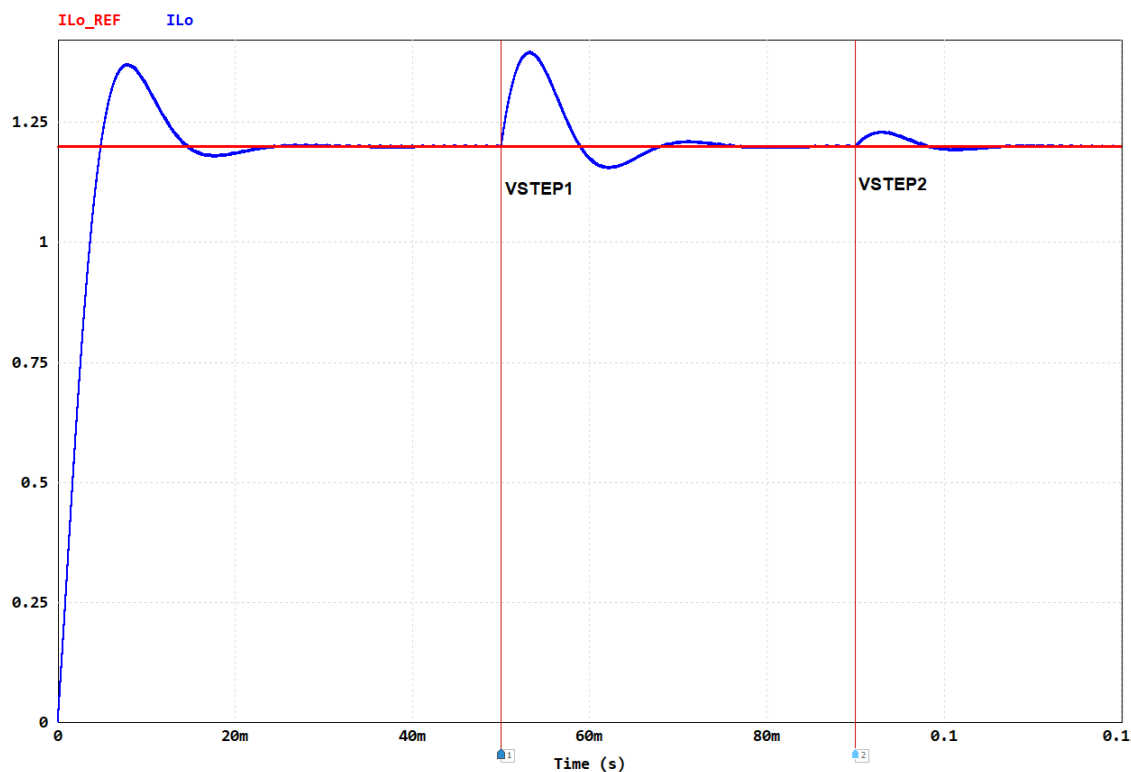


Fonte: O autor, 2024.

A partir do circuito simulado, é possível observar o efeito das perturbações adicionadas ao sistema no gráfico apresentado na Figura 25. Na imagem, o sistema possui o mesmo comportamento que o apresentado na Figura 23 até a aplicação das perturbações. No

instante de tempo em que um aumento de 15 V na tensão de entrada ( $VSTEP1$ ) é aplicado, um sobressinal de aproximadamente 17% é gerado. Outrossim, quando a carga é reduzida pela metade a partir da aplicação do novo resistor de  $40\ \Omega$ , o *overshoot* é aproximadamente 1%: o sistema é significativamente mais imune à diferentes cargas em comparação com variações de tensão de entrada. Ainda assim, mesmo para uma significativa em  $VSTEP1$  o sistema se acomoda em menos de 30 ms - o que é aceitável no escopo do projeto.

Figura 25 – Gráfico do sistema sob efeito de perturbação na tensão de entrada e carga da bobina



Fonte: O autor, 2024.

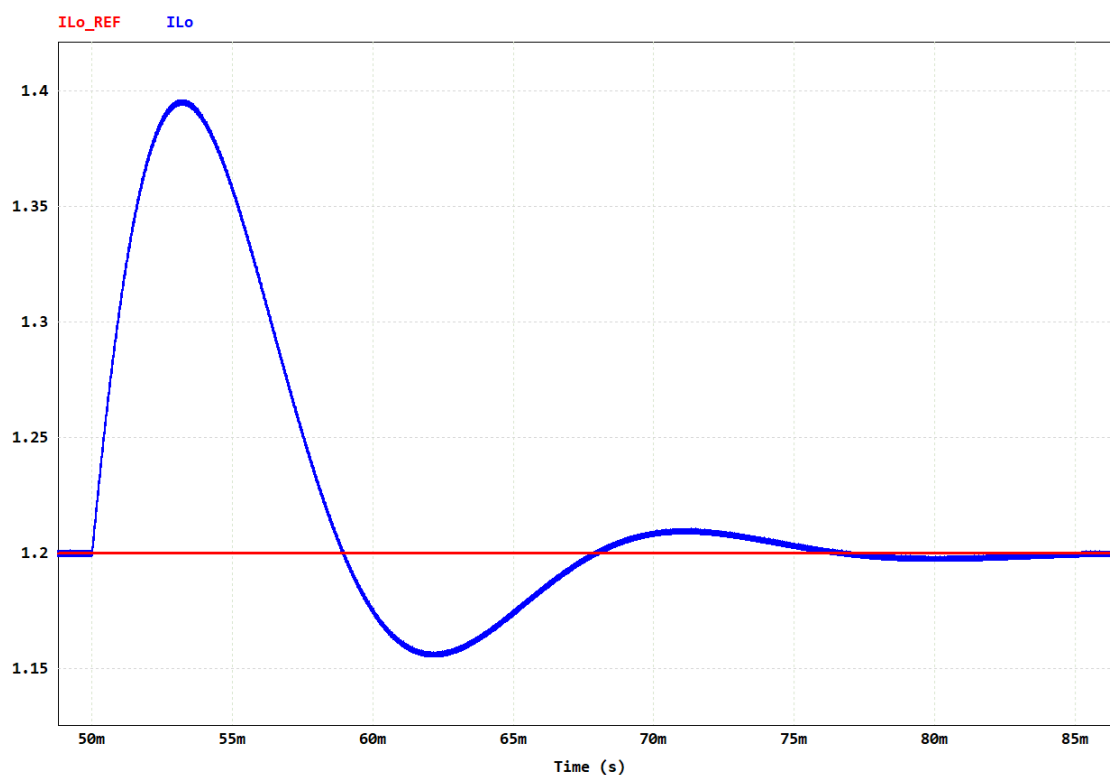
As Figuras 26 e 27 são recortes do gráfico com ampliação no ponto de aplicação de distúrbio. Com elas, é possível observar com melhor visualização as características descritas devido os efeitos das perturbações de tensão de entrada e carga da bobina.

### 3.5 Esquemático do Circuito

O *software* KiCad foi utilizado para o projeto da placa de circuito impresso do conversor. O módulo eletrônico resultante integra todos os componentes necessários de forma compacta, permitindo a realização de testes e a validação do desempenho do sistema experimentalmente.

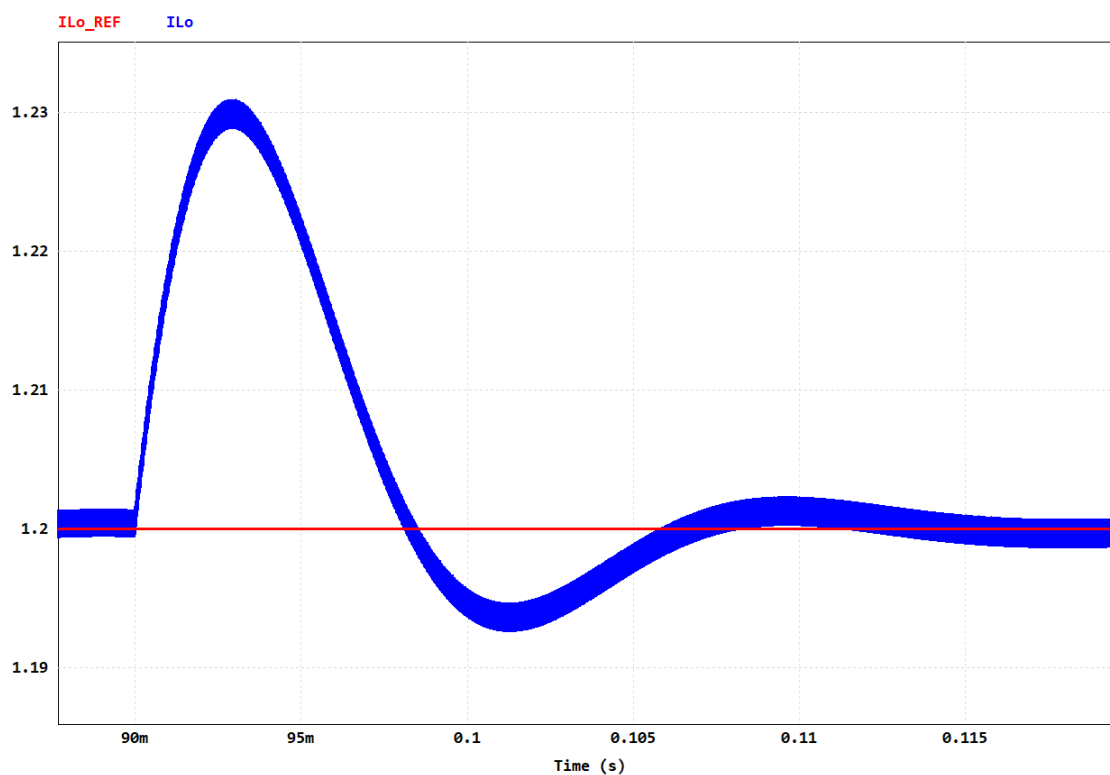
A Figura 28 apresenta o esquemático da PCI desenvolvida. Ele está separado em quatro blocos: conversor CC-CC,  $I/O$ s, alimentação dos CIs e pontos de fixação. O bloco do conversor é a parte de potência do módulo eletrônico. Nele, é feita a conversão do nível

Figura 26 – Gráfico do sistema ampliado no efeito de perturbação da tensão de entrada



Fonte: O autor, 2024.

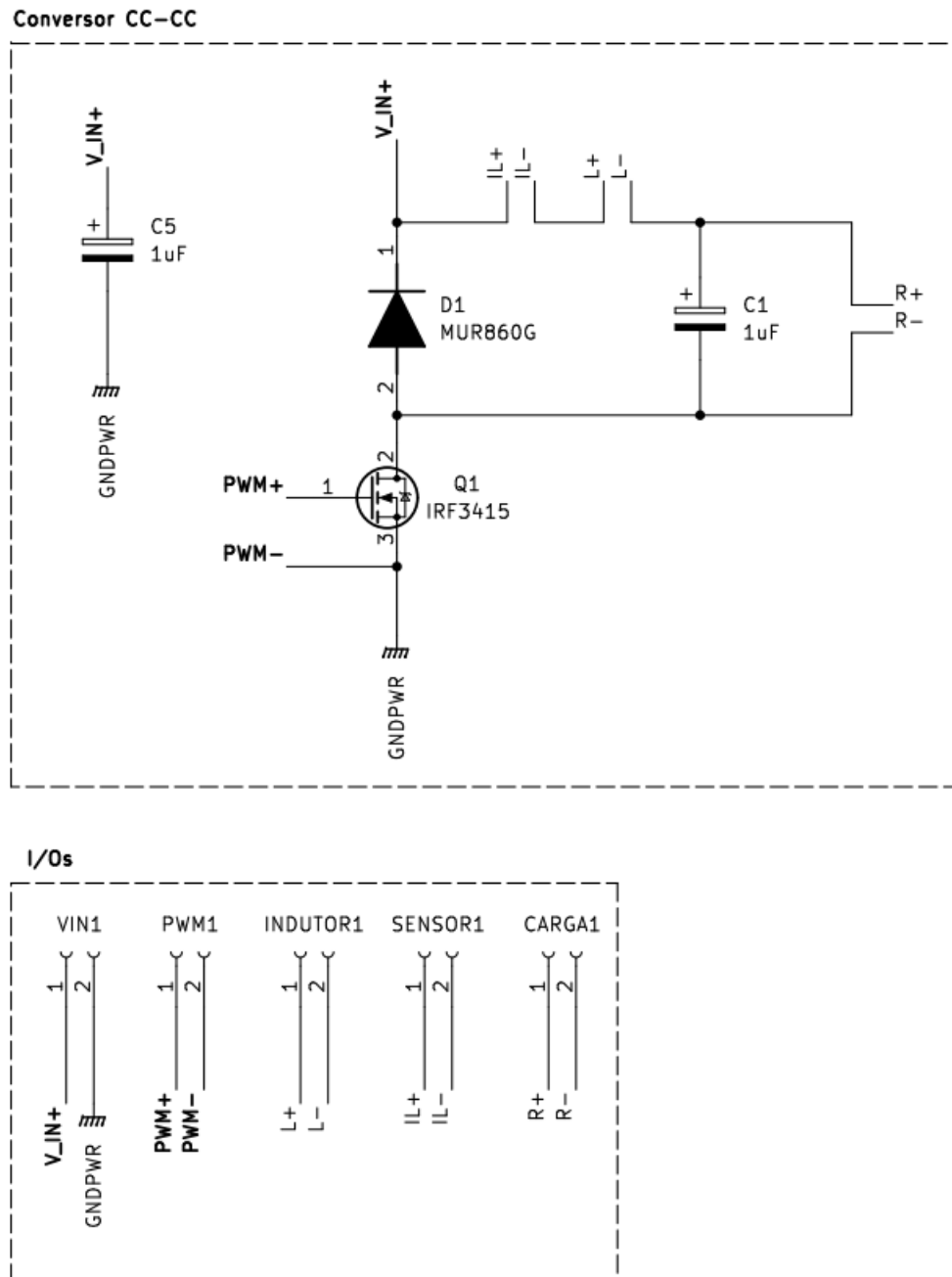
Figura 27 – Gráfico do sistema ampliado no efeito de perturbação da carga da bobina



Fonte: O autor, 2024.

CC do maior valor para o menor. Os *I/Os* da placa são utilizados para conexões externas de *gate driver* em PWM+ e PWM-, ligação da bobina de freios do indutor em L+ e L-, ligação do módulo sensor de corrente em IL+ e IL-, com a fonte de entrada V\_IN+ e com diferentes cargas R+ e R-.

Figura 28 – Esquemático do módulo eletrônico

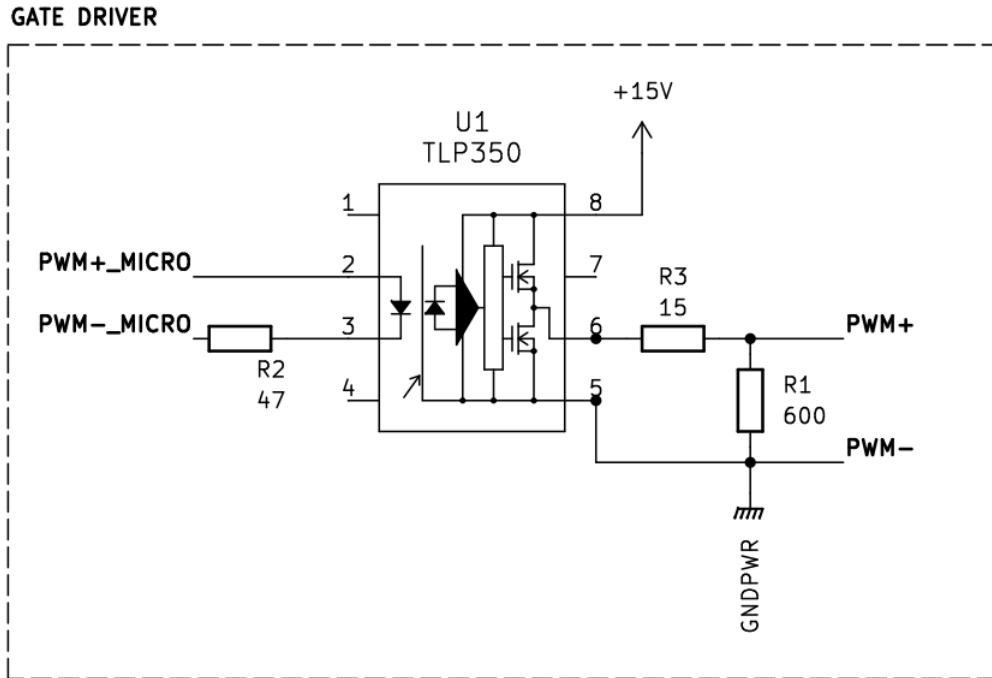


Fonte: O autor, 2024.

A Figura 29 ilustra o circuito utilizado para gerar os sinais PWM+ e PWM- para acionar o MOSFET com 15 V entre *gate* e *source* a partir da tensão TTL do microcontrolador utilizado. O optocacoaplador TLP350 da fabricante Toshiba é utilizado

para isolar os dois sinais de controle: o de nível lógico (PWM+\_MICRO e PWM-\_MICRO) e o de potência (PWM+ e PWM-).

Figura 29 – Esquemático do circuito *gate driver*

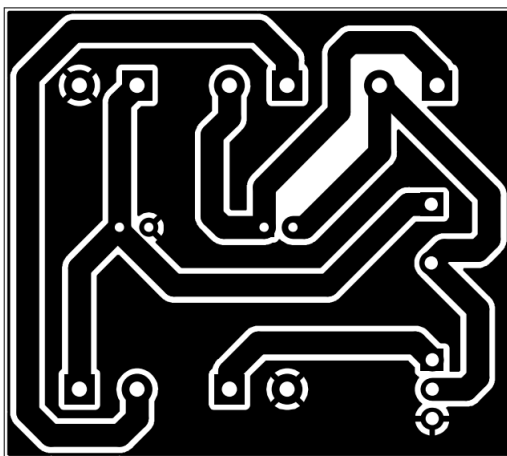


Fonte: O autor, 2024.

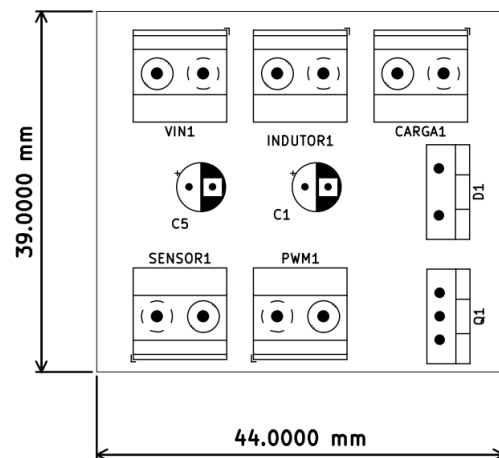
A partir do esquemático, os componentes foram posicionados (Figura 30b) e roteados na camada de cobre da placa (Figura 30a). O resultado esperado do projeto é apresentado em uma vista frontal do modelo 3D gerado no *software* KiCad na Figura 31.

Figura 30 – Camadas de cobre superior com vias e camada superior com *silkscreen* na PCI

(a) Camada de cobre superior

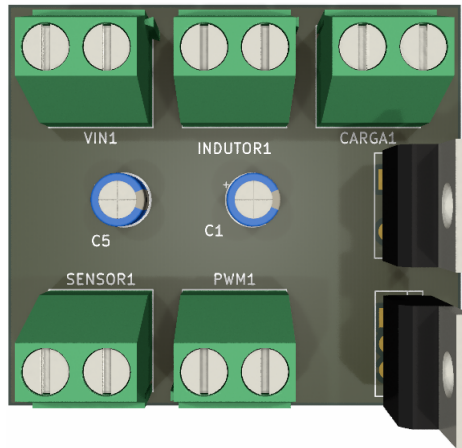


(b) Camada de *silkscreen*



Fonte: O autor, 2024.

Figura 31 – Vista frontal do módulo eletrônico conversor CC-CC



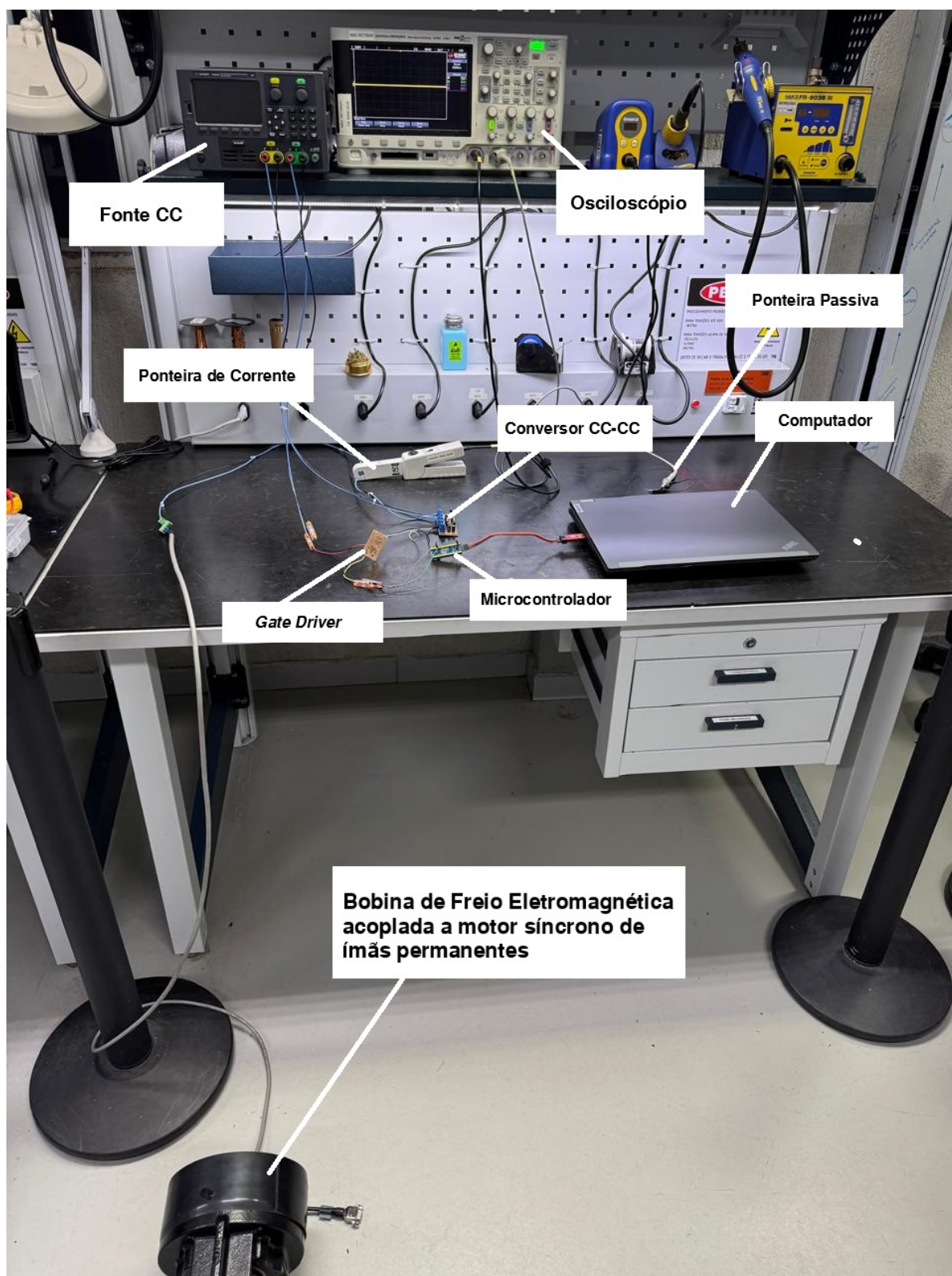
Fonte: O autor, 2024.

### 3.6 Roteiro Experimental

Ensaio experimentais, em bancada, foram realizados para validação do modelo do conversor CC-CC projetado. Na Figura 32 é apresentado o sistema montado para coleta de curvas. Essas foram coletadas utilizando o osciloscópio modelo MSOX2024A da fabricante Keysight com ponteiras passivas Keysight N2863B, ponteira diferencial e ponteira de corrente Keysight 1146B. A fonte de alimentação E36234A, também da fabricante Keysight, foi utilizada para alimentar o conversor com 90 V e o estágio alto do sinal de controle para acionamento do MOSFET com 15 V. O microcontrolador é alimentado através da porta USB de um computador.

As medições do sistema operando em malha aberta foram realizadas com sinal de controle de 50 kHz e *duty cycle* de 53%, em três configurações de tensão de entrada e resistor da carga. A primeira configuração é com a tensão de entrada igual a 90 V e resistor de saída com 40  $\Omega$ , a segunda com 90 V na entrada e 10  $\Omega$  na saída e a terceira com 75 V e 40  $\Omega$ . Os resistores utilizados foram arranjados de forma que sua resistência equivalente fosse igual à proposta em cada disposição e com potência superior a 50 W. Para todas as configurações do sistema foram coletadas as curvas de tensão e corrente no resistor, tensão e corrente na bobina de freio, tensão no diodo e tensão entre dreno e *source* do MOSFET.

Figura 32 – Setup experimental



Fonte: O autor, 2024.



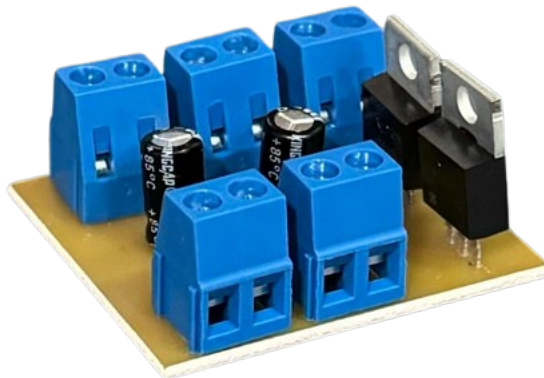
## 4 Resultados e Discussões

Neste capítulo são apresentados o conversor CC-CC desenvolvido em *hardware* e resultados experimentais obtidos a partir da análise de curvas observadas em osciloscópio. As curvas coletadas ilustram o comportamento do circuito, evidenciando as características de chaveamento e as variáveis de saída do sistema. Esses resultados são fundamentais para validar o desempenho do conversor e comparar os dados experimentais com as simulações teóricas realizadas nas etapas anteriores do projeto.

### 4.1 Módulo Conversor CC-CC

A PCI projetada na Seção 3.5 foi fresada a partir dos arquivos de fabricação gerados pelo próprio *software* na qual foi desenvolvida, o KiCad. A Figura 33 apresenta o resultado da placa de cobre produzida com os componentes eletrônicos soldados. Esse módulo eletrônico é utilizado para validação do conversor CC-CC simulado experimentalmente.

Figura 33 – Módulo eletrônico conversor CC-CC



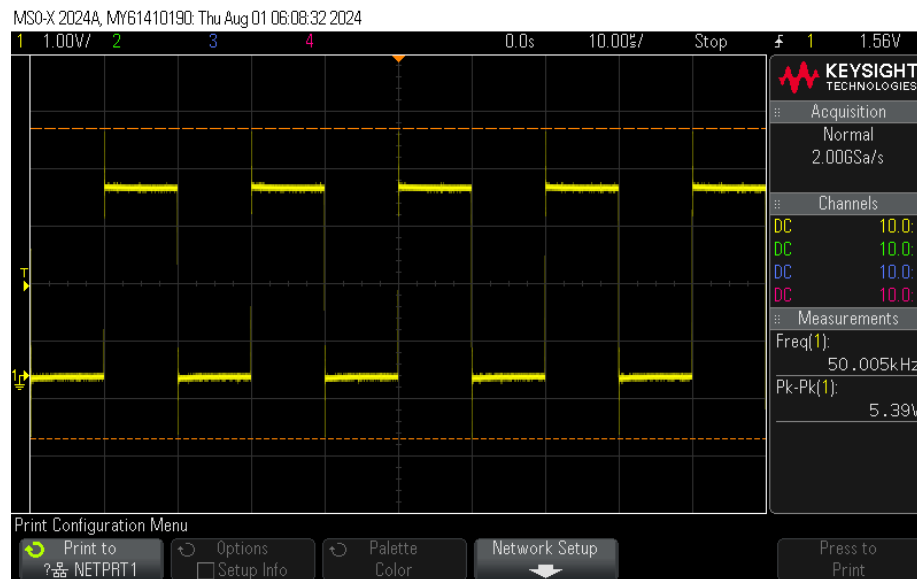
Fonte: O autor, 2024.

### 4.2 Resultados Experimentais

O sinal de controle em malha aberta do MOSFET observado em osciloscópio é apresentado na Figura 34. Observa-se um sinal PWM com frequência igual a 50 kHz, *duty cycle* próximo a 53% e tensão TTL com sinal pico a pico de 5,39 V - o que está de acordo

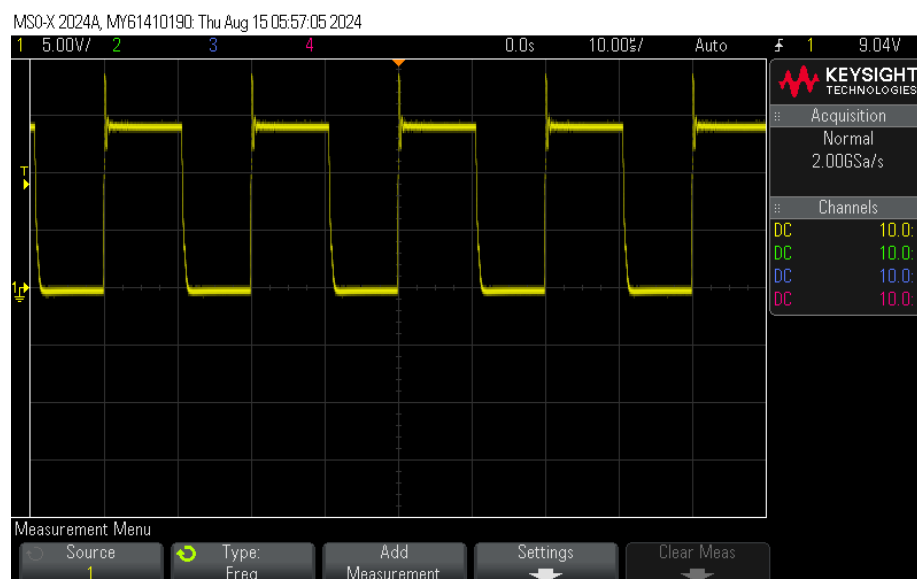
com o especificado no projeto. Esse pulso de controle é amplificado para aproximadamente 15 V (18,1 V pico a pico) em um circuito de *gate driver* e conectado aos canais de *gate* e *source* do IRF3415. Com isso, obteve-se a forma de onda  $V_{gs}$  da Figura 35 para comutação do MOSFET com frequência e *duty cycle* igual ao sinal PWM de 50 kHz gerado pelo microcontrolador, mas com nível de tensão suficiente para acionar a chave de potência do conversor CC.

Figura 34 – Gráfico PWM de 50 kHz com 53% de *duty cycle*



Fonte: O autor, 2024.

Figura 35 – Gráfico da tensão  $V_{gs}$  no MOSFET observado em osciloscópio

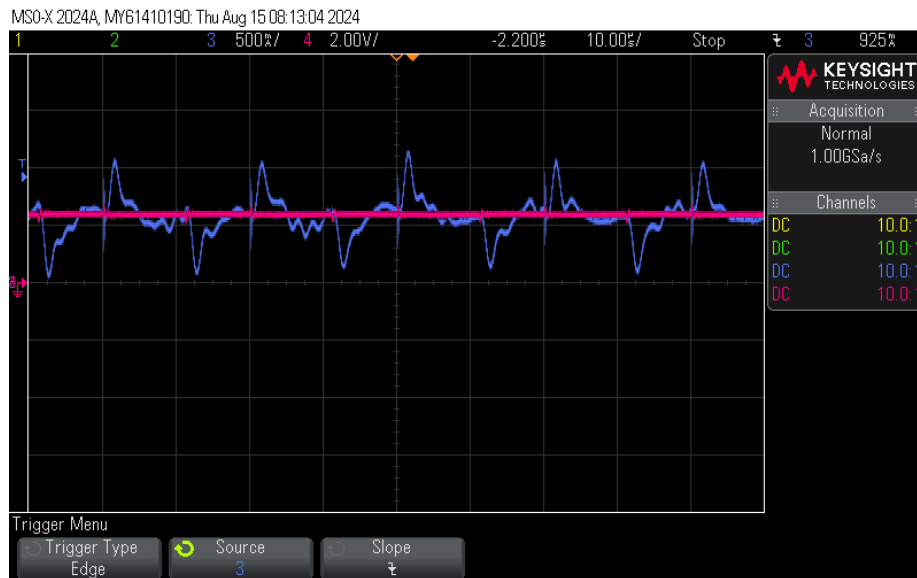


Fonte: O autor, 2024.

### 4.2.1 Tensão de entrada de 90 V com resistência de 40 $\Omega$

A tensão  $V_{R1}$  em escala 1:10 e a corrente  $i_{R1}$  medida no resistor de saída são apresentadas na Figura 36. A partir do gráfico, observa-se que a queda de tensão no resistor é de 24 V e a corrente de saída possui nível CC próximo a 600 mA: é 50% menor que o valor simulado na Seção 3, além de possuir uma alta distorção na sua forma de onda. Em contrapartida, o *ripple* de tensão na carga é muito pequeno.

Figura 36 –  $V_{R1}$  em escala 1:10 (rosa) e  $i_{R1}$  (azul) em escala 1:1 com  $V_{IN} = 90$  V e  $R1 = 40$   $\Omega$

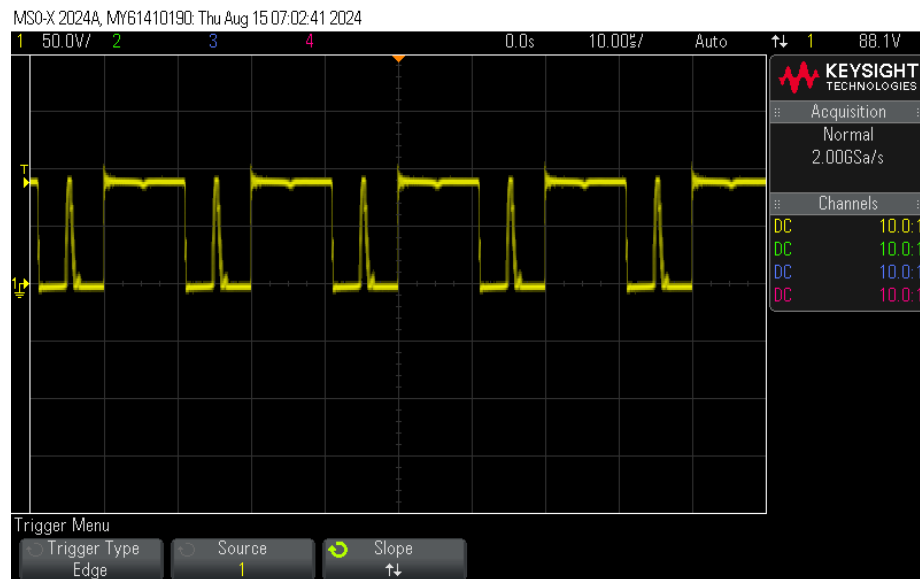


Fonte: O autor, 2024.

A forma de onda no diodo é observada na Figura 37. Ao ser submetido a uma tensão igual a tensão de entrada de 90 V, o componente não conduz pela metade do período de comutação. Quando o MOSFET é desligado, o diodo entra em condução e a tensão cai para 0 V. O pico de tensão medido na figura é um erro de medição do equipamento utilizado, pois ao comparar esse pico com a tensão no indutor  $V_L$  da Figura 38, observa-se que ele é inexistente e portanto é desconsiderado.

As curvas  $V_L$  e  $i_L$  da bobina de freio são apresentadas na Figura 38. Nesse gráfico, a comutação do MOSFET é evidenciada pela forma de onda quadrada com período igual a 20  $\mu s$ . A queda de tensão na bobina é aproximadamente 65 V em nível alto e -24 V quando o MOSFET está desligado. Esses valores são condizentes com o modo de operação do conversor visto que, quando o MOSFET está conduzindo, a tensão esperada no indutor do conversor *buck* é  $V_L = V_s - V_o$  e  $V_L = V_o$  quando a chave está aberta. Portanto, como a tensão de entrada é 90 V e o valor da tensão na bobina é aproximadamente 65 V, os valores obtidos experimentalmente estão conforme as equações apresentadas na Seção 2.

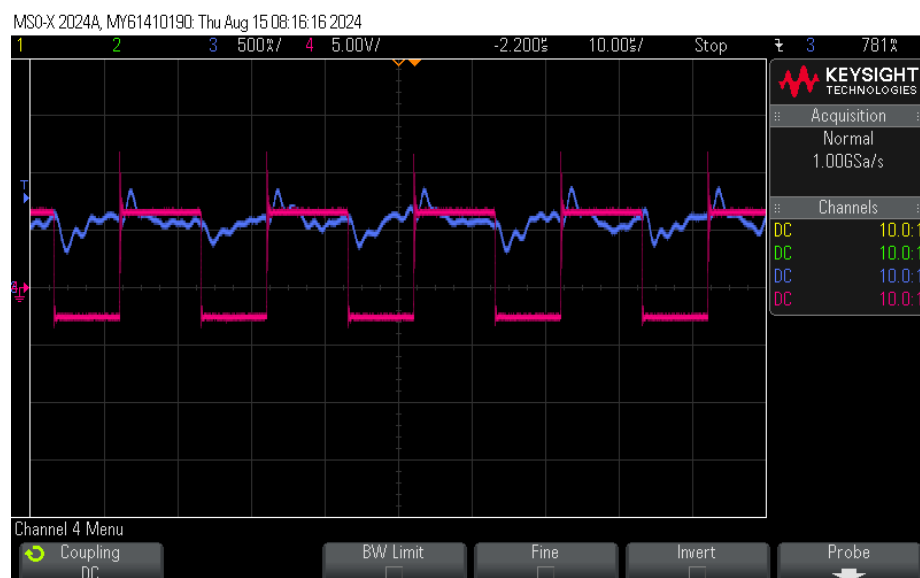
A corrente  $i_L$  oscila em nível CC de aproximadamente 600 mA e não vai a zero em nenhum momento durante o período, indicando que o conversor opera em modo de condução contínua com este arranjo experimental. Entretanto, para essa configuração com

Figura 37 – Tensão no diodo  $V_{D1}$  com  $V_{IN} = 90\text{ V}$  e  $R1 = 40\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

90 V na tensão de entrada e  $40\ \Omega$  de resistência na carga do conversor a bobina não é alimentada com a corrente nominal e, portanto, considera-se que essa não é acionada.

Em comparação com o projeto simulado na Seção 3, essa primeira análise experimental mostra que a queda de tensão na bobina é igual a queda de tensão no resistor  $R1$  e por isso, é possível inferir que a bobina de freio em análise possui resistência de  $40\ \Omega$ . Dessa forma, a resistência da malha de saída é igual a  $R1 + R_L = 80\ \Omega$ , ou seja, o dobro do valor especificado de resistência. Essa diferença resulta na queda da corrente nominal desejada de 1,2 A para 600 mA conforme medido no osciloscópio, visto que, a resistência da malha de saída aumenta em 100%.

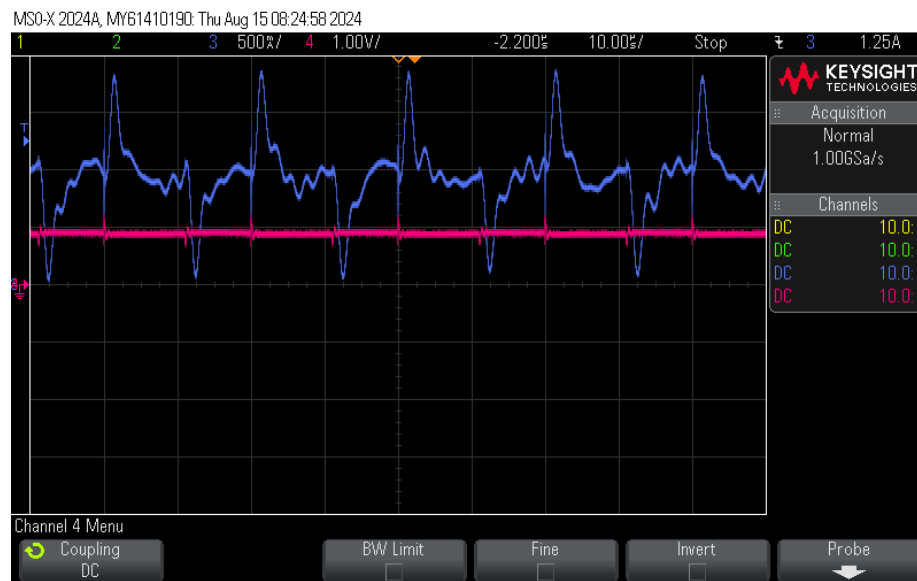
Figura 38 –  $V_L$  com escala 1:10 em rosa e  $i_L$  1:1 em azul com  $V_{IN} = 90\text{ V}$  e  $R1 = 40\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

#### 4.2.2 Tensão de entrada de 90 V com resistência de 10 $\Omega$

A segunda configuração experimental impõe uma carga de 10  $\Omega$  na saída e mantém a tensão de entrada em 90 V. Para essa configuração, as curvas da tensão e corrente de saída são apresentados na Figura 39. Com essa imagem, é possível observar que a diferença de potencial na carga possui nível constante igual a 9,5 V e com baixo *ripple*. A corrente  $i_{R1}$  aumentou sua componente CC para 900mA em comparação com a primeira medida experimental e por consequência, também aumentou sua distorção.

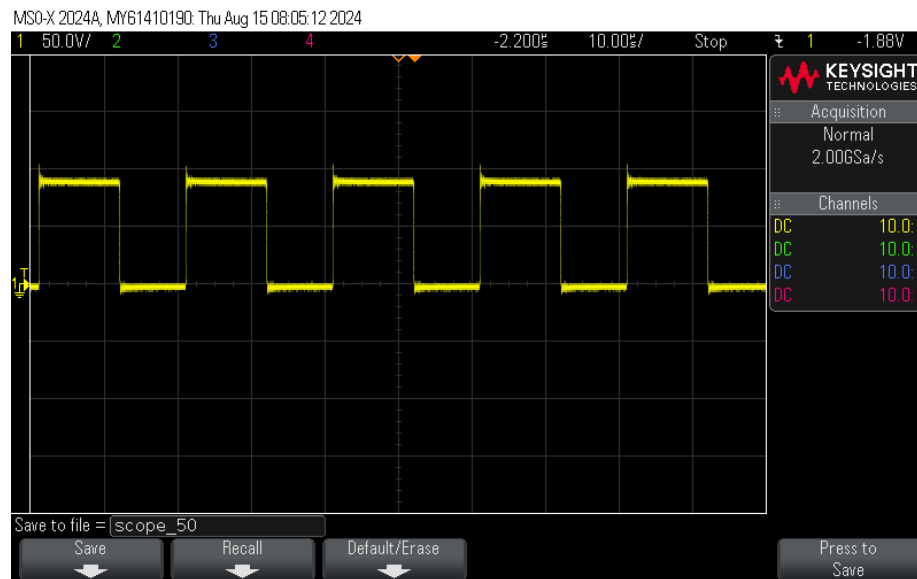
Figura 39 –  $V_{R1}$  em escala 1:10 (rosa) e  $i_{R1}$  (azul) em escala 1:1 com  $V_{IN} = 90$  V e  $R1 = 10$   $\Omega$



Fonte: O autor, 2024.

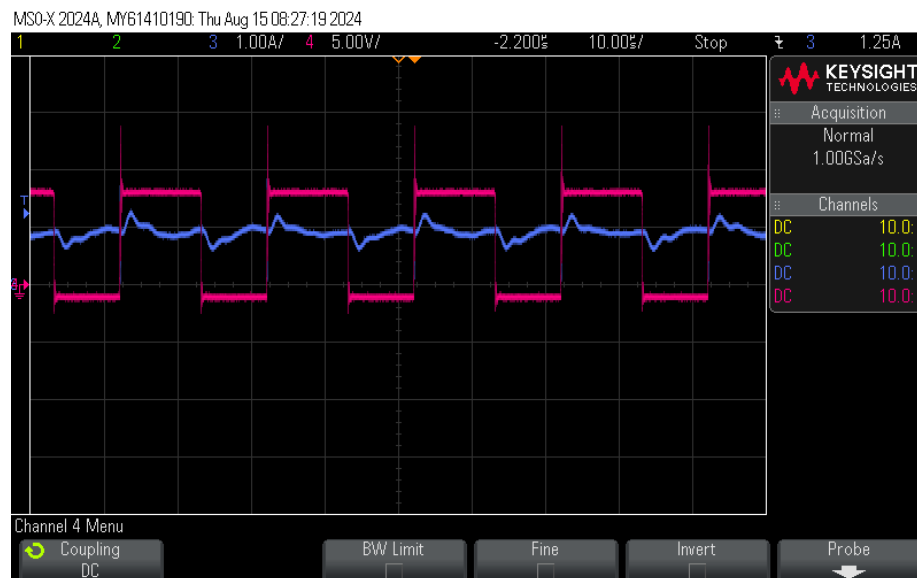
O comportamento da tensão no diodo D1 permaneceu consistente com o observado no primeiro experimento, mantendo uma tensão reversa equivalente à tensão de entrada e operando na mesma frequência de chaveamento do MOSFET, a 50 kHz. A Figura 40 ilustra a forma de onda da tensão em D1, registrada no osciloscópio. Ao comparar com o experimento em que a carga era de 40  $\Omega$ , observa-se que a forma de onda permanece estável, sem distorções ou picos durante o intervalo em que a tensão no diodo D1 é zero.

As formas de onda da tensão  $V_L$  e da corrente  $i_L$  estão representadas na Figura 41. A onda quadrada, exibida em rosa, demonstra um comportamento similar ao observado no primeiro experimento, porém com valores ajustados para a carga de 10  $\Omega$ . O valor da tensão de saída no resistor R1 é evidente na porção negativa da onda, atingindo aproximadamente -9,5 V. O semiciclo positivo apresenta um valor em torno de 80 V, correspondente à diferença entre  $V_{IN}$  e  $V_{R1}$ . A corrente no indutor, assim como a corrente de saída, aumentou o nível de corrente contínua (CC) devido à redução do resistor de saída, atingindo cerca de 900 mA. Em comparação ao primeiro experimento, a distorção na corrente de saída persiste, dificultando a visualização clara do processo de carga e

Figura 40 – Tensão no diodo  $V_{D1}$  com  $V_{IN} = 90\text{ V}$  e  $R_1 = 10\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

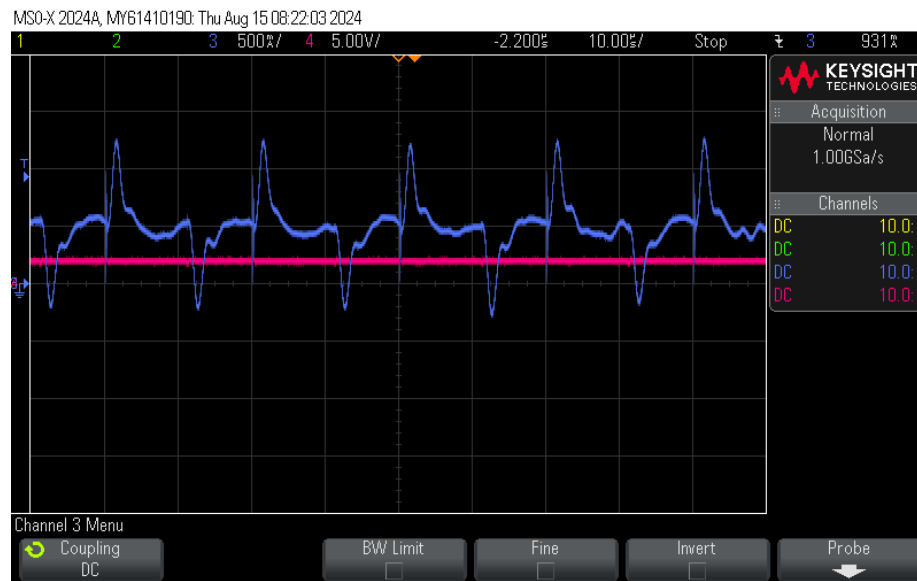
descarga do indutor esperado. Ademais, a corrente  $i_L$  não alcança o valor esperado de 1,2 amperes, insuficiente para acionar a bobina com a corrente nominal.

Figura 41 –  $V_L$  com escala 1:10 em rosa e  $i_L$  1:1 em azul com  $V_{IN} = 90\text{ V}$  e  $R_1 = 10\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

#### 4.2.3 Tensão de entrada de 75 V com resistência de 40 $\Omega$

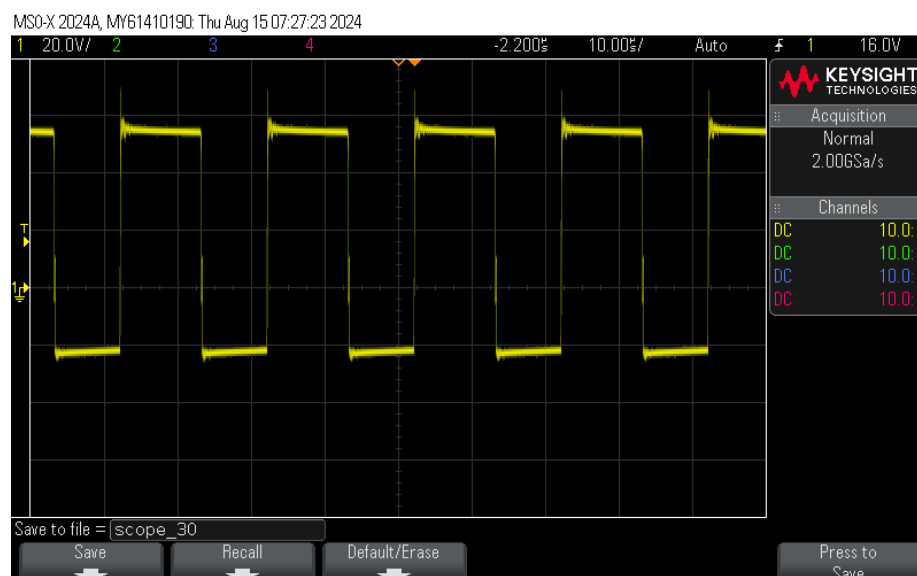
O último experimento representa o pior caso para a operação do conversor em malha aberta. Com 75 V na tensão de entrada e 40  $\Omega$  na carga, a tensão e corrente de saída apresentam a forma de onda exibida na Figura 42.

Figura 42 –  $V_{R1}$  em escala 1:10 (rosa) e  $i_{R1}$  (azul) em escala 1:1 com  $V_{IN} = 75\text{ V}$  e  $R1 = 40\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

A queda de tensão no resistor de saída  $V_{R1}$  é de aproximadamente 20 V e, assim como nos outros experimentos, possui baixo *ripple*. A corrente medida na carga possui alta distorção e seu nível CC permanece em 450 mA e em alguns instantes de tempo esse valor fica negativo, o que indica que a carga ficou reversamente polarizada em um pequeno instante de tempo.

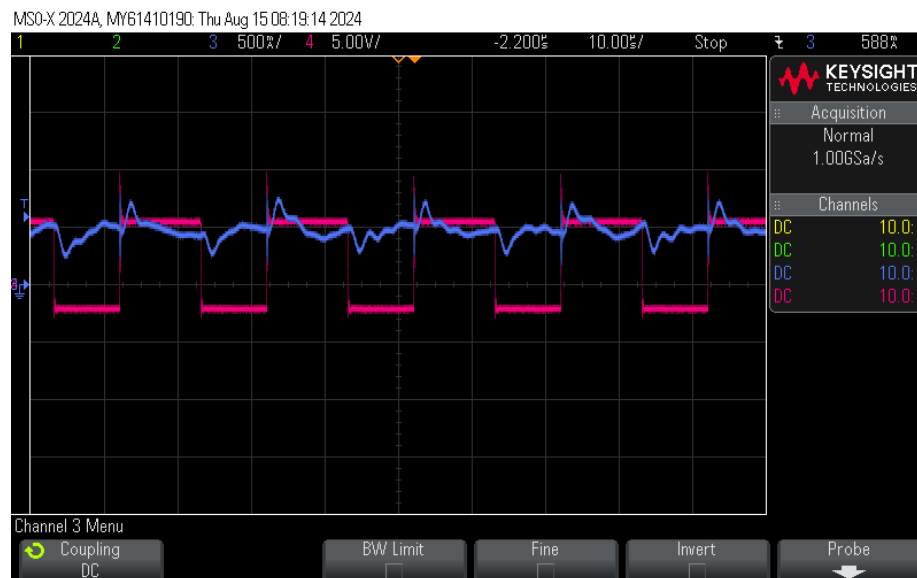
A forma de onda de tensão observada diodo permanece conforme observada nos outros experimentos e está exibida na Figura 43: possui um semiciclo positivo em nível alto igual à tensão de entrada e outro semiciclo em zero quando esse está conduzindo e o MOSFET está aberto.

Figura 43 – Tensão no diodo  $V_{D1}$  com  $V_{IN} = 75\text{ V}$  e  $R1 = 40\ \Omega$ 

Fonte: O autor, 2024.

As formas de onda da tensão  $V_L$  e da corrente  $i_L$  estão ilustradas na Figura 44. A onda quadrada, representada em rosa, segue um padrão semelhante ao registrado nos experimentos anteriores, caracterizando-se por um semiciclo positivo e outro negativo. Na porção negativa da onda, a tensão medida no resistor R1 atinge aproximadamente -20 V. Durante o semiciclo positivo, a tensão chega a cerca de 50 V, valor correspondente à diferença entre  $V_{IN}$  e  $V_{R1}$ . A corrente no indutor, assim como a corrente de saída, mantém-se em torno de 450 mA, sem variações significativas em relação aos outros testes realizados. No entanto, assim como observado anteriormente, a corrente apresenta uma distorção acentuada, especialmente na corrente de saída, e não alcança o valor esperado de 1,2 A, o que impede o acionamento da bobina com a corrente nominal projetada. Ao analisar a corrente no indutor, percebe-se que essa não cruza o zero em nenhum instante de tempo, diferente da curva observada na carga.

Figura 44 –  $V_L$  com escala 1:10 em rosa e  $i_L$  1:1 em azul com  $V_{IN} = 75$  V e  $R1 = 40$   $\Omega$



Fonte: O autor, 2024.

### 4.3 Discussões

Os resultados experimentais são apresentados de maneira resumida na Tabela 4. Para os três ensaios realizados, foram calculados o valor da tensão média na bobina a partir da sua forma de onda. As correntes CC na carga e na bobina foram observadas experimentalmente, de maneira aproximada, assim como a tensão média na carga. O valor de *duty cycle* mínimo apresenta o valor mínimo na qual o MOSFET deve permanecer conduzindo para fornecer 1,2 A para a bobina, considerando a resistência total na saída de cada ensaio.

Com todos os experimentos realizados em malha aberta, é notável que nenhuma configuração atinge o valor de 1,2 A para acionar a bobina de freio com o *duty cycle*



especificado de 53%. Diferentemente do que foi observado em simulações, que consideram a bobina de freio como um componente puramente indutivo, a queda de tensão na bobina é aproximadamente igual à queda de tensão na carga quando aplicada resistência de 40  $\Omega$  e cerca de quatro vezes maior quando a carga possui 10  $\Omega$ . Logo, a malha de saída se comporta como um divisor de tensão entre a bobina e a carga. A eficiência do conversor CC-CC para acionar a bobina pode ser calculada pela razão da potência de entrada pela potência entregue à bobina. Para o primeiro ensaio, o rendimento é de aproximadamente 48%, no segundo ensaio de 79% e no terceiro de 43%. Os valores obtidos indicam um desempenho insatisfatório do conversor desenvolvido, uma vez que a potência remanescente de entrada é dissipada na resistência da carga.

Tabela 4 – Resultados Experimentais

	Ensaio 1	Ensaio 2	Ensaio 3
Tensão de Entrada	90 V	90 V	75 V
Resistência na Carga	40 $\Omega$	10 $\Omega$	40 $\Omega$
Resistência da Bobina	40 $\Omega$	40 $\Omega$	40 $\Omega$
Resistência Total	80 $\Omega$	50 $\Omega$	80 $\Omega$
Tensão Média na Carga	24 V	9,5 V	20 V
Tensão Média na Bobina	23,17 V	37,93 V	17,1 V
Corrente CC na Carga	600 mA	900 mA	450 mA
Corrente CC na Bobina	600 mA	900 mA	450 mA
<i>Duty Cycle</i> Mínimo	1,07	0,67	1,28

Fonte: O autor, 2024.

As formas de onda da corrente no indutor apresentadas nas Figuras 38, 41 e 44 e na carga, exibidas nas Figura 36, 39 e 42 apresentam grande distorção em comparação com a simulação. No ensaio com  $V_{IN} = 75V$  e  $R1 = 40\Omega$ , é possível observar na Figura 42 que essa distorção na corrente de carga cruza o zero e atinge um valor negativo em um determinado instante de tempo, não corroborando com o comportamento do restante do circuito visto que, nesse exato momento a tensão na carga se mantém positiva. Uma possível causa para essa distorção observada é a banda de frequência da ponteira de corrente utilizada para medição, que possui 100 kHz. Na prática, para melhor observação essa frequência deve ser maior, como 500 kHz. Outra possível origem para o *ripple* de corrente elevado é a saturação no solenoide da bobina de freio, fazendo com que sua indutância medida a vazio seja reduzida drasticamente. Ainda assim, a alta deformação na onda presente em todos os ensaios experimentais não permite visualizar o processo de carga e descarga no indutor com a mesma precisão que a simulação: ocorre grande ressonância na corrente durante o período, indicando que há uma possível capacitância parasita no componente. Em contrapartida, para todos os ensaios é possível observar que

o conversor permanece em MCC, pois a corrente no indutor, mesmo que distorcida, não cai para zero.

Considerando o *duty cycle* mínimo calculado e apresentado na Tabela 4, é possível concluir que apenas o ensaio com  $V_{IN} = 90V$  e  $R1 = 10\Omega$  possibilita o acionamento da bobina de freio em malha aberta ao aumentar o ciclo de trabalho para 67%. Para os demais ensaios, o valor da tensão de entrada é insuficiente para alimentar o solenoide: o *duty cycle* mínimo calculado para os ensaios 1 e 3 são maiores que 1 e portanto, representam que a tensão de entrada deve ser maior que a especificada.

A planta modelada com base na literatura, conforme apresentada na Equação 14, não é compatível com o sistema desenvolvido, pois desconsidera a resistência da bobina de freio. Consequentemente, o controlador projetado representado na Equação 16 torna-se inadequado para o controle eficaz do sistema: com a bobina de freio especificada neste projeto, a corrente no indutor será sempre menor que a esperada, visto que a resistência da bobina atua como um divisor de tensão na malha de saída do sistema.

## 5 Conclusões

Esse trabalho apresentou o desenvolvimento de um conversor CC-CC para acionamento de bobina de freio. O sistema projetado utiliza a própria indutância da bobina de 185 mH como indutor da topologia clássica de um conversor rebaixador do tipo *buck* para minimizar o *ripple* na corrente de saída, possibilitando o acionamento de duas cargas de interesse no mesmo sistema: uma como indutor e outra como carga.

Um protótipo funcional foi desenvolvido em PCI para ensaios práticos, possibilitando a validação do modelo de planta obtido para futuro projeto de controlador a partir das formas de onda observadas em osciloscópio. Em malha aberta, o desempenho do conversor CC não atendeu às expectativas de projeto devido resistência interna da bobina atuar como um divisor de tensão na malha de carga do conversor, assim como aumentar significativamente sua resistência equivalente. Portanto, a resistência da carga somada à resistência da bobina de freio resultam em uma resistência equivalente que diminui a componente CC da corrente de saída esperada de 1,2 A em aproximadamente 50% para uma resistência de saída igual a 40  $\Omega$ , ou seja, igual a resistência da bobina. Ainda assim, as formas de ondas da corrente no indutor e corrente na saída demonstraram alta distorção, o que impossibilita profundidade na análise do *ripple* de corrente desejado ao utilizar a indutância da bobina de freio como indutor na topologia clássica do conversor *buck*.

### 5.1 Trabalhos Futuros

Um novo modelo de planta para o conversor *buck* proposto considerando a resistência interna da bobina de freio podem ser desenvolvidos, de forma a corrigir as divergências encontradas em malha aberta neste projeto.

Uma análise detalhada da bobina de freio para caracterizar e determinar sua corrente de saturação pode vir a melhorar a viabilidade de sua utilização como filtro deste conversor CC, bem como compreender a relação de indutância a vazio e sob diferentes níveis de excitação.

## Referências Bibliográficas

- AL-KODMANY, K. The logic of vertical density: tall buildings in the 21st century city. *International journal of high-rise buildings*, Council on Tall Building and Urban Habitat Korea, v. 1, n. 2, p. 131–148, 2012.
- BATSCHAUER, A. L. *Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos*. [S.l.: s.n.], 2012.
- BAZANELLA, J. M. G. d. S. J. A. S. *Sistemas de Controle: princípios e métodos de projeto*. [S.l.]: Porto Alegre: Editora da UFRGS, 2005.
- GHAMARI, S. M.; KHAVARI, F.; MOLLAEI, H. Lyapunov-based adaptive pid controller design for buck converter. *Soft Computing*, Springer, v. 27, n. 9, p. 5741–5750, 2023.
- GHOSH, A.; BANERJEE, S.; SAHA, P. K.; PANDA, G. K. Nonlinear modeling and bifurcations in switched power-factor-correction boost regulator. p. 517–522, 2013.
- GHOSH, A.; PRAKASH, M.; PRADHAN, S.; BANERJEE, S. A comparison among pid, sliding mode and internal model control for a buck converter. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1001–1006.
- GUO, L.; HUNG, J. Y.; NELMS, R. M. Evaluation of dsp-based pid and fuzzy controllers for dc–dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2237–2248, 2009.
- MEMEGHANI, M. J.; GHAMARI, S. M.; JOUYBARI, T. Y.; MOLLAEI, H.; WHEELER, P. Generalised predictive controller (gpc) design on single-phase full-bridge inverter with a novel identification method. *IET Control Theory & Applications*, v. 17, n. 3, p. 284–294, 2023. Disponível em: <<https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/cth2.12295>>.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno. 5ª*. [S.l.]: São Paulo: Pearson, 2011.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. [S.l.]: Pearson, 2014.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook*. [S.l.]: Butterworth-heinemann, 2017.
- RESCH, E.; BOHNE, R. A.; KVAMSDAL, T.; LOHNE, J. Impact of urban density and building height on energy use in cities. *Energy Procedia*, v. 96, p. 800–814, 2016. ISSN 1876-6102. Sustainable Built Environment Tallinn and Helsinki Conference SBE16. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610216307810>>.
- SAADAT, S. A.; GHAMARI, S. M.; MOLLAEI, H.; KHAVARI, F. Adaptive neuro-fuzzy inference systems (anfis) controller design on single-phase full-bridge inverter with a cascade fractional-order pid voltage controller. *IET Power Electronics*, v. 14, n. 11, p. 1960–1972, 2021. Disponível em: <<https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/pel2.12162>>.

---

YASA, Y.; SINCAR, E.; ERTUGRUL, B. T.; MESE, E. Design considerations of electromagnetic brakes for servo applications. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 768–774.