

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA – UNESP
Faculdade de Engenharia e Ciências - Campus de Guaratinguetá

PIUS COLLETTI OEHLING

PONTE H PARA CONTROLE DE MOTOR DC DE ALTA CORRENTE

Guaratinguetá
2025



PIUS COLLETTI OEHLING

PONTE H PARA CONTROLE DE MOTOR DC DE ALTA CORRENTE

TCC apresentado à Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia e Ciências, Guaratinguetá, para obtenção do título de Grau acadêmico Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador(a): Prof. Dr. Evaldo Chagas Gouvêa

Guaratinguetá

2025

Oehling, Pius Colletti
O28p Ponte H para controle de motor DC de alta corrente /
Pius Colletti Oehling - Guaratinguetá, 2025.
107 f : il.
Bibliografia: f. 101-104

Trabalho de Graduação em Engenharia Elétrica –
Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia e
Ciências de Guaratinguetá, 2025.

Orientador: Prof. Dr. Evaldo Chagas Gouvêa

1. Eletrônica de potência. 2. Robótica. 3. Aparelhos e
materiais eletrônicos. 4. Circuitos elétricos. I. Título.

CDU 629.73

PIUS COLLETTI OEHLING

PONTE H PARA CONTROLE DE MOTOR DC DE ALTA CORRENTE

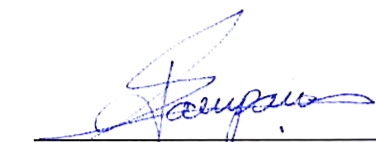
Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia e Ciências de Guaratinguetá, para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Data da defesa: 13 de novembro de 2025

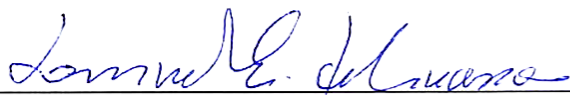
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Evaldo Chagas Gouvêa
UNESP - Faculdade de Engenharia e Ciências - Campus de Guaratinguetá



Prof. Dr. Daniel Julien Barros da Silva Sampaio
UNESP - Faculdade de Engenharia e Ciências - Campus de Guaratinguetá



Prof. Dr. Samuel Euzédice de Lucena
UNESP - Faculdade de Engenharia e Ciências - Campus de Guaratinguetá

Dedico este trabalho à FEG Robótica

AGRADECIMENTOS

À Faculdade de Engenharia e Ciência de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, pelo corpo docente qualificado e pela infraestrutura que fundamentaram minha formação como Engenheiro Eletricista.

Ao meu orientador, professor Evaldo, pela confiança depositada, pela paciência incansável e pela orientação técnica. Sua disponibilidade e seus valiosos ensinamentos foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica, por me guiarem na jornada da graduação e por compartilharem seu bem mais valioso, o conhecimento. Em especial, agradeço ao professor Daniel, que foi um grande amigo ao longo de todo o curso e a quem devo a inestimável oportunidade do intercâmbio internacional, uma experiência que me transformou como profissional e como pessoa.

Aos meus companheiros da equipe FEG Robótica, cuja paixão pela engenharia me motivou a ser curioso e buscar sempre melhorar. Agradeço também pelo tanto que me ensinaram, pelas amizades genuínas e pelos inúmeros momentos incríveis que vivemos.

Aos meus irmãos da República Vamointão, com quem dividi um lar por tantos anos. Vocês foram minha segunda família e tornaram esta caminhada verdadeiramente maravilhosa.

Aos meus amigos de curso, por sempre me incentivarem e por terem feito destes anos muito mais leves e divertidos.

Aos meus colegas do estágio, por me ajudarem com suas vastas experiências nos maiores desafios deste projeto. E à WEG, pela disponibilização de equipamentos que foram essenciais para a elaboração deste trabalho.

Por fim, expresso minha mais profunda gratidão à minha família, por todo o amor incondicional, apoio financeiro, incentivo constante e por acreditarem em mim desde o primeiro dia. Esta conquista não é apenas minha, mas de todos vocês.

"Educação não transforma o mundo.
Educação muda pessoas. Pessoas
transformam o mundo." (FREIRE, 1987).

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto e o dimensionamento de um circuito de ponte H, destinado ao acionamento de motores DC em robôs de sumô autônomos da categoria 3 kg. O objetivo central é desenvolver uma solução que suporte de forma confiável a condição crítica de eixo travado (*stall current*), um evento de alta corrente que frequentemente causa a falha de componentes semicondutores em competição. O desenvolvimento foca na seleção criteriosa de componentes, resultando na escolha do *driver* de *gate* HIP4082 e dos MOSFETs IRF1404, priorizando o equilíbrio entre desempenho, baixo custo e disponibilidade no mercado nacional. O trabalho detalha todo o processo de dimensionamento dos circuitos auxiliares, como o *bootstrap* para o acionamento *high-side*, e a seleção de componentes de proteção, como diodos supressores de transientes (TVS). O projeto resulta no *layout* de uma placa de circuito impresso (PCI) de 4 camadas, otimizada para a robustez térmica e elétrica necessária para as altas correntes. A validação da lógica de operação do driver e do acionamento dos MOSFETs foi realizada através de testes em *protoboard*. O escopo do trabalho limita-se ao projeto e à validação em protótipo, não incluindo a fabricação e os testes experimentais da PCI final em condições reais de competição. Conclui-se que o projeto teórico atinge os requisitos de robustez propostos, oferecendo uma solução de *hardware* acessível e de *design* livre para equipes de robótica de competição.

Palavras-chave: ponte h; eletrônica de potência; robô de sumô; mosfet; acionamento de motor.

ABSTRACT

This paper presents the design and dimensioning of an H-bridge circuit, intended to drive DC motors in autonomous sumo robots in the 3 kg category. The central objective is to develop a solution that reliably supports the critical stall current condition, a high-current event that often causes semiconductor components to fail in competition. The development focuses on the careful selection of components, resulting in the choice of the HIP4082 gate driver and IRF1404 MOSFETs, prioritizing the balance between performance, low cost and availability on the Brazilian domestic market. The work details the entire process of sizing auxiliary circuits, such as the bootstrap for the high-side drive, and the selection of protection components, such as transient suppressor diodes (TVS). The project resulted in the layout of a 4-layer printed circuit board (PCB), optimized for the thermal and electrical robustness required for high currents. The operating logic of the driver and the drive of the MOSFETs were validated through protoboard tests. The scope of the work is limited to the design and validation in prototype form and does not include the manufacture and experimental testing of the final PCB in real competition conditions. It is concluded that the theoretical design meets the proposed robustness requirements, offering an affordable and openly designed hardware solution for competition robotics teams.

Keywords: h-bridge; power electronics; sumo robot; mosfet; motor drive.

ZUSAMMENFASSUNG

Dieses Projekt befasst sich mit dem Design und der Dimensionierung einer H-Brückenschaltung, die für den Antrieb von Gleichstrommotoren in autonomen Sumo-Robotern der 3-kg-Klasse vorgesehen ist. Das zentrale Ziel besteht darin, eine Lösung zu entwickeln, die den kritischen Blockierstromzustand zuverlässig unterstützt, ein Hochstromfall, der häufig zum Ausfall von Halbleiterkomponenten im Wettkampf führt. Die Entwicklung konzentriert sich auf die sorgfältige Auswahl der Komponenten, was zur Wahl des Gate-Treibers HIP4082 und der MOSFETs IRF1404 führte, wobei das Gleichgewicht zwischen Leistung, niedrigen Kosten und Verfügbarkeit auf dem brasilianischen Markt im Fokus stand. Die Arbeit beschreibt den gesamten Prozess der Dimensionierung von Hilfsschaltungen, wie z. B. dem Bootstrap für den High-Side-Treiber, und die Auswahl von Schutzkomponenten, wie z. B. Transientenschutzdioden (TVS). Das Ergebnis des Projekts war das Layout einer 4-lagigen Leiterplatte (PCB), die für die hohen Ströme erforderliche thermische und elektrische Zuverlässigkeit optimiert wurde. Die Betriebslogik des Treibers und der Antrieb der MOSFETs wurden durch Prototyp-Tests validiert. Der Umfang der Arbeit beschränkt sich auf den Entwurf und die Validierung in Form eines Prototyps und umfasst nicht die Herstellung und experimentelle Erprobung der fertigen Leiterplatte unter realen Wettbewerbsbedingungen. Es wird der Schluss gezogen, dass der theoretische Entwurf die vorgeschlagenen Robustheitsanforderungen erfüllt und eine kostengünstige und offen gestaltete Hardwarelösung für Wettbewerbsrobotik-Teams bietet.

Stichwörter: H-Brücke; Leistungselektronik; Sumo-Roboter; MOSFET; Motorantrieb.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Robôs competidores de 3 kg sobre o dohyo	20
Figura 2 - Topologia da ponte H completa.	24
Figura 3 - Exemplos de diferentes <i>duty-cycles</i> de PWM	26
Figura 4 - <i>Dead-time</i> entre o acionamento de chaves de um mesmo braço de uma ponte H	30
Figura 5 - Montagem do teste de meia ponte H com IR2184 e ESP32-C3	35
Figura 6 - Tensão <i>gate-source</i> no MOSFET de lado baixo na meia ponte H	36
Figura 7 - Tensão <i>gate-source</i> no MOSFET de lado alto na meia ponte H	37
Figura 8 - Tensões <i>gate-source</i> da meia ponte H com <i>bootstrap</i> de 22 nF	38
Figura 9 - Tensões <i>gate-source</i> da meia ponte H com <i>bootstrap</i> de 47 nF	39
Figura 10 - Tensões <i>gate-source</i> da meia ponte H com <i>bootstrap</i> de 100 nF	39
Figura 11 - Tensões <i>gate-source</i> da meia ponte H com <i>bootstrap</i> de 100 nF após redistribuição do circuito na <i>proto-board</i>	40
Figura 12 - Tensão <i>gate-source</i> na chave S1	43
Figura 13 - Tensão <i>gate-source</i> na chave S2	44
Figura 14 - Tensão <i>gate-source</i> na chave S3	44
Figura 15 - Tensão <i>gate-source</i> na chave S4	45
Figura 16 - Tensão de pico a pico sobre o resistor de <i>bootstrap</i>	46
Figura 17 - Queda de tensão sobre o resistor de <i>gate</i> da chave S3	47
Figura 18 - Queda de tensão sobre o resistor de <i>gate</i> da chave S2	47
Figura 19 - <i>Ripple</i> na tensão de alimentação Vcc	48
Figura 20 - <i>Duty-cycle</i> mínimo da ponte H	49
Figura 21 - <i>Duty-cycle</i> máximo da ponte H	49
Figura 22 - Dissipador HS1616 com 25 mm	53
Figura 23 - Montagem do diodo de <i>gate</i>	55
Figura 24 - Montagem dos diodos de flyback	56
Figura 25 - Conector XT60-M	57
Figura 26 - Conector latch 2x5 vias com trava	58
Figura 27 - Montagem de teste do circuito em <i>proto-board</i>	60
Figura 28 - Visão geral das tensões de PWM (amarelo) e <i>gate-source</i> das chaves BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho)	61

Figura 29 - Ampliação das tensões <i>gate-source</i> de BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho) na subida para evidenciar o sincronismo	62
Figura 30 - Ampliação das tensões <i>gate-source</i> de BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho) na descida para evidenciar o sincronismo	63
Figura 31 - Medição das tensões de topo e de base e tempos de subida e descida da tensão <i>gate-source</i> da chave BH1 (verde); <i>gate-source</i> de BH2 em azul e AL1 em vermelho	64
Figura 32 - Medição das tensões de topo e de base e tempos de subida e descida da tensão <i>gate-source</i> da chave AL1 (vermelho); <i>gate-source</i> de BH1 em verde e BH2 em azul	65
Figura 33 - Visão geral da queda de tensão sobre o resistor de <i>bootstrap</i> B (vermelho) e tensão <i>gate-source</i> da chave BL1 (azul)	66
Figura 34 - Medição da amplitude da tensão sobre o resistor de <i>bootstrap</i> B (vermelho) durante carregamento do capacitor; tensão <i>gate-source</i> de BL1 em vermelho	67
Figura 35 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão sobre o capacitor de <i>bootstrap</i> B em vermelho; tensões <i>gate-source</i> de BH1 em verde e BL1 em azul	68
Figura 36 - Tempo de carregamento do capacitor de <i>bootstrap</i> B (vermelho); tensões <i>gate-source</i> de BH1 em verde e BL1 em azul	69
Figura 37 - Tempo de descarga do capacitor de <i>bootstrap</i> B (vermelho); tensões <i>gate-source</i> de BH1 em verde e BL1 em azul	70
Figura 38 - Medição das tensões de pico a pico e de base e tempos de subida e descida da queda de tensão sobre o resistor de <i>gate</i> da chave BH1 em vermelho; tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde	71
Figura 39 - Medição das tensões de pico a pico e de base e tempos de subida e descida da queda de tensão sobre o resistor de <i>gate</i> da chave AL1 em vermelho; tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde	72
Figura 40 - Medição dos tempos de subida e descida e tensão de pico a pico da tensão sobre a carga puramente resistiva (vermelho); tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde	73
Figura 41 - Medição das tensões de topo e de base da tensão sobre a carga puramente resistiva (vermelho); tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde	74

Figura 42 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão sobre a carga resistiva-indutiva (vermelho); tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde e tensão de alimentação Vcc em azul	75
Figura 43 - Medição da tensão de pico a pico e dos tempos de subida e descida da tensão sobre a carga resistiva-indutiva (vermelho); tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde e tensão de alimentação Vcc em azul	76
Figura 44 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão de alimentação Vcc em azul; tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde	77
Figura 45 - Medição do <i>dead-time</i> entre as tensões <i>gate-source</i> das chaves BH1 (verde) e BL1 (azul) e da amplitude da tensão do <i>ringing</i> no desligamento da chave BL1	78
Figura 46 - Medição do <i>duty-cycle</i> mínimo; tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde, tensão de alimentação Vcc em azul e tensão sobre carga resistiva-indutiva em vermelho	79
Figura 47 - Medição do <i>duty-cycle</i> máximo; tensão <i>gate-source</i> de BH1 em verde, tensão de alimentação Vcc em azul e tensão sobre carga resistiva-indutiva em vermelho	80
Figura 48 - Camada 1 da PCI	82
Figura 49 - Camada 2 da PCI	83
Figura 50 - Camada 3 da PCI	84
Figura 51 - Camada 4 da PCI	84
Figura 52 - Camada de gravações da PCI	85
Figura 53 - Vista isométrica esquerda da PCI	86
Figura 54 - Vista isométrica direita da PCI	86
Figura 55 - Fluxo de corrente entre a bateria e os MOSFETs de alta na camada um da PCI	87
Figura 56 - Queda de tensão ao longo do plano entre a bateria e os MOSFETs de alta da ponte H na camada um	88
Figura 57 - Fluxo da corrente entre as chaves S3 e o conector do motor	89
Figura 58 - Fluxo da corrente entre as chaves S1 e o conector do motor	90
Figura 59 - Circuito de simulação da ponte H no LTSpice	91
Figura 60 - Montagem da carga RL com associação de resistores para ensaio final	92
Figura 61 - Gráfico da tensão (vermelho) e da corrente (azul) sobre a carga RL em simulação no LTSpice	93

Figura 62 - Forma de onda da tensão sobre a carga RL em ensaio na <i>protoboard</i>	93
Figura 63 - Formas de onda da tensão (vermelho) e da corrente (azul) sobre a carga RL no LTSpice com capacitores <i>snubber</i> de 10 uH	94
Figura 64 - Gráfico do sinal de PWM (verde) e da potência dissipada em um capacitor de <i>snubber</i> (rosa) no teste da ponte H com carga RL no LTSpice	95
Figura 65 - Módulo ponte H BTS7960 de 43 A	96
Figura 66 - Controlador 2x60A da RoboClaw	97
Figura 67 - Controlador 2x200A da RoboClaw	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparativo de características de MOSFETs	33
Tabela 2 - Lógica de operação da ponte H	40
Tabela 3 - Configurações de teste para a lógica de operação do driver HIP4082	42
Tabela 4 - Análise de dissipadores do catálogo da HS Dissipadores 2025-26	54
Tabela 5 - Custo estimado dos componentes do projeto	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CFM	<i>Cubic feet per minute</i>
CI	Circuito integrado
DC	<i>Direct current</i>
DEL	<i>Delay</i>
DIS	<i>Disable</i>
ESR	<i>Equivalent series resistance</i>
FEG	Faculdade de Engenharia e Ciências de Guaratinguetá
GND	<i>Ground</i>
GPIO	<i>General purpose input/output</i>
LE	<i>Low energy</i>
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PCI	Placa de circuito impresso
PTH	<i>Pin through hole</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
RC	Resistor capacitor
RCD	Resistor capacitor diodo
RL	Resistor indutor
SD	<i>Shutdown</i>
SMD	<i>Surface mounted device</i>
SOIC	<i>Small outline integrated circuit</i>
SRF	<i>Self resonance frequency</i>
TBJ	Transistor bipolar de junção
TVS	<i>Transient voltage supressor</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

kg	kilograma, isto é, mil gramas
A	ampere
KHz	kiloherz, isto é, mil herz
$R_{ds(on)}$	Resistência entre dreno e <i>source</i> do MOSFET quando acionado
P	Potência
R	Resistência elétrica
I	Corrente elétrica
V_{gs}	Tensão entre <i>gate</i> e <i>source</i> de um MOSFET
$V_{gs(th)}$	Tensão <i>gate-source</i> necessária para acionar um MOSFET
I_d	Corrente de dreno em um MOSFET
C_{gs}	Capacitância parasita entre <i>gate</i> e <i>source</i> de um MOSFET
C_{gd}	Capacitância parasita entre <i>gate</i> e <i>dreno</i> de um MOSFET
I_g	Corrente de <i>gate</i> de um MOSFET
C_{eq}	Capacitância equivalente
dV_{gs}	Derivada da tensão <i>gate-source</i> de um MOSFET
dt	Derivada do tempo
V	volt
mm	milímetro
R\$	Moeda Real
Q_g	Carga do <i>gate</i> de um MOSFET
$I_{d,max}$	Corrente de dreno máxima tolerada por um MOSFET
$R_{ds(on),max}$	Resistência <i>dreno-source</i> máxima em MOSFET acionado
nC	nanocoulomb, isto é, 0,000000001 coulomb
°C	Graus Celsius
mΩ	miliohm, isto é, 0,001 Ohm

$C_{bootstrap}$	Capacitância de <i>bootstrap</i>
V_{CC}	Tensão de alimentação CC
$V_{diodo_bootstrap}$	Queda de tensão direta no diodo de <i>bootstrap</i>
nF	nanofarad, isto é, 0,000000001 farad
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa de um semiconductor
us	microsegundo, isto é, 0,000001 segundo
ns	nanosegundo, isto é, 0,000000001 segundo
Ω	Ohm
uF	microfarad, isto é, 0,000001 farad
t_{charge_gate}	Tempo de carregamento do <i>gate</i> de um MOSFET
τ	Constante de tempo
C	Capacitância
R_g	Resistência ligada ao <i>gate</i> de um MOSFET
k Ω	kiloohm, isto é, mil ohms
C_{gate}	Capacitância do <i>gate</i> de um MOSFET
I_{O+min}	Menor pico de corrente de <i>pullup</i> de um <i>driver</i> de MOSFET
$I_{bootstrap_charge_max}$	Tempo máximo de carregamento do capacitor de <i>bootstrap</i>
$V_{resistor_bootstrap_max}$	Maior queda de tensão sobre o resistor de <i>bootstrap</i>
$R_{bootstrap}$	Resistência de <i>bootstrap</i>
mAp	miliampere de pico
$I_{gate_charge_max}$	Maior corrente de carregamento de <i>gate</i> de um MOSFET
$V_{gate_resistor_max}$	Maior queda de tensão sobre o resistor de <i>gate</i> de um MOSFET
W	watt
U	Tensão elétrica
R_{load}	Resistência de carga
uH	microhenry, isto é, 0,000001 henry

T_{j_max}	Temperatura máxima da junção de um semicondutor
T_{j_typ}	Temperatura típica de junção de um semicondutor sob operação
$P_{CONDUÇÃO}$	Perdas por condução
V_{out}	Tensão de saída
V_{in}	Tensão de entrada
I_{stall}	Corrente de eixo travado do motor DC
FC_{temp}	Fator de correção por temperatura
DC_{max}	<i>Duty-cycle</i> máximo
$P_{CHAVEAMENTO}$	Perdas por chaveamento
C_{RSS}	
f_{sw}	Frequência de chaveamento
P_{TOTAI}	Perdas totais
T_j	Temperatura da junção de um semicondutor
t	Tempo
$R_{\theta JA}$	Impedância térmica entre a junção de um semicondutor e o ambiente
T_A	Temperatura ambiente
$R_{\theta JC}$	Impedância térmica entre a junção de um semicondutor e seu pacote
$R_{\theta CS}$	Impedância térmica o pacote de um semicondutor e o dissipador de calor
$R_{\theta SA}$	Impedância térmica o dissipador de calor e o ambiente
L_{trilha}	Largura de um trilha de cobre em PCI
ΔT	Diferença de temperatura
E_{camada}	Espessura de uma camada de cobre em uma PCI
oz	onça
ft	pé
US\$	Moeda dólar americano

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
2	OBJETIVOS	21
3	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	23
4	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
4.1	PONTE H.....	24
4.2	USO DE PWM	25
4.3	MOSFETS	26
4.4	DIODOS DE FLYBACK	28
4.5	CIRCUITO BOOTSTRAP	29
4.6	DEAD-TIME	30
4.7	PREDEFINIÇÕES DO ROBÔ.....	30
5	DESENVOLVIMENTO.....	32
5.1	TESTES COM IR2184	32
5.2	TESTES COM HIP4082 EM PONTE H COM MOSFETS SIMPLES	41
5.3	TESTE DO HIP4082 EM PONTE H COM MOSFETS EM PARALELO	50
5.4	DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE DISSIPACÃO TÉRMICA	52
5.5	ELABORAÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	55
6	RESULTADOS	60
6.1	MEDIÇÕES DE TENSÃO GATE-SOURCE.....	61
6.2	MEDIÇÕES DO CIRCUITO DE <i>BOOTSTRAP</i>	65
6.3	MEDIÇÃO DAS CORRENTES DE <i>GATE</i>	70
6.4	MEDIÇÕES DA TENSÃO SOBRE A CARGA	72
6.5	MEDIÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO.....	76
6.6	MEDIÇÃO DO <i>DEAD-TIME</i>	77
6.7	MEDIÇÃO DOS LIMITES DO <i>DUTY-CYCLE</i>	78
6.8	PROJETO DE <i>LAYOUT</i> DA PCI.....	80
6.9	SIMULAÇÃO DO <i>LAYOUT</i> DA PCI	87
6.10	ENSAIO FINAL E COMPARAÇÃO COM SIMULAÇÃO DO LTSPICE	90
6.11	ANÁLISE DE CUSTO DO PROJETO	95
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	99
	REFERÊNCIAS	101
	BIBLIOGRAFIA CONSULTADA.....	104
	ANEXO A – ESQUEMÁTICO ELETRÔNICO DO PROJETO	105

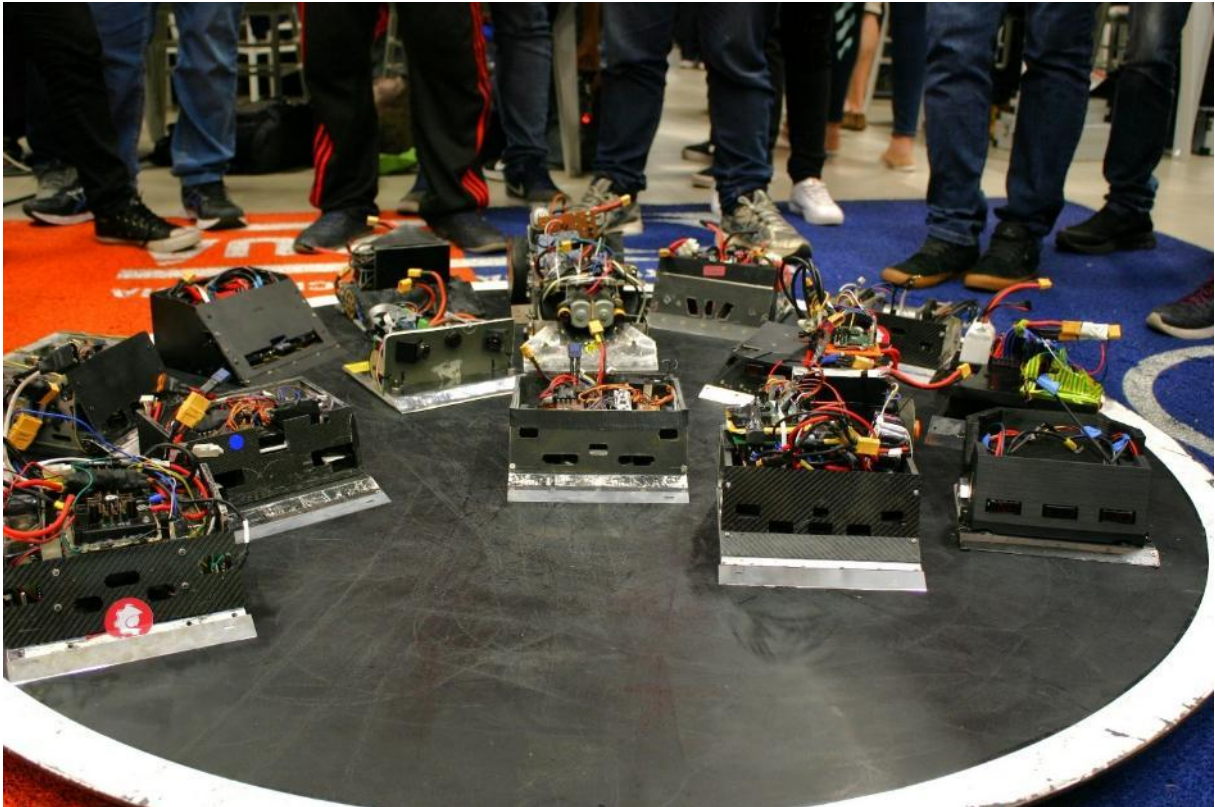
1. INTRODUÇÃO

A robótica de sumô é uma modalidade de competição que busca reproduzir, no universo tecnológico, os princípios do esporte tradicional japonês de luta livre de mesmo nome. Nessa prática, dois robôs são colocados em uma arena circular, chamada *dohyo*, com o objetivo de empurrar o adversário para fora. Diferente do sumô humano, em que a força física e a estratégia corporal são determinantes, no sumô de robôs a vitória depende da eficiência do projeto mecânico, da eletrônica embarcada e, sobretudo, da inteligência do sistema de controle.

As lutas seguem um formato padronizado: cada combate é dividido em rounds, nos quais os robôs iniciam posicionados atrás da linha de partida. Após o sinal do juiz, ambos entram em ação de forma totalmente autônoma, sem qualquer interferência humana. O objetivo é claro: empurrar o oponente para fora do *dohyo* ou imobilizá-lo por tempo suficiente para caracterizar a vitória. Essa dinâmica exige que os robôs combinem velocidade, tração, robustez estrutural e algoritmos de decisão bem elaborados.

Na categoria Sumô Autônomo 3 kg, existem requisitos técnicos rigorosos que padronizam a competição. O robô deve pesar no máximo 3 kg e se enquadrar em uma área máxima de 20 × 20 cm. Além disso, não é permitido o uso de armas ativas, superfícies cortantes ou qualquer dispositivo que possa danificar o adversário ou a arena. Um sistema de desligamento automático via infravermelho, acionado pelo juiz, é obrigatório para garantir a segurança. A propulsão é feita por motores DC (em inglês, *direct current*) com alta densidade de potência, enquanto sensores ópticos, infravermelhos ou ultrassônicos são empregados para detectar tanto a borda da arena quanto a posição do adversário. Na Figura 1 podem ser vistos os robôs competidores de 3 kg da competição realizada na Bosch, em Campinas, no ano de 2019.

Figura 1 - Robôs competidores de 3 kg sobre o dohyo



Fonte: Autor (2019).

A lógica de funcionamento dos robôs durante a luta é baseada em três pilares principais: detecção, decisão e ação. Primeiramente, os sensores identificam o ambiente, distinguindo a borda branca do *dohyo* e localizando o adversário. Em seguida, o sistema de controle processa essas informações e toma decisões rápidas, como avançar em direção ao oponente, recuar para evitar sair da arena ou reposicionar-se. Por fim, os motores executam a ação definida, buscando sempre empurrar o adversário para fora. Essa interação contínua entre sensoriamento e atuação caracteriza a essência da autonomia nos robôs de sumô.

Durante as lutas, é comum ocorrer a situação de eixo travado dos motores, que se caracteriza com dois robôs se empurram mutuamente com força máxima sem que haja deslocamento significativo. Nessa condição, o rotor do motor permanece parado enquanto a tensão de alimentação continua aplicada, resultando no fluxo da chamada corrente de eixo travado (*stall current*). Essa corrente é consideravelmente superior à corrente nominal de operação, pois a resistência elétrica do enrolamento é o único fator limitante, e pode atingir valores muitas vezes maiores do que aqueles observados

em regime normal. Como consequência, os componentes eletrônicos responsáveis pelo acionamento, em especial os MOSFETs (em inglês, *metal oxide semiconductor field effect transistor*) da ponte H, ficam submetidos a esforços elétricos e térmicos extremos, o que frequentemente leva à sua degradação ou falha. Essa condição crítica representa um dos maiores desafios no projeto de sistemas de potência para robôs sumô, exigindo soluções robustas de dimensionamento e dissipação para garantir a confiabilidade do conjunto.

2. OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver o projeto de uma ponte H destinada ao controle de motores de corrente contínua utilizados em robôs sumô autônomos da categoria 3 kg, capaz de suportar de forma confiável a condição crítica de corrente de eixo travado, sem que ocorra a falha dos MOSFETs. A proposta busca garantir robustez elétrica e térmica, assegurando que o circuito de potência mantenha sua integridade mesmo em situações de esforço extremo, quando os robôs permanecem se empurrando mutuamente sem deslocamento. Para alcançar este objetivo, o trabalho concentra-se no desenvolvimento de todos os cálculos, dimensionamentos e designs necessários para a futura fabricação da ponte H.

Como objetivos específicos, citam-se:

a) projetar um circuito com componentes de custo baixo e ampla disponibilidade no mercado nacional, pois o projeto é destinado para uso em equipes universitárias de competição, como a FEG Robótica, que muitas vezes apresentam orçamento limitado.

b) garantir um projeto claro e didático que possa ser estudado e reproduzido com facilidade. A rotatividade de membros em equipes universitárias é alta, exigindo uma boa estruturação da passagem do conhecimento desenvolvido. Assim, o projeto permitirá que os novos integrantes possam aprender sobre seu funcionamento e sua aplicação, além de desenvolver o projeto a diante.

c) projetar uma solução que, com a seleção adequada de componentes e o correto dimensionamento da dissipação térmica e do layout da PCI (placa de circuito impresso), seja capaz de suportar a corrente de eixo travado do motor Maxon RE40 148866 com valor de 105 A por períodos entre cinco e dez segundos.

d) desenvolver um projeto que seja compatível com as exigências da robótica de sumô e com características já predefinidas dos robôs utilizados na equipe FEG Robótica.

e) o circuito final deve ser capaz de acionar o motor nos modos de avanço, ré, frenagem e *freewheel* (giro livre).

Por fim, este trabalho não contempla a fabricação nem a validação experimental da placa, mas estabelece as bases teóricas e de projeto necessárias para que, em etapas futuras, seja possível construir e testar a solução proposta. Dessa forma, espera-se entregar não apenas um design completo e fundamentado, mas também um conjunto de critérios de desempenho e confiabilidade que possam servir de referência para a implementação prática em sistemas de potência aplicados à robótica móvel.

3. DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

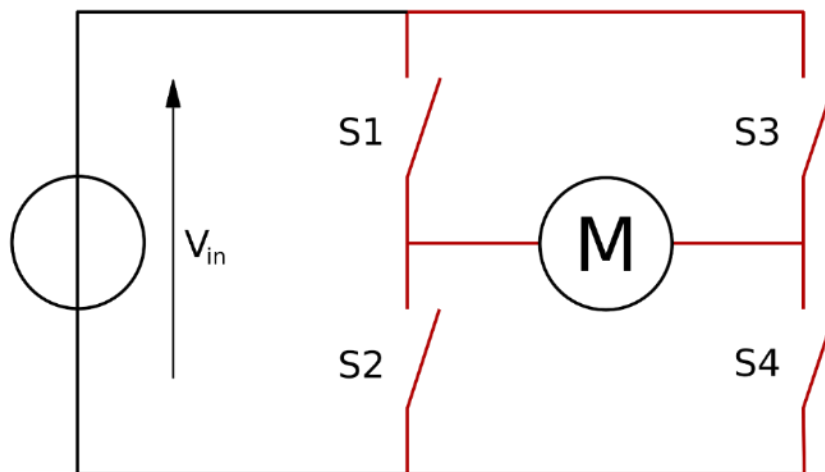
No primeiro capítulo são contextualizados a robótica de sumô e o problema crítico da corrente de eixo travado. Em seguida (capítulo dois), são definidos os objetivos do projeto: o desenvolvimento de uma ponte H robusta, de baixo custo e com componentes disponíveis no mercado nacional, que seja capaz de suportar a condição da corrente de curto circuito. O capítulo três detalha a fundamentação teórica necessária, explicando o funcionamento de pontes H, MOSFETs, o uso de PWM, diodos de *flyback* e o circuito de *bootstrap*. No capítulo quatro (desenvolvimento), é descrito o processo prático de projeto, incluindo os testes iniciais, a seleção do driver, o dimensionamento do sistema térmico e o *layout* da placa de circuito impresso. O quinto capítulo apresenta as medições obtidas nos testes em *proto-board*, que validam a lógica de acionamento e o circuito de *bootstrap*, além das simulações da PCI e uma análise de custo. Por fim, o capítulo seis reafirma que os objetivos teóricos do projeto foram alcançados e identifica limitações e possíveis pontos de melhorias futuras.

4. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

4.1 PONTE H

A ponte H é um circuito eletrônico amplamente utilizado para o controle de motores de corrente contínua (DC), permitindo tanto a variação do sentido de rotação quanto a aplicação de técnicas de modulação de largura de pulso (PWM, do inglês *pulse width modulation*) para ajuste de velocidade. O nome “ponte H” deriva da disposição típica dos quatro dispositivos de comutação (geralmente transistores), que formam uma configuração semelhante à letra “H”, onde o motor é conectado no ramo central, como pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 - Topologia da ponte H completa.



Fonte: Buttay (2006).

O princípio de funcionamento baseia-se na condução controlada dessas quatro chaves. Quando dois dispositivos diagonais da ponte são acionados simultaneamente (por exemplo, S1 e S4), estabelece-se um caminho de corrente em um sentido através do motor, fazendo-o girar em determinado sentido. Da mesma forma, ao acionar a diagonal oposta (S3 e S2), a corrente percorre o motor no sentido inverso, invertendo o sentido de rotação. Essa característica torna a ponte H essencial em aplicações que exigem reversão de movimento.

Além do controle de direção, a ponte H também permite implementar modos de frenagem e de roda livre. Para frear, ambos os terminais do motor são conectados

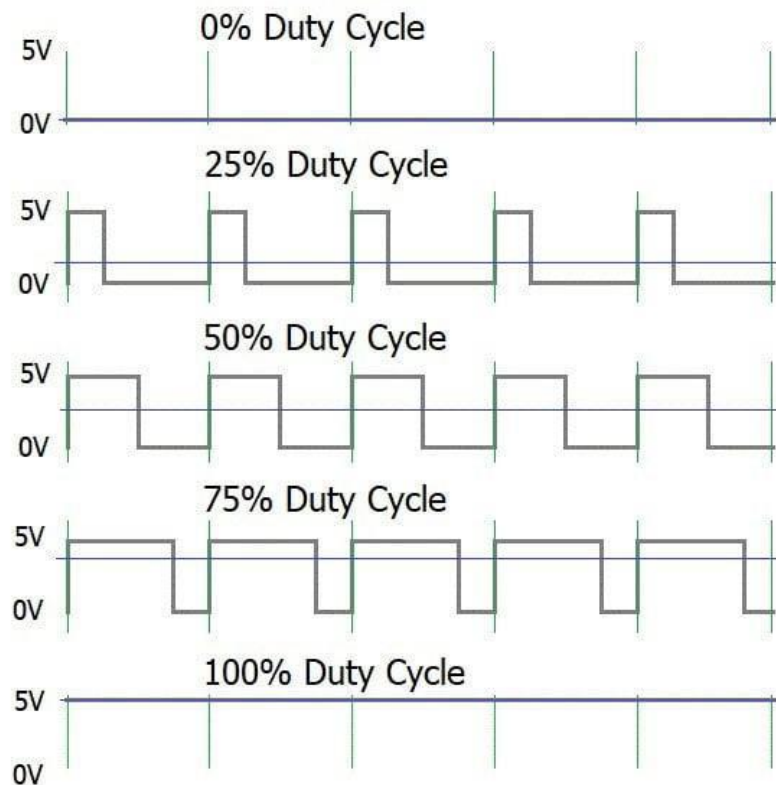
ao mesmo potencial com o acionamento das chaves S1 e S3 ou S2 e S4. Isso dissipa a energia cinética do rotor e provoca sua desaceleração rápida. Já no modo de roda livre, nenhuma das chaves é fechada, assim o motor gira livremente até parar por inércia.

4.2 USO DE PWM

O uso da Modulação por Largura de Pulso (PWM) é o método mais comum e eficiente para controlar a velocidade de motores de DC. Ao invés de variar a tensão aplicada ao motor de forma contínua, o que historicamente era feito com resistores e gerava muita perda de energia em forma de calor, o PWM aplica a tensão total da fonte de alimentação em uma série de pulsos.

O princípio reside na variação do *duty-cycle* (ou ciclo de trabalho, em português), que é a porcentagem do tempo em que o sinal de tensão permanece ligado dentro de um período fixo. Por exemplo, na Figura 3 pode-se ver um sinal com *duty-cycle* de 50%, que significa que o motor recebe a tensão máxima da fonte por metade do período de repetição da forma de onda, resultando em uma tensão média efetiva de metade da tensão de barramento, fazendo o motor girar a uma velocidade média. Um ciclo de 100% mantém a tensão ligada continuamente e gera velocidade máxima, enquanto 0% a mantém zerada e não gera rotação no motor.

Figura 3 - Exemplos de diferentes *duty-cycles* de PWM



Fonte: Raj; Aswinth (2018).

A grande eficácia do PWM no acionamento de motores DC se deve à sua alta frequência de chaveamento, que geralmente é bem acima do espectro audível (acima de 20 kHz). Desta forma, ela é rápida o suficiente para que a inércia do rotor do motor não permita que ele reaja à alternância entre "ligado" e "desligado". O motor efetivamente integra a energia recebida ao longo do tempo, respondendo à tensão média efetiva. Além disso, ao usar transistores como chaves eletrônicas, a perda de potência é minimizada, pois o transistor opera em seus estados de saturação (ligado) e corte (desligado), onde a dissipação de calor é muito menor do que em uma operação linear. Isso torna o PWM um método de controle altamente eficiente e preciso para ajustar a velocidade do motor em diversas aplicações.

4.3 MOSFETS

Os MOSFETs (do inglês, *metal oxide semiconductor field effect transistor*) são os semicondutores ideais para esta aplicação de baixa tensão e altíssima corrente.

Diferentemente dos TBJs (transistores bipolares de junção), que são controlados por corrente, os MOSFETs são controlados pela tensão aplicada ao *gate*, o que simplifica significativamente o circuito de acionamento. Duas características são fundamentais para este projeto: primeiro, a resistência de condução ($R_{ds(on)}$) extremamente baixa, que minimiza a dissipação de potência ($P = R * I^2$) e a geração de calor, sendo vital para suportar a corrente de *stall*; e segundo, a alta velocidade de comutação, que reduz as perdas de chaveamento e otimiza a eficiência do controle PWM.

A operação do MOSFET de canal N como chave depende da tensão *gate-source* (V_{gs}). Para conduzir (chave fechada), V_{gs} deve exceder a tensão de limiar ($V_{gs(th)}$), conforme a Equação 1.

$$V_{gs} > V_{gs(th)} \quad (1)$$

Isso atrai elétrons e forma um canal condutor entre o dreno e o *source*, permitindo o fluxo da corrente de dreno (I_d). Em regime de saturação, essa corrente pode ser modelada pela Equação 2, onde K é a constante de transcondutância do dispositivo.

$$I_d = \frac{1}{2} * K * (V_{gs} - V_{gs(th)})^2 \quad (2)$$

Para desligar o dispositivo (chave aberta), a tensão V_{gs} é reduzida para um valor igual ou inferior a $V_{gs(th)}$, o que dissipa o canal e interrompe o fluxo de corrente.

Embora o princípio seja um controle por tensão, o chaveamento rápido na prática exige um circuito *driver* de *gate*. Isso ocorre devido às capacitâncias parasitas intrínsecas do MOSFET, principalmente a capacitância *gate-source* (C_{gs}) e a capacitância de Miller (C_{gd}). Para transições rápidas que minimizem as perdas de chaveamento, o *driver* deve fornecer picos de corrente elevados para carregar e descarregar rapidamente essas capacitâncias, como descrito na Equação 3.

$$I_g = C_{eq} * \frac{dV_{gs}}{dt} \quad (3)$$

Portanto, o *driver* é um componente crítico que não apenas amplifica o sinal lógico do microcontrolador para a tensão de acionamento ideal do MOSFET, mas também fornece a corrente de pico necessária para um chaveamento eficiente.

4.4 DIODOS DE FLYBACK

Em um circuito de ponte H para controle de motores de corrente contínua (DC), os diodos de *flyback* (também conhecidos como diodos de *freewheeling*) são componentes cruciais para a segurança e o bom funcionamento do circuito. Sua necessidade surge da natureza indutiva do motor. A bobina interna do motor armazena energia em seu campo magnético enquanto a corrente flui. Quando a alimentação é interrompida, seja por um comando para desligar o transistor ou durante a transição entre os estados de chaveamento, essa energia acumulada precisa ser dissipada de forma segura.

Se não houver um caminho para essa corrente indutiva fluir, a tensão nos terminais do motor se eleva bruscamente e de forma perigosa. Esse fenômeno de alta tensão, conhecido como pico indutivo de tensão, pode exceder em muito a tensão nominal do circuito, chegando a valores que danificam e até destroem os semicondutores da ponte H. A ausência de um caminho de retorno para essa corrente cria um risco iminente de falha dos componentes, comprometendo a integridade de todo o circuito de acionamento do motor.

Os diodos de *flyback*, que são conectados em antiparalelo (em sentido contrário) a cada um dos transistores da ponte H, resolvem esse problema. Eles fornecem um caminho alternativo de baixa impedância para a corrente indutiva circular quando o transistor a ela associado é desligado. Quando a corrente é interrompida, o pico de tensão gerado pela indutância do motor polariza diretamente os diodos. Isso faz com que o diodo entre em condução, permitindo que a corrente indutiva continue fluindo através do circuito formado pelo motor e pelo diodo, dissipando a energia de forma gradual e segura. Esse processo evita que a tensão nos terminais do transistor se eleve a níveis perigosos, protegendo-o de sobretensões e garantindo a operação confiável do circuito.

4.5 CIRCUITO BOOTSTRAP

O circuito de *bootstrap* é um elemento fundamental em eletrônica de potência, especialmente em topologias que utilizam MOSFETs em arranjos de *half-bridge* (meia-ponte H) ou *full-bridge* (ponte H completa). Sua principal função é gerar a tensão de alimentação necessária para o *driver* de *gate* do transistor de lado alto, ou seja, aquele cujo terminal de *source* não está conectado diretamente ao terra. Sem um circuito de *bootstrap*, seria necessário utilizar uma fonte de alimentação isolada para acionar cada transistor de lado alto, o que tornaria o projeto complexo, caro e volumoso.

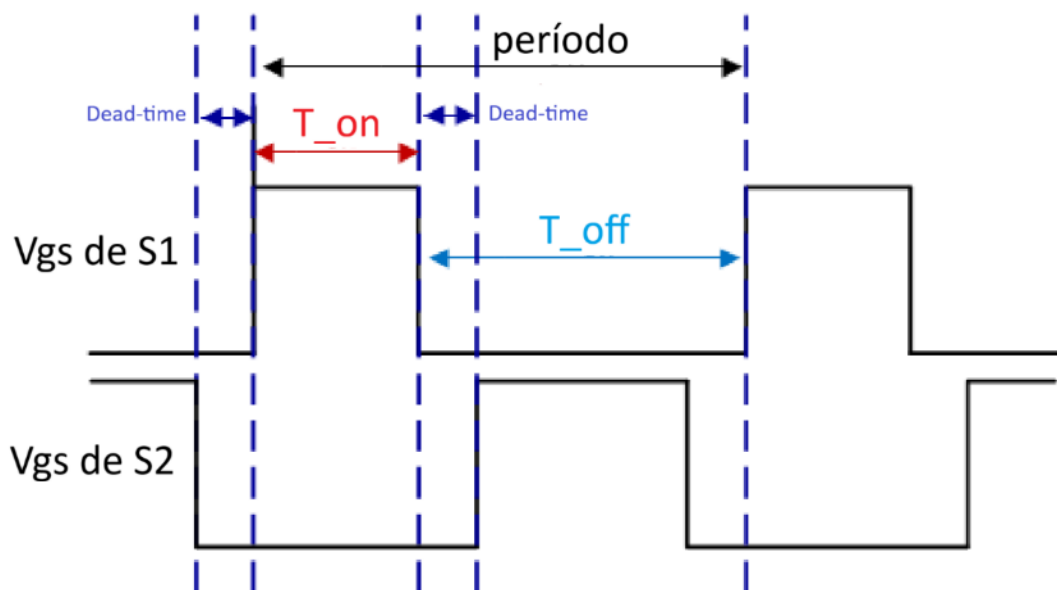
O princípio de funcionamento do circuito de *bootstrap* é relativamente simples, baseando-se em um diodo e um capacitor. A energia para o capacitor de *bootstrap* é drenada da própria fonte de alimentação principal do circuito de potência. Quando o transistor de lado baixo está ligado, o terminal de *source* do transistor de lado alto fica virtualmente conectado ao terra. Nesse momento, o capacitor de *bootstrap* é carregado através de um diodo (o diodo de *bootstrap*) pela tensão de alimentação do *driver*, que normalmente é de 12 V a 15 V. O diodo garante que a corrente flua em apenas uma direção, evitando que o capacitor se descarregue para a fonte quando o transistor de alta é ligado.

Quando o transistor de alta é acionado e entra em condução, seu terminal de *source* se eleva para a tensão da barra de alimentação principal. O capacitor de *bootstrap*, que estava previamente carregado, agora está em série com essa tensão elevada. A tensão no *gate* do transistor de alta é então a soma da tensão da barra com a tensão do capacitor, que é o valor necessário para ligar o *driver* de alta. A capacitância do capacitor de *bootstrap* deve ser calculada de forma que ele consiga fornecer a energia necessária para acionar o transistor de alta durante todo o tempo em que o transistor de baixa estiver desligado, garantindo que o *driver* de *gate* não perca a tensão de alimentação. A importância do circuito de *bootstrap* reside, portanto, na sua capacidade de simplificar drasticamente o projeto de *drivers* para chaves de lado alto, permitindo que a mesma fonte de alimentação de controle seja utilizada para acionar tanto as chaves de alta quanto de baixa, de uma ponte H.

4.6 DEAD-TIME

O correto acionamento das chaves da ponte H exige cuidados para evitar a chamada condução cruzada (*shoot-through*), situação em que dois transistores do mesmo braço (superior e inferior) são ligados simultaneamente, provocando um curto circuito direto entre Vcc e GND na fonte de alimentação. Para prevenir esse problema, os circuitos de acionamento inserem um atraso entre a comutação de chaves de um mesmo braço da ponte. O ajuste deste tempo de atraso é essencial para que seja suficiente para o completa desacionamento de uma chave antes que a outra alcance a saturação. Na Figura 4 é possível visualizar o atraso inserido entre os sinais de PWM de acionamento das chaves S1 e S2.

Figura 4 - *Dead-time* entre o acionamento de chaves de um mesmo braço de uma ponte H



Fonte: Adaptado de Zhang; Wang (2018).

4.7 PREDEFINIÇÕES DO ROBÔ

O desenvolvimento da ponte H deve atender a requisitos técnicos previamente estabelecidos, de modo a assegurar a compatibilidade com a arquitetura eletrônica do sistema do robô. Considerando que o microcontrolador utilizado é o ESP32, cuja tensão lógica de saída é de 3,3 V, torna-se imprescindível que a ponte H seja capaz

de interpretar corretamente esses níveis de sinal sem a necessidade de circuitos adicionais de adaptação.

No que se refere à alimentação, o circuito será dimensionado para operar com a tensão nominal do motor Maxon RE40 148866 que opera com 12 V. A ponte H deve, portanto, utilizar componentes com margens de segurança adequadas para suportar transientes e surtos de comutação. A seleção de MOSFETs, capacitores e diodos devem considerar parâmetros superiores à tensão máxima de alimentação.

Por fim, devem ser observadas as restrições físicas impostas pelo projeto mecânico do robô. O espaço interno disponível, de 118 × 180 mm, deve comportar duas pontes H, o que impõe limites rigorosos de largura e profundidade para os módulos de potência. Assim, o *layout* da placa deve ser otimizado para conciliar tamanho e robustez, assegurando a correta dissipação térmica e a confiabilidade das conexões elétricas. Os terminais de entrada e saída devem ser dimensionados para suportar correntes elevadas e fixados de forma a resistir a vibrações e impactos característicos das competições de robôs de sumô. Dessa maneira, o projeto da ponte H não se restringe apenas ao desempenho elétrico, mas também contempla aspectos mecânicos e de integração, garantindo a operação segura e eficiente do robô.

5. DESENVOLVIMENTO

Neste capítulo será descrito todo o processo de escolha, dimensionamento e teste das primeiras versões do circuito.

5.1 TESTES COM IR2184

A etapa inicial do projeto consistiu na seleção de um driver de MOSFETs adequado. Para isso, realizou-se uma prospecção de componentes no catálogo do fornecedor JSumo (2025), pois, como são referência internacional na comercialização de peças para robótica de sumô, pôde-se inferir que os componentes listados seriam apropriados para a aplicação. Dentre as opções, o *driver* IR2184 foi selecionado com base em critérios de disponibilidade no mercado nacional e baixo custo. Este componente é um controlador de meia-ponte (*half-bridge*), compatível com o nível lógico de 3,3 V do microcontrolador ESP32, e capaz de fornecer uma corrente de até 1,4 A para o acionamento do *gate* dos MOSFETs. No período de desenvolvimento deste trabalho, seu custo era de R\$13,87 na loja Ponto da Eletrônica (2025), valor considerado acessível para o escopo do projeto.

Após a definição do *driver*, procedeu-se à escolha dos MOSFETs. Foi realizado um levantamento de todos os dispositivos com capacidade de condução de corrente de dreno superior a 10 A disponíveis nos distribuidores nacionais Proesi (2025b) e Achei Componentes (2025) que pode ser visualizado na Tabela 1. Os principais parâmetros técnicos considerados para a seleção foram: a carga total de *gate* (Q_g), que dita a velocidade de comutação do componente; a corrente máxima de dreno (I_{d_max}); a resistência dreno-source em condução ($R_{ds(on)_max}$), que impacta diretamente a potência dissipada; e o custo unitário. O modelo IRF1404 foi o escolhido por apresentar um balanço favorável entre essas características: Q_g de 160 nC, I_{d_max} de 115A (a 100°C), $R_{ds(on)_max}$ de 3,5 mΩ e um custo de R\$13,85 por unidade na Proesi (2025a).

Tabela 1 - Comparativo de características de MOSFETs

Part Number	Rds (on) [mΩ]	Qg [nC]		Id [A]		Preço	Potência em Curto [W]
		Típico	Máx.	25°C	100°C		
IRFB3077	2,8	160	220	210	150	R\$ 21,93	7,72
IRFP3306	3,3	85	120	160	110	R\$ 31,53	9,10
IRLB4030PBF	3,4	87	130	180	130	R\$ 37,59	9,37
IRF1404	3,5	160	200	162	115	R\$ 13,85	9,65
IRFP2907Z	4,5	180		170	120	R\$ 34,47	12,40
IRF1405	4,6	170	260	169	118	R\$ 15,50	12,68
FDH055N15A	4,8	92		167	118	R\$ 39,64	13,23
IRF1405	5,3	170	260	169	118	R\$ 8,33	14,61
FDP075N15A	6,25	77		130	92	R\$ 56,03	17,23
IRF3205	8	146	146	110	80	R\$ 6,37	22,05
STP75NF75	9,5	117		80	70	R\$ 8,52	26,18
IRF2807	13	160		82	58	R\$ 9,18	35,83
IRF8010	15	81	120	80	57	R\$ 13,93	41,34
IRFZ46N	16,5	71	72	53	37	R\$ 4,61	45,48
IRFZ44N	17,5	63	63	49	35	R\$ 47,00	48,23
IRFB4227	19,7	70	98	65	46	R\$ 22,82	54,30
IRF3710	23	130	130	57	40	R\$ 6,99	63,39
IRFP90N20	23	180	270	94	66	R\$ 47,06	63,39
2SK1388	25			35		R\$ 8,61	68,91
IRLZ44	28	66		50	36	R\$ 8,27	77,18
IRFP260	40	233	234	50	35	R\$ 26,63	110,25
IRF540N	44	71	71	33	23	R\$ 8,40	121,28
IRF540N	44	71	71	33	23	R\$ 10,00	121,28
IRFB5620	60	25	38	25	18	R\$ 17,43	165,38
IRFZ24NPBF	70	20	20	17	12	R\$ 6,70	192,94
IRFP250NPBF	75	123	123	30	21	R\$ 21,71	206,72
IRFP264	75	210	210	38	24	R\$ 6,68	206,72
2SK3112	76	60		25		R\$ 9,17	209,48
IRF640	130	63		16	11	R\$ 3,63	358,31
IRF530	160	30		14	9	R\$ 5,60	441,00
IRFP460	270	100	130	20	13	R\$ 27,90	744,19
W20NM60	290	39	54	20	12,6	R\$ 14,80	799,31
STP11NM60FD	450	28	40	11	7	R\$ 16,00	1.240,31
IRF740	480	35		10	6,3	R\$ 4,48	1.323,00
IRF840	850	63		8	5,1	R\$ 5,18	2.342,81

Fonte: Autor (2025).

Para os ensaios preliminares, utilizou-se o microcontrolador ESP32-C3 Super Mini para a geração do sinal PWM. A escolha deste modelo foi motivada por seu custo reduzido — aproximadamente metade do valor do ESP32 DevKitV1, utilizado pela equipe FEG Robótica. Contudo, seu custo inferior reflete limitações técnicas

significativas, como um menor número de pinos GPIO (do inglês, *general purpose input/output*), processador *single-core*, *Bluetooth* disponível apenas em modo *Low Energy* (LE), e, de forma crítica para este projeto, uma frequência máxima de PWM limitada a 1 kHz. Essa restrição impossibilitou a validação do circuito na frequência de 20 kHz, definida como ótima para a aplicação final. Ainda assim, o microcontrolador permitiu a realização de testes funcionais para validar a operação do driver IR2184.

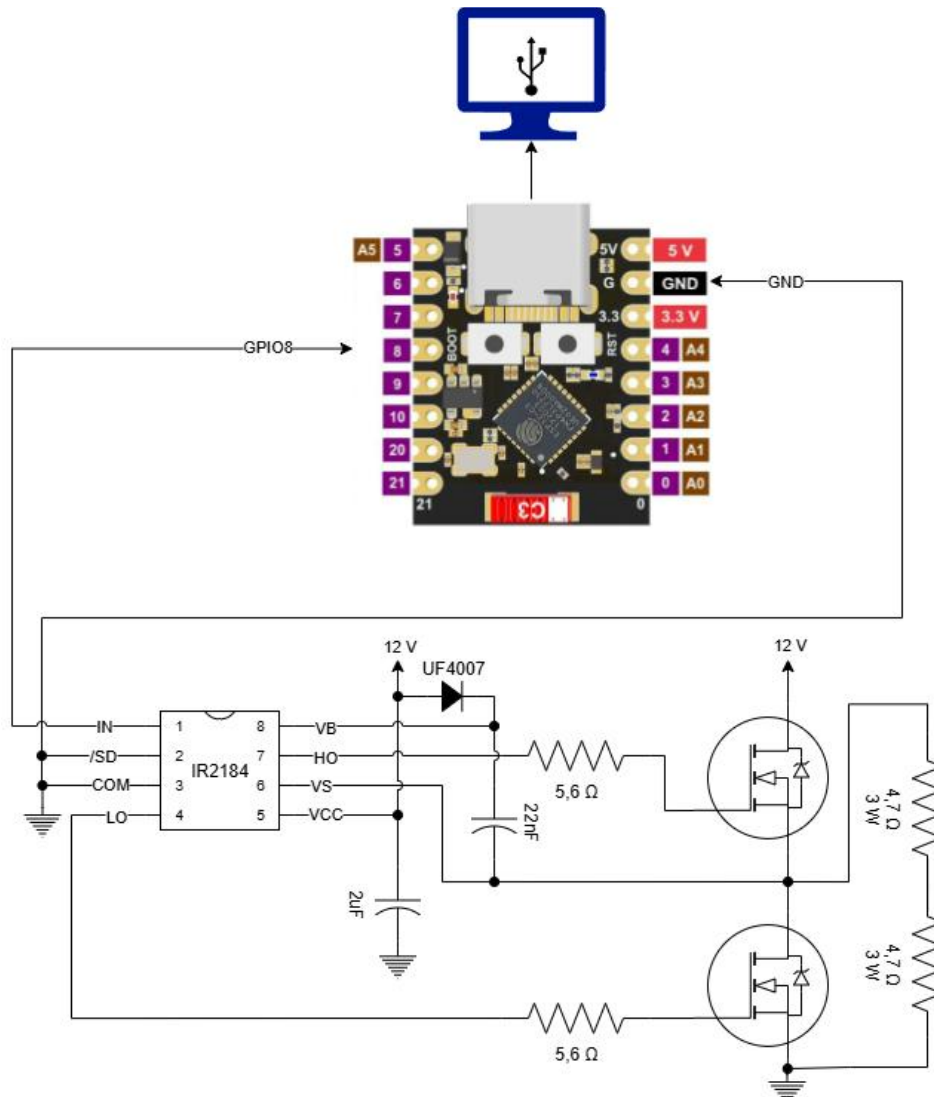
O dimensionamento inicial do capacitor de *bootstrap* foi realizado de modo que sua carga armazenada fosse aproximadamente o dobro da carga de *gate* do MOSFET, conforme a Equação 4.

$$C_{bootstrap} \approx 2 * \frac{Q_g}{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap} + V_{gs(th)}} = 2 * \frac{160}{12 - 0,7 + 3} = 22,38 \text{ nF} \quad (4)$$

Com base nesse cálculo, foi selecionado um capacitor cerâmico de 22 nF. Para a seleção do diodo de *bootstrap*, o critério fundamental foi o tempo de recuperação reversa (t_{rr}). Considerando o período de 50 μ s do sinal PWM de 20 kHz, um diodo de uso geral como o 1N4007 ($t_{rr} \approx 30 \mu$ s) seria inadequado. Portanto, foi escolhido o diodo ultra-rápido UF4007, com um tempo de recuperação de apenas 75 ns. Os valores do resistor de *gate* (5,6 Ω) e do capacitor de desacoplamento (2 μ F) foram definidos empiricamente para esta fase de testes. O tempo de carga da capacitância de *gate* pôde ser estimado pela Equação 5, resultando em um valor de 396,46 ns, que representa apenas 0,8% do período de chaveamento e, portanto, não afeta o desempenho do circuito. Na Figura 5 estão representadas as ligações do circuito.

$$\begin{aligned} t_{charge_gate} &= 5 * \tau = 5 * R * C = 5 * R_g * \frac{Q_g}{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap}} = \\ &= 5 * 5,6 * \frac{160}{12 - 0,7} = 396,46 \text{ ns} \end{aligned} \quad (5)$$

Figura 5 - Montagem do teste de meia ponte H com IR2184 e ESP32-C3



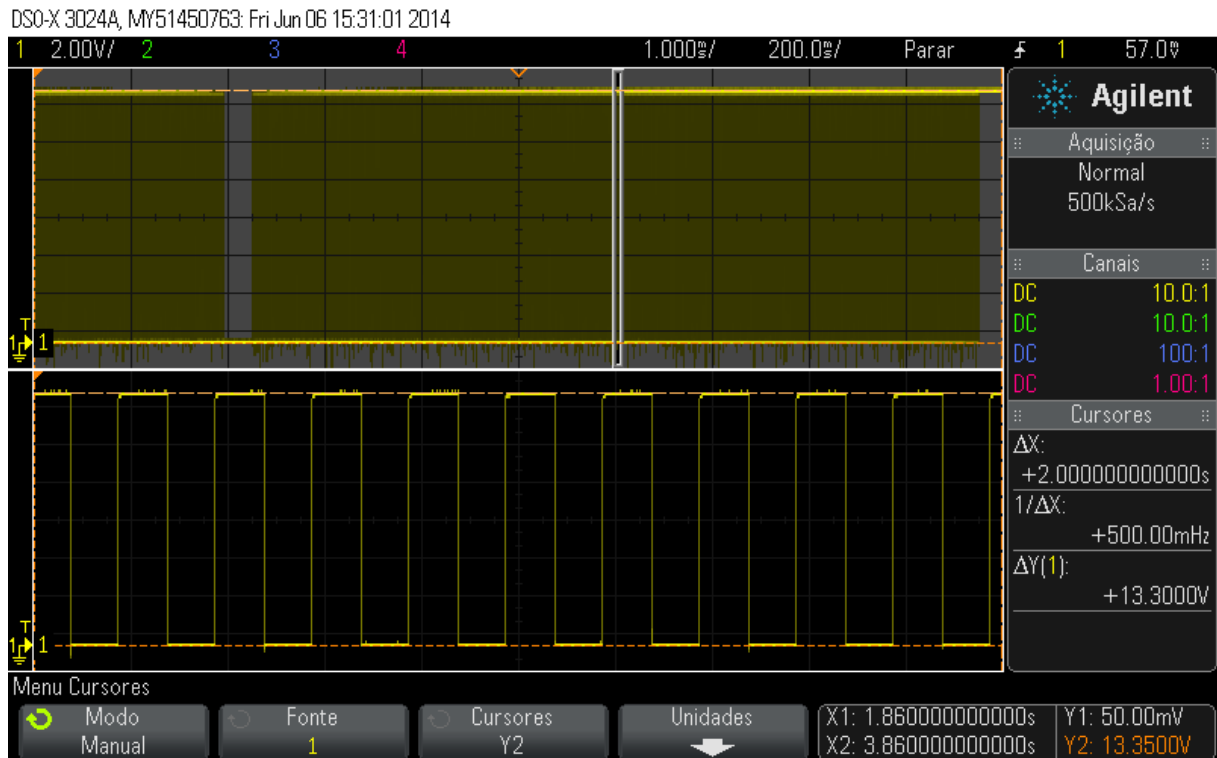
Fonte: Autor (2025).

Durante os testes iniciais de uma topologia de meia-ponte, verificou-se que o pino de *shutdown* (\overline{SD}) do driver estava incorretamente conectado ao GND, mantendo-o desabilitado. A correção consistiu na implementação de um resistor de *pull-up* de 10 k Ω , que garantiu o sinal de *enable* para o funcionamento do driver.

Nas Figura 6 e Figura 7 pode-se visualizar as formas de onda de V_{gs} no MOSFET de lado baixo e de lado alto, respectivamente. No MOSFET de lado baixo é possível observar que a tensão não conseguiu sequer alcançar um patamar mínimo para o acionamento da chave. Isto indica que o capacitor de *bootstrap* estava subdimensionado e deveria ter uma capacitância maior. Assim teria a capacidade de armazenar energia suficiente para o devido carregamento da capacitância parasita do

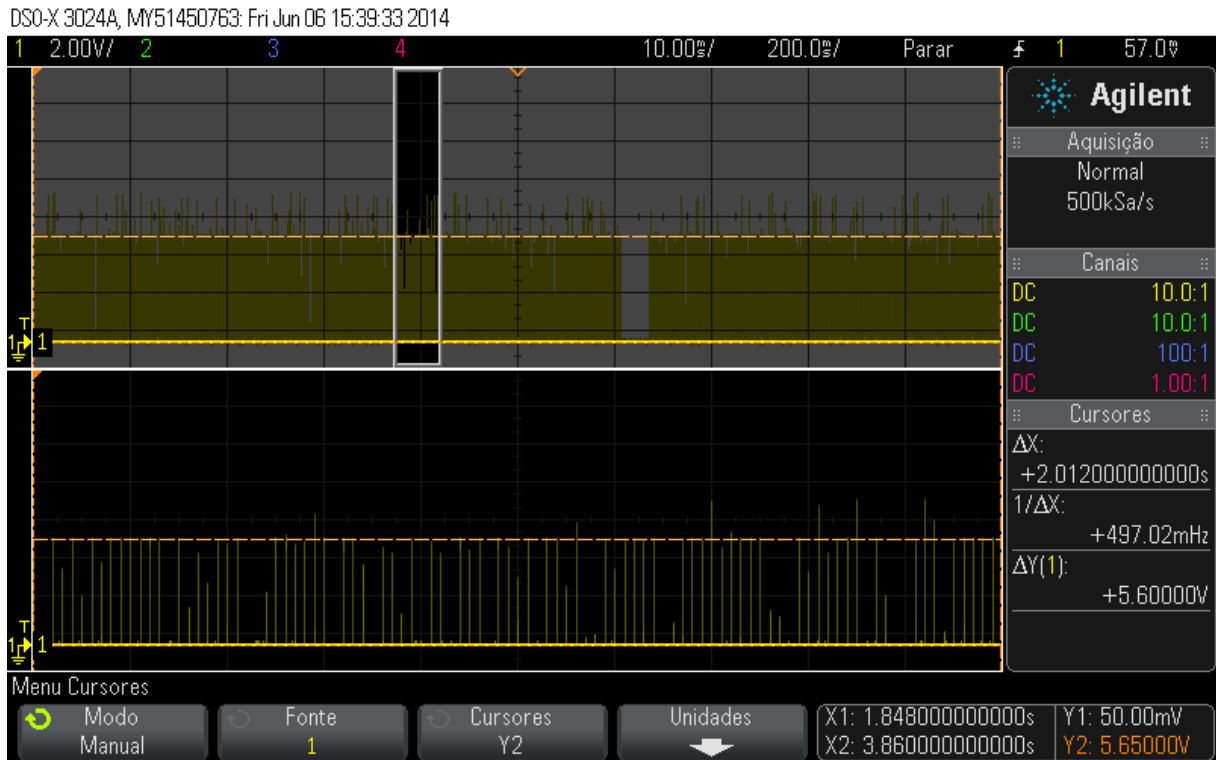
gate do MOSFET. Para o redimensionamento, foi consultada uma nota de aplicação da Texas Instruments (DIALLO, 2023), que recomenda a utilização de uma capacitância ao menos dez vezes superior à capacitância de *gate*, conforme a Equação 6.

Figura 6 - Tensão gate-source no MOSFET de lado baixo na meia ponte H



Fonte: Autor (2025).

Figura 7 - Tensão gate-source no MOSFET de lado alto na meia ponte H



Fonte: Autor (2025).

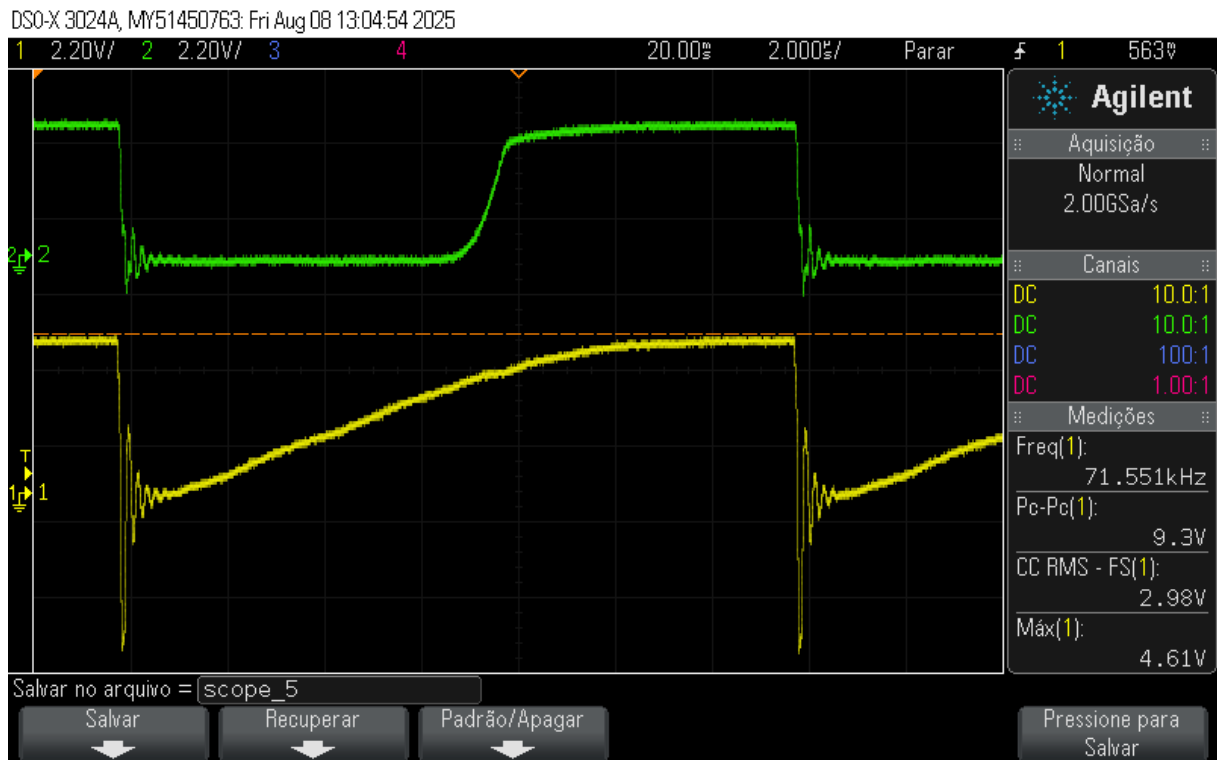
$$C_{bootstrap} \geq 10 * C_{gate} = 10 * \frac{Q_g}{V_{gs}} = 10 * \frac{C_g}{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap}} =$$

$$= 10 * \frac{160}{12-0,7} = 10 * 14,16 \text{ nF} = 141,6 \text{ nF} \quad (6)$$

O teste foi conduzido com capacitâncias de bootstrap de 22 nF, 47 nF e 100 nF. Nas Figura 8, Figura 9 e Figura 10 podem ser visualizadas as tensões *gate-source* dos MOSFETs de lado baixo em amarelo e de lado alto em verde com as respectivas capacitâncias de *bootstrap*. Embora as formas de onda não tenham apresentado uma melhoria clara, foram identificados dois problemas críticos: os MOSFETs estavam comutando em sincronia, causando um curto-circuito entre Vcc e GND, e estavam chaveando em uma frequência de 71,5 kHz ao invés de 1 kHz (proveniente do sinal de PWM). A causa foi atribuída às indutâncias e capacitâncias parasitas intrínsecas da *protoboard*, provocadas pelo uso de *jumpers* longos. Após uma reorganização dos componentes para minimizar o comprimento dos laços de corrente, as formas de onda puderam ser aferidas com sucesso na Figura 11. Observando que a tensão *gate-source* do MOSFET de lado alto (amarelo) conseguiu superar $V_{gs(th)}$ e manter esta

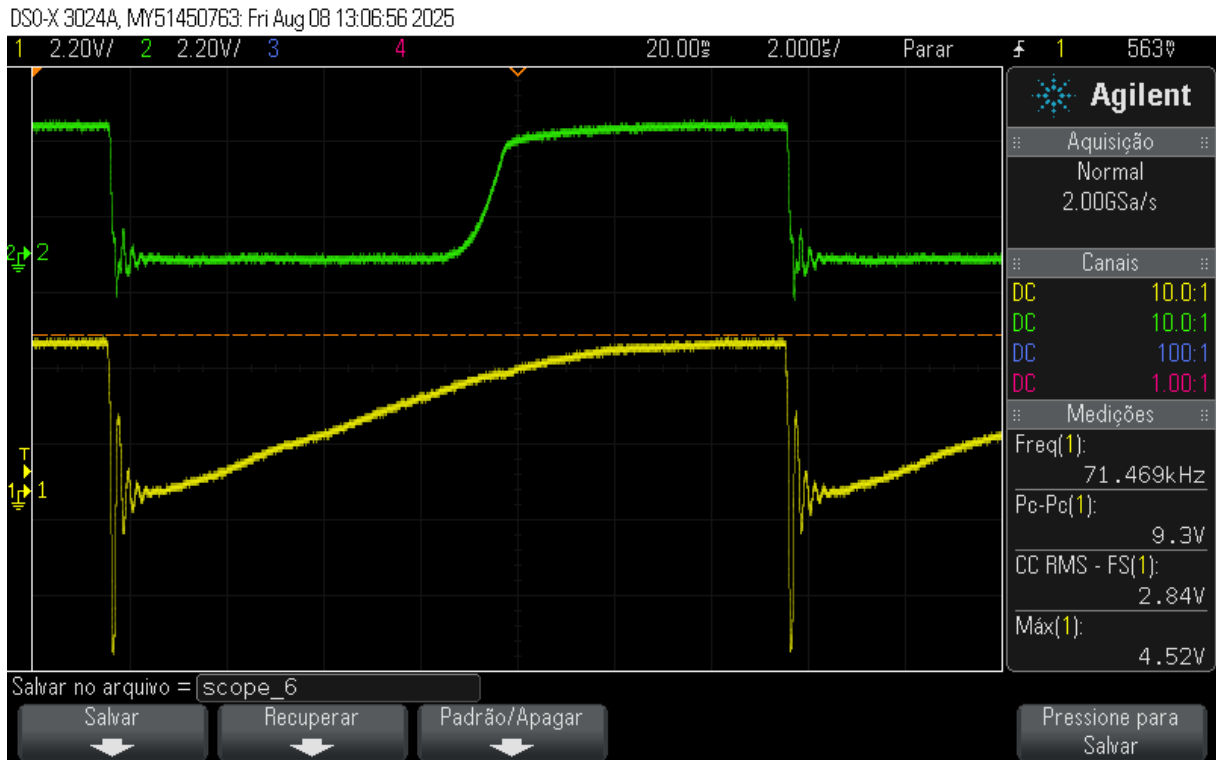
tensão, confirmou-se que o aumento da capacitância de *bootstrap* foi benéfico para a estabilidade do circuito.

Figura 8 - Tensões *gate-source* da meia ponte H com *bootstrap* de 22 nF



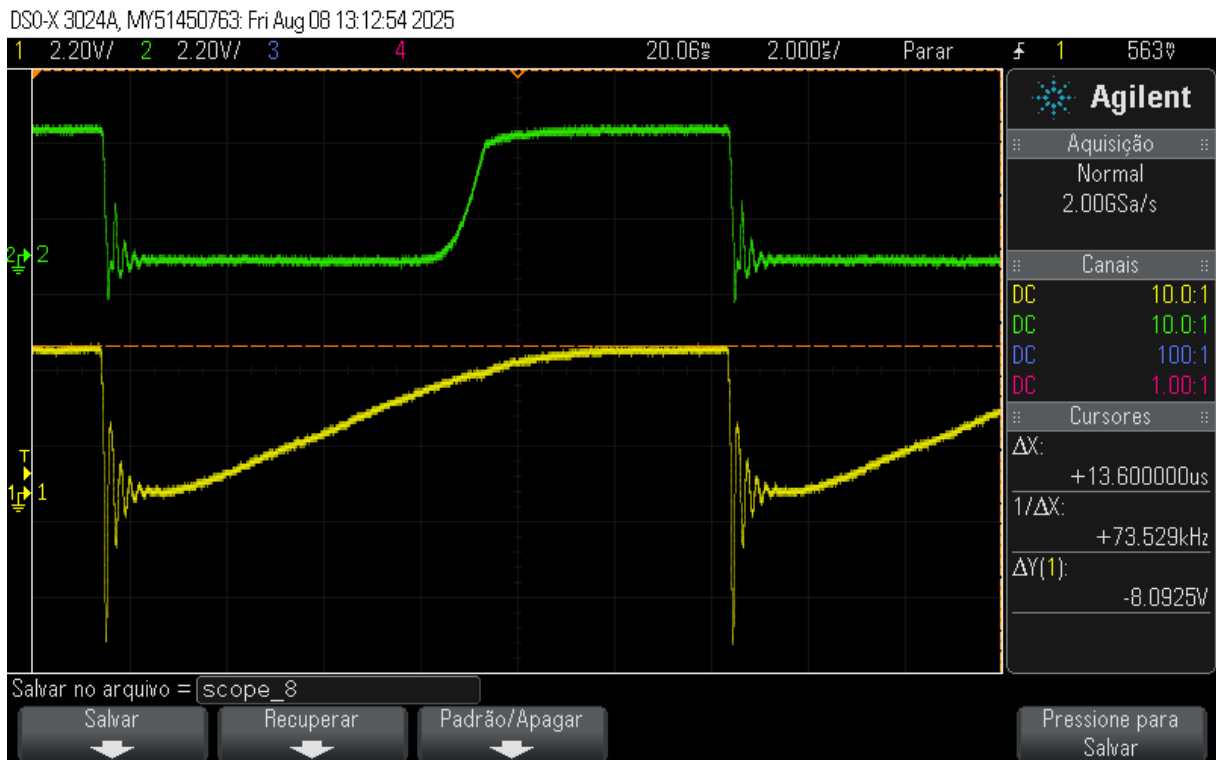
Fonte: Autor (2025).

Figura 9 - Tensões *gate-source* da meia ponte H com *bootstrap* de 47 nF



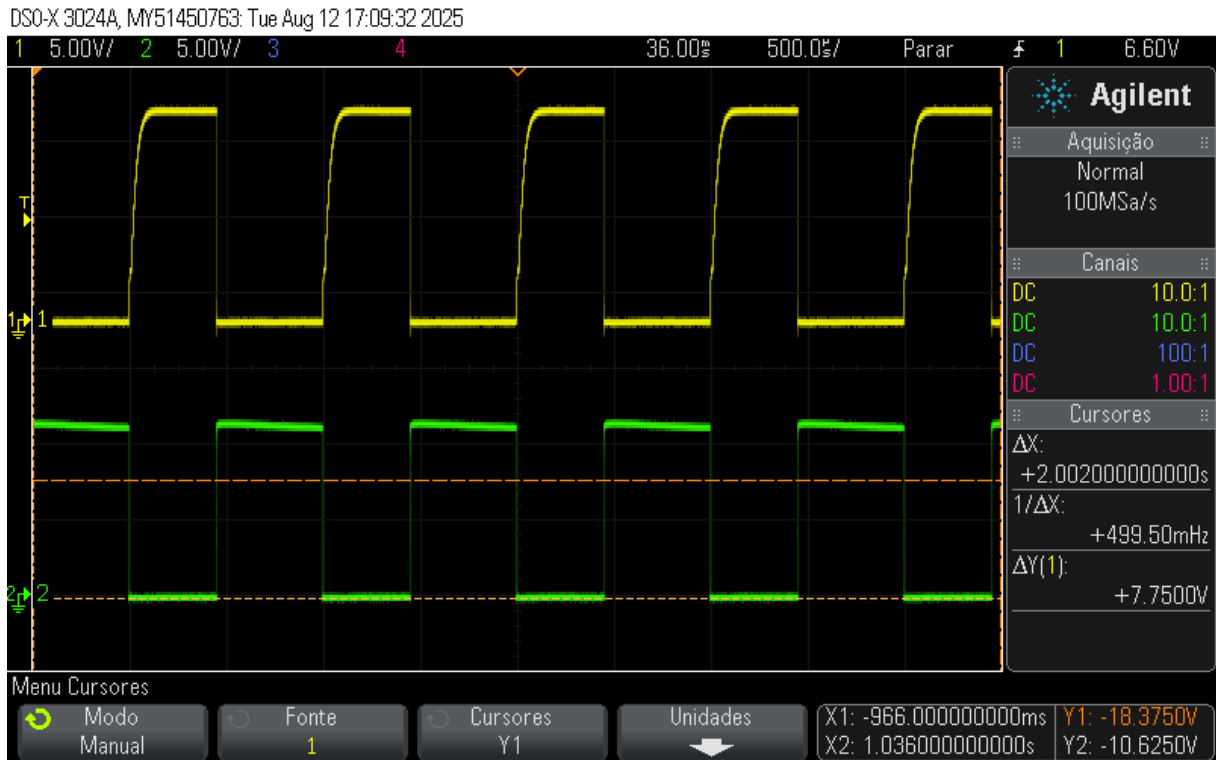
Fonte: Autor (2025).

Figura 10 - Tensões *gate-source* da meia ponte H com *bootstrap* de 100 nF



Fonte: Autor (2025).

Figura 11 - Tensões *gate-source* da meia ponte H com *bootstrap* de 100 nF após redistribuição do circuito na *proto*board



Fonte: Autor (2025).

Ao final dos ensaios, concluiu-se que a lógica de operação do driver IR2184 era inadequada para o controle de uma ponte H completa. Este driver opera de forma complementar: aciona o MOSFET de lado alto quando o sinal de entrada está em nível lógico alto e o MOSFET de lado baixo quando o sinal está em nível baixo. Essa operação inerentemente oposta impede o acionamento independente das chaves, que é um requisito fundamental para as funcionalidades do robô. O controle efetivo do motor exige a capacidade de implementar os estados de avanço, retorno, frenagem e roda livre, conforme detalhado na Tabela 2.

Tabela 2 - Lógica de operação da ponte H

AHI	BHI	ALI	BLI		
S1	S3	S2	S4	ENABLE	Função
PWM	0	PWM'	PWM	1	Avanço
0	PWM	PWM	PWM'	1	Retorno
1	1	0	0	1	Freio
0	0	1	1	1	Freio
X	X	X	X	0	Roda livre

Fonte: Autor (2025).

As funções de "Avanço" e "Retorno" correspondem à rotação do motor nos sentidos horário e anti-horário, respectivamente. A função de "Freio" é executada acionando simultaneamente ambos os MOSFETs de lado alto ou ambos os de lado baixo, criando um caminho de baixa impedância que dissipa rapidamente a energia cinética do motor. Por fim, o modo "Roda livre" desliga todos os MOSFETs, permitindo que o motor pare por inércia, uma função facilmente implementada através do pino de desabilitação do *driver*. A incapacidade do IR2184 de atender a essa lógica tornou imperativa a seleção de um novo driver para o projeto.

5.2 TESTES COM HIP4082 EM PONTE H COM MOSFETS SIMPLS

A inadequação do driver IR2184, evidenciada pela sua incapacidade de acionar os MOSFETs de forma independente, tornou necessária a seleção de um novo componente. Procedeu-se, então, a uma nova análise do catálogo do fornecedor JSumo, resultando na escolha do driver de ponte H completa (*full-bridge*) HIP4082. Embora este componente apresente menor disponibilidade e um custo superior no mercado nacional, sua arquitetura, que permite o controle individual de cada chave, foi o fator determinante para sua seleção. O *driver* é compatível com o nível lógico de 3,3 V, opera com uma tensão de alimentação de 12 V e pode fornecer até 1,25 A de corrente de *gate*. O custo de aquisição foi de R\$31,00 na loja Mult Comercial (2025), um valor aproximadamente 12% superior ao custo combinado de dois CIs (circuito integrado) IR2184.

Para viabilizar ensaios na frequência de 20 kHz, em conformidade com os requisitos do projeto, foi adquirido o microcontrolador ESP32 DevKitV1, substituindo o modelo anteriormente utilizado. Para o novo *driver*, foi calculado o valor do resistor de *gate* (R_g) a garantir a proteção do componente contra picos de corrente durante o carregamento do *gate* dos MOSFETs. O valor mínimo foi determinado pela Equação 7.

$$R_g \geq \frac{V_{gs}}{I_{g_max}} = \frac{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap}}{I_{O^+min}} = \frac{12V - 0,7V}{1,1A} = 10,27\Omega \quad (7)$$

Com base neste cálculo, foi selecionado um resistor de 22 Ω para garantir uma margem de segurança adequada. O capacitor de *bootstrap* de 100 nF, dimensionado anteriormente, foi mantido. Na configuração do circuito de teste, um resistor de *pull-down* de 10 k Ω foi conectado ao pino de desabilitação (DIS), e um resistor de 100 k Ω foi ligado ao terminal DEL para configurar o maior *dead-time* possível, uma medida de segurança inicial contra curto-circuito (*shoot-through*).

A validação da lógica de operação do driver foi realizada através de uma série de testes, nos quais sinais de PWM e PWM invertido (PWM') foram aplicados em diferentes combinações nos terminais de entrada (AHI, BHI, ALI, BLI), que controlam individualmente os MOSFETs S1, S3, S2 e S4, respectivamente. Os ensaios estão sumarizados na Tabela 3.

Tabela 3 - Configurações de teste para a lógica de operação do driver HIP4082

	AHI	BHI	ALI	BLI	
Teste	S1	S3	S2	S4	DIS
1°	1	1	0	PWM	0
2°	0	PWM	PWM	0	0
3°	0	PWM	PWM	1	0
4°	0	PWM	PWM	PWM'	0

Fonte: Autor (2025).

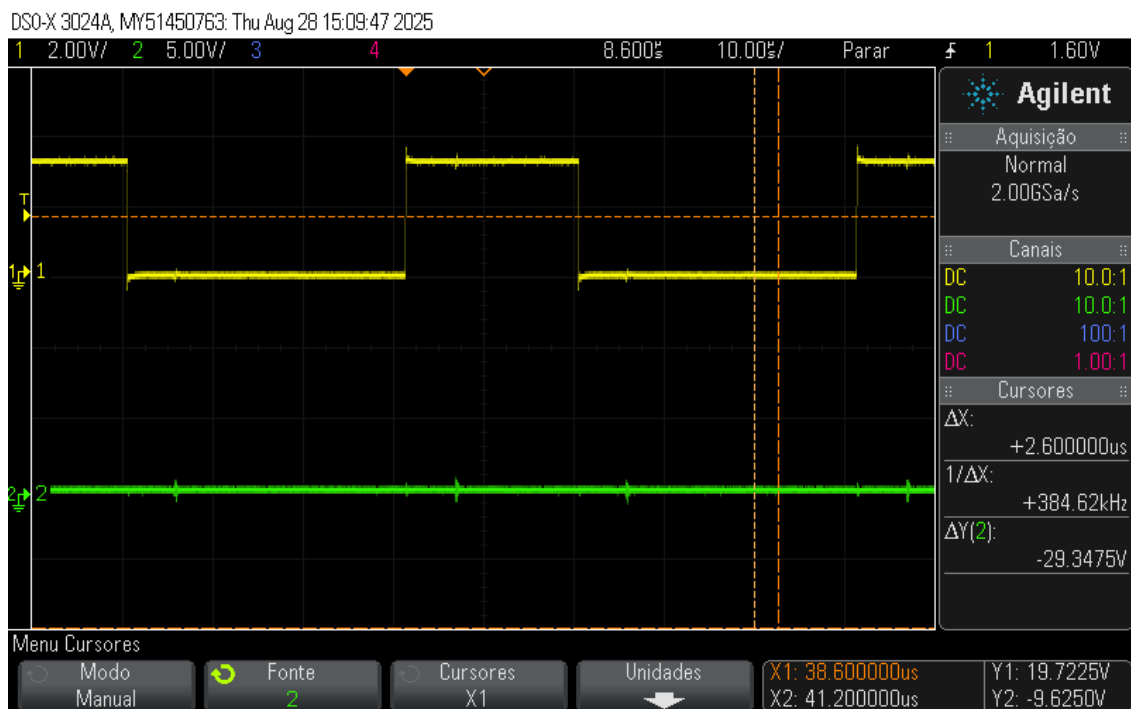
O driver possui uma funcionalidade de proteção interna que impede o acionamento simultâneo dos dois MOSFETs de um mesmo braço da ponte. No primeiro teste, essa proteção foi validada com sucesso, não ocorrendo *shoot-through*. Contudo, a chave S1 não conseguiu permanecer em condução, pois a comutação da chave S2, que é necessária para carregar o capacitor de *bootstrap* A, não estava ocorrendo. De forma análoga, no segundo teste, a chave S3 não se manteve ligada devido à ausência de comutação da chave S4, que é responsável por carregar o capacitor de *bootstrap* B.

No terceiro teste, embora a comutação de S4 garantisse a carga do capacitor de *bootstrap* B, o MOSFET S3 não foi acionado. Esse comportamento foi atribuído à proteção contra *shoot-through*, uma vez que o MOSFET S4 do mesmo braço estava mantido em estado de condução constante.

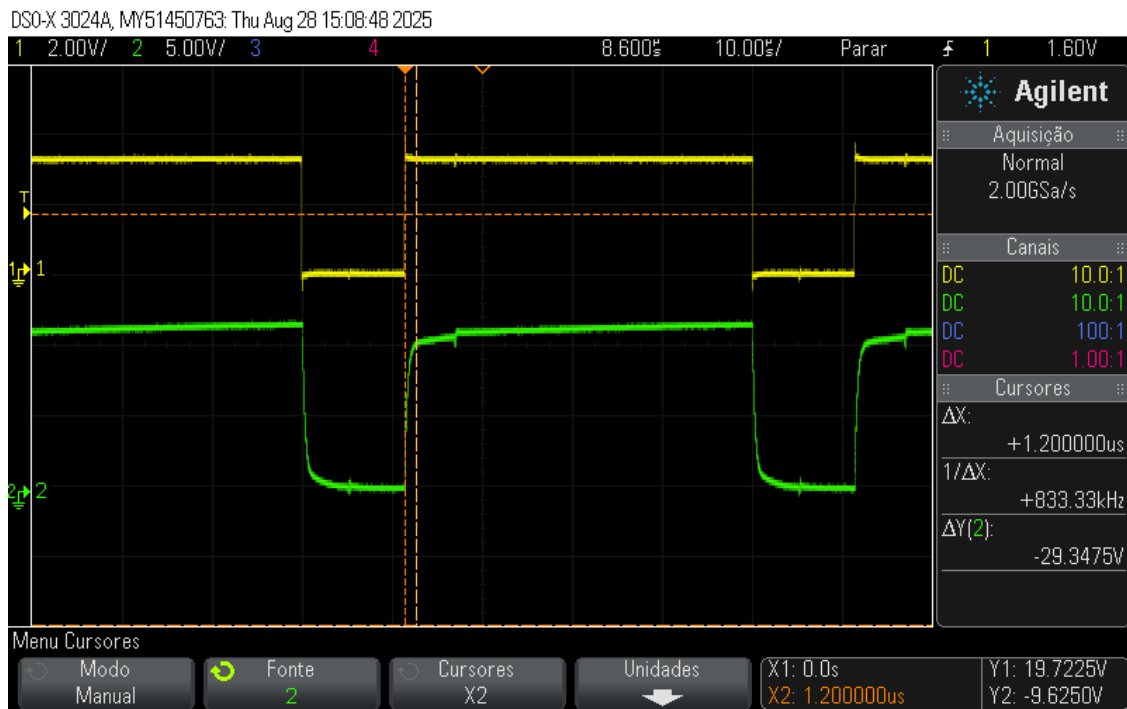
Finalmente, o quarto teste demonstrou a operação correta da ponte H. Nesta configuração, as chaves S3 e S2 são acionadas em fase com o sinal PWM (nível

lógico alto). Durante o tempo em que o PWM está em nível baixo, o sinal invertido (PWM') aciona a chave S4, garantindo a recarga do capacitor de *bootstrap* B a cada ciclo, o que permite a comutação estável da chave S3. As Figura 12, Figura 13, Figura 14 e Figura 15 ilustram, respectivamente, as formas de onda das tensões *gate-source* do quarto teste para as chaves S1, S2, S3 e S4, onde o sinal de referência PWM é exibido em amarelo. A partir dessas aferições, foi medido um tempo de acionamento de aproximadamente 1,2 μs para os MOSFETs de lado baixo.

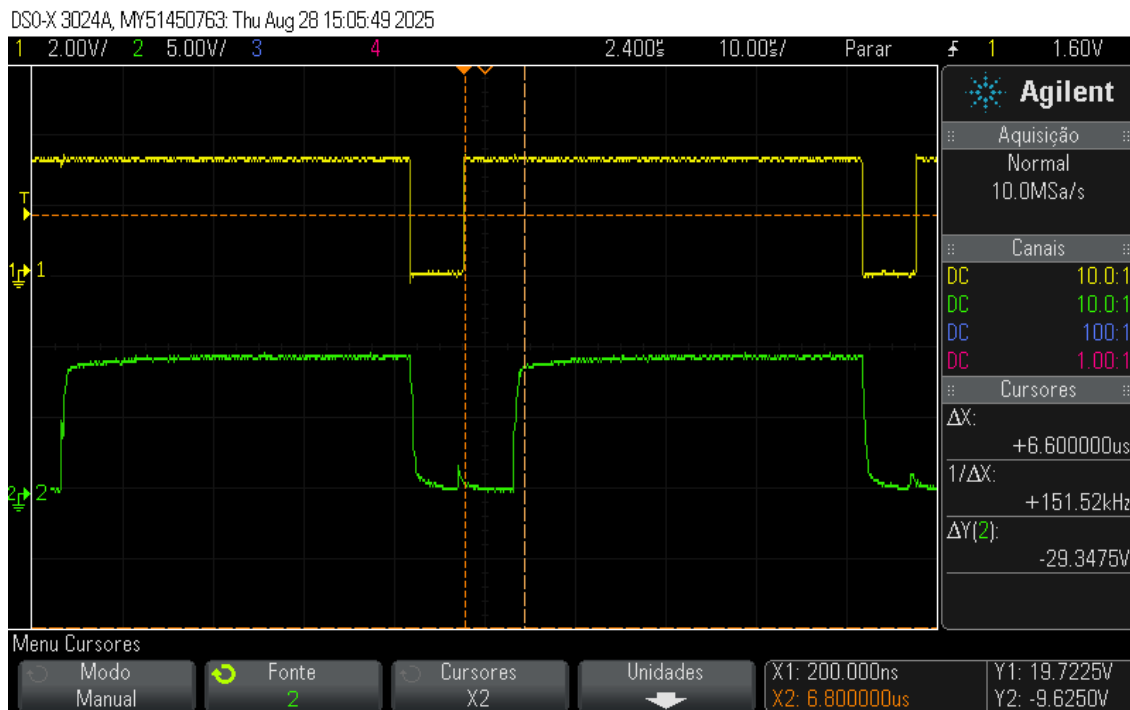
Figura 12 - Tensão *gate-source* na chave S1



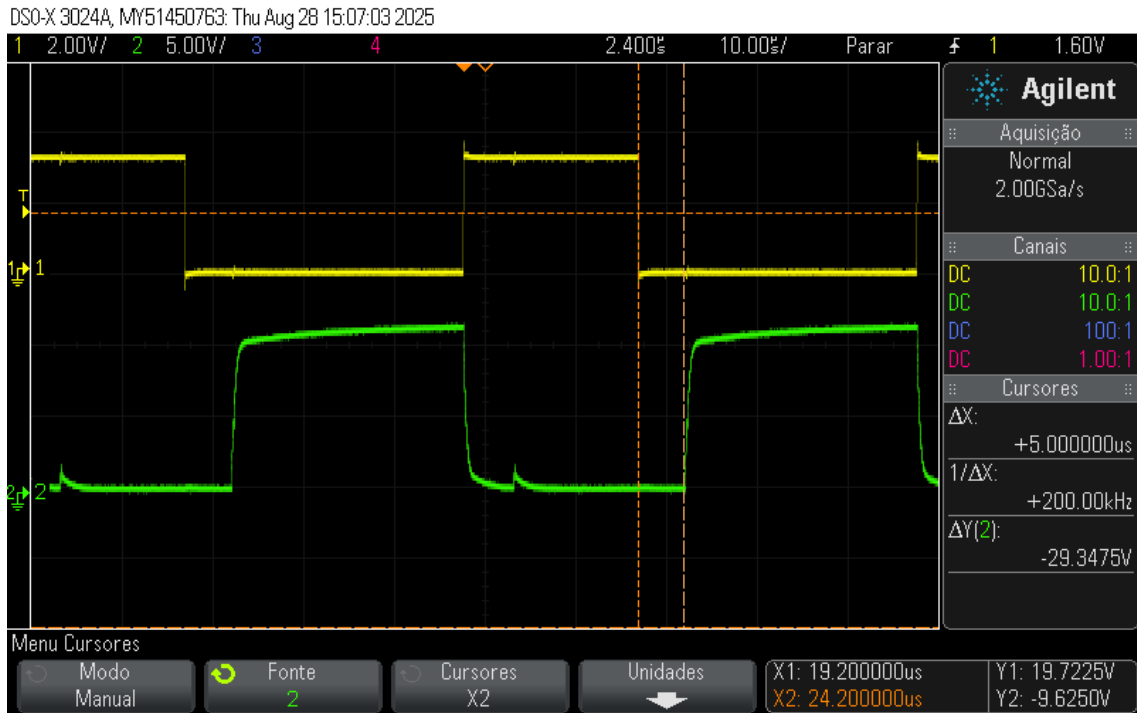
Fonte: Autor (2025).

Figura 13 - Tensão *gate-source* na chave S2

Fonte: Autor (2025).

Figura 14 - Tensão *gate-source* na chave S3

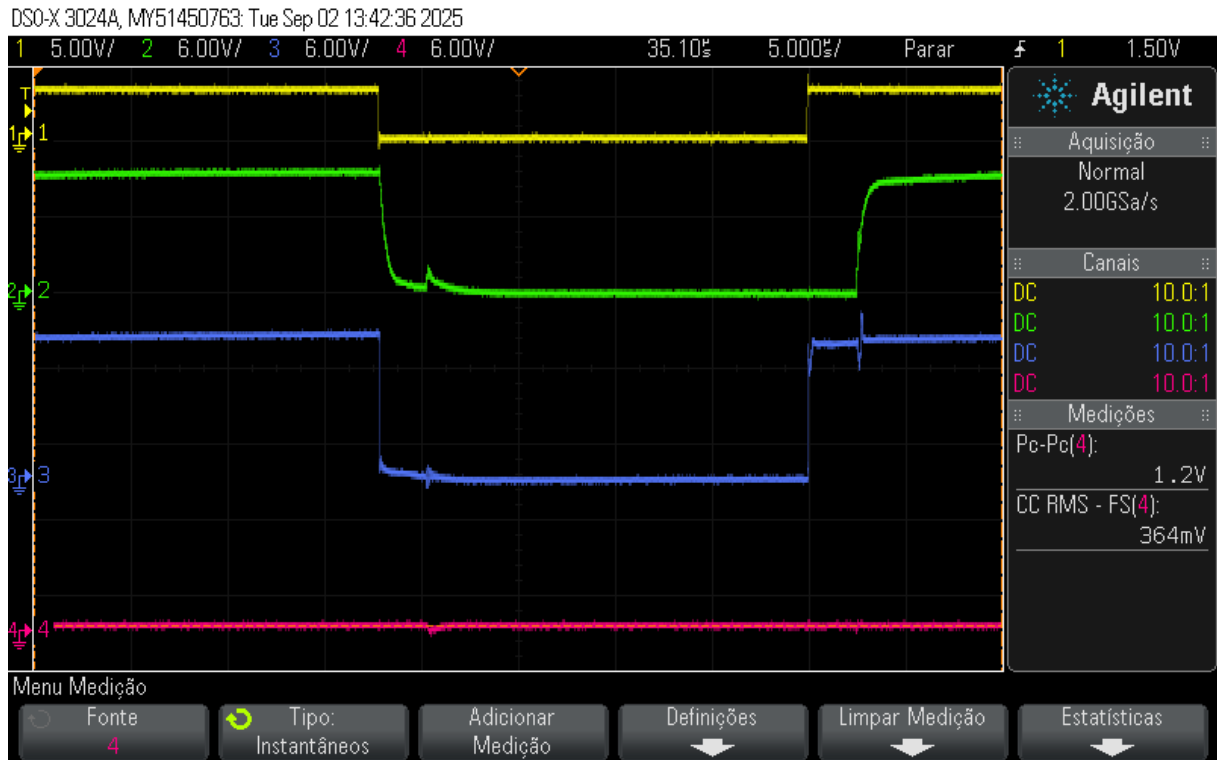
Fonte: Autor (2025).

Figura 15 - Tensão *gate-source* na chave S4

Fonte: Autor (2025).

Com a lógica de operação e o funcionamento do driver validados, foi possível proceder com a aferição de outros parâmetros. Primeiramente, a corrente de carga do *bootstrap* foi determinada indiretamente, medindo-se a queda de tensão sobre um resistor de $1,8 \Omega$ inserido em série com o diodo de *bootstrap* (vide Figura 16). Utilizando a Lei de Ohm (Equação 8), calculou-se uma corrente de pico de 667 mA. De forma análoga, a corrente de carga do *gate* foi aferida a partir da queda de tensão sobre os resistores de *gate* das chaves S3 e S2, conforme demonstrado nas Figura 17 e Figura 18. As Equações 9 e 10 resultaram em correntes de pico de 431,9 mA e 74,21 mA, respectivamente. Adicionalmente, o *ripple* na tensão de alimentação foi quantificado em 1 V de pico a pico (Figura 19), e os limites operacionais do *duty-cycle* foram estabelecidos entre 2,6% (mínimo) e 96% (máximo), como mostram as Figura 20 e Figura 21.

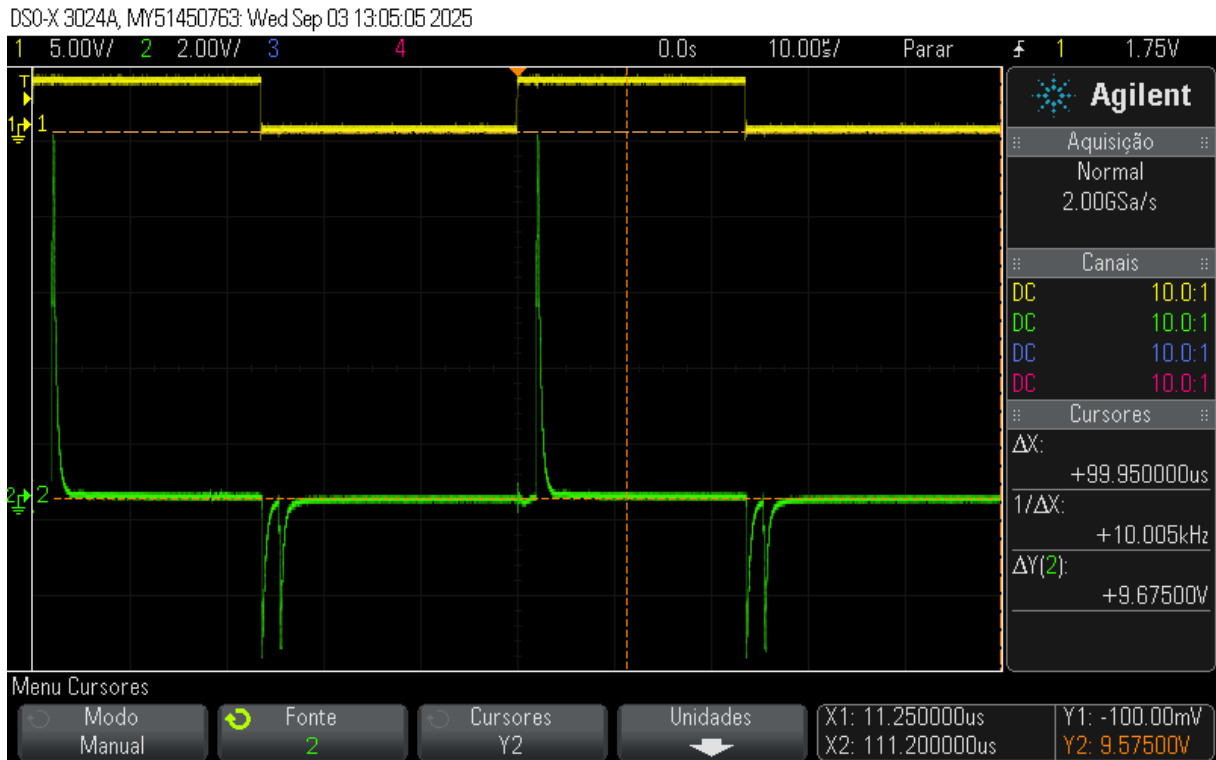
Figura 16 - Tensão de pico a pico sobre o resistor de *bootstrap*



Fonte: Autor (2025).

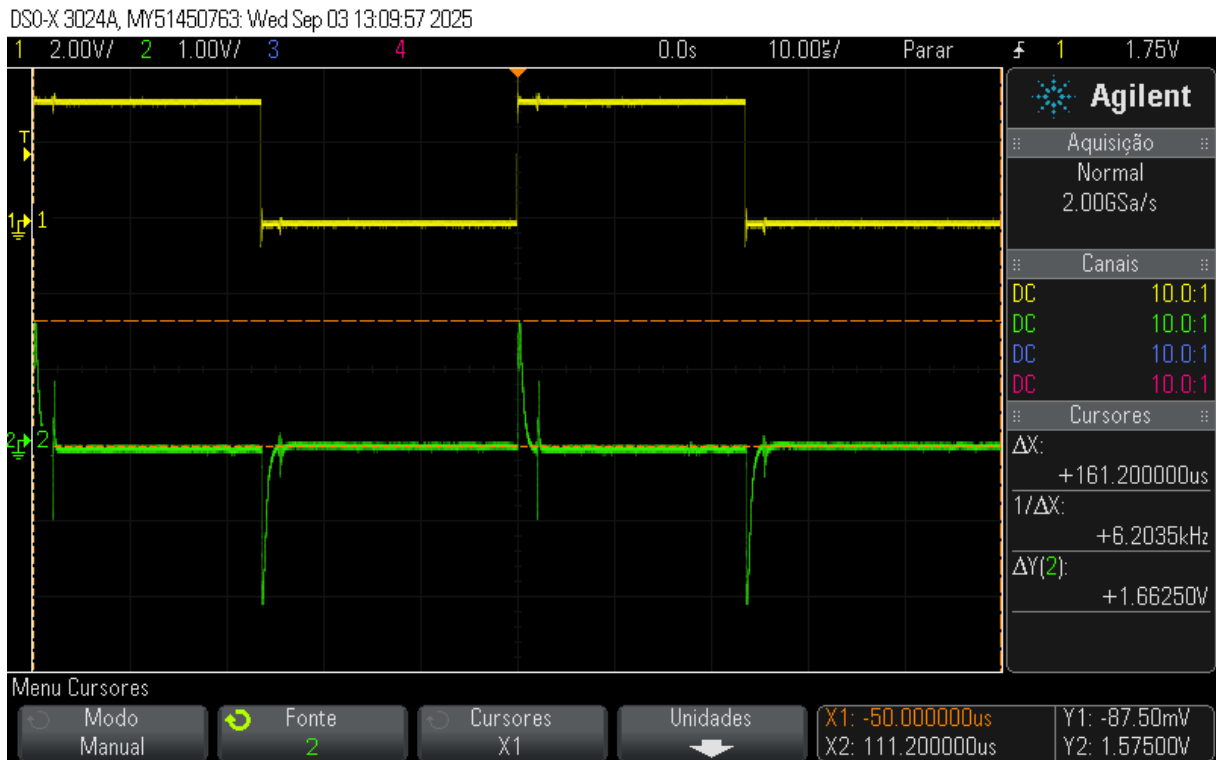
$$I_{bootstrap_charge_max} = \frac{V_{resistor_bootstrap_max}}{R_{bootstrap}} = \frac{1,2}{1,8} = 667 \text{ mA} \quad (8)$$

Figura 17 - Queda de tensão sobre o resistor de *gate* da chave S3



Fonte: Autor (2025).

Figura 18 - Queda de tensão sobre o resistor de *gate* da chave S2

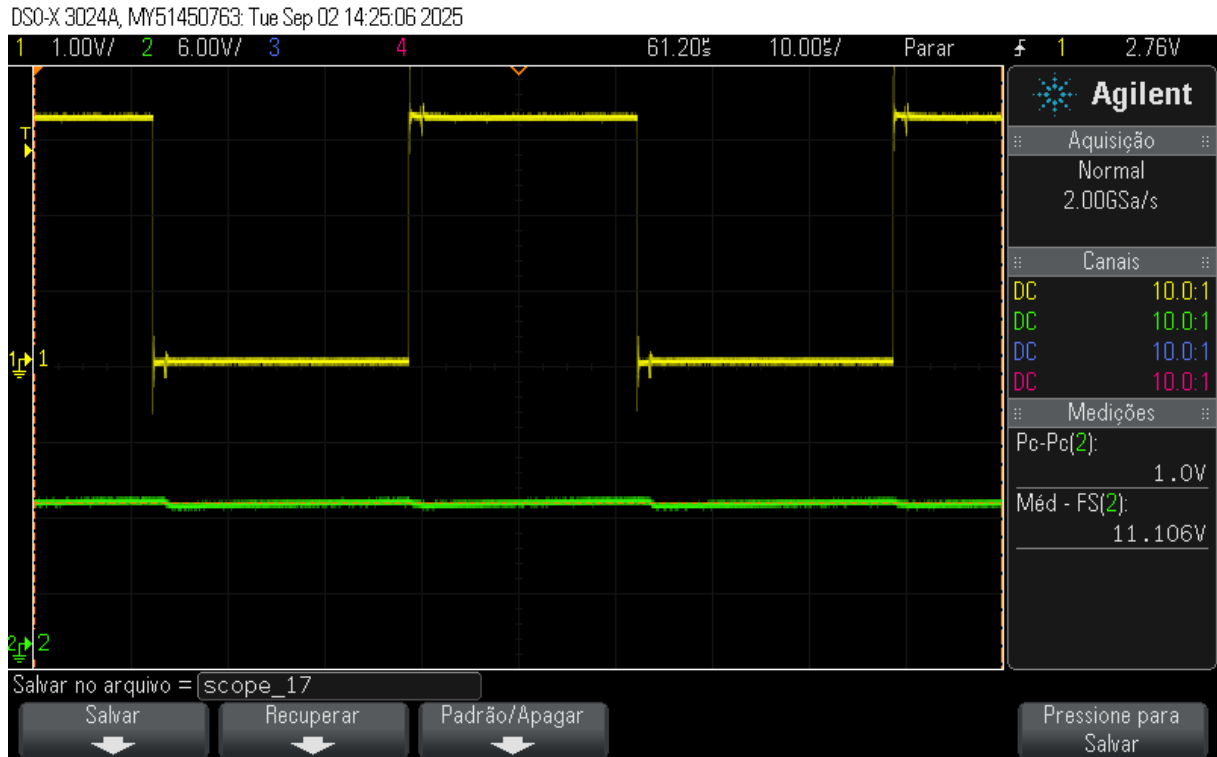


Fonte: Autor (2025).

$$I_{gate_S3_charge_max} = \frac{V_{gate_resistor_S3_max}}{R_{gate_resistor}} = \frac{9,675}{22,4} = 431,9 \text{ mA} \quad (9)$$

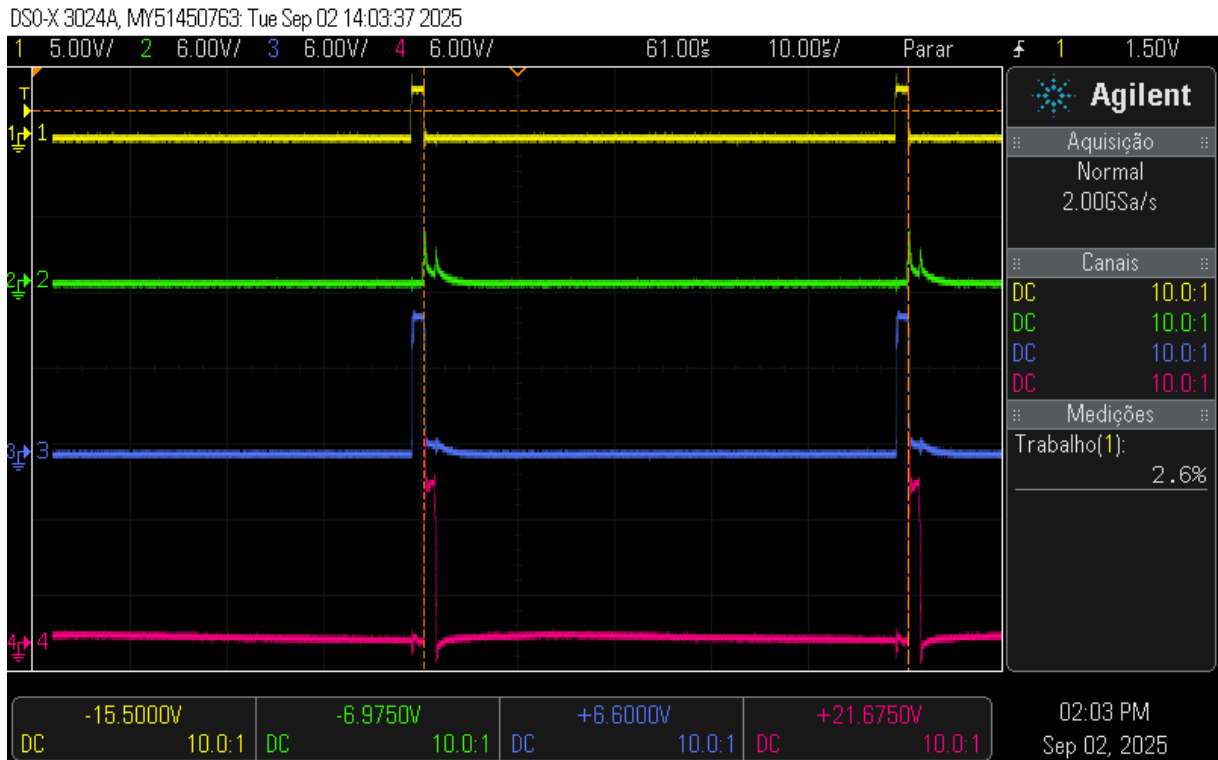
$$I_{gate_S2_charge_max} = \frac{V_{gate_resistor_S2_max}}{R_{gate_resistor}} = \frac{1,6625}{22,4} = 74,21 \text{ mA} \quad (10)$$

Figura 19 - *Ripple* na tensão de alimentação Vcc



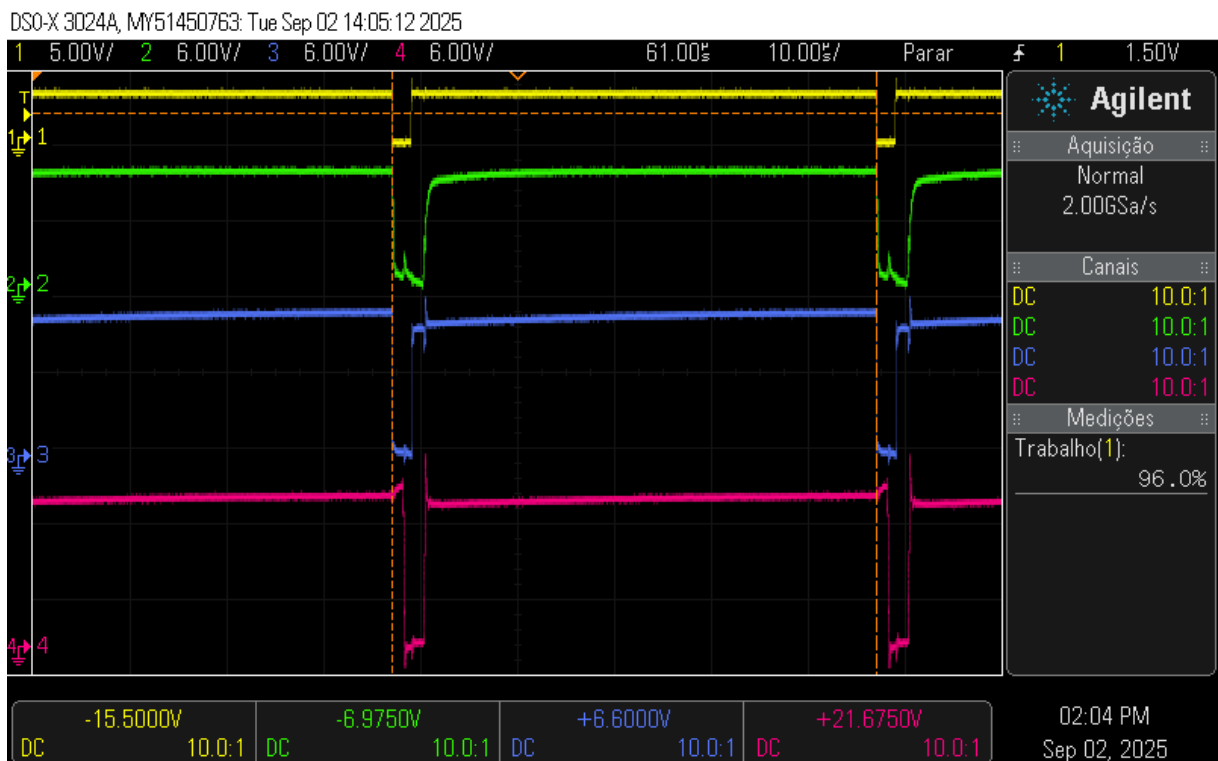
Fonte: Autor (2025).

Figura 20 - *Duty-cycle* mínimo da ponte H



Fonte: Autor (2025).

Figura 21 - *Duty-cycle* máximo da ponte H



Fonte: Autor (2025).

A análise dos dados coletados permitiu identificar pontos de otimização no projeto. A corrente de carga do capacitor de *bootstrap* (667 mA) revelou-se significativamente inferior à corrente de pico máxima suportada pelo diodo UF4007, que é de 30 A (ONSEMI, 2023). Tal constatação evidencia que o resistor limitador de corrente utilizado no ensaio não é necessário. Da mesma forma, as correntes de *gate* aferidas estão consideravelmente abaixo do limite de 1,25 A que o *driver* HIP4082 pode fornecer (INTERSIL, 2006), indicando uma operação segura e com ampla margem para resistências de *gate* menores. Por fim, tanto o *ripple* da tensão de alimentação quanto a faixa de *duty-cycle* funcional foram considerados adequados e em conformidade com o esperado para a aplicação.

5.3 TESTE DO HIP4082 EM PONTE H COM MOSFETS EM PARALELO

Apesar da validação funcional do circuito com o driver HIP4082, uma análise aprofundada do *datasheet* do MOSFET IRF1404 (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2000) revelou que o valor especificado para a corrente de dreno máxima, de 115 A a 100 °C, é de natureza teórica. Tal corrente só seria alcançável em um cenário ideal, onde a dissipação do calor gerado pelo componente fosse perfeita, condição esta que não se concretiza em aplicações práticas. O próprio encapsulamento do MOSFET, o TO-220, impõe uma limitação física intrínseca, restringindo a corrente máxima a aproximadamente 80 A.

Para solucionar este problema e aumentar a robustez da ponte H, optou-se por associar dois MOSFETs em paralelo para cada chave do circuito. Essa topologia distribui a corrente total entre os dois componentes, de modo que cada um conduza apenas metade do valor total. Um benefício adicional e de grande relevância desta abordagem é a redução da resistência de condução total. Com dois resistores $R_{ds(on)}$ em paralelo, a resistência equivalente torna-se a metade, o que, pela relação quadrática da Lei de Joule, resulta na dissipação de apenas um quarto da potência total para a mesma corrente, ou metade da potência por componente. Contudo, a associação em paralelo exige a utilização de resistores individuais nos terminais de *gate* de cada MOSFET (WALLACE, 2022), uma medida crucial para equalizar os tempos de acionamento e suprimir oscilações parasitas que podem surgir devido a pequenas variações nas características dos semicondutores.

A duplicação dos MOSFETs por chave implica o redimensionamento de alguns componentes do circuito de acionamento. A carga de *gate* total agora corresponde à soma das cargas dos dois MOSFETs. Conseqüentemente, o capacitor de *bootstrap* foi redimensionado para acomodar a nova carga de *gate* total, seguindo a metodologia apresentada na Equação 11. Devido à limitada disponibilidade de componentes para o ensaio, foi utilizada uma capacitância de 247 nF, resultante da associação de dois capacitores de 100 nF e um de 47 nF. O resistor de *gate* também foi recalculado para garantir a proteção das saídas do *driver*. A partir da Equação 12, definiu-se seu valor como 22 Ω .

$$C_{bootstrap} \geq 10 * C_{gate} = 10 * \frac{Q_g * 2}{V_{gs}} = 10 * \frac{C_g * 2}{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap}} =$$

$$= 10 * \frac{160 * 2}{12 - 0,7} = 10 * 28,32 \text{ nF} = 283,19 \text{ nF} \quad (11)$$

$$R_g \geq \frac{V_{gs}}{I_{g_max}} = \frac{V_{CC} - V_{diodo_bootstrap}}{I_{O^+min}/2} = \frac{12 - 0,7}{1,1/2} = 20,54 \Omega \quad (12)$$

Para validar o circuito sob condições de carga mais representativas, inseriu-se um circuito resistivo-indutivo (RL) nos terminais de saída da ponte H. A execução do ensaio em uma *protoboard* impôs uma limitação na potência aplicável, devido à capacidade dos resistores PTH (do inglês, *pin-through-hole*) disponíveis. A seleção do valor da carga resistiva foi, portanto, determinada por este fator. Conforme demonstrado pelas Equações 13 e 14, foi escolhido um resistor de 47 Ω , que ficou no limite da sua tolerância de potência de 3 W.

$$I = \frac{U}{R} \rightarrow I_d = \frac{V_{CC}}{2 * R_{ds(on)} + R_{load}} = \frac{12}{2 * 3,5 + 47} = 255,28 \text{ mA} \quad (13)$$

$$P = R * I^2 = 47 * 255,28^2 = 3,063 \text{ W} \quad (14)$$

Adicionalmente, para emular a característica indutiva do motor, foi associado um indutor de 10 μH em série com o resistor. A escolha deste valor baseou-se na disponibilidade de componentes, sendo o mais próximo da indutância de 24 μH especificada na folha de dados do motor (MAXON, 2025). Os resultados detalhados deste ensaio final são apresentados e discutidos no capítulo 5.

5.4 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE DISSIPACÃO TÉRMICA

O dimensionamento do sistema de dissipação térmica iniciou-se com a quantificação das perdas de potência nos MOSFETs sob a condição mais crítica de operação: o eixo travado do motor. Neste cenário, assume-se uma corrente contínua de 105 A (MAXON, 2025). As perdas foram decompostas em duas parcelas principais: perdas por condução, calculadas na Equação 15, e perdas por chaveamento, detalhadas na Equação 16. A partir da perda total (Equação 17), a temperatura de equilíbrio da junção do semicondutor foi calculada para diferentes configurações de dissipadores, utilizando a Equação 18. Os resultados foram compilados na Tabela 4, que considera os dissipadores dimensionalmente mais adequados para o projeto, disponíveis no catálogo da HS Dissipadores (2025). Nas colunas T_{j_max} , $T_{j(3)_max}$, T_{j_typ} e $T_{j(3)_typ}$ estão destacados em verde aqueles valores que ficaram dentro da faixa segura de operação do IRF1404, isto é, até 175°C. E na coluna $p_{(3)}$, estão em negrito os valores de massa dos sistemas de dissipação completos que, teoricamente, seriam capazes de suportar a corrente de eixo travado do motor com o uso de ventilação forçada.

$$P_{CONDUÇÃO} = (I^2 * R_{ds(on)_max}) * V_{out}/V_{in} = \left(\frac{I_{stall}}{2}\right)^2 * (FC_{temp} * R_{ds(on)_max}) * DC_{max} =$$

$$= \left(\frac{105}{2}\right)^2 * (1,5 * 0,004) * 96\% = 15,876 \text{ W} \quad (15)$$

$$P_{CHAVEAMENTO} = \frac{C_{RSS} * V_{in}^2 * f_{sw} * I_d}{I_g} =$$

$$= \frac{(240 * 10^{-12}) * (12 - 0,7)^2 * 20000 * \frac{105}{2}}{\left(\frac{12 - 0,7}{22}\right)} = 62,647 \text{ mW} \quad (16)$$

$$P_{TOTALS} = P_{CONDUÇÃO} + P_{CHAVEAMENTO} = 15,876 + 0,062647 = 15,939 \text{ W} \quad (17)$$

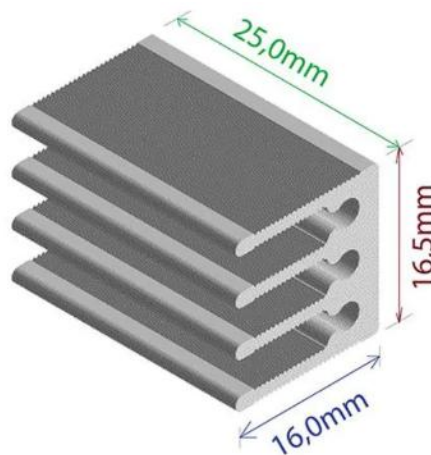
$$T_j(t = acomodação) = (P_{TOTAL} * R_{\theta JA}) + T_A \quad (18)$$

Na equação 18, T_j representa a temperatura da junção do MOSFET, T_A é a temperatura ambiente (adotada como 30°C) e $R_{\theta JA}$ é a resistência térmica entre a junção e o ambiente, formada pela associação das resistências junção-case ($R_{\theta JC}$), case-dissipador ($R_{\theta CS}$) e dissipador-ambiente ($R_{\theta SA}$). A resistência junção-case de

0,75°C/W pôde ser obtida no *datasheet* do MOSFET (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2000), assim como a resistência case-dissipador de 0,5°C/W, para uma montagem com pasta térmica sem isolador de mica.

Foi também avaliada a implementação de ventilação forçada. Tomou-se como base o microventilador BT01-401024MSB2 da Botto Brazil (2025), que, com um diâmetro de 35 mm e um fluxo de ar de 6,4 CFM (do inglês, *cubic feet per minute*), é capaz de gerar uma velocidade de ar de aproximadamente 3 m/s. Com esta análise, concluiu-se que o dissipador HS1616, auxiliado pela ventilação forçada, conseguiria manter a temperatura da junção da chave abaixo do limite de 175°C, garantindo um equilíbrio entre performance e peso (uma vez que o robô é limitado a 3 kg). Na Figura 22 está apresentado o dissipador.

Figura 22 - Dissipador HS1616 com 25 mm



Fonte: Rei do Dissipador (2025).

Entretanto, ponderou-se que a condição de eixo travado do motor não é o normal, com duração de poucos segundos. Aliado a isso, a capacitância térmica do sistema atrasa a transferência do calor gerado na junção do semicondutor, que não é um processo instantâneo. Em virtude desses fatores e visando a simplificação do projeto, tomou-se a decisão de não utilizar a ventilação forçada.

Tabela 4 - Análise de dissipadores do catálogo da HS Dissipadores 2025-26

Modelo HS Dissipadores	Peso Linear [kg/m]	Volume [cm ³]	Resistência Térmica Dissipador-Ambiente [°C/W/4"]	Resistência Térmica Dissipador-Ambiente com Ventilação Forçada de 3m/s [°C/W/4"]	Comprimento [mm]	Fator de Correção do Comprimento	Resistência Térmica Dissipador-Ambiente Corrigida para o Comprimento [°C/W]	Resistência Térmica Dissipador-Ambiente Corrigida com Ventilação Forçada [°C/W]	Peso por Dissipador [g]	Peso Total [g]	Peso Total com Ventilador [g]	Quantidade de MOSFETs por Dissipador	Resistência Térmica Total [°C/W]	Resistência Térmica Total com Ventilação Forçada [°C/W]	Eixo Travado 105A		Operação a 30A	
															Temperatura Junção [°C]	Temperatura Junção com Ventilação Forçada [°C]	Temperatura Junção [°C]	Temperatura Junção com Ventilação Forçada [°C]
PN	p	v	Rθda	Rθda(3)	c	fcc	Rθda'	Rθda(3)'	p'	pt'	p(3)'	q	Rθt = Rθja	Rθt(3) = Rθja(3)	Tj_max	Tj(3)_max	Tj_typ	Tj(3)_typ
HS0820	0,18	2,34	17	5,5	15	2,55	43,350	21,038	2,7	21,6	35,6	1	44,600	22,288	740,9	385,2	88,6	59,3
HS1508	0,21	1,91	19,8	6	15	2,55	50,490	22,950	3,15	25,2	39,2	1	51,740	24,200	854,7	415,7	98,0	61,8
HS1509	0,21	1,91	19,8	6,2	15	2,55	50,490	23,715	3,15	25,2	39,2	1	51,740	24,965	854,7	427,9	98,0	62,8
HS1511	0,17	2,33	15,5	5	15	2,55	39,525	19,125	2,55	20,4	34,4	1	40,775	20,375	679,9	354,7	83,6	56,8
HS1616	0,36	7,92	8,9	2,8	30	1,82	16,198	7,644	10,8	86,4	100,4	1	17,448	8,894	308,1	171,8	52,9	41,7
HS1616L	0,33	3,96	10,6	3,7	15	2,55	27,030	14,153	4,95	39,6	53,6	1	28,280	15,403	480,7	275,5	67,2	50,2
HS1710	0,22	2,33	14,6	4,8	15	2,55	37,230	18,360	3,3	26,4	40,4	1	38,480	19,610	643,3	342,6	80,6	55,8
HS1807	0,18	1,77	19,8	6,2	15	2,55	50,490	23,715	2,7	21,6	35,6	1	51,740	24,965	854,7	427,9	98,0	62,8
HS2053	0,78	15,90	4,22	1,4	15	2,55	10,761	5,355	11,7	93,6	107,6	1	12,011	6,605	221,4	135,3	45,8	38,7
HS2315	0,28	4,74	10,2	3,2	15	2,55	26,010	12,240	4,2	16,8	30,8	2	27,260	13,490	899,0	460,0	101,6	65,4
HS2814	0,55	11,76	4,4	0,17	30	1,82	8,008	0,464	16,5	66	80	2	9,258	1,714	325,1	84,6	54,3	34,5
HS2816	0,37	13,20	7,92	2,5	30	1,82	14,414	6,825	11,1	44,4	58,4	2	15,664	8,075	529,3	287,4	71,2	51,2
HS3512	0,36	6,45	8,44	2,7	15	2,55	21,522	10,328	5,4	43,2	57,2	1	22,772	11,578	393,0	214,5	59,9	45,2
HS3818	0,52	20,29	6,57	2,1	30	1,82	11,957	5,733	15,6	62,4	76,4	2	13,207	6,983	451,0	252,6	64,7	48,3

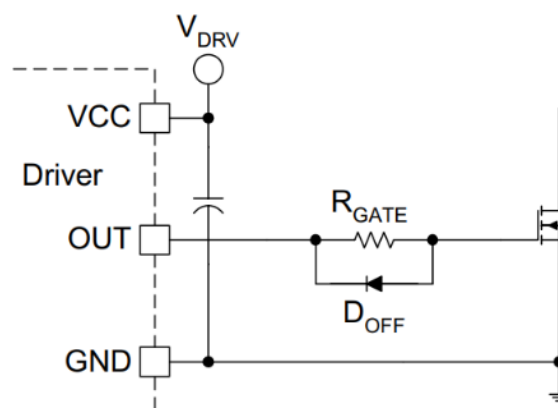
Fonte: Autor (2025).

5.5 ELABORAÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Para a elaboração da placa de circuito impresso (PCI), fez-se necessário definir com mais detalhes os componentes a serem utilizados. Todos os resistores e capacitores serão de montagem em superfície e foram especificados no encapsulamento 0805, que representa um equilíbrio entre a otimização de espaço e a facilidade para a soldagem manual. Definiu-se que os capacitores devem possuir uma tensão nominal de, no mínimo, 25 V, de modo a suportar os picos de tensão que excedem os 12 V da alimentação principal, os quais são gerados pela carga indutiva do motor.

Com o objetivo de otimizar o tempo de desligamento dos MOSFETs, o que constitui uma proteção adicional contra a condução cruzada (*shoot-through*), foram adicionados diodos em antiparalelo com os resistores de *gate* (BALOGH, 2022), conforme representado na Figura 23. Estes diodos criam um caminho de baixa impedância que acelera a descarga da capacitância de *gate* das chaves. O modelo UF4007 foi adotado devido à sua alta velocidade de comutação e para simplificar a lista de materiais, reutilizando um componente já presente no projeto. Tanto estes diodos quanto os de *bootstrap* foram selecionados no encapsulamento DO-214AC, que é um dispositivo de montagem em superfície (*surface mounted device*, SMD).

Figura 23 - Montagem do diodo de gate

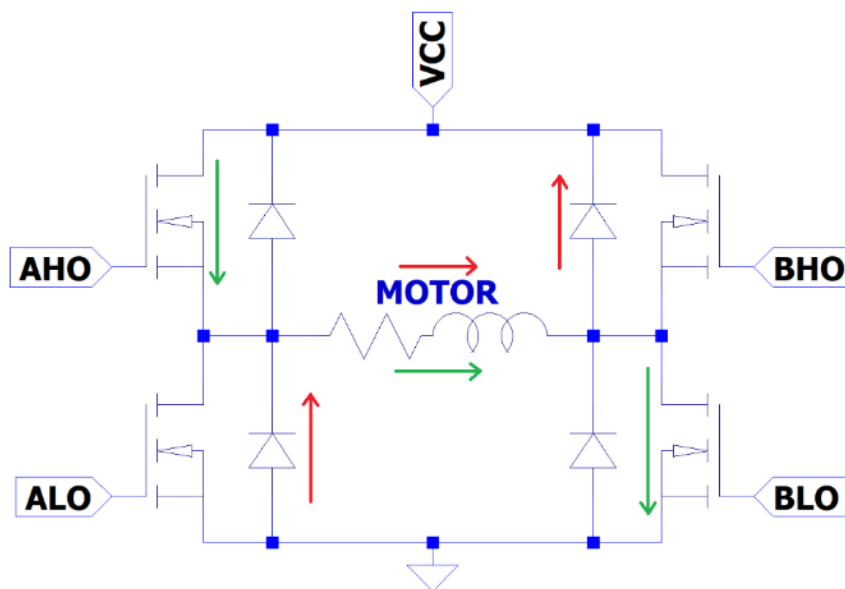


Fonte: Balogh (2022).

Devido à característica indutiva da carga (o motor DC), picos de tensão podem ocorrer em momentos de comutação e de inversão do sentido de rotação. Para

proteger o circuito contra tais surtos, foram definidas duas estratégias de supressão: diodos de *flyback* e um supressor de tensão transiente (*transient voltage suppressor*, TVS). Os diodos de *flyback* devem ser rápidos e possuir uma alta capacidade de condução de corrente (MAXIM INTEGRATED, 2002), compatível com a corrente de reversão do motor, que pode atingir 105 A. Eles são conectados em antiparalelo com os MOSFETs, formando um caminho para a corrente reversa (Figura 24, em vermelho). O diodo de corpo do MOSFET IRF1404 já se mostra adequado para esta função, pois possui um tempo de recuperação reversa (t_{rr}) de 78 ns e uma capacidade de condução de 202 A. Adicionalmente, sua queda de tensão direta, de até 1,5 V, auxilia na rápida dissipação da energia do surto. Como segunda camada de proteção, o TVS limita a amplitude da sobretensão. Foi selecionado o componente SMAJ18A (LITTELFUSE, 2022), que inicia sua atuação em 18 V e limita a tensão máxima do surto grampeando-a em 29,2 V quando necessário, protegendo de forma eficaz os MOSFETs, que não suportam tensões entre dreno e *source* maiores que 40 V.

Figura 24 - Montagem dos diodos de flyback



Fonte: Autor (2025).

Os surtos de tensão provenientes do motor podem tanto desligar quanto danificar permanentemente o *driver*. Diante disso, optou-se por separar a alimentação do *driver* da alimentação de potência do motor. O projeto, portanto, prevê a utilização

de duas baterias de no mínimo 12 V: uma para o circuito lógico, que inclui o HIP4082, e outra para a seção de potência. Adicionalmente, é fundamental o uso de capacitores de desacoplamento (*decoupling*) próximos ao *driver* para filtrar ruídos e estabilizar a tensão de alimentação. Se capacitores fossem ideais, sua impedância diminuiria com o aumento da frequência indefinidamente. Contudo, capacitores reais possuem indutâncias parasitas, o que resulta em uma frequência de auto-ressonância (*self resonance frequency*, SRF), na qual sua impedância é mínima. Acima da SRF, o comportamento do capacitor torna-se predominantemente indutivo e a sua impedância aumenta. Para garantir a filtragem em uma ampla faixa de frequências e reduzir a resistência série equivalente (*equivalent series resistance*, ESR) do conjunto, utiliza-se uma associação de capacitores com valores distintos (KAY, 2022). Foram, então, selecionados três capacitores — 10 μ F, 1 μ F e 100 nF —, que devem ser posicionados o mais próximo possível dos terminais Vcc e GND do *driver*, a fim de minimizar a indutância parasita das trilhas.

Os conectores da bateria e do motor foram escolhidos com base em três requisitos: capacidade de condução de corrente, sistema *poka-yoke* para evitar inversão acidental de polaridade e disponibilidade no mercado nacional. O modelo XT60-M (Figura 25) foi selecionado, pois, embora seu *datasheet* especifique uma corrente de pico de 60 A (AMASS, 2025), ensaios independentes demonstraram sua capacidade de suportar correntes de até 200 A por 9 segundos (DRONELAB, 2018), o que o torna adequado para esta aplicação.

Figura 25 - Conector XT60-M



Fonte: Amass (2025).

Para a conexão entre a parte lógica da ponte H e a PCI de controle que contém o microcontrolador, foi escolhido o conector *latch* de 2x5 vias com trava (BAÚ DA

ELETRÔNICA, 2025), ilustrado na Figura 26. Este conector utiliza cabo *flat*, o que favorece uma montagem mais organizada dos componentes do robô, e é de fácil montagem manual. Ele também possui o mecanismo *poka-yoke* e suas travas mecânicas asseguram a integridade da conexão elétrica mesmo sob impactos durante lutas.

Figura 26 - Conector latch 2x5 vias com trava



Fonte: Baú da Eletrônica (2025).

O layout da PCI foi desenvolvido no *software* Altium Designer, o mais utilizado na indústria eletrônica. O principal desafio desta etapa do projeto foi o dimensionamento de trilhas capazes de conduzir a corrente de 105 A. Para calcular isso, foi utilizada a Equação 19, desenvolvida pela DigiKey (2025) com base na norma IPC-2221A que defini padrões genéricos para projetos de placas impressas.

$$L_{trilha} = \frac{0,725 \sqrt{\frac{I}{0,048 * \Delta T^{0,44}}}}{E_{camada} * 1,378} \quad (19)$$

Na equação, L_{trilha} é a largura da trilha de cobre em mils, ΔT é a elevação de temperatura permitida na trilha em relação à temperatura ambiente (em K ou °C), I é a corrente fluindo pela trilha e E_{camada} é a espessura da camada de cobre em oz/ft². A equação é específica para trilhas superficiais. Para o cálculo da largura de trilhas internas, a constante 0,048 é substituída por 0,024, pois a dissipação de calor destas camadas é mais limitada. O resultado da equação pode ser convertido em milímetros multiplicando-o por 0,0254.

Para definir o aumento de temperatura máxima suportado pela PCI, foram tomadas como referência as capacidades das placas fabricadas pela Circuibras (2025) que toleram até 135°C nos modelos mais simples. Considerando uma temperatura ambiente de 30°C, adotou-se uma elevação máxima de 100°C. Ao distribuir a corrente de 105 A em duas camadas, a largura mínima calculada foi de 17,515 mm. Como a corrente de cada camada ainda se divide entre dois MOSFETs em paralelo, a largura mínima necessária por trilha foi recalculada para 6,733 mm.

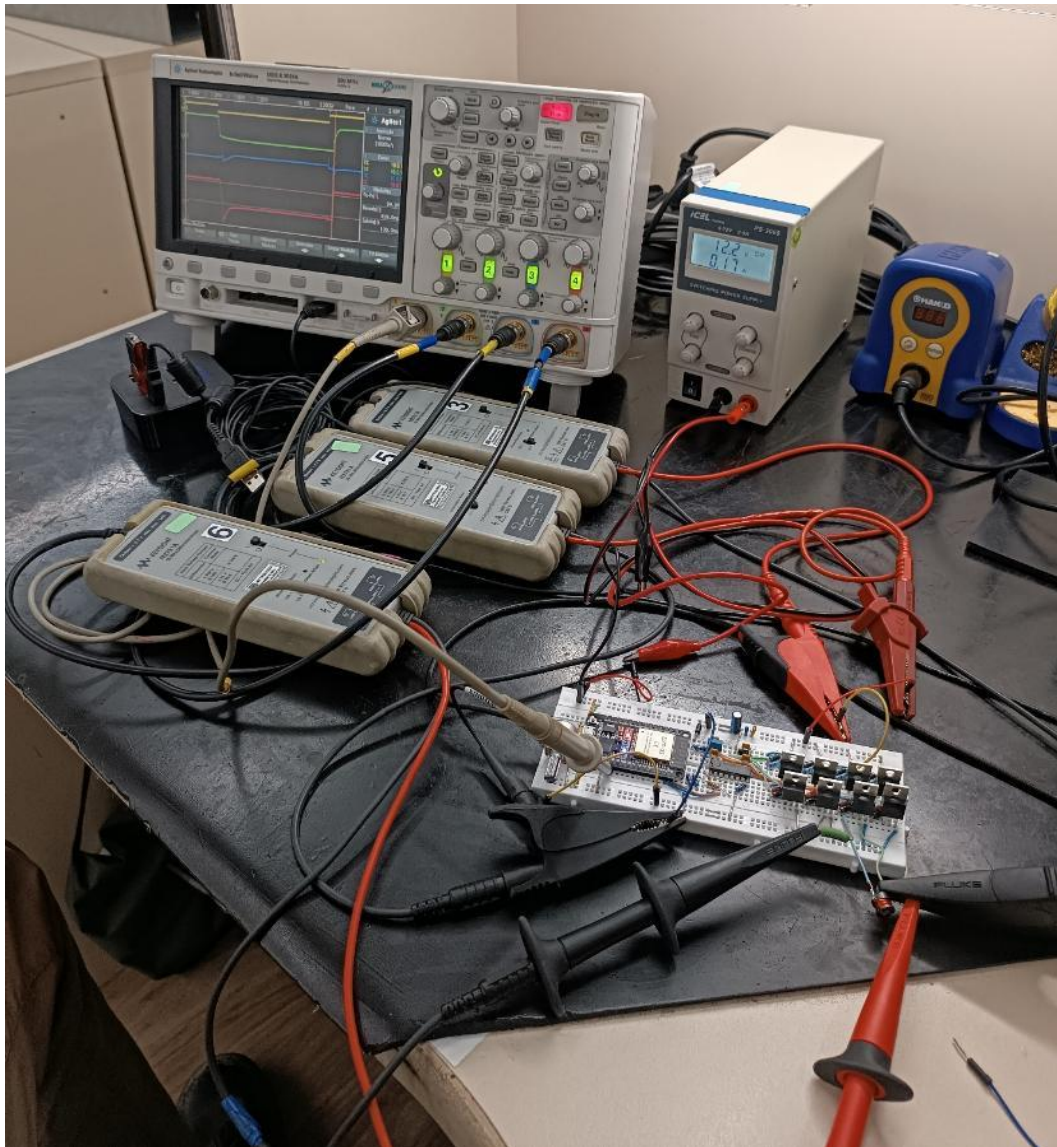
Para garantir uma margem de segurança maior, o projeto empregou trilhas de alta corrente em três camadas distintas, interligadas por múltiplas vias. Cada via, segundo o próprio *software* de desenvolvimento, possui uma capacidade de condução de aproximadamente 1 A, e sua utilização em arranjos garante a distribuição de corrente e de calor entre as camadas.

Em uma quarta camada da PCI, foram roteadas as trilhas de sinais. Os caminhos de corrente entre o *driver* e os *gates* das chaves foram projetados para suportar correntes de ao menos 1,5 A com largura de 0,914 mm. Ademais, o *driver* também foi selecionado em sua versão SMD no pacote SOIC16. Os MOSFETs foram distribuídos de forma a deixar os dissipadores virados para fora da placa, promovendo um maior fluxo de ar e contribuindo para a troca térmica. A conexão entre o GND das chaves baixas da ponte H e o GND do *driver* foi feita por uma trilha de apenas 0,254 mm. Desta forma a tensão de referência essencial para o chaveamento do circuito é compartilhada sem que muita corrente ou calor possa fluir para o CI do *driver*, o que poderia danificá-lo. Como os dissipadores estão montados aos MOSFETs sem o uso de isoladores elétricos, os drenos das chaves estão eletricamente conectados aos dissipadores. Por conta disso, os terminais de fixação dos dissipadores na PCI não estão conectados a qualquer malha de aterramento ou de dissipação de calor, pois isso afetaria o chaveamento. Nos cantos da placa foram posicionados furos de 3 mm de diâmetro para fixação com parafusos M3. Os capacitores de desacoplamento foram posicionados na parte inferior da PCI, diretamente abaixo do *driver*. Desta forma, os caminhos entre estes capacitores e os terminais do CI são reduzidos. As camadas da placa foram configuradas com espessura de 1 oz/ft², pois esta é uma espessura padrão e de custo acessível para fabricação.

6. RESULTADOS

No ensaio da versão final do circuito em protoboard, como descrito na seção 3.3, foram aferidos diversos sinais que serão discutidos em grupos. A montagem do ensaio pode ser vista na Figura 27. Em todas as formas de onda, o canal 1 em amarelo registrou o sinal de PWM vindo do microcontrolador. Para este teste, foi enviado o sinal de PWM para as chaves BH1 e BH2, que correspondem à S3, e AL1 e AL2, que correspondem à S2. Enquanto que o sinal de invertido, PWM', foi enviado para a chave S4, representada pelos MOSFETs BL1 e BL2, para garantir o carregamento do capacitor de *bootstrap* B.

Figura 27 - Montagem de teste do circuito em protoboard

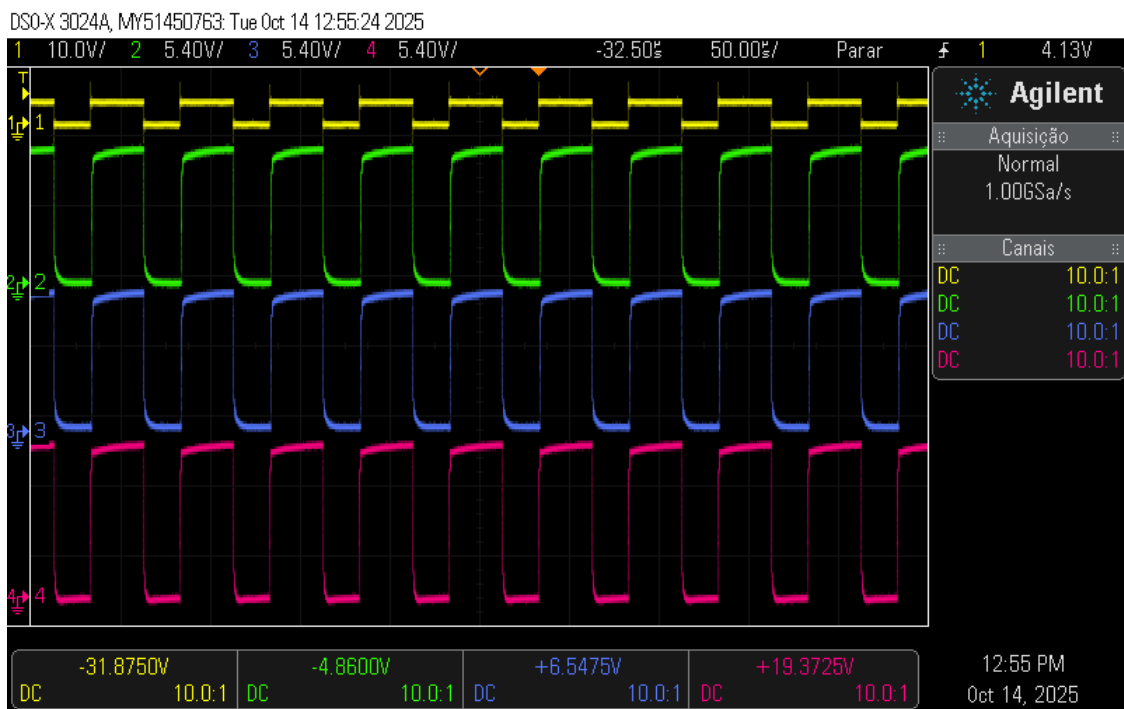


Fonte: Autor (2025).

6.1 MEDIÇÕES DE TENSÃO GATE-SOURCE

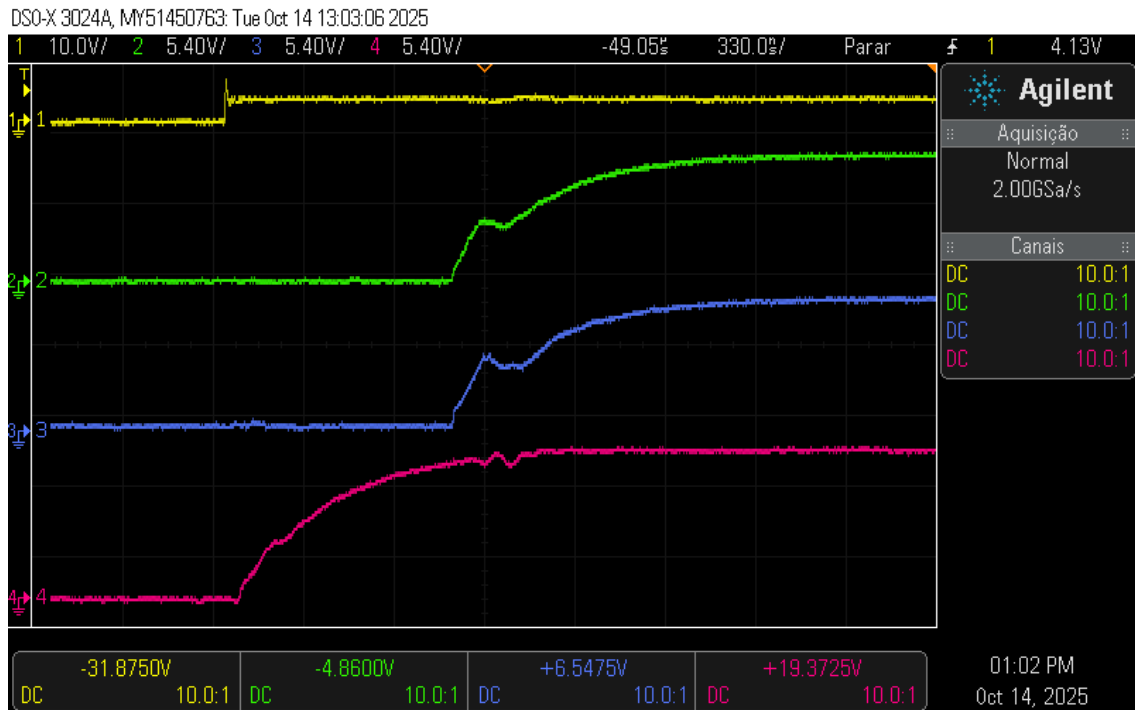
Com a medição das tensões entre *gate* e *source* dos MOSFETs, é possível entender como está o comportamento de seu chaveamento. A Figura 28 apresenta um panorama de alguns destes sinais que depois são mostrados em maior detalhe nas Figura 29 e Figura 30. Estas, por sua vez, evidenciam que o acionamento das chaves em paralelo está sincronizado, assim como das chaves diagonalmente opostas.

Figura 28 - Visão geral das tensões de PWM (amarelo) e *gate-source* das chaves BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho)



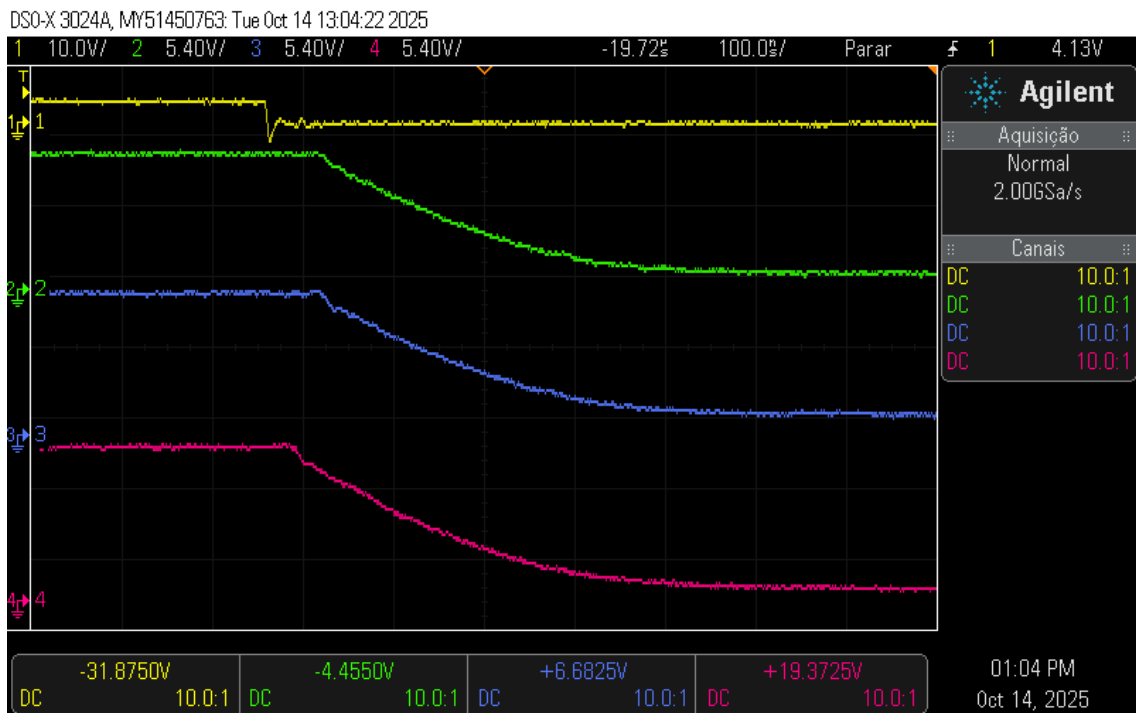
Fonte: Autor (2025).

Figura 29 - Ampliação das tensões *gate-source* de BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho) na subida para evidenciar o sincronismo



Fonte: Autor (2025).

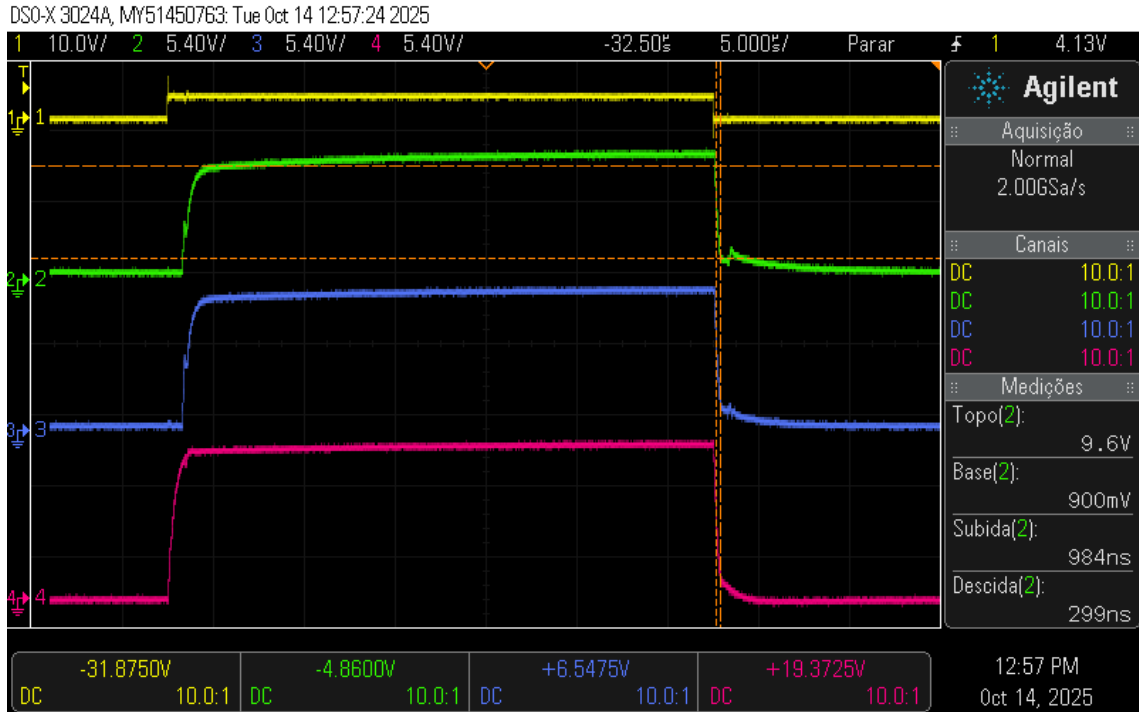
Figura 30 - Ampliação das tensões *gate-source* de BH1 (verde), BH2 (azul) e AL1 (vermelho) na descida para evidenciar o sincronismo



Fonte: Autor (2025).

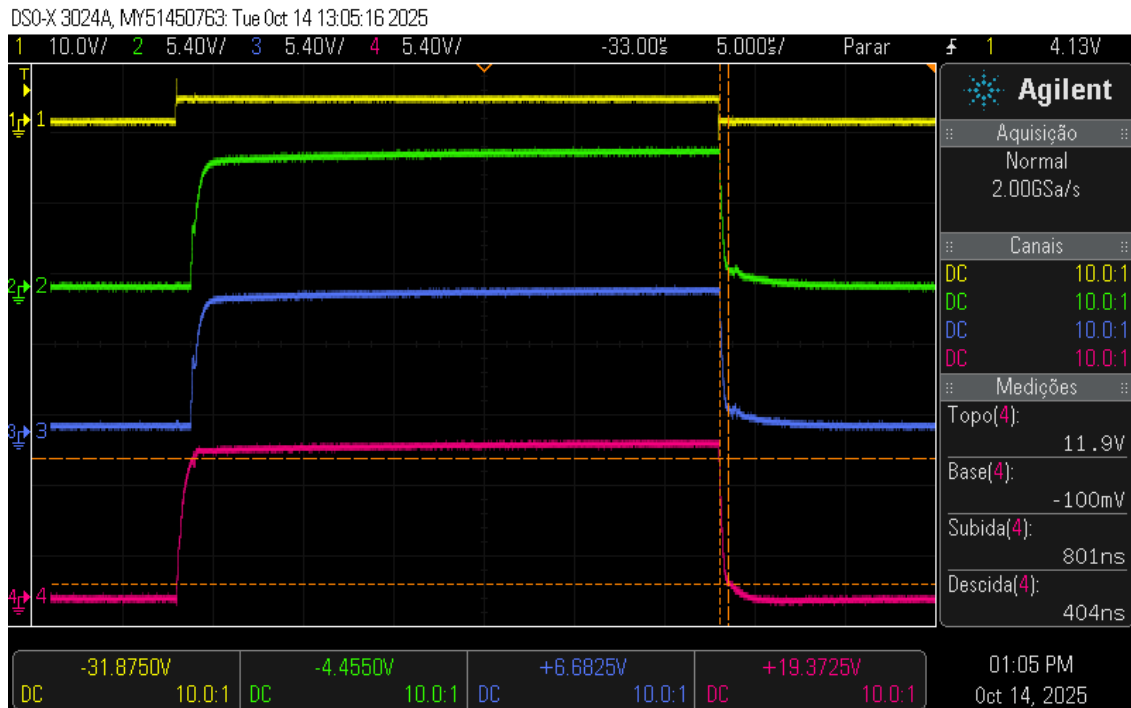
Para entender melhor o efeito do circuito de *bootstrap* no acionamento dos MOSFETs, foram medidas as tensões de topo e de base entre *gate* e *source* das chaves BH1 e AL1, respectivamente nas Figura 31 e Figura 32. Desta forma, ficou evidente que a tensão que o *driver* pode fornecer à chave de lado alto (BH1) é menor, devido à queda de tensão que ocorre no diodo de *bootstrap*. Contudo, o valor ainda alcançou 9,6 V de média e, portanto, tem capacidade para acionar o MOSFET. Enquanto isso, a tensão no *gate* da chave baixa fica bem próxima da tensão de alimentação do *driver*.

Figura 31 - Medição das tensões de topo e de base e tempos de subida e descida da tensão *gate-source* da chave BH1 (verde); *gate-source* de BH2 em azul e AL1 em vermelho



Fonte: Autor (2025).

Figura 32 - Medição das tensões de topo e de base e tempos de subida e descida da tensão *gate-source* da chave AL1 (vermelho); *gate-source* de BH1 em verde e BH2 em azul



Fonte: Autor (2025).

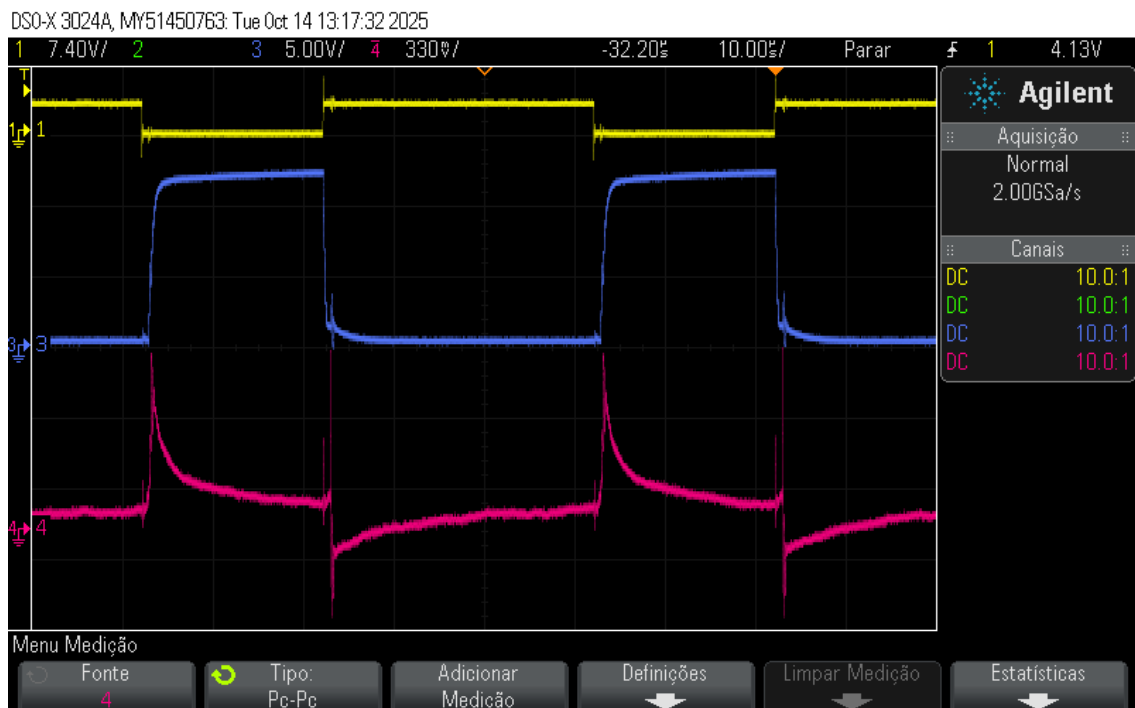
6.2 MEDIÇÕES DO CIRCUITO DE *BOOTSTRAP*

Com o objetivo de tornar mensurável a corrente fluindo pelo diodo para recarregar o capacitor de *bootstrap* a cada ciclo, foi inserido um resistor de baixo valor ($1,8 \Omega$) em série e mediu-se a queda de tensão sobre ele. A forma de onda desta tensão pode ser vista na Figura 33. Como já era esperado, quando se inicia o ciclo de recarga do capacitor há um pico de corrente, que foi medido na Figura 34. Utilizando a Lei de Ohm, foi calculado que o valor deste pico é de 450 mA. O valor esperado era superior à 6 A, mas não considerou que o capacitor não se descarrega totalmente ao final do ciclo e limita esta corrente. Considerando a tensão do capacitor descarregado de 10,5 V (medida na Figura 35), a corrente de pico para recarga calculada é de 444 mA, muito próximo do valor medido.

É também de suma importância que o capacitor seja carregado rapidamente, pois se demorar demais para isso, não vai apresentar uma tensão capaz de acionar o MOSFET em operação com *duty-cycle* baixo. Na Figura 36, averiguou-se que ele

levou 3,193 us para carregar. Considerando um capacitor quase totalmente carregado após cinco constantes de tempo ($\tau = R * C$), esperava-se que após 2,52 us ele já estivesse carregado. Um possível motivo para isso é a ESR de capacitores reais e a impedância das trilhas da *protoboard* que contribuem para uma constante de tempo mais elevada.

Figura 33 - Visão geral da queda de tensão sobre o resistor de *bootstrap* B (vermelho) e tensão *gate-source* da chave BL1 (azul)



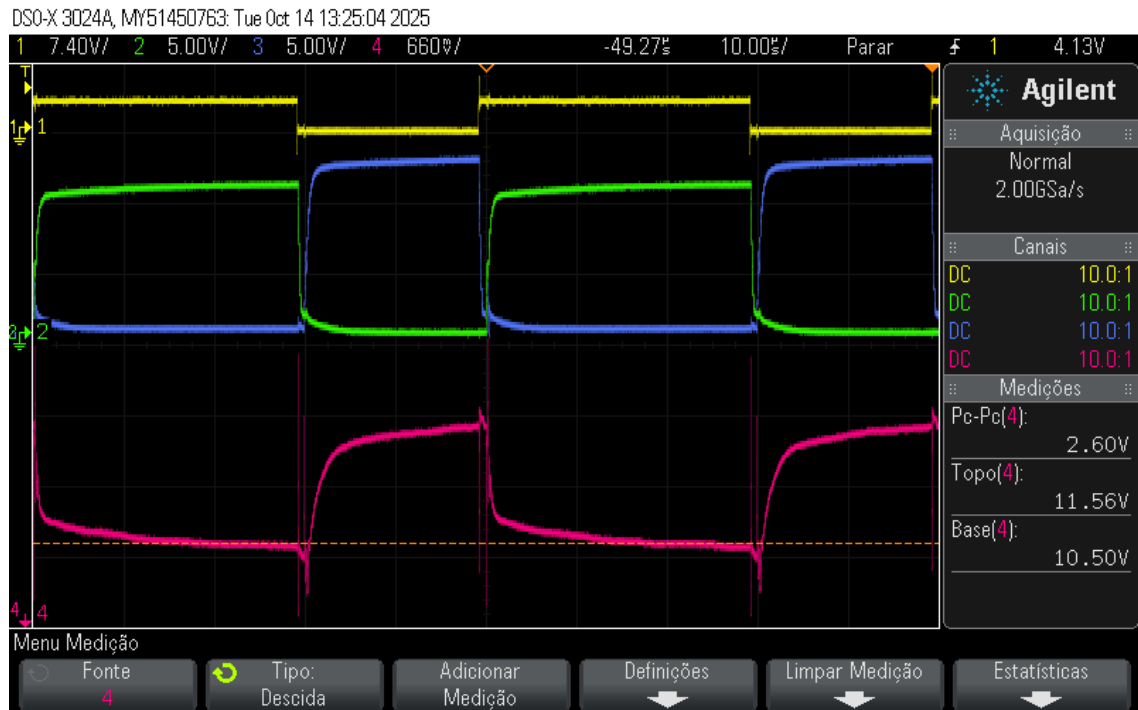
Fonte: Autor (2025).

Figura 34 - Medição da amplitude da tensão sobre o resistor de *bootstrap* B (vermelho) durante carregamento do capacitor; tensão *gate-source* de BL1 em vermelho



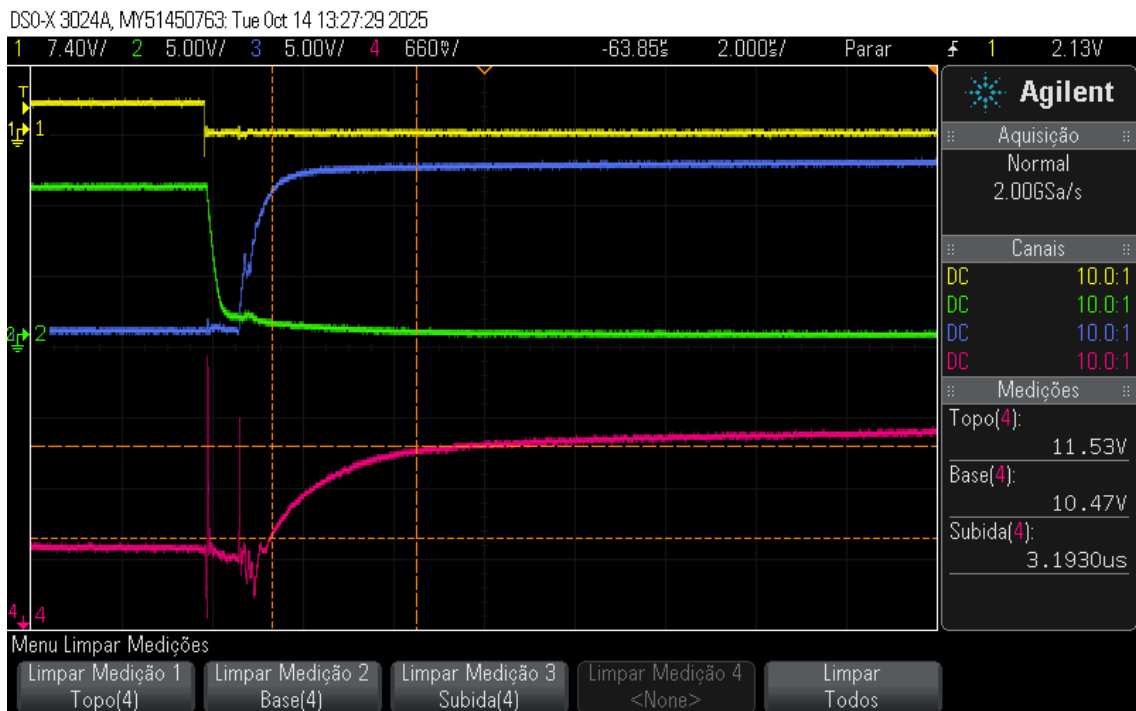
Fonte: Autor (2025).

Figura 35 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão sobre o capacitor de *bootstrap* B em vermelho; tensões *gate-source* de BH1 em verde e BL1 em azul



Fonte: Autor (2025).

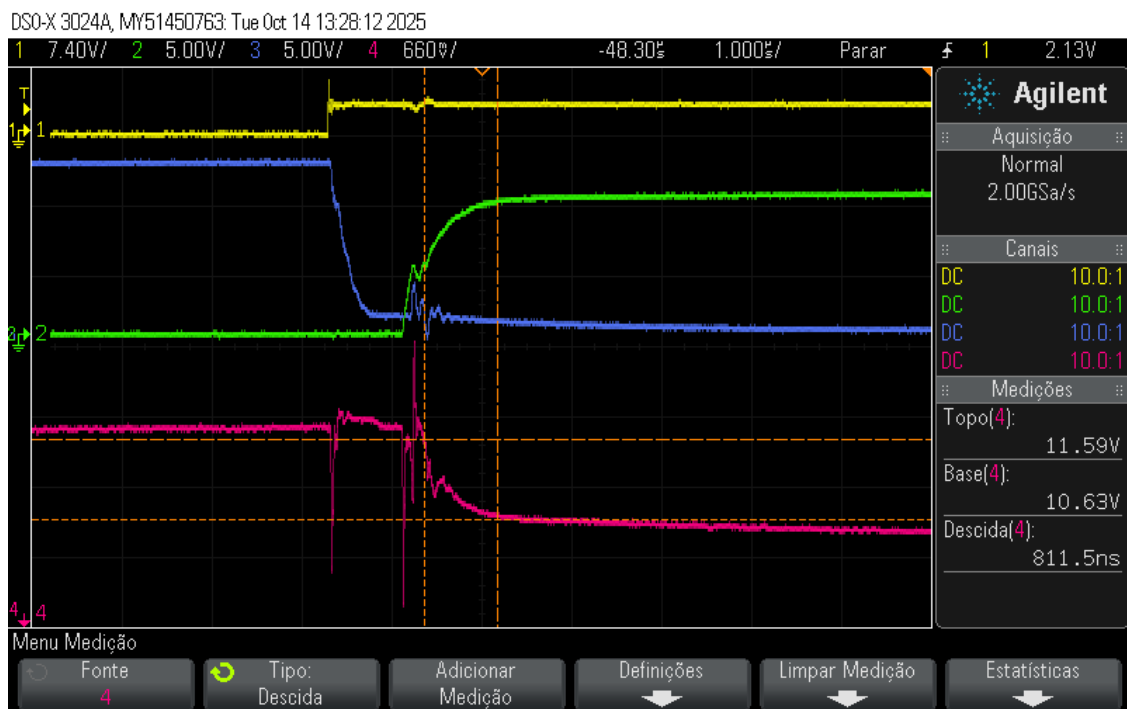
Figura 36 - Tempo de carregamento do capacitor de *bootstrap* B (vermelho); tensões *gate-source* de BH1 em verde e BL1 em azul



Fonte: Autor (2025).

Na Figura 37 foi medido o tempo que o capacitor de *bootstrap* leva para descarregar, isto é, para equalizar sua tensão com o carregamento do capacitor parasita do terminal de *gate* do MOSFET.

Figura 37 - Tempo de descarga do capacitor de *bootstrap* B (vermelho); tensões *gate-source* de BH1 em verde e BL1 em azul

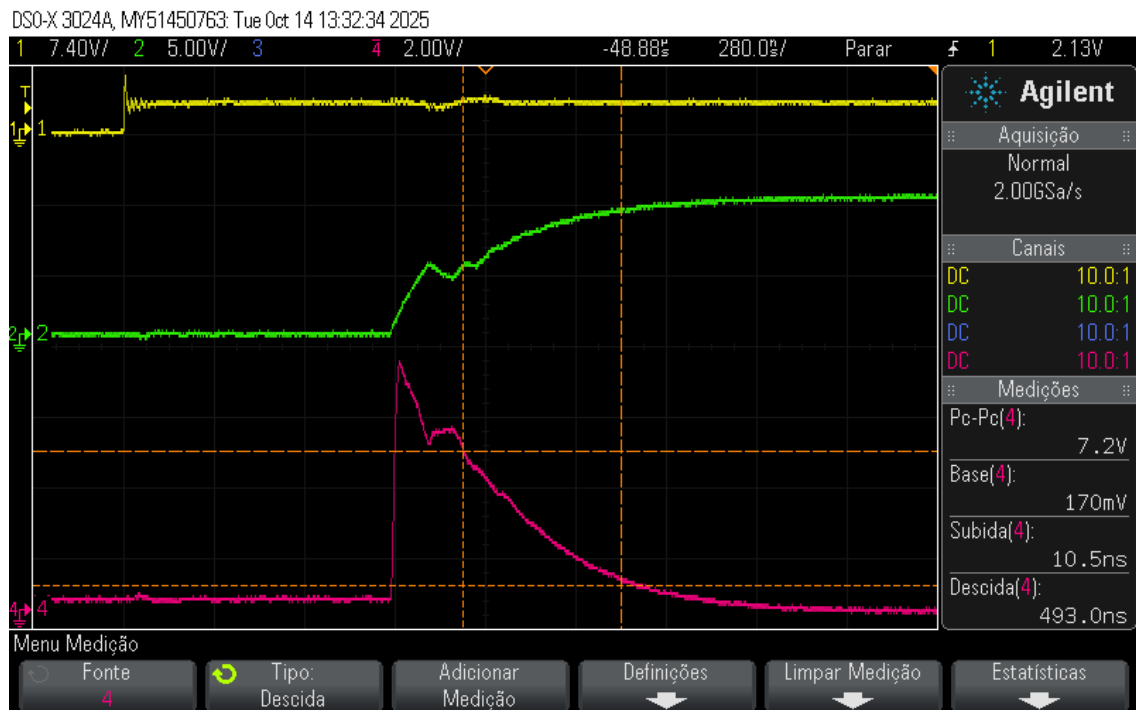


Fonte: Autor (2025).

6.3 MEDIÇÃO DAS CORRENTES DE GATE

O *driver* HIP4082 possui uma capacidade finita de suprimento de corrente aos seus terminais de saída que se ligam aos *gates* das chaves. Se esta corrente passar de 1,25 A, é possível que o CI seja permanentemente danificado. Para limitar o pico de corrente que vai carregar o capacitor parasita dos MOSFETs, foram utilizadas resistências de 22 Ω . Como a tensão que o *driver* fornece às chaves do lado alto do circuito é menor que aquela fornecida ao lado baixo – devido ao circuito de *bootstrap* –, o pico de corrente no *gate* do MOSFET AL1 foi superior ao observado no MOSFET BH1, conforme as Figura 38 e Figura 39. No primeiro, o pico foi calculado em 363,64 mA, e no segundo, 327,27 mA. Esperavam-se picos superiores à 500 mA. A diferença observada pode ser atribuída à impedâncias tanto nas trilhas da *proto-board* quanto internas ao CI HIP4082, que em série com o resistor de *gate*, limitam a corrente. Desta forma, está garantido que esta corrente não será danosa para o *driver*.

Figura 38 - Medição das tensões de pico a pico e de base e tempos de subida e descida da queda de tensão sobre o resistor de *gate* da chave BH1 em vermelho; tensão *gate-source* de BH1 em verde



Fonte: Autor (2025).

Figura 39 - Medição das tensões de pico a pico e de base e tempos de subida e descida da queda de tensão sobre o resistor de *gate* da chave AL1 em vermelho; tensão *gate-source* de BH1 em verde



Fonte: Autor (2025).

6.4 MEDIÇÕES DA TENSÃO SOBRE A CARGA

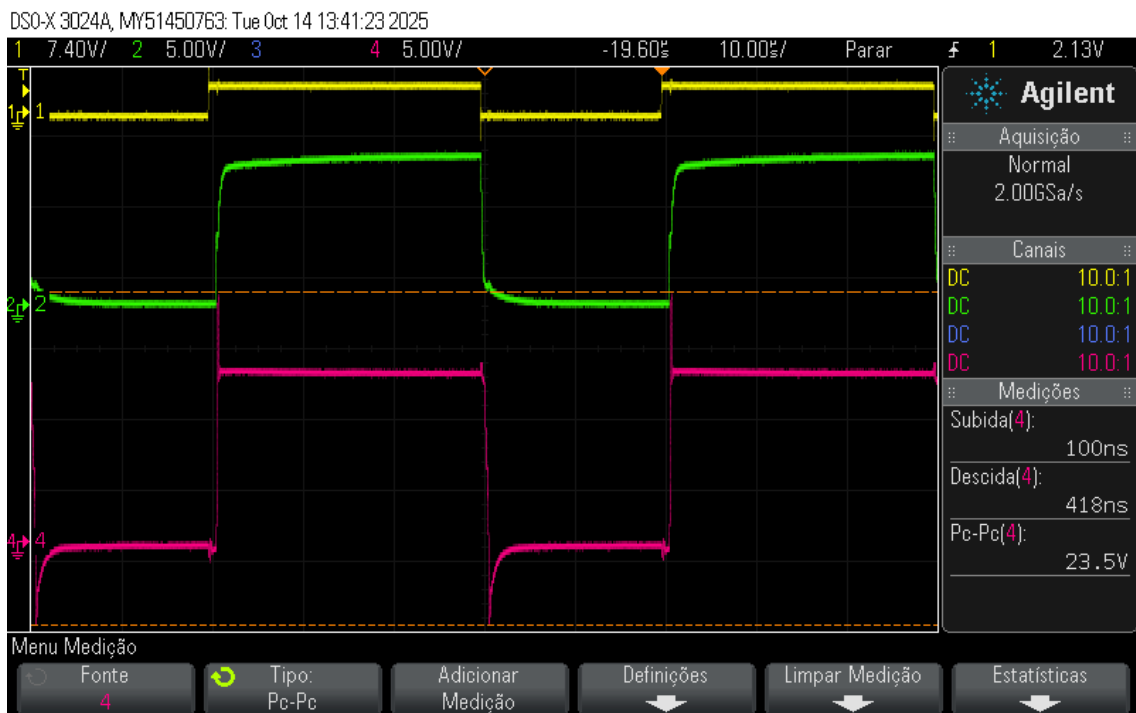
O foco deste projeto é desenvolver um circuito capaz de controlar um motor DC. Portanto foi essencial que ele fosse testado com diferentes cargas para entender o comportamento de sua saída. Primeiramente foi feito o teste com uma carga puramente resistiva de 47Ω . Os tempos de acionamento e desacionamento medidos em 100 ns e 418 ns, respectivamente, na Figura 40 representam apenas 0,2% e 0,84% do ciclo de 50 μ s. Portanto estão adequados para o projeto. Da mesma forma, as tensões de topo e de base medidas na Figura 41 indicam que a queda de tensão sobre as chaves é mínima, característica essencial dos MOSFETs para operação com alta corrente.

Ao observar o formato de onda com mais atenção, nota-se que há um pequeno transitório na subida da tensão e um pico reverso que se amortiza aos poucos na descida. Neste caso em que a carga é puramente resistiva, ambos podem ser

apontados como consequência de indutâncias e capacitâncias parasitas presentes na montagem do circuito em protoboard.

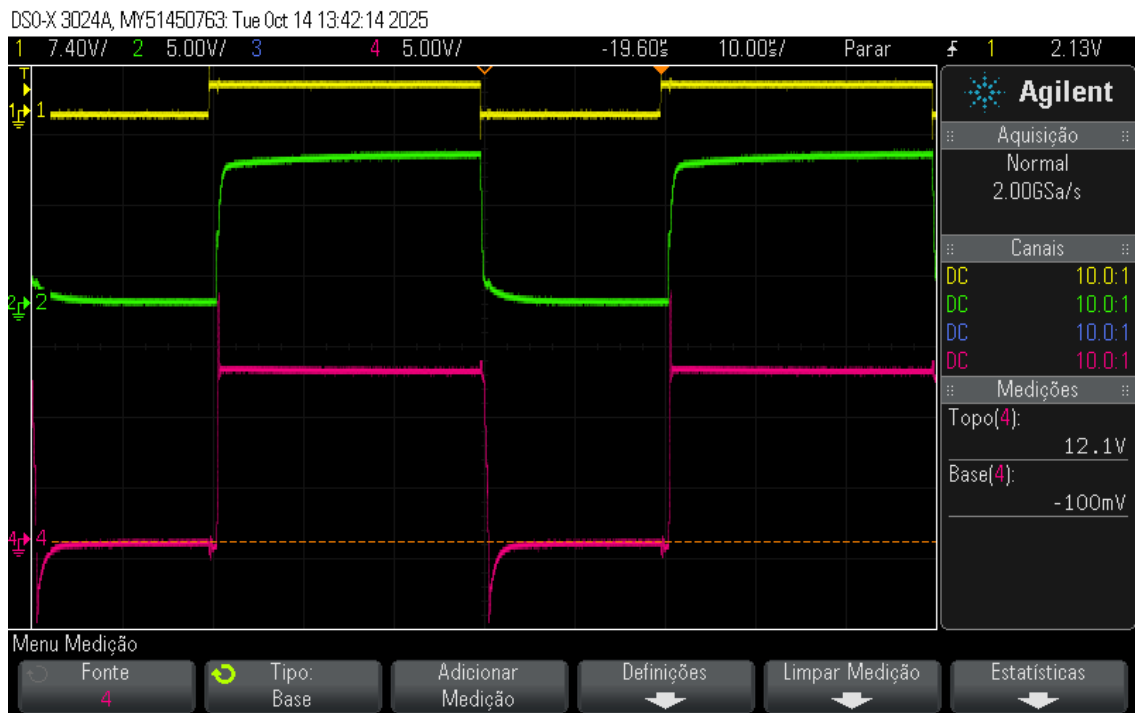
Nas Figura 42 e Figura 43 observa-se o comportamento da saída do circuito com uma carga RL composta pelo mesmo resistor de $47\ \Omega$ e um indutor de $10\ \mu\text{H}$ adicional. A tensão de pico a pico medida ficou um pouco maior por consequência da indutância adicional. Esta carga tem a tendência à se opor à mudanças bruscas na corrente, e faz isso gerando uma tensão reversa. Esta corrente logo se dissipa com o auxílio dos diodos de *flyback*.

Figura 40 - Medição dos tempos de subida e descida e tensão de pico a pico da tensão sobre a carga puramente resistiva (vermelho); tensão *gate-source* de BH1 em verde



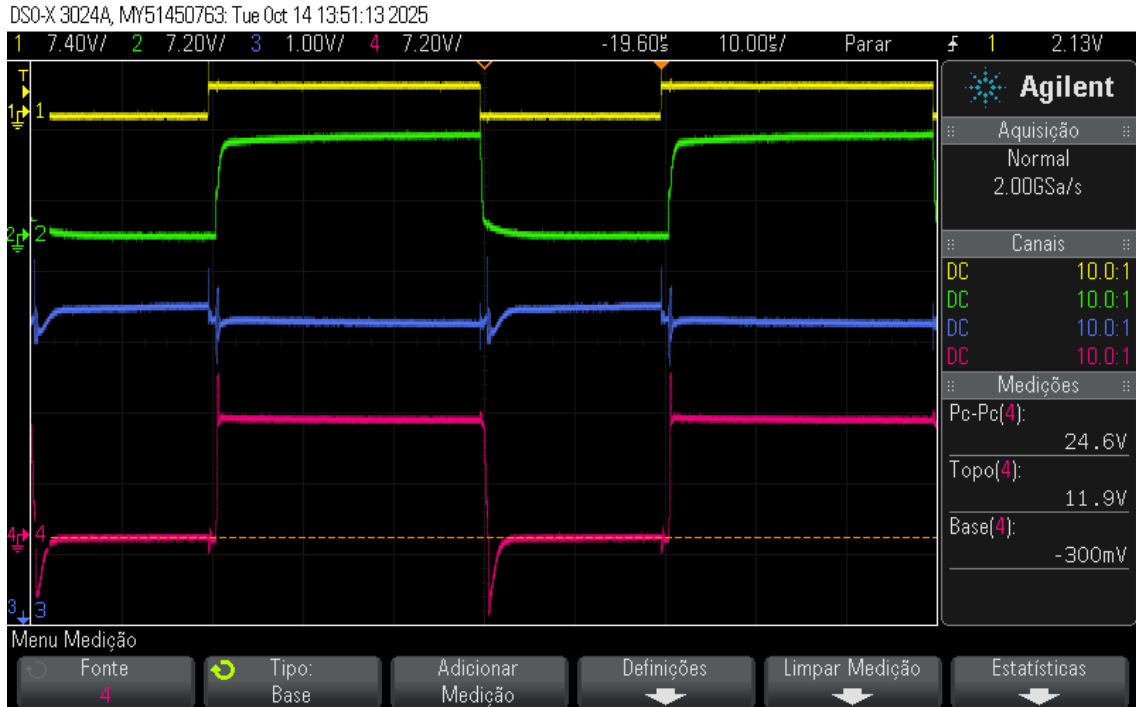
Fonte: Autor (2025).

Figura 41 - Medição das tensões de topo e de base da tensão sobre a carga puramente resistiva (vermelho); tensão *gate-source* de BH1 em verde



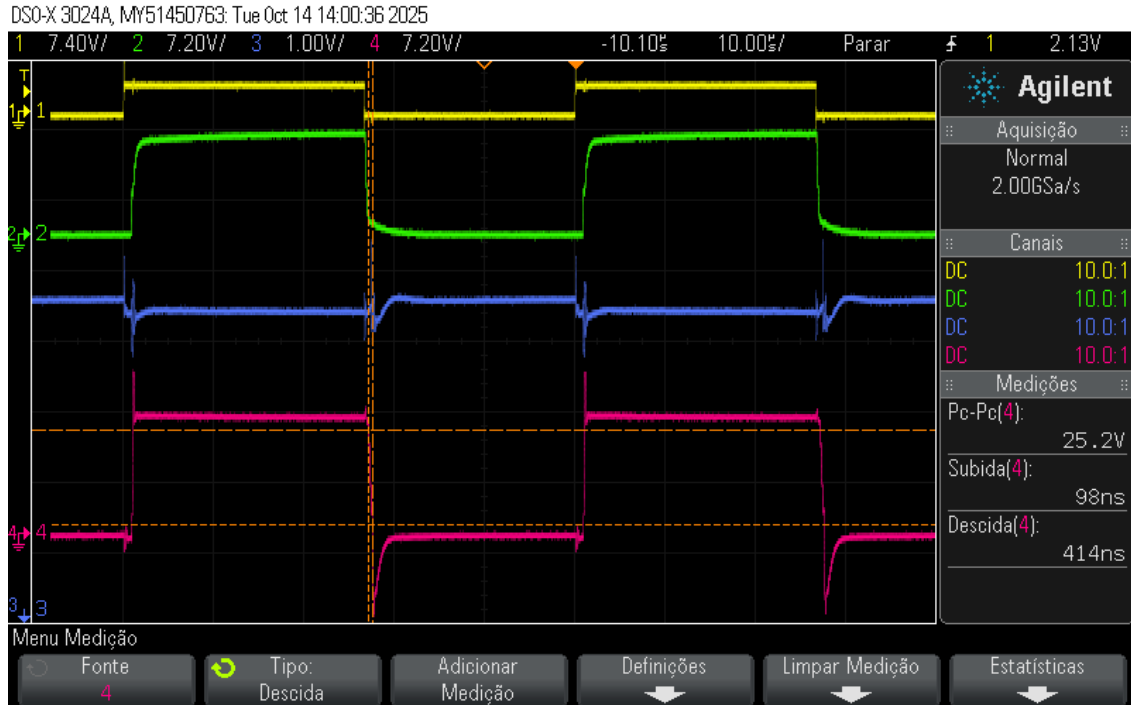
Fonte: Autor (2025).

Figura 42 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão sobre a carga resistiva-indutiva (vermelho); tensão *gate-source* de BH1 em verde e tensão de alimentação Vcc em azul



Fonte: Autor (2025).

Figura 43 - Medição da tensão de pico a pico e dos tempos de subida e descida da tensão sobre a carga resistiva-indutiva (vermelho); tensão *gate-source* de BH1 em verde e tensão de alimentação V_{cc} em azul

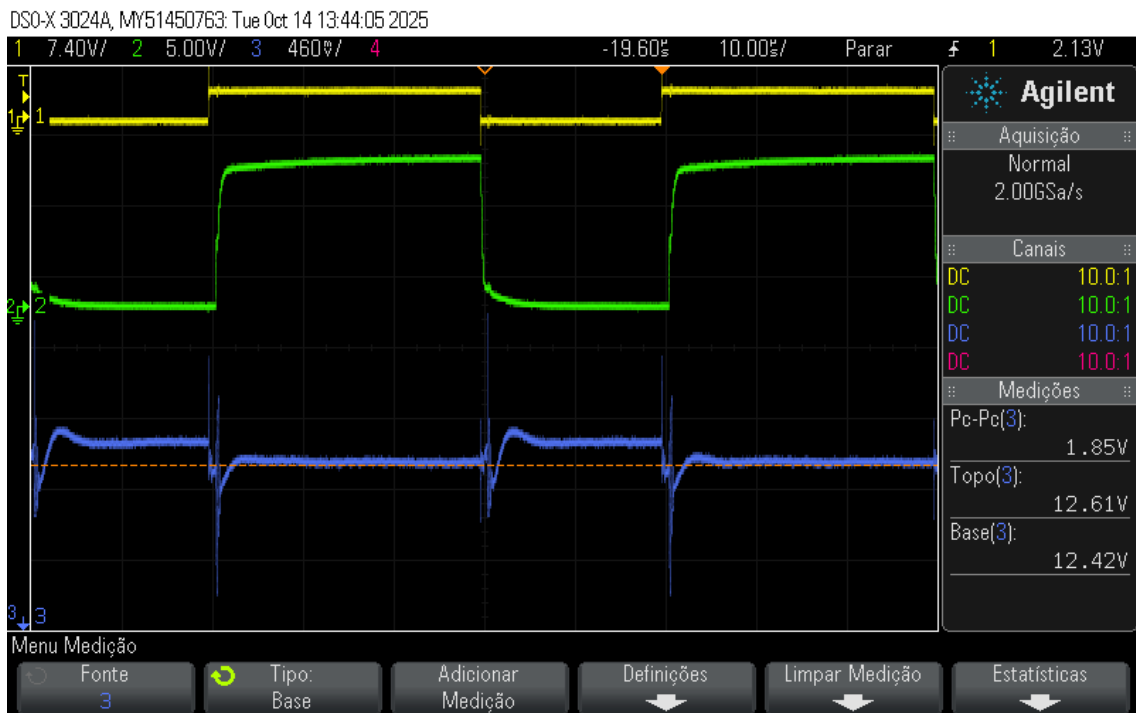


Fonte: Autor (2025).

6.5 MEDIÇÃO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

Na ocasião deste ensaio, a tensão de alimentação (V_{CC}) é gerada por uma fonte de bancada regulável com capacidade de fornecimento de corrente de até 5 A. Isso significa que a fonte não é perfeita e possui limitações. Em consequência disso, a tensão de alimentação de 12 V pode sofrer variação conforme a natureza da carga muda. Com a operação em chaveamento (PWM), a natureza da carga muda 40 mil vezes por segundo (20 kHz) e isso gera instabilidades na tensão de alimentação. Isso pode ser observado na Figura 44, na qual foi medida uma variação de 1,85 V na tensão V_{CC} . Os capacitores de desacoplamento adicionados não foram projetados para lidar com a variação de carga da ponte H, foram projetados para filtrar ruídos e instabilidades de uma linha de alimentação de 12 V independente para o *driver*. Portanto, os efeitos observados na Figura 44 são consequência da carga e pode-se prever que serão piores com cargas maiores, como o motor Maxon.

Figura 44 - Medição das tensões de pico a pico, de topo e de base da tensão de alimentação Vcc em azul; tensão *gate-source* de BH1 em verde

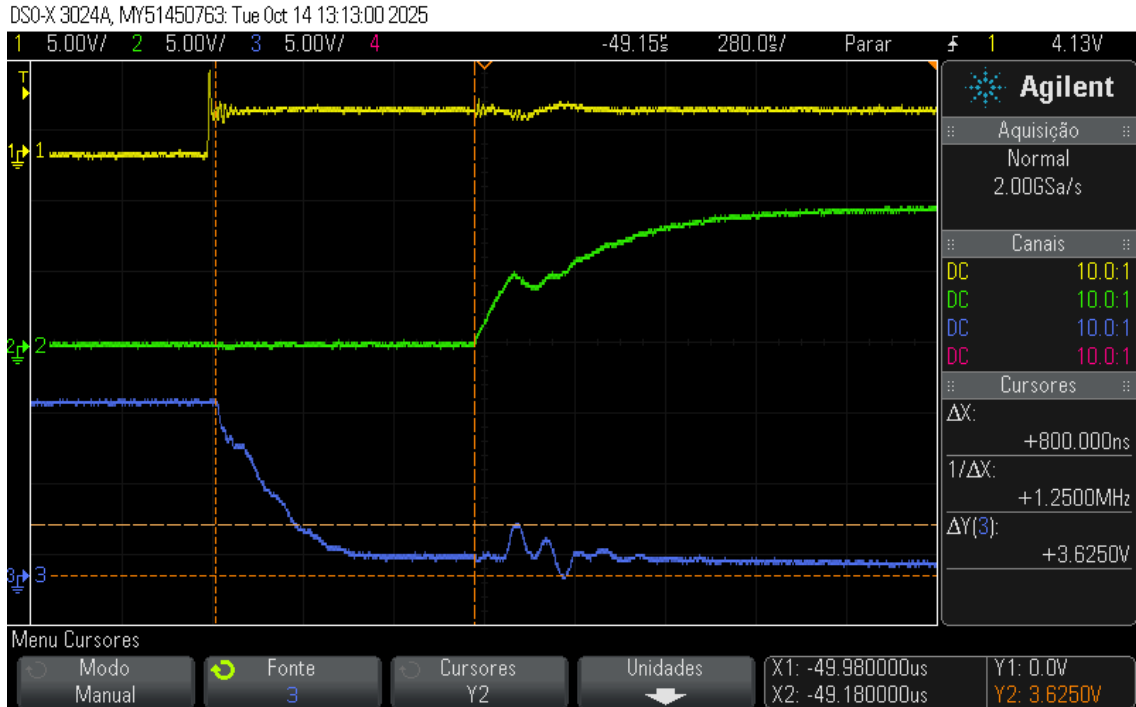


Fonte: Autor (2025).

6.6 MEDIÇÃO DO *DEAD-TIME*

O *dead-time* é uma proteção importantíssima contra *shoot-through*. Ele adiciona um intervalo entre o desligamento das chaves altas e o acionamento das chaves baixas de um mesmo braço da ponte para garantir que nunca estarão ligadas ao mesmo tempo. O HIP4082 permite que este tempo seja ajustado por um resistor para melhor atender o projeto em ocasião. A Figura 45 mostra que o intervalo foi ajustado a uma duração arbitrária de 800 ns com um resistor de 12 kΩ. Este tempo representa apenas 1,6% do ciclo de 50 us, portanto fornece uma margem de segurança boa sem comprometer o funcionamento do circuito.

Figura 45 - Medição do *dead-time* entre as tensões *gate-source* das chaves BH1 (verde) e BL1 (azul) e da amplitude da tensão do *ringing* no desligamento da chave BL1

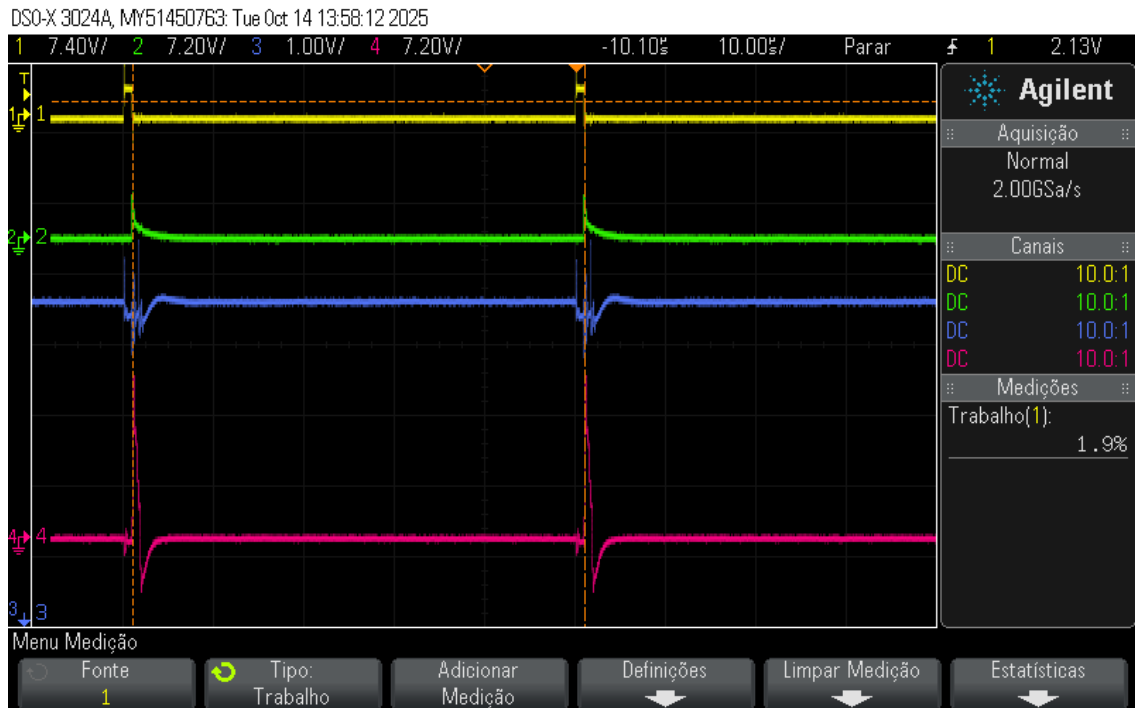


Fonte: Autor (2025).

6.7 MEDIÇÃO DOS LIMITES DO *DUTY-CYCLE*

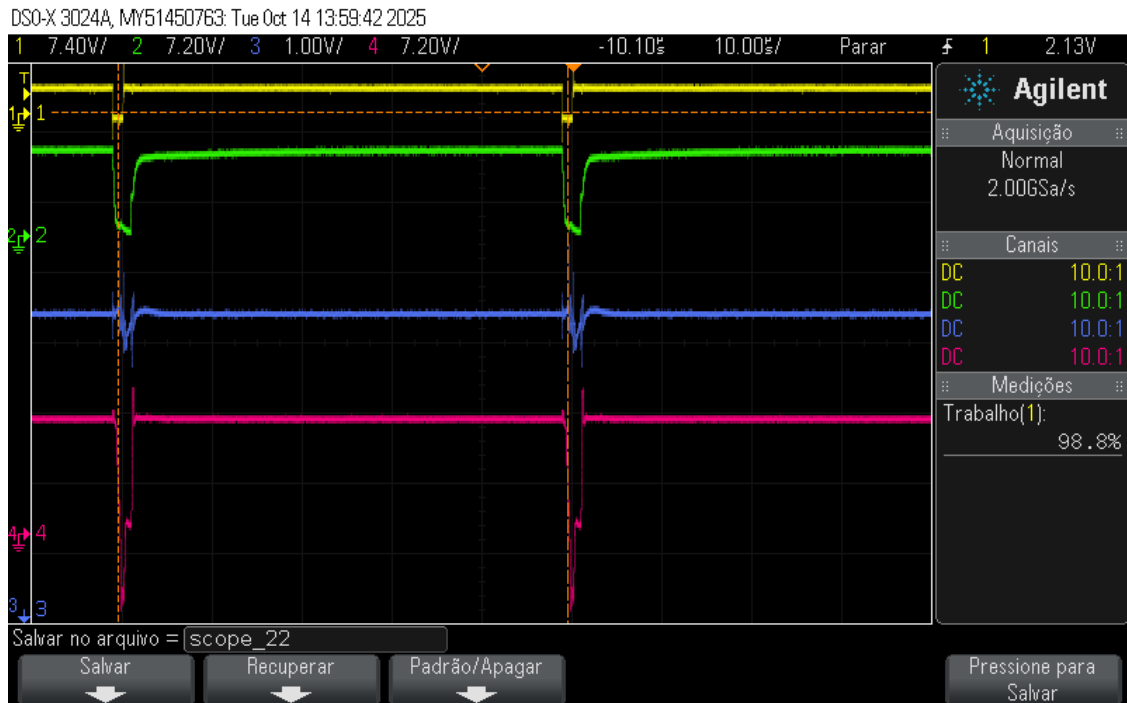
Os tempos de acionamento e desacionamento das chaves influenciam diretamente na capacidade da ponte H de operar com diferentes taxas de *duty-cycle*. A menor taxa sob a qual o circuito ainda não zera a tensão de saída é de 1,9% (Figura 46). E a maior na qual o circuito ainda opera adequadamente é 98,8% (Figura 47). Isso significa que a tensão média nos terminais do motor poderá variar de 0,228 V a 11,856 V. Esta faixa, juntamente com a possibilidade de desligar a saída ou até de frear o motor, garante um espectro de operação mais que suficiente para uso nas lutas de sumô.

Figura 46 - Medição do *duty-cycle* mínimo; tensão *gate-source* de BH1 em verde, tensão de alimentação Vcc em azul e tensão sobre carga resistiva-indutiva em vermelho



Fonte: Autor (2025).

Figura 47 - Medição do *duty-cycle* máximo; tensão *gate-source* de BH1 em verde, tensão de alimentação *Vcc* em azul e tensão sobre carga resistiva-indutiva em vermelho



Fonte: Autor (2025).

6.8 PROJETO DE *LAYOUT* DA PCI

Como mencionado na seção 3.5, a PCI foi elaborada com quatro camadas, apresentadas nas Figura 48, Figura 49, Figura 50 e Figura 51 em sequência. A camada superior da placa é a camada um. Em cada camada, uma cor de destaque (respectivamente vermelho, verde escuro, verde claro e azul) representa os trechos de cobre, sejam eles trilha estreitas ou largos planos. Na cor cinza, pode-se ver em todas as camadas as vias (furos) que servem diferentes propósitos: posicionamento de componentes PTH; passagem de corrente entre diferentes camadas; e até para fixação da placa no robô (furos próximos aos cantos da placa e no centro das laterais superior e inferior).

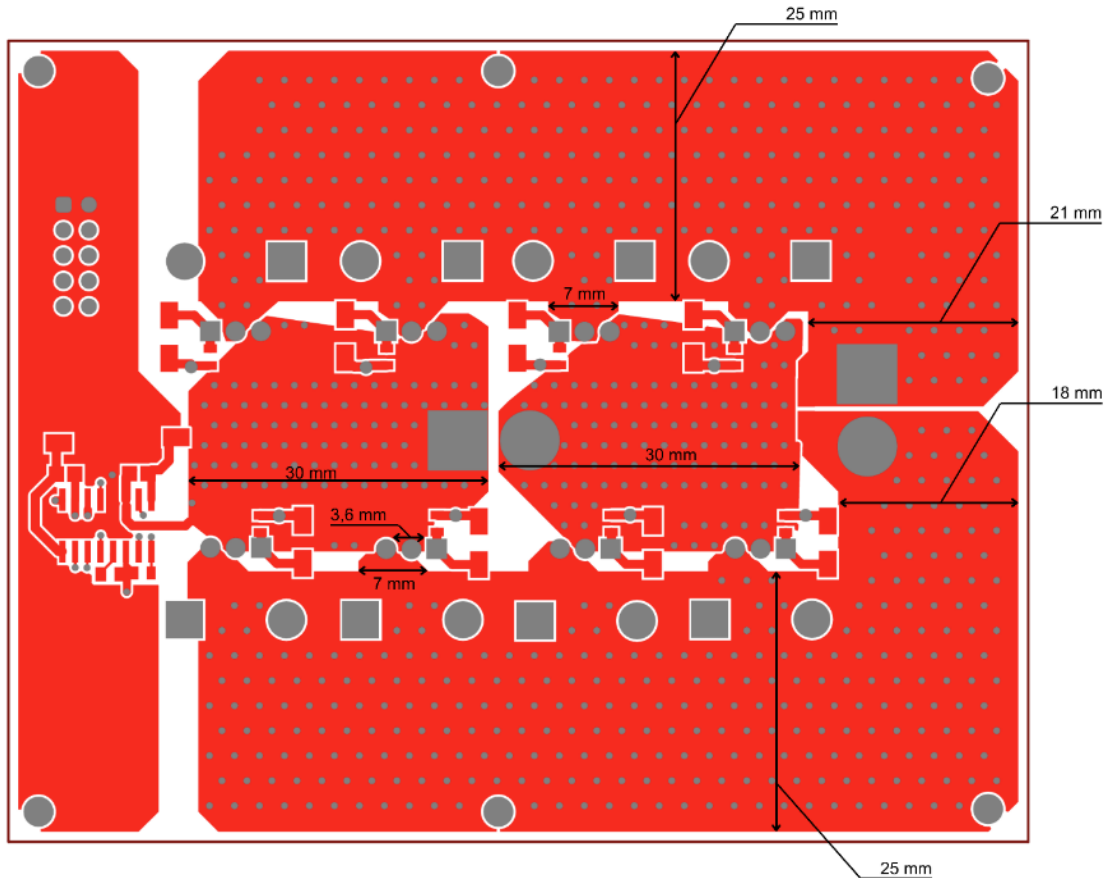
Por manipulação algébrica da Equação 19 é possível calcular que a seção com 18 mm de largura plano na primeira camada suportará 53,55 A, assim como o plano correspondente na quarta camada (que é na superfície inferior da placa). Estes são os planos responsáveis por conectar o terminal negativo da bateria ao *source* dos

MOSFETs do lado baixo da ponte. Já o plano correspondente da terceira camada, também com 18 mm de largura, suportará 26,78 A. Sendo assim, a soma da capacidade de condução de corrente dos planos nas três camadas será de 133,88 A. Portanto, este trecho possui uma largura suficiente para a corrente de eixo travado do motor.

Nos trechos com 7 mm de largura bem próximos aos terminais dos MOSFETs, calcula-se que as camadas superficiais suportarão 27,00 A, enquanto que a camada interior suportará 13,50 A. Juntas serão capazes de conduzir até 67,5 A dentro da elevação de temperatura de 100°C. Portanto este trecho também será capaz de conduzir metade (pois há paralelismo de dois MOSFETs) da corrente de curto circuito do motor.

Para reduzir interferências devido à passagem de elevados valores de corrente da ponte, a parte lógica está separada na porção esquerda da PCI. Na primeira camada, foi previsto um plano de Vcc e na quarta camada, um plano de aterramento (GND). Desta forma sinais de baixa amplitude (que são mais suscetíveis a ruídos externos) como o PWM ficam protegidos e o *driver* também fica isolado do calor que será gerado nos planos de potência ligados aos MOSFETs.

Figura 48 - Camada 1 da PCI

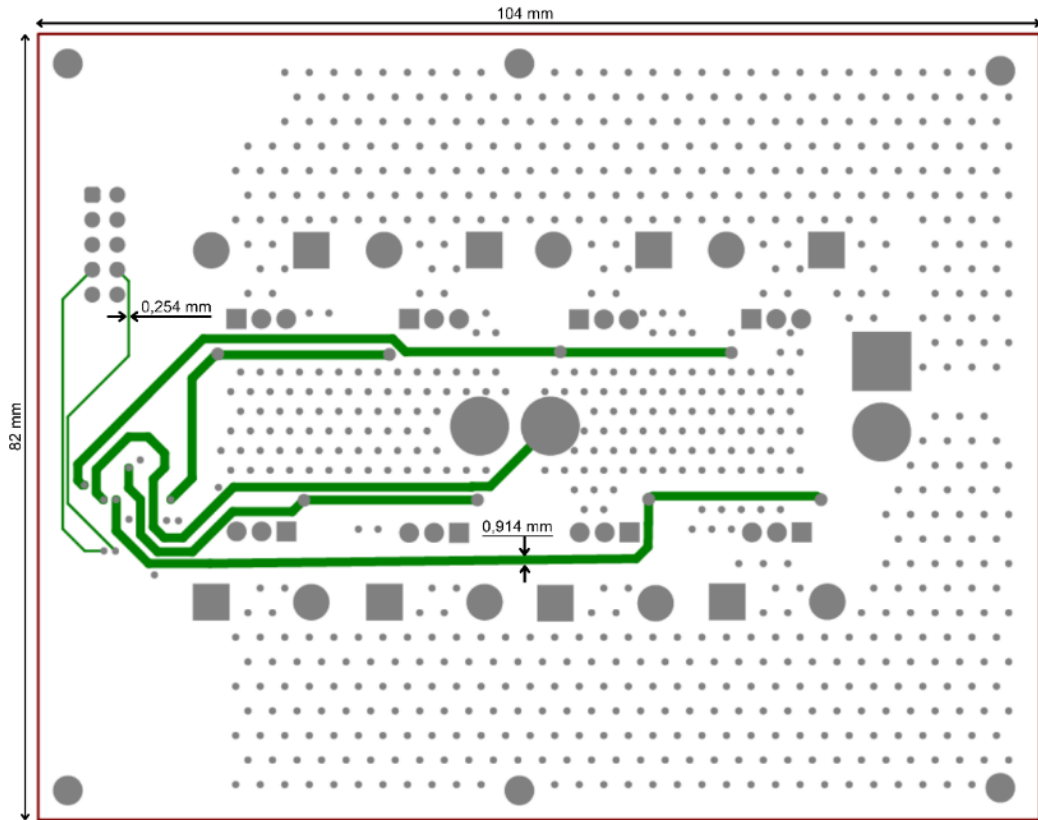


Fonte: Autor (2025).

Na Figura 49 estão representadas as trilhas presentes na segunda camada da PCI. As trilhas de 0,254 mm ligam os terminais do conector *latch* aos terminais do *driver* e, portanto, carregam os sinais de PWM vindos do microcontrolador. Elas suportam correntes de até 1,22 A. Contudo, as saídas do ESP32 são de alta impedância, ou seja, não haverá um fluxo de corrente significativo nestas trilhas.

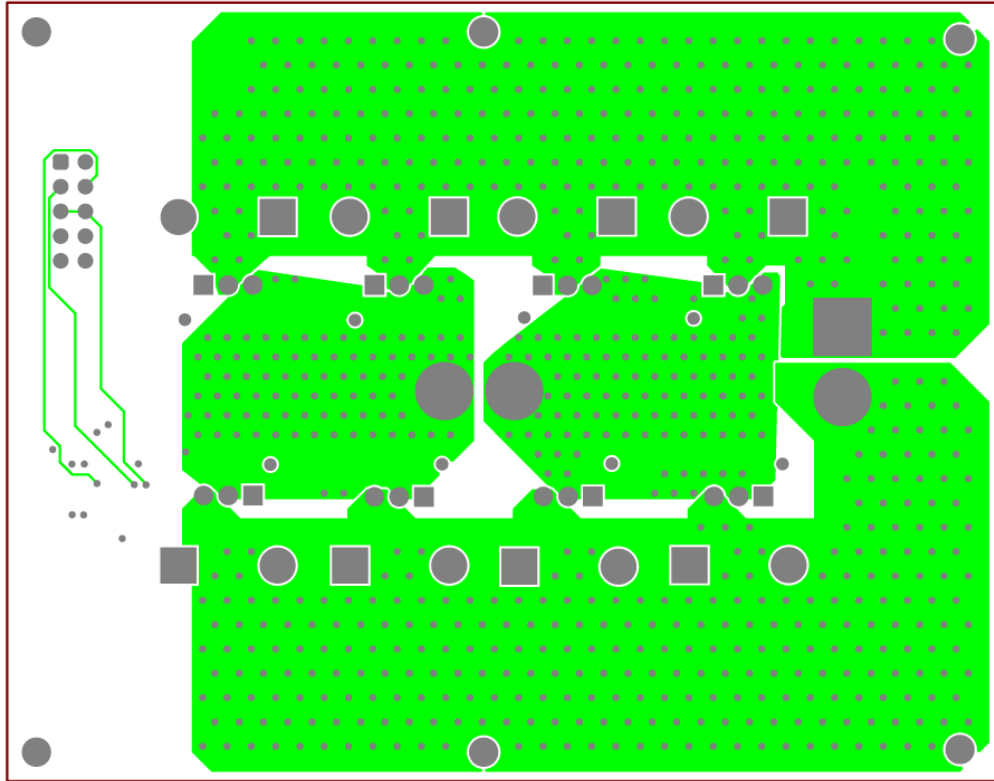
Por outro lado, as trilhas com 0,914 mm de largura conectam o HIP4082 aos resistores e diodos de *gate* e precisam suportar as correntes de acionamento dos MOSFETs. Com a largura dimensionada, serão capazes de conduzir 3,09 A, suficiente para a operação.

Figura 49 - Camada 2 da PCI



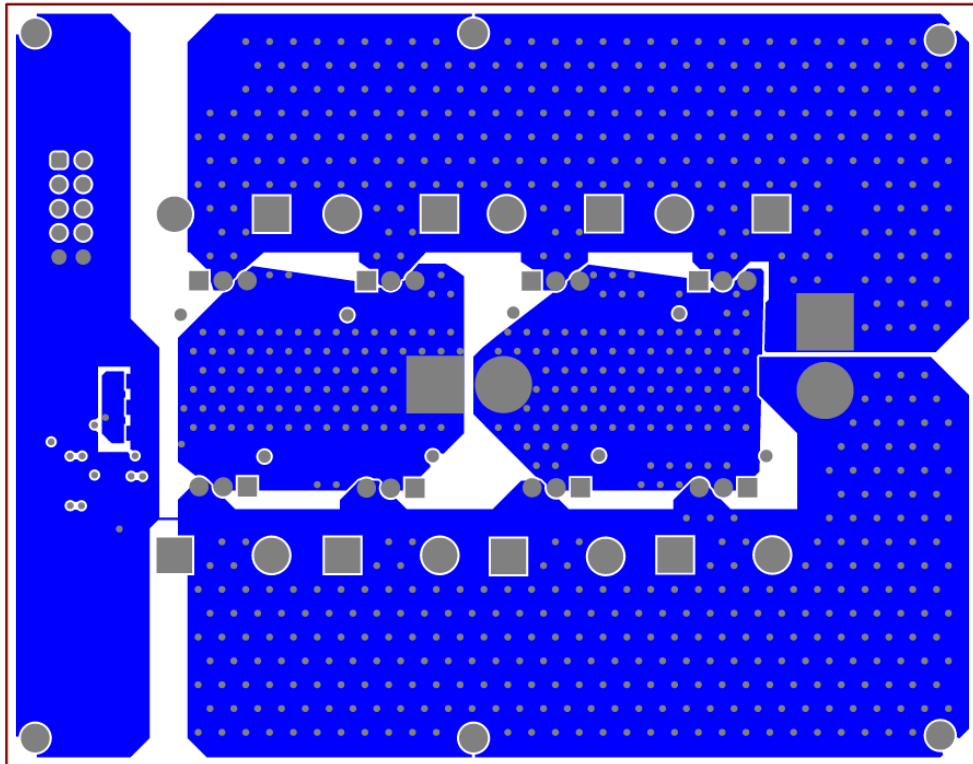
Fonte: Autor (2025).

Figura 50 - Camada 3 da PCI



Fonte: Autor (2025).

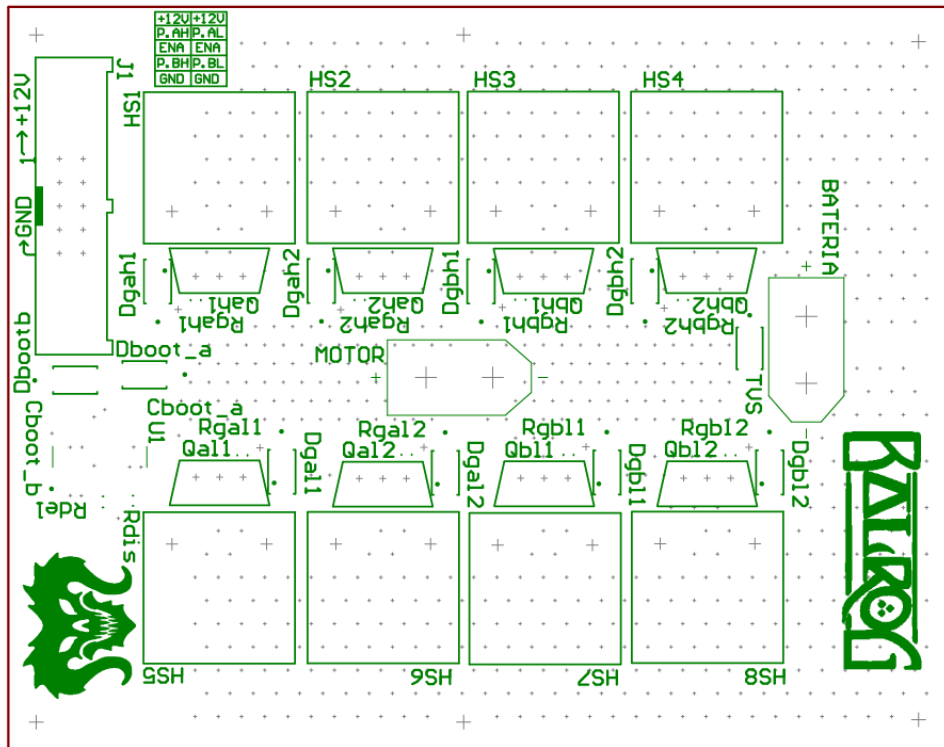
Figura 51 - Camada 4 da PCI



Fonte: Autor (2025).

Na superfície superior da placa estão dispostas gravações à tinta que identificam os componentes, bem como seu posicionamento para soldagem, vide Figura 52. Além disso há orientações sobre os sinais de cada pino do conector lógico e o nome do projeto.

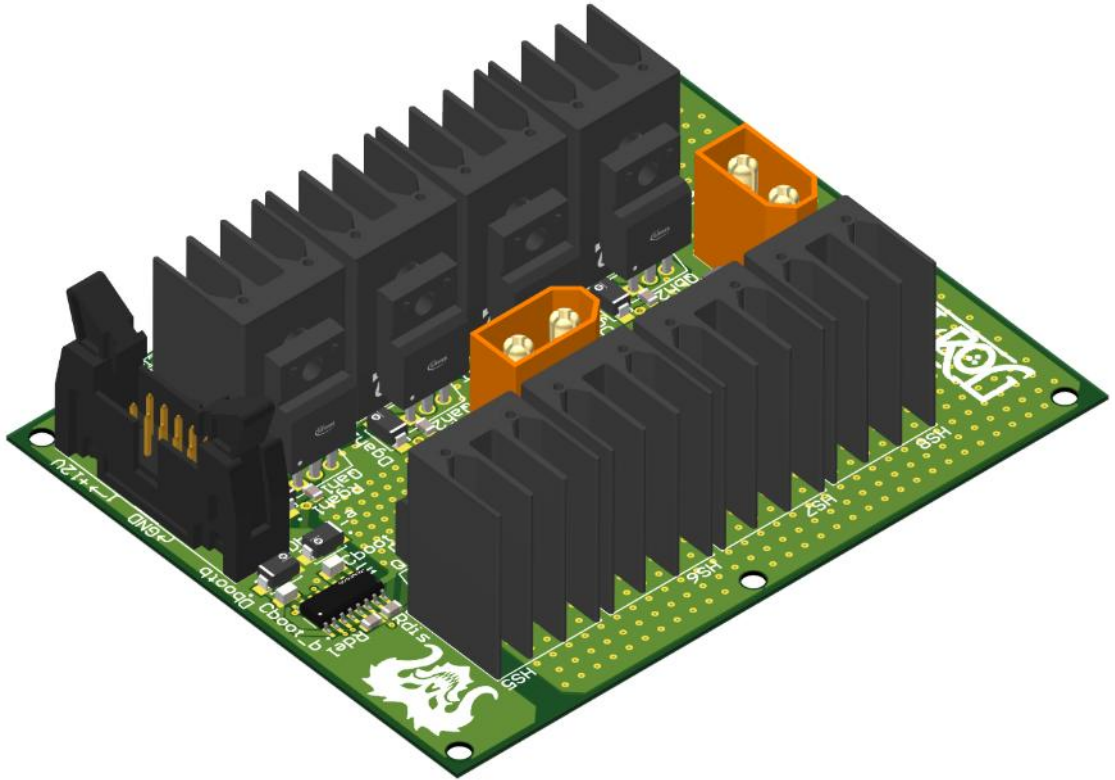
Figura 52 - Camada de gravações da PCI



Fonte: Autor (2025).

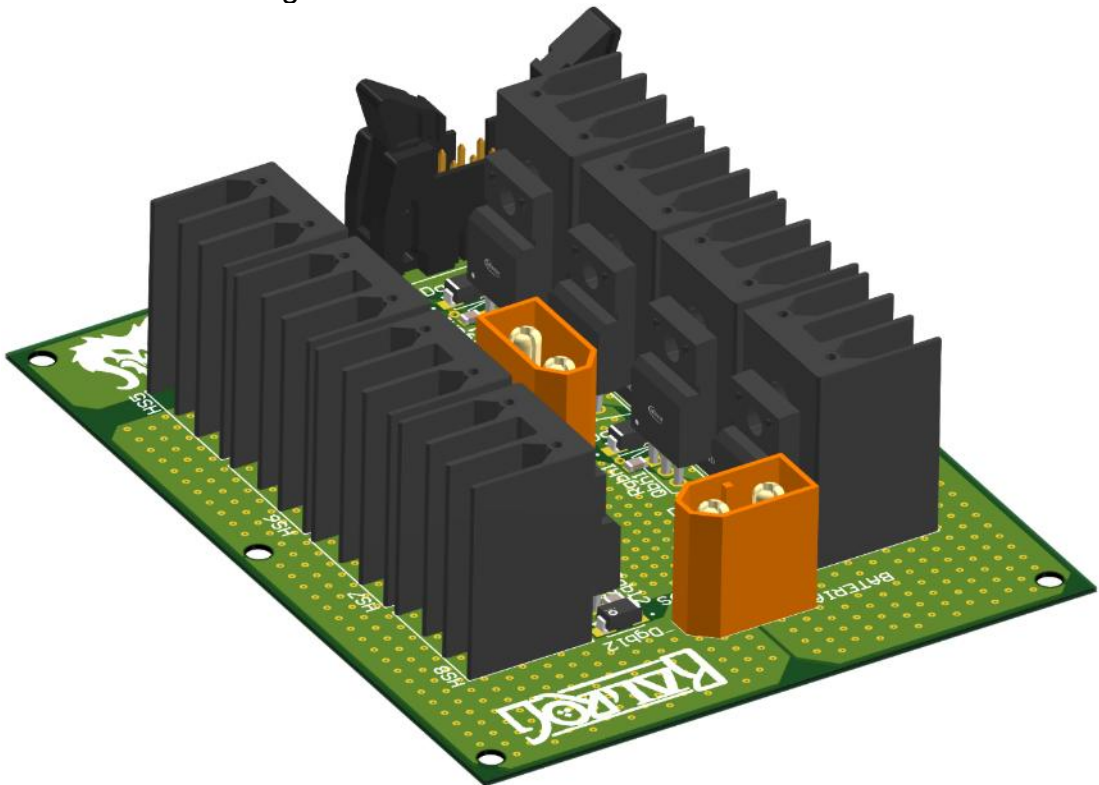
As Figura 53 e Figura 54 são frutos de uma renderização tridimensional da placa com seus componentes montados. É uma ótima forma de entender se a altura de diferentes componentes próximos gera conflitos.

Figura 53 - Vista isométrica esquerda da PCI



Fonte: Autor (2025).

Figura 54 - Vista isométrica direita da PCI

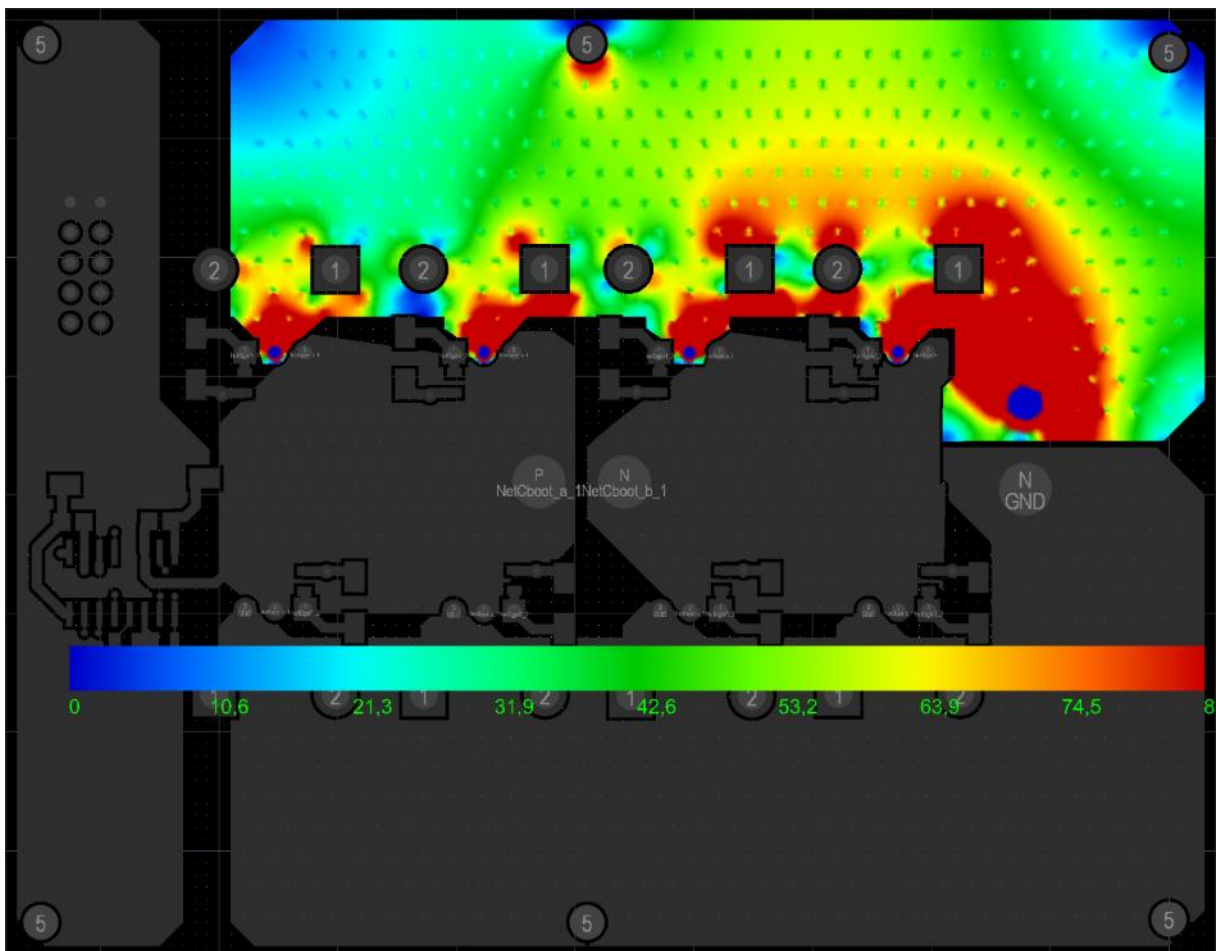


Fonte: Autor (2025).

6.9 SIMULAÇÃO DO LAYOUT DA PCI

Com o uso da ferramenta *Power Analyzer by Keysight®*, ainda foram feitas simulações dentro do *software Altium Designer* para entender o fluxo da corrente nas trilhas e planos da PCI. Não foi possível se aprofundar suficientemente na ferramenta para a execução de uma simulação completa. Na Figura 55 foi feita a simulação do fluxo de 105 A entre o conector da bateria e o dreno dos MOSFETs de lado alto da ponte H. Nota-se que a corrente se concentra nos caminhos mais curtos, ou seja, nos lados internos das curvas. A escala de 0 a 85 A/mm² mostra que há locais em que o plano de cobre trabalha em sua capacidade máxima.

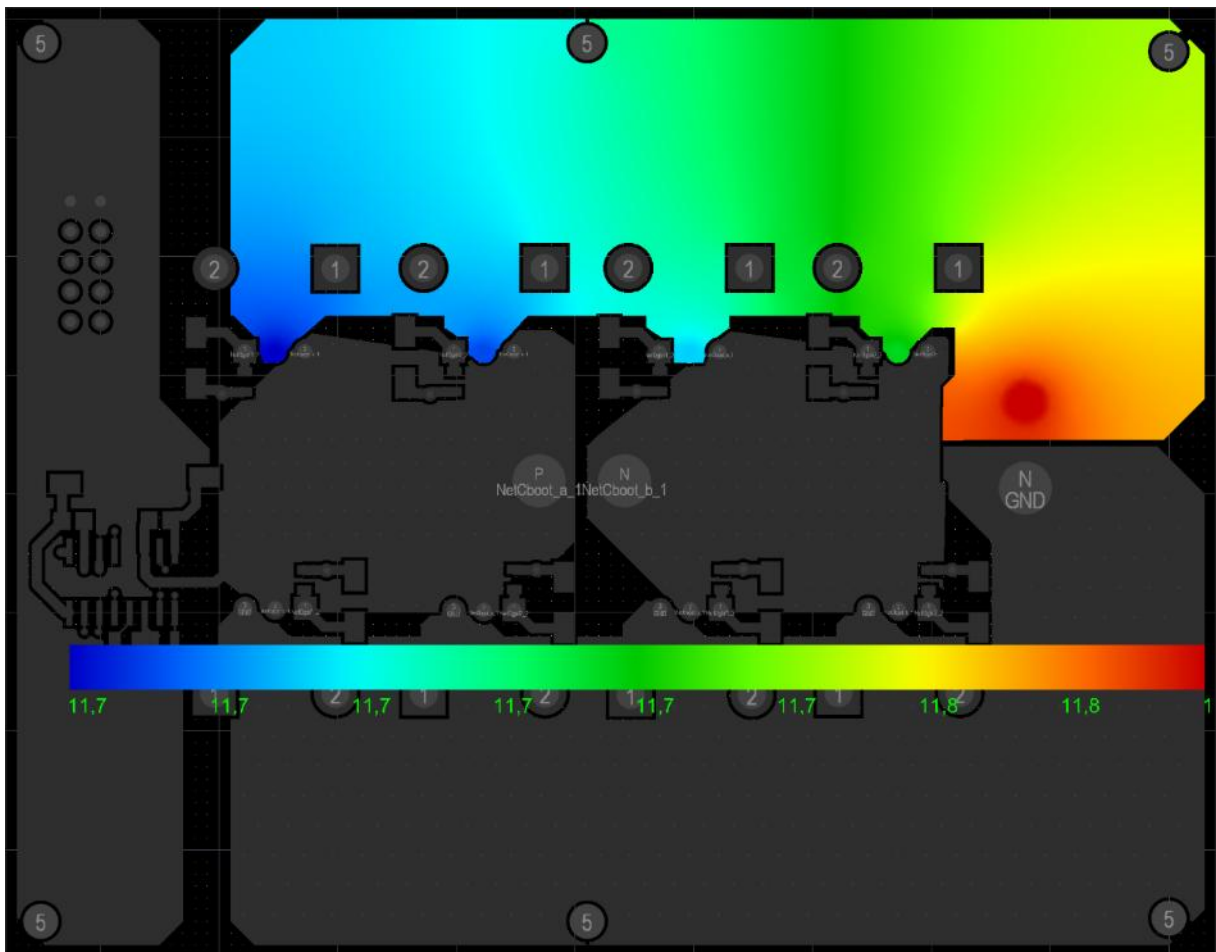
Figura 55 - Fluxo de corrente entre a bateria e os MOSFETs de alta na camada um da PCI



Fonte: Autor (2025).

Além da corrente, foi possível também visualizar a queda de tensão que ocorre ao longo da trilha (Figura 56) devido à sua resistência elétrica que, apesar de baixa, é mensurável. Enquanto há tensão de 12 V no conector da bateria, apenas 11,7 V chegam ao dreno do MOSFET mais distante, o MOSFET AH1. A queda de tensão de 2,5% não afeta o funcionamento da ponte.

Figura 56 - Queda de tensão ao longo do plano entre a bateria e os MOSFETs de alta da ponte H na camada um

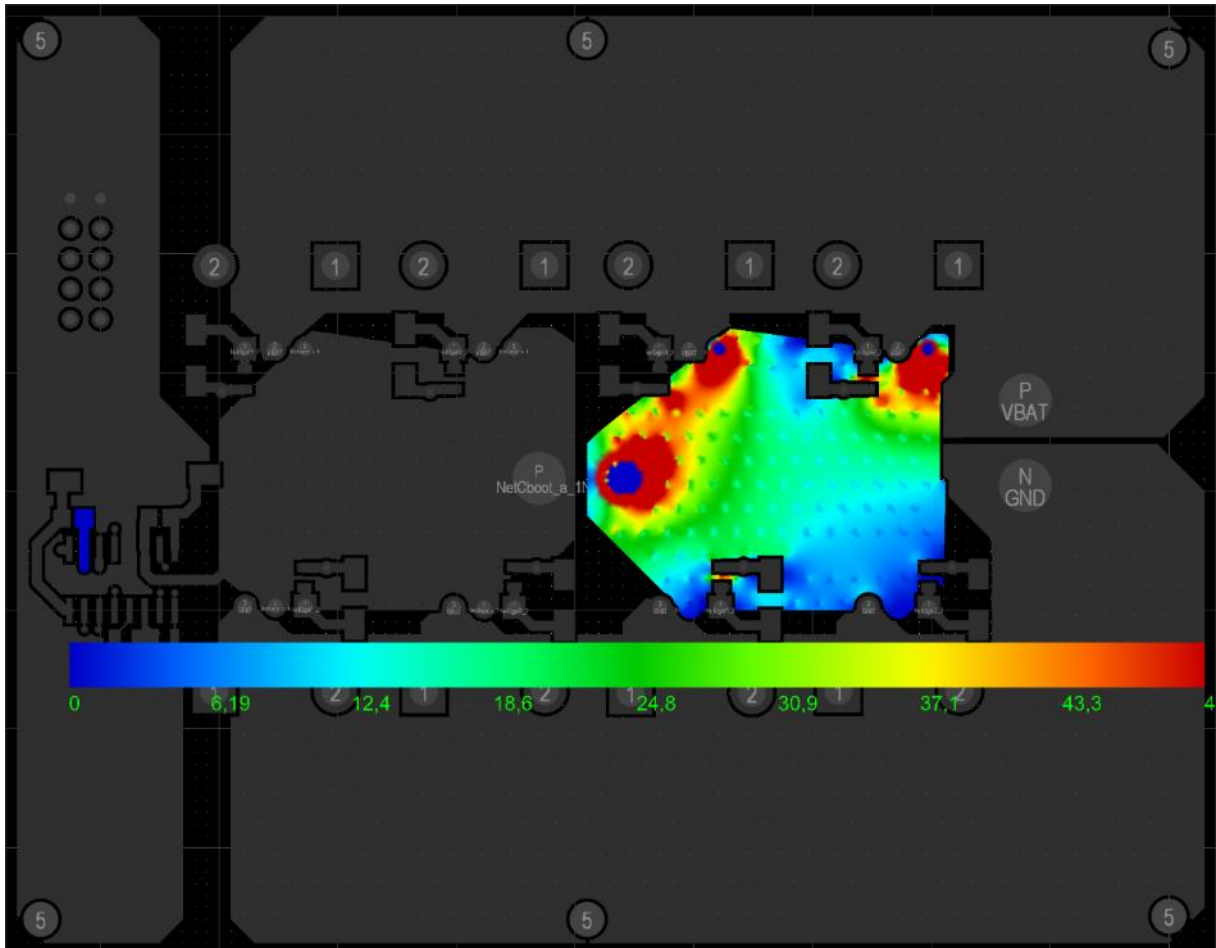


Fonte: Autor (2025).

A Figura 57 mostra a densidade do fluxo de corrente no plano entre a chave S3 e o motor numa escala de 0 a 50 A/mm². Neste caso, a diferença entre as distâncias do motor às chaves gera um desequilíbrio pequeno, porém visível na distribuição da corrente. Isso pode fazer com que a chave BH1 esquente mais que a chave BH2. Entretanto, como alguns milímetros de trilha de cobre possuem resistência elétrica na escala de mΩ, o desequilíbrio deve ser pequeno.

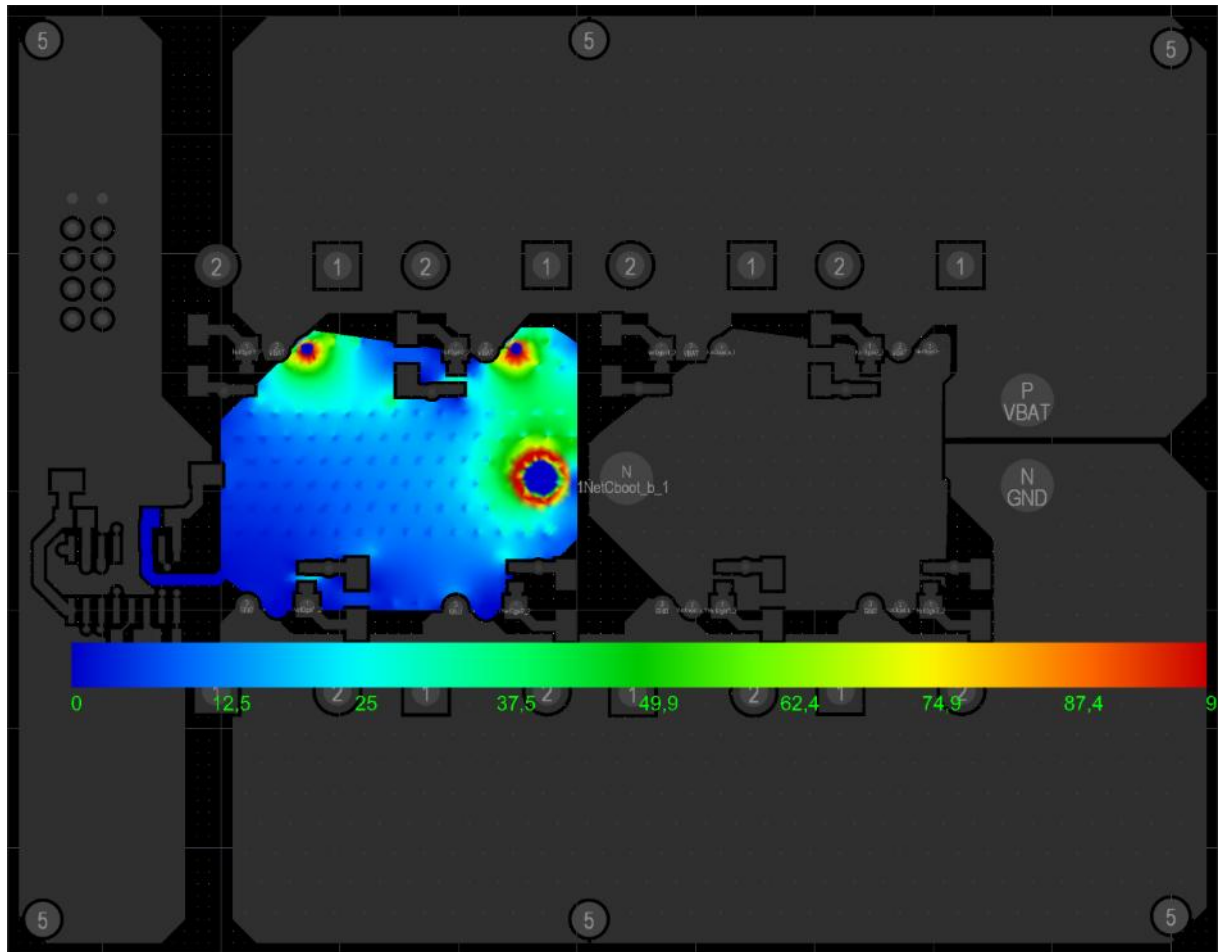
O mesmo efeito pode ser visto ocorrendo no lado A da ponte H, representado na Figura 58. A escala de 0 a 100 A/mm² mostra, mais uma vez, que a densidade do fluxo de corrente se concentra entre a chave AH2 e o motor.

Figura 57 - Fluxo da corrente entre as chaves S3 e o conector do motor



Fonte: Autor (2025).

Figura 58 - Fluxo da corrente entre as chaves S1 e o conector do motor

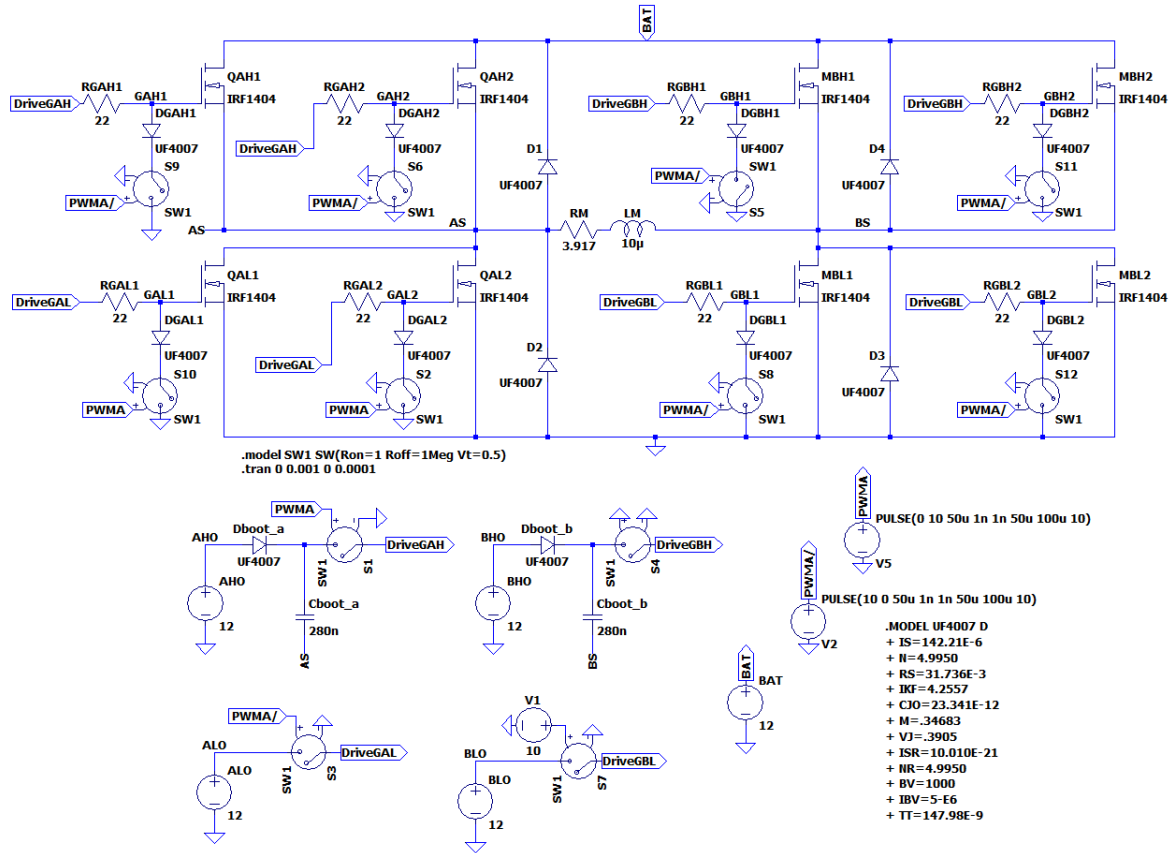


Fonte: Autor (2025).

6.10 ENSAIO FINAL E COMPARAÇÃO COM SIMULAÇÃO DO LTSPICE

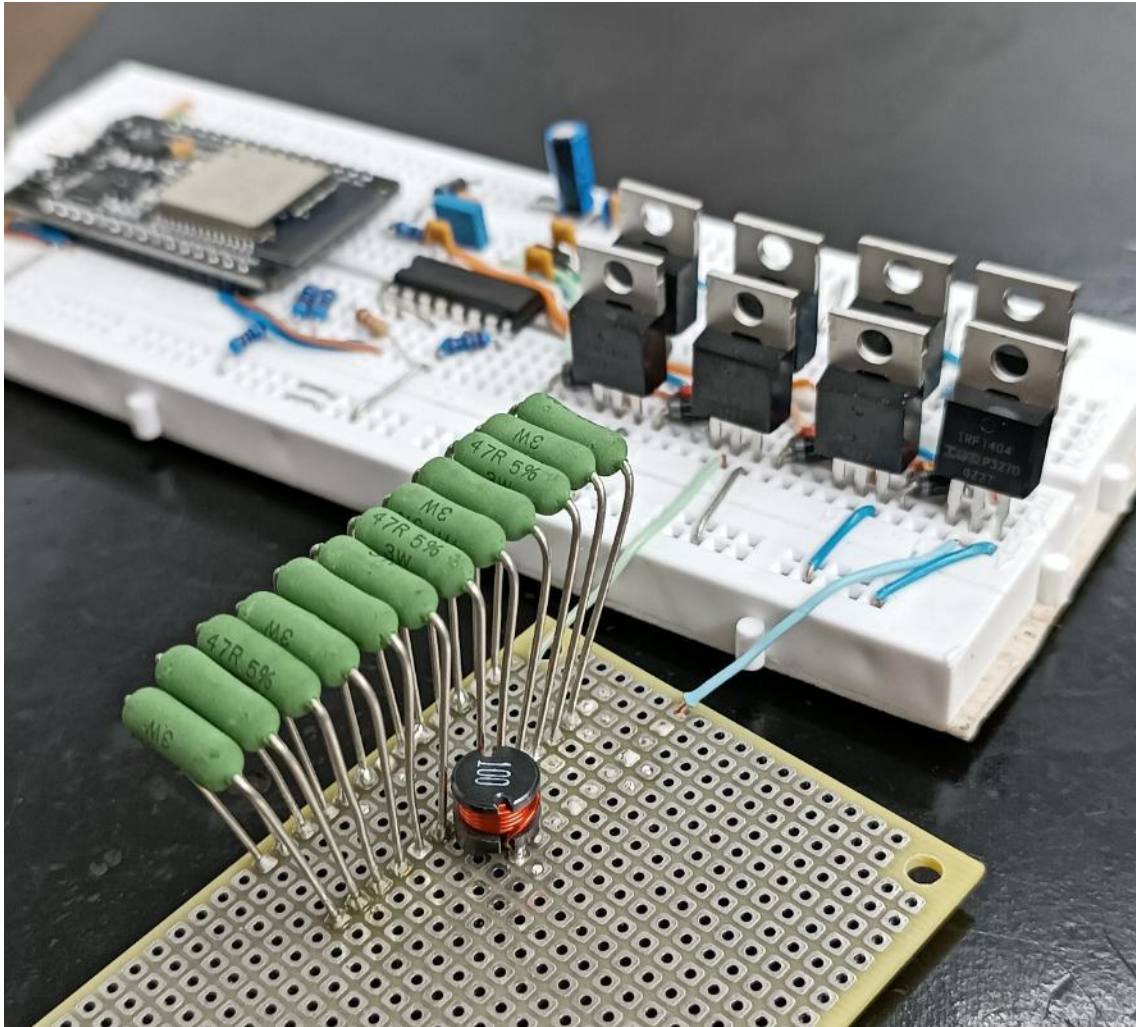
No *software* LTSpice, foi elaborado um circuito capaz de emular o comportamento da ponte H. Este circuito pode ser visualizado na Figura 59 com os mesmos valores de resistências e capacitâncias - assim como os mesmos componentes semicondutores -, utilizados no ensaio final em *proto-board*. Para este ensaio, foram utilizados doze resistores de $47\ \Omega$ e $3\ \text{W}$ em paralelo ligados em série em uma indutância de $10\ \mu\text{H}$. Desta forma obteve-se efetivamente uma resistência de $3,917\ \Omega$, capaz de tolerar até $36\ \text{W}$ de dissipação de potência. A montagem da carga pode ser vista na Figura 60.

Figura 59 - Circuito de simulação da ponte H no LTSpice



Fonte: Autor (2025).

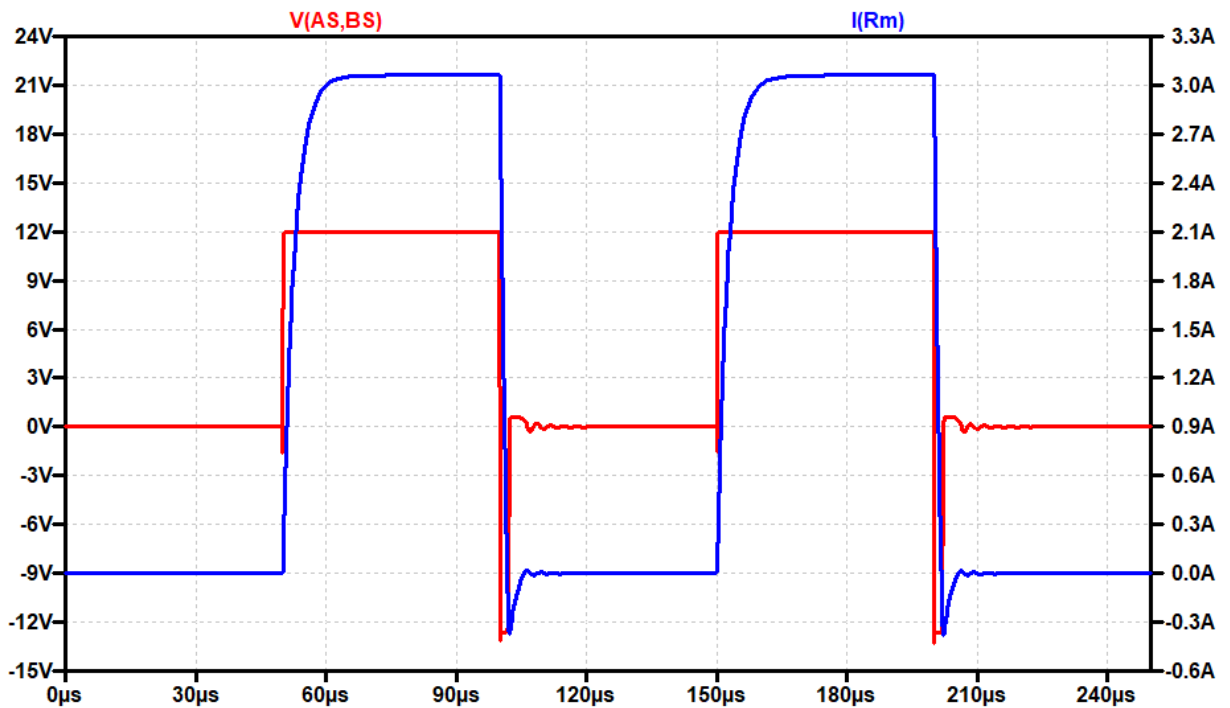
Figura 60 - Montagem da carga RL com associação de resistores para ensaio final



Fonte: Autor (2025).

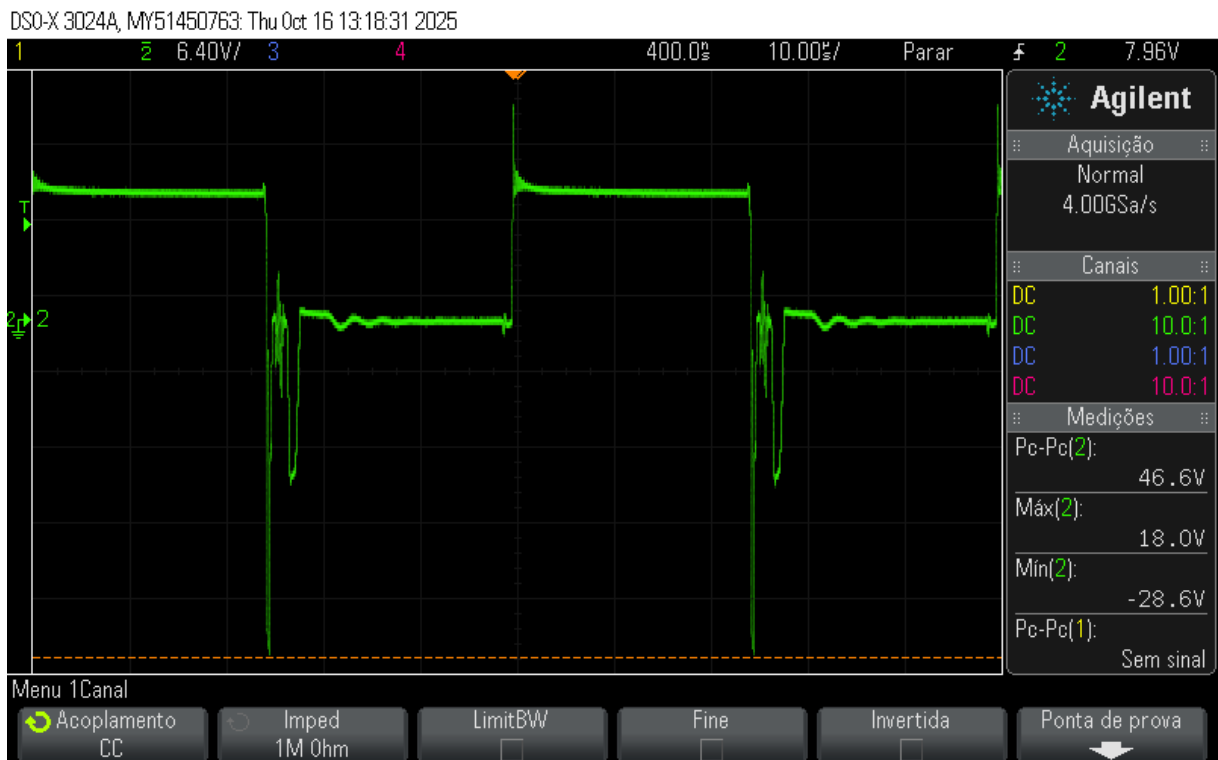
Na Figura 61 estão dispostas as formas de onda de tensão e de corrente sobre a carga, respectivamente em vermelho e em azul, obtidas na simulação em LTSpice. Na Figura 62 vê-se a forma de onda aferida com osciloscópio da queda de tensão sobre a carga ligada à ponte H na *proto-board*. Ambos os gráficos mostram o mesmo comportamento de um pico de tensão negativo ao desligar a alimentação da carga. Como mencionado na seção 3.4, esta tensão é consequência do comportamento da parcela indutiva da carga, que se opõe à variação do fluxo de corrente gerando um pico de tensão negativa. Conforme a corrente se dissipa nos diodos, a tensão volta ao nível zero.

Figura 61 - Gráfico da tensão (vermelho) e da corrente (azul) sobre a carga RL em simulação no LTSpice



Fonte: Autor (2025).

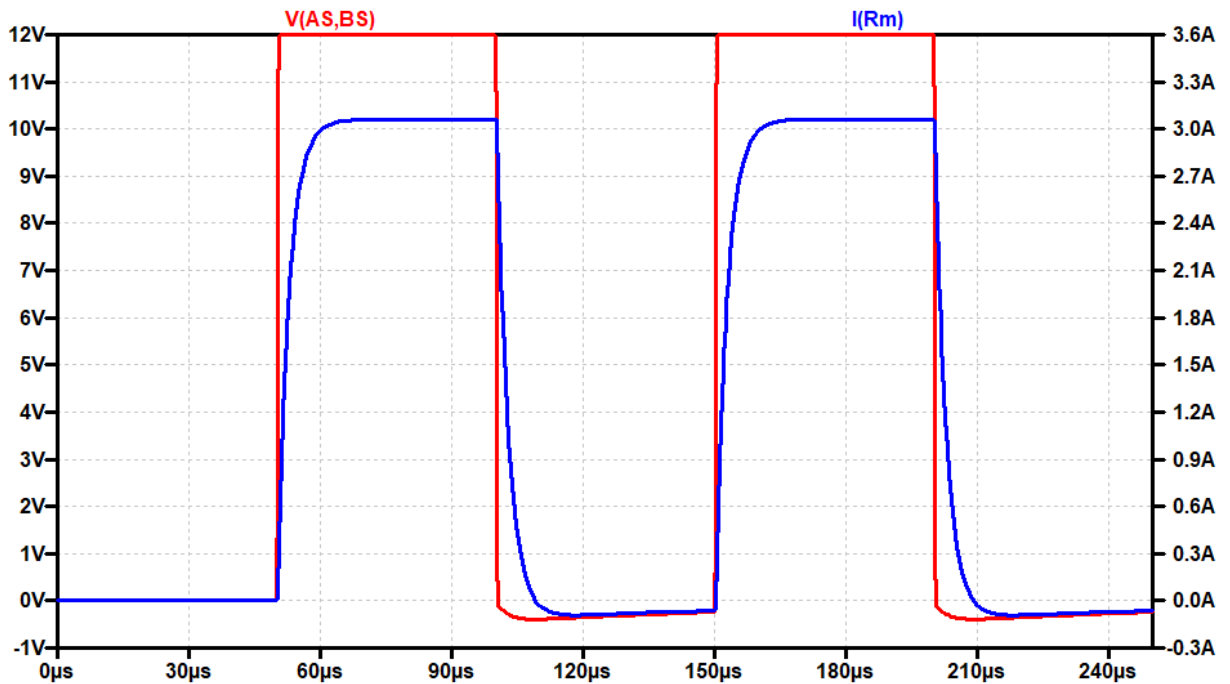
Figura 62 - Forma de onda da tensão sobre a carga RL em ensaio na *protoboard*



Fonte: Autor (2025).

Este ensaio e esta simulação indicam a necessidade do dimensionamento de um circuito *snubber* para dissipar esta energia mais rapidamente, diminuindo assim os picos de tensão sobre as chaves. Adicionando-se capacitores de 10 μF em paralelo com as chaves no circuito do LTSpice fica evidente (Figura 63) que tal circuito ajudaria na solução deste problema.

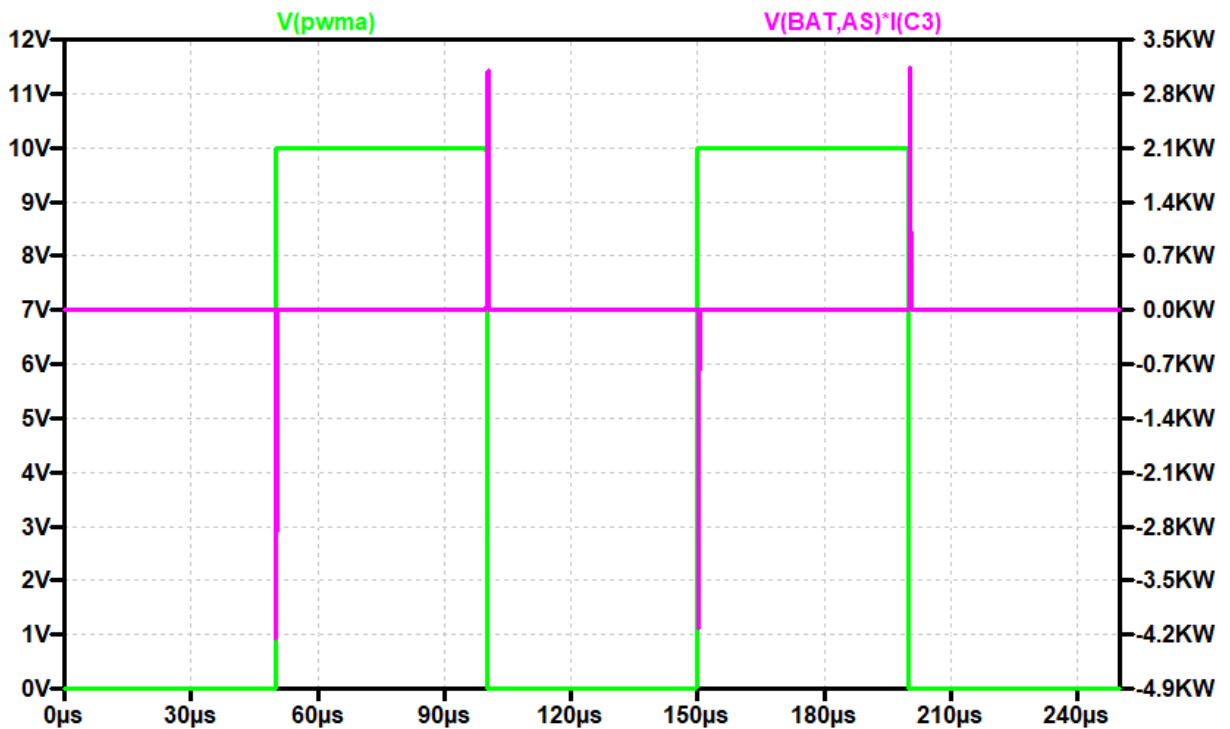
Figura 63 - Formas de onda da tensão (vermelho) e da corrente (azul) sobre a carga RL no LTSpice com capacitores *snubber* de 10 μH



Fonte: Autor (2025).

Entretanto, o projeto de tal circuito não é tão simples quanto a adição de alguns capacitores. Como mostra a Figura 64, a potência dissipada nestes componentes é bastante alta sem circuitos adicionais para o devido controle.

Figura 64 - Gráfico do sinal de PWM (verde) e da potência dissipada em um capacitor de *snubber* (rosa) no teste da ponte H com carga RL no LTSpice



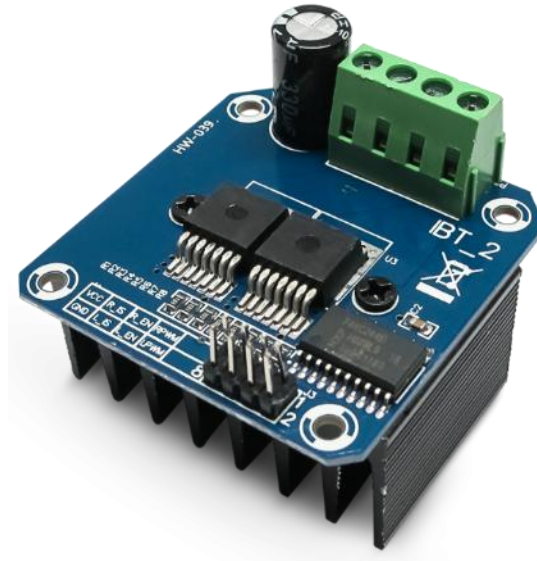
Fonte: Autor (2025).

6.11 ANÁLISE DE CUSTO DO PROJETO

Uma vez que há a intenção de que este projeto seja utilizado pela equipe FEG Robótica, é importante que seu custo seja baixo, se comparado com outras opções de módulos ponte H de alta corrente disponíveis no mercado. Para fazer esse comparativo, foram elencadas as ofertas concorrentes.

O módulo de ponte H de maior capacidade encontrado no mercado nacional é o BTS7960 (Figura 65) que já é utilizado pela equipe. Ele é capaz de controlar um motor DC e possui capacidade de condução de corrente de 43 A nominal e 60 A de pico (HANDSON TECHNOLOGY, 2021). Opera com frequências de PWM de até 25 kHz nas tensões lógicas entre 3,3 V e 5 V. Seu peso é de apenas 66 gramas e custa R\$44,55 no site da RoboCore (ROBOCORE, 2025).

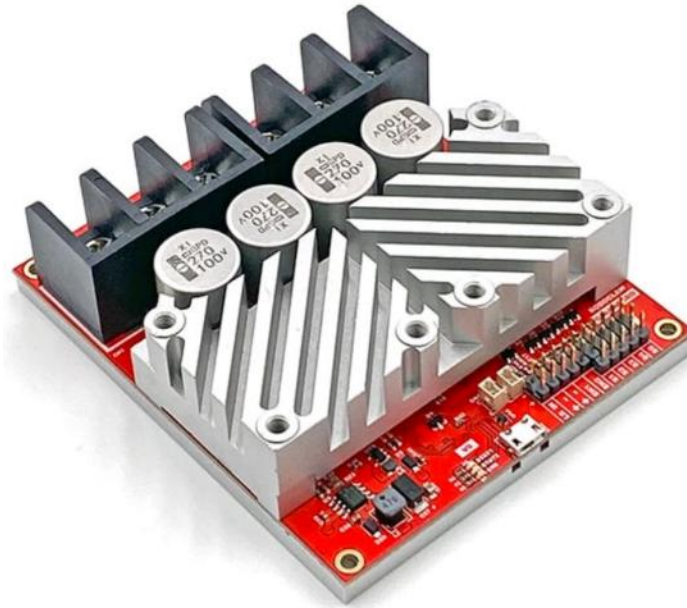
Figura 65 - Módulo ponte H BTS7960 de 43 A



Fonte: Robocore (2025).

No mercado americano, uma fabricante que se destaca no desenvolvimento de pequenos controladores de motores DC de alta potência é a RoboClaw. Vale citar aqui dois de seus produtos. O primeiro deles é o controlador 2x60A, capaz de fornecer 60 A de corrente contínua a dois motores DC (BASICMICRO, 2016b). Tolerar correntes de pico de 120 A, aceita tensões lógicas entre 3,3 V e 5 V, e pode ser alimentado com baterias de até 34 V. Ele pode ser visualizado na Figura 66. Seu peso é de aproximadamente 295 gramas e custa US\$229,95 (aproximadamente R\$1.242,93 na cotação atual).

Figura 66 - Controlador 2x60A da RoboClaw



Fonte: Basicmicro (2016b).

O outro controlador interessante da RoboClaw é o 2x200A, capaz de fornecer 200 A de corrente nominal à dois motores (BASICMICRO, 2016a). Aceita baterias de até 60 V e pesa 1,63 kg. Está representado na Figura 67 e seu valor é de US\$599,95 (aproximadamente R\$3.242,85 na cotação atual).

Figura 67 - Controlador 2x200A da RoboClaw



Fonte: Basicmicro (2016a).

Na Tabela 5 é estimado o custo dos componentes da ponte H desenvolvida neste projeto sem levar em consideração os custos de frete e de materiais consumíveis usados na soldagem. O valor final foi estimado em R\$442,83. Como os robôs são limitados pelo peso, também foi importante estimar o peso final do módulo de ponte H. Utilizando dados como densidade da fibra de vidro da PCI, peso do cobre das camadas da PCI por área, e estimativas de peso dos componentes, foi possível calcular que o projeto terá um peso final de aproximadamente 140 gramas.

Tabela 5 - Custo estimado dos componentes do projeto

Material	Quantidade	Custo Unitário	Fornecedor	Custo Total
HIP4082	1	R\$ 31,00	Mult Comercial	R\$ 31,00
IRF1404	8	R\$ 10,37	Proesi	R\$ 82,96
SMAJ18A SMD	1	R\$ 2,00	Achei Componentes	R\$ 2,00
UF4007 SMD	10	R\$ 0,40	Achei Componentes	R\$ 4,00
Capacitor 10 uF 0805	1	R\$ 0,20	Achei Componentes	R\$ 0,20
Capacitor 1 uF	1	R\$ 0,25	Achei Componentes	R\$ 0,25
Capacitor 100 nF	1	R\$ 0,12	Achei Componentes	R\$ 0,12
Capacitor 220 nF	2	R\$ 0,20	Achei Componentes	R\$ 0,40
Resistor 10 kΩ	1	R\$ 0,08	Achei Componentes	R\$ 0,08
Resistor 12 kΩ	1	R\$ 0,09	Achei Componentes	R\$ 0,09
Resistor 22 Ω	8	R\$ 0,06	Achei Componentes	R\$ 0,48
XT60-M	2	R\$ 5,55	Baú da Eletrônica	R\$ 11,10
Latch Macho 2x5	1	R\$ 1,78	Baú da Eletrônica	R\$ 1,78
HS1616 30 mm	8	R\$ 3,22	Rei do Dissipador	R\$ 25,76
Pasta térmica	1	R\$ 8,21	Proesi	R\$ 8,21
PCI 1 oz/ft ² 4 layers	1	R\$ 274,40	PCB Brasil	R\$ 274,40
			Valor Final	R\$ 442,83

Fonte: Autor (2025).

Comparando os resultados com os concorrentes, o projeto possui uma capacidade de condução de corrente duas vezes maior que do módulo BTS7960, tem mais que o dobro do peso e é dez vezes mais caro. E contra o módulo 2x60A da RoboClaw, o projeto tolera uma corrente quase duas vezes maior, com metade do peso e um terço do custo. Portanto, é possível concluir que a ponte H aqui proposta promete o desempenho de módulos apenas disponíveis fora do Brasil por um custo muito mais acessível. O uso deste dispositivo pela equipe FEG Robótica garantiria uma vantagem em relação à outras equipes nacionais no quesito *hardware*.

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este Trabalho de Graduação teve como objetivo central o projeto de uma ponte H robusta, destinada ao acionamento de motores DC em robôs de sumô da categoria 3 kg autônomos. O foco principal foi desenvolver uma solução que suportasse de forma confiável a condição crítica de eixo travado (*stall current*), um evento comum em competições que frequentemente leva à falha dos componentes de potência.

O projeto atingiu seus objetivos teóricos, resultando em um circuito completo baseado no *driver* HIP4082 e em MOSFETs IRF1404, selecionados estrategicamente por seu equilíbrio entre desempenho, baixo custo e disponibilidade no mercado nacional. Todo o processo de dimensionamento, desde os circuitos de *bootstrap* até o layout de uma placa de circuito impresso de 4 camadas, foi detalhado para garantir a robustez térmica e elétrica necessária para suportar as altas correntes da aplicação.

A principal limitação deste trabalho, conforme definido no escopo, reside na falta da fabricação e validação experimental da PCI final. Os testes práticos foram realizados em *protoboard*, que, apesar de úteis para validar a lógica de operação do *driver* e o acionamento dos MOSFETs, introduzem indutâncias e resistências parasitas que não refletem o desempenho real da placa projetada. A validação em campo, submetendo a ponte H às condições reais de uma luta, é uma etapa importante sugerida para trabalhos futuros, de forma a atestar a eficácia do projeto.

A conclusão deste projeto serve como um sólido ponto de partida para a equipe FEG Robótica e abre diversas frentes para trabalhos futuros. Uma primeira sugestão de aprimoramento é o estudo e a implementação de circuitos *snubber* (RC ou RCD) em paralelo com os MOSFETs. Embora o projeto tenha incluído um TVS, os *snubbers* podem atenuar de forma mais eficaz o picos de tensão durante a comutação, reduzindo o estresse sobre os semicondutores e contribuindo para prolongar sua vida útil.

Outra evolução natural seria o redimensionamento do projeto para baterias 4S (16,8 V) e 6S (25,2 V), adaptando-o para tensões superiores. Isso exigiria uma revisão dos componentes, especialmente a seleção de MOSFETs com resistência dreno-*source* menores para suportar maiores amplitudes de corrente e o reprojeto da solução de dissipação de calor. Tal adaptação também exigiria a reavaliação do diodo TVS para operar com faixas de tensão mais elevadas.

Visando um desempenho ainda maior, sugere-se a seleção de MOSFETs mais modernos com encapsulamentos mais robustos, como o TO-247AC ou TO263-7 que têm capacidades de condução de corrente maiores e podem apresentar resistências dreno-*source* menores. Melhorias na concepção da PCB também são recomendadas, como a utilização de camadas de cobre com maior espessura (2 oz/ft² ou até 4 oz/ft²), o que permitiria um *layout* mais compacto.

Por fim, uma adição de grande valor seria a inclusão de um sensor de corrente que poderia ser feito por resistores shunt ou, preferencialmente, por um sensor de Efeito Hall. Este componente permitiria ao microcontrolador monitorar a corrente em tempo real e implementar uma proteção de sobrecorrente via *software*, detectando o eixo travado e desligando a ponte antes que um dano ocorra, aumentando a vida útil do *hardware*.

Espera-se que este trabalho sirva como uma base técnica e didática para a equipe, fornecendo um *design* de *hardware* livre, de custo acessível e desempenho comparável a soluções comerciais importadas, fomentando o desenvolvimento tecnológico nacional contínuo na área de robótica de competição.

REFERÊNCIAS

- ACHEI COMPONENTES. **Transistores**. 2025. Disponível em: <https://www.acheicomponentes.com.br/transistores>. Acesso em: 14 out. 2025.
- AMASS. **Catalogue**. 2025. Disponível em: <https://jlcpcb.com/api/file/downloadByFileSystemAccessId/8589039598995443712>. Acesso em: 15 out. 2025.
- ANALOG DEVICES, INC. **Decoupling techniques**. EUA: 2009. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-101.pdf>. Acesso em: 2 out. 2025.
- ART KAY. **Decoupling capacitors**. EUA: Texas Instruments Incorporated, 2022. Disponível em: https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/de-de/9/3816841626001/6313253251112.mp4/subassets/notes-decoupling_capacitors.pdf. Acesso em: 2 out. 2025.
- BALOGH, L. **Application report fundamentals of MOSFET and IGBT gate driver circuits**. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2022. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ml/slua618a/slua618a.pdf>. Acesso em: 2 out. 2025.
- BASICMICRO. **RoboClaw 2x200A/2x300A dual channel motor controller**. 2016. Disponível em: https://downloads.basicmicro.com/docs/roboclaw_datasheet_200_300.pdf. Acesso em: 17 out. 2025.
- BASICMICRO. **RoboClaw 2x60A dual channel motor controller**. 2016. Disponível em: https://downloads.basicmicro.com/docs/roboclaw_datasheet_2x60A.pdf. Acesso em: 17 out. 2025.
- BAÚ DA ELETRÔNICA. **Conector box header 10 vias 180 graus com trava**. 2025. Disponível em: <https://www.baudaeletronica.com.br/produto/conector-box-header-10-vias-180-graus-com-trava.html>. Acesso em: 15 out. 2025.
- BOTTO BRAZIL. **Micro ventilador DC fan 40x40x10mm 24V média rotação sleeve/bucha | Botto Brazil**. 2025. Disponível em: <https://www.bottobrazil.com.br/micro-ventilador-dc-fan-40x40x10mm-24v-media-rotacao-sleeve-bucha-botto-brazil?srsItd=AfmBOoqs54IVYDMuT7oGPMHIQpKJzVVGn4cFPKjZyWSqm2lv2CSheXf>. Acesso em: 15 out. 2025.
- BUTTAY, C. **H bridge**. 2006. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=854051>. Acesso em: 14 out. 2025.
- CIRCUIBRAS. **Capabilidade**. 2025. Disponível em: <https://circuibras.com.br/capabilidade/>. Acesso em: 15 out. 2025.

DAPRÀ, D.; GILLONE, A. **Application note diodes for bootstrap and desaturation functions**. Dallas: Vishay Intertechnology Inc., 2023. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/97102/diodesforbootstrapanddesaturationfunctions.pdf>. Acesso em: 2 out. 2025.

DIALLO, M. **Application note bootstrap circuitry selection for half-bridge configurations**. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2023. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slva887a/slva887a.pdf>. Acesso em: 2 out. 2025.

DIGIKEY. **PCB trace width calculator**. 2025. Disponível em: <https://www.digikey.com.br/pt/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-pcb-trace-width>. Acesso em: 15 out. 2025.

DRONELAB. **XT60 connector - everything you need to know about, measured and tested**. 2018. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=qEdysiZAYZ4>. Acesso em: 15 out. 2025.

HANDSON TECHNOLOGY. **BTS7960 high current 43A h-bridge motor driver**. 2021. Disponível em: <https://www.handsontec.com/dataspecs/module/BTS7960%20Motor%20Driver.pdf>. Acesso em: 17 out. 2025.

HS DISSIPADORES. **Catálogo 2025-26**. 2025. Disponível em: <https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>. Acesso em: 15 out. 2025.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRF1404 datasheet**. 2000. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/68119/IRF/IRF1404.html>. Acesso em: 14 out. 2025.

INTERSIL. **HIP4082IPZ datasheet**. 2006. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/532536/INTERSIL/HIP4082IPZ.html>. Acesso em: 14 out. 2025.

JSUMO. **MOSFET driver ICs**. 2025. Disponível em: <https://www.jsumo.com/mosfet-driver-ics>. Acesso em: 14 out. 2025.

LITTELFUSE. **SMAJ series**. 2022. Disponível em: <https://www.littelfuse.com/assetdocs/tvs-diodes-smaj-datasheet>. Acesso em: 15 out. 2025.

MAXIM INTEGRATED. **Application note selection of ultra-fast recovery diodes used in flyback circuits**. EUA: 2002. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/selection-of-ultrafast-recovery-diodes-used-in-flyback-circuits.pdf>. Acesso em: 2 out. 2025.

MAXON. **RE 40**. 2025. Disponível em: https://www.maxongroup.com/medias/sys_master/root/9398013394974/Cataloge-Page-EN-163.pdf. Acesso em: 14 out. 2025.

MULT COMERCIAL. **Circuito integrado HIP4082IPZ DIP-16 - loja 5459 - Intersil**. 2025. Disponível em: <https://www.multcomercial.com.br/circuito-integrado-hip4082ipz-dip-16-loja-5459-intersil.html>. Acesso em: 14 out. 2025.

ONSEMI. **UF4007 datasheet**. 2023. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1924527/ONSEMI/UF4007.html>. Acesso em: 14 out. 2025.

PONTO DA ELETRÔNICA. **Circuito integrado IR2184**. 2025. Disponível em: <https://www.pontodaeletronica.com.br/circuito-integrado-ir2184.html>. Acesso em: 14 out. 2025.

PROESI. **IRF1404 - transistor MOSFET, NPN, 40V/162A (TO220)**. 2025. Disponível em: <https://www.proesi.com.br/irf1404-transistor-to220>. Acesso em: 14 out. 2025.

PROESI. **Transistor**. 2025. Disponível em: <https://www.proesi.com.br/transistor>. Acesso em: 14 out. 2025.

REI DO DISSIPADOR. **Dissipador de calor modelo HS 1616**. 2025. Disponível em: <https://www.reidodissipador.com.br/dissipador-de-calor-modelo-hs-1616>. Acesso em: 15 out. 2025.

ROBOCORE. **Módulo driver ponte-h BTS7960 43A**. 2025. Disponível em: <https://www.robocore.net/driver-motor/modulo-driver-ponte-h-bts7960-43a>. Acesso em: 17 out. 2025.

STMicroelectronics N.V.. **Application note considerations on bootstrap circuitry for gate drivers**. Dallas: 2022. Disponível em: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5789-considerations-on-bootstrap-circuitry-for-gate-drivers-stmicroelectronics.pdf. Acesso em: 2 out. 2025.

WALLACE, J. **Application brief tips for successfully paralleling power MOSFETs**. EUA: Texas Instruments Incorporated, 2022. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ab/slpa020/slpa020.pdf>. Acesso em: 14 out. 2025.

ZHANG, Y.; WANG, J. **Understanding dead-time based on TPS51225/275/285**. 2018. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slua919/slua919.pdf>. Acesso em: 27 out. 2025.

BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

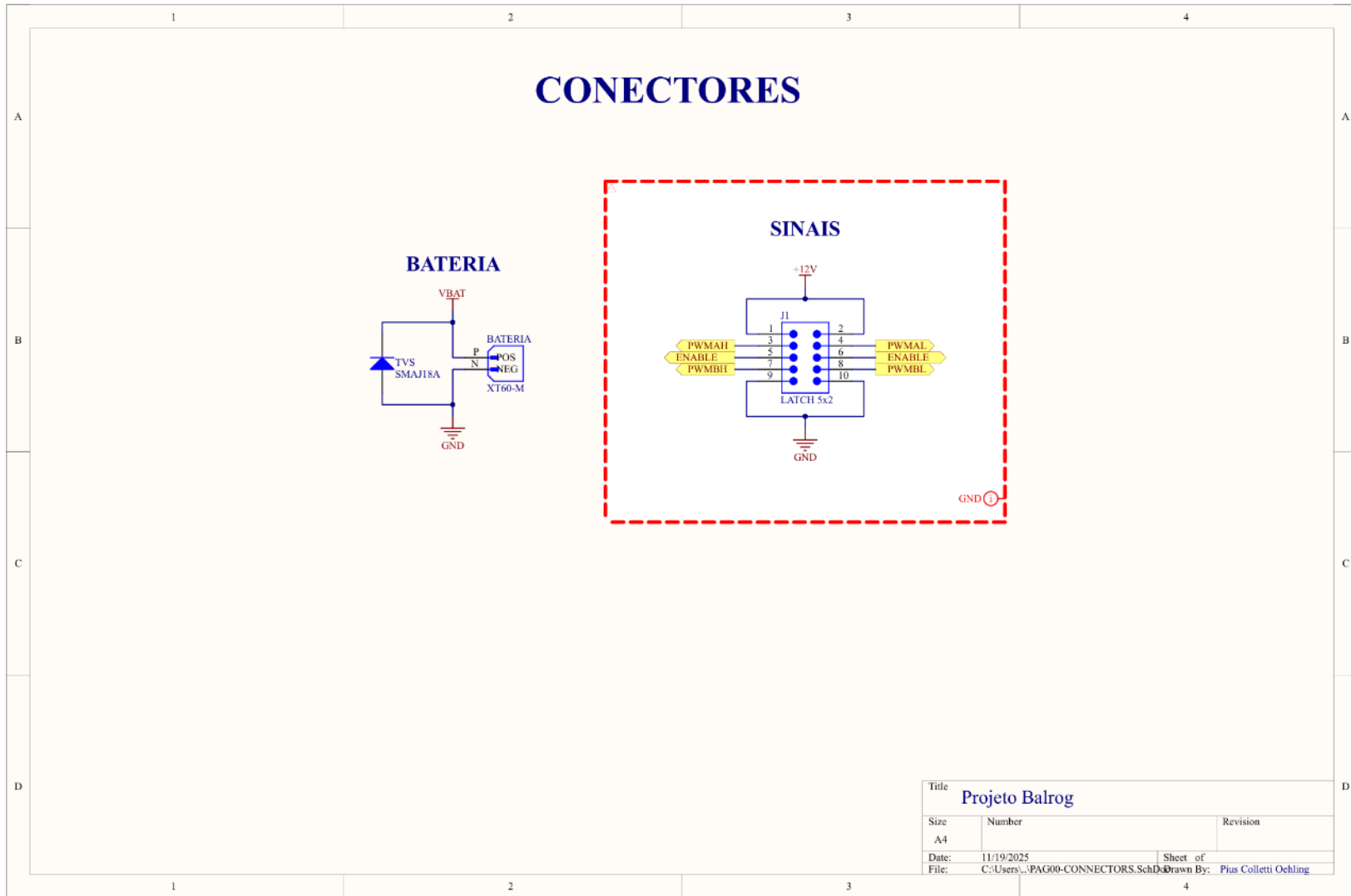
BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

RASHID, M. B. A. **Eletrônica de potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

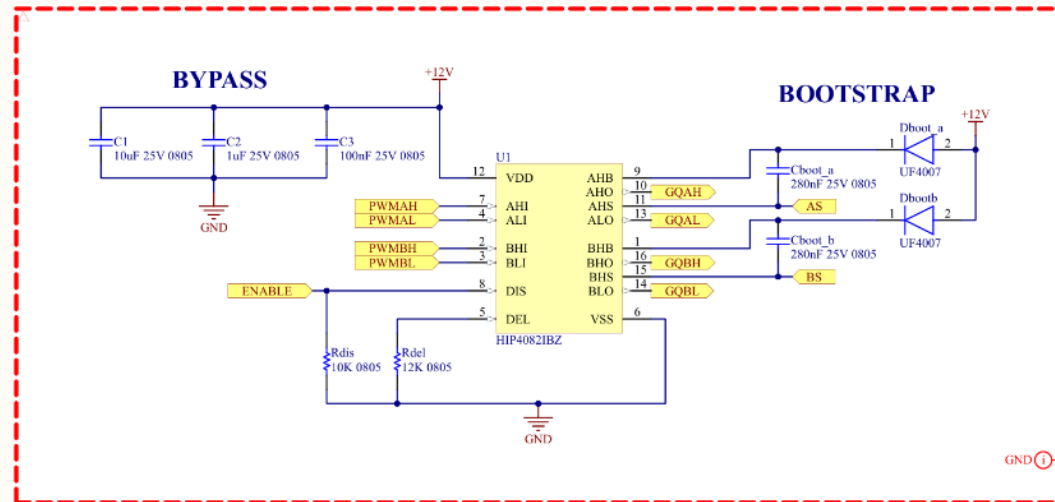
SANTOS, L. F. *et al.* Análise de técnicas de chaveamento bipolares e unipolares em conversores configurados em ponte h aplicados em motores de corrente contínua. **Revista Brasileira de Mecatrônica**, São Caetano do Sul, jan./mar. 2022.

VOLPIANO, S. L. **Eletrônica de potência aplicada ao acionamento de máquinas elétricas**. São Paulo: SENAI-SP Editora, 2013.

ANEXO A – ESQUEMÁTICO ELETRÔNICO DO PROJETO



DRIVER



Title		
Projeto Balrog		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	11/19/2025	Sheet of
File:	C:\Users\... \PAG01-DRIVER.SchDoc	Drawn By: Pius Colletti Oehling
		4

