

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL – UCS
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DA REGIÃO DOS VINHEDOS – CARVI
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS DA NATUREZA E TECNOLOGIA – CENT
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

BERNARDO ERNESTO MÓRO RANSAN

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMA DE ACIONAMENTO DE
MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS PARA APLICAÇÃO EM
VEÍCULO DE COMPETIÇÃO**

BENTO GONÇALVES

2021

BERNARDO ERNESTO MÓRO RANSAN

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMA DE ACIONAMENTO DE
MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS PARA APLICAÇÃO EM
VEÍCULO DE COMPETIÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no Campus Universitário da Região dos Vinhedos, da Universidade de Caxias do Sul, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Me. Bruno Fensterseifer Dias

BENTO GONÇALVES

2021

BERNARDO ERNESTO MÓRO RANSAN

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMA DE ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULO DE COMPETIÇÃO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no Campus Universitário da Região dos Vinhedos, da Universidade de Caxias do Sul, como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Eletrônico.

Orientador: Prof. Me. Bruno Fensterseifer Dias

Aprovado em 29/11/2021.

Banca Examinadora:

Prof. Me. Bruno Fensterseifer Dias
Universidade de Caxias do Sul – RS

Prof. Me. Anderson Soares dos Santos
Universidade de Caxias do Sul – RS

Prof. Me. Patrícia Giacomelli
Universidade de Caxias do Sul – RS

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Enio e Ana, minhas avós, Líria e Pierina (in memoriam), por todo incentivo e apoio durante essa jornada e por me proporcionarem cursar uma graduação.

A meu irmão Christian, pelo companheirismo e por estar sempre ao meu lado dando-me suporte.

A METALMORO pela confiança depositada em mim para fazer com que o projeto saia do papel e ganhe vida.

À minha companheira Laura Carolina Somacal, que esteve comigo ao longo deste trabalho e que me mostrou o significado de compreensão e companheirismo.

Aos meus amigos e colegas, pelos conhecimentos e momentos de descontração compartilhados.

Aos professores que sempre me motivaram a superar desafios, em especial ao Prof. Me. Bruno Fensterseifer Dias, por todo acolhimento, paciência e sabedoria.

*As grandes conquistas da humanidade foram
obtidas conversando, e as grandes falhas pela
falta de diálogo.*

Stephen Hawking

RESUMO

O principal objetivo deste trabalho é desenvolver e implementar um sistema de acionamento de máquina de corrente contínua sem escovas para um kart com propulsão elétrica. Para que o projeto seja aplicável, destacam-se os principais itens necessários para o seu funcionamento, como: fonte de energia, acionamento eletrônico e a máquina elétrica. Além disso, é abordada também a parte digital e de instrumentação para controle e telemetria do veículo. No primeiro momento, foram adquiridos os dados da máquina elétrica por meio de ensaios e realizadas simulações computacionais com diferentes sistemas de controle para o circuito inversor, visando entender o comportamento do sistema e verificar o mais adequado. Posteriormente, foram determinados os componentes necessários e montado o esquemático do circuito eletrônico. Além disso, analisaram-se os custos dos componentes pré-selecionados e ao fim, criado um sistema de telemetria para o veículo. Os resultados coletados revelaram valores e formas de onda similares às encontradas na bibliografia. Também, o sistema de acionamento implementado foi capaz de controlar a velocidade e sentido de rotação da máquina CC de acordo com o desejo do piloto. Por fim, realizam-se as discussões acerca dos resultados e também são dadas sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-chave: *brushless DC*, inversor trifásico, MOSFET, *gate driver*.

ABSTRACT

The main objective of this work is to develop and implement a brushless DC machine drive system for a kart with electric propulsion. In order for the project to be applicable, the main items required for its operation are highlighted, such as: power source, electronic drive, and the electric machine. In addition, the digital and instrumentation part for vehicle control and telemetry is also addressed. In the first moment, the electric machine data was acquired by means of tests and computer simulations were performed with different control systems for the inverter circuit, aiming to understand the system's behavior and verify the most adequate one. Subsequently, the necessary components were determined and the electronic circuit schematic was assembled. Besides this, the costs of the pre-selected components were analyzed, and at the end, a telemetry system for the vehicle was created. The collected results revealed values and waveforms similar to those found in the bibliography. Also, the implemented drive system was able to control the speed and direction of rotation of the DC machine according to the pilot's wishes. Finally, discussions about the results are held, and suggestions for future work are also given.

Keywords: Brushless DC, three phase inverter, MOSFET, gate driver.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Princípio de funcionamento interno de um motor BLDC.	21
Figura 2 - Circuito equivalente de um motor BLDC.	22
Figura 3 - Comportamento dos sensores de efeito Hall em um motor BLDC.	23
Figura 4 - Velocidade constante x Torque.	24
Figura 5 - Velocidade variável x Torque.	24
Figura 6 - Circuito de controle do motor BLDC.	26
Figura 7 - Esquema de controle de torque para um motor BLDC.	26
Figura 8 - Forma de onda trapezoidal real.	27
Figura 9 - Gráfico de eficiência de um motor híbrido PM.	28
Figura 10 - Inversores monofásicos de meia-ponte em paralelo.	29
Figura 11 - Sequência de sinais e respostas em tensão.	30
Figura 12 - Tensão de fase-neutro.	31
Figura 13 - Circuito equivalente de um MOSFET com BJT parasita.	32
Figura 14 - MOSFET com diodo interno.	33
Figura 15 - Tempos típicos de chaveamento do MOSFET.	33
Figura 16 - Circuito totem-pole.	34
Figura 17 - Junção PN e simbologia do diodo.	36
Figura 18 - Curva característica real de um diodo.	36
Figura 19 - Curva característica ideal de um diodo.	37
Figura 20 - Análogo elétrico de uma transição de calor.	38
Figura 21 - Circuito típico com DRV8300.	39
Figura 22 - Circuito de <i>bootstrap</i>	40
Figura 23 - Sensor TPS.	42
Figura 24 - Rádio de telemetria SiK 915 MHz.	42
Figura 25 - Plataforma STM32F407VGT6.	44
Figura 26 - Plataforma Maple Mini STM32F103C8T6.	45
Figura 27 - Sensor de corrente D-C2T.	46
Figura 28 - Etapas de projeto.	48
Figura 29 - Medição entre as fases da máquina CC.	49
Figura 30 - Parâmetros da máquina.	51
Figura 31 - Parâmetros da carga mecânica.	51
Figura 32 - Parâmetros da chave.	51
Figura 33 - Circuito de acionamento sem controladores de velocidade e corrente. ...	52
Figura 34 - Circuito de acionamento com controle de corrente.	53
Figura 35 - Circuito de acionamento com controle de velocidade.	54
Figura 36 - Circuito de acionamento com controle de corrente e velocidade.	55
Figura 37 - Circuito de referência para acionamento do MOSFET.	56
Figura 38 - Projeto do chassi com hardware instalado.	58
Figura 39 - Disposição do sistema eletrônico em um kart.	58

Figura 40 - Circuito prático para acionamento do motor BLDC.....	59
Figura 41 - Local de instalação dos sensores TPS.	60
Figura 42 - Funcionamento geral do módulo mestre.....	62
Figura 43 - Calibração da velocidade medida.	64
Figura 44 - Fluxograma do código do microcontrolador mestre.	65
Figura 45 - Fluxograma do código do microcontrolador escravo.....	66
Figura 46 - Fluxograma da lógica de acionamento no microcontrolador mestre.	67
Figura 47 - Fluxograma da lógica de acionamento no microcontrolador escravo.	68
Figura 48 - Fluxograma do sistema de telemetria.	69
Figura 49 - FEM gerada a partir da rotação do eixo do motor.....	73
Figura 50 - Velocidade x Frequência.....	74
Figura 51 - Velocidade vs Tensão Induzida	74
Figura 52 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.	76
Figura 53 - Curva de velocidade da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.	76
Figura 54 - FCEM da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.	77
Figura 55 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de corrente.	77
Figura 56 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de corrente.	78
Figura 57 - FCEM da máquina CC com controle de corrente.	78
Figura 58 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de velocidade.	79
Figura 59 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de velocidade.	79
Figura 60 - FCEM da máquina CC com controle de velocidade.....	80
Figura 61 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de corrente e velocidade.	80
Figura 62 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de corrente e velocidade.	81
Figura 63 - FCEM da máquina CC com controle de corrente e velocidade.	81
Figura 64 - Área de operação segura.....	83
Figura 65 - Análogo elétrico de transição de calor da chave sem dissipador.....	84
Figura 66 - Análogo elétrico de transição de calor para cálculo do dissipador.....	85
Figura 67 - Análogo elétrico de transição de calor com dissipador sem ventilação forçada.	85
Figura 68 - Análogo elétrico de transição de calor com dissipador com ventilação forçada.	86
Figura 69 - FEM trapezoidal real com escala 5 ms.	86
Figura 70 - FEM trapezoidal real com escala 2 ms.	87
Figura 71 - Tensão Vds aplicada aos MOSFETs.	87
Figura 72 - Tensão Vgs com 1 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo. .	88
Figura 73 - Tensão Vgs com 1 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo. .	88
Figura 74 - Tensão Vgs com 99 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo.	89

Figura 75 - Tensão V_{gs} com 99 % da razão cíclica em um MOSFET de lado alto. ...	89
Figura 76 - Forma de onda proveniente dos sensores Hall do motor BLDC.	90
Figura 77 - Transitórios de aceleração, corrente e velocidade durante a partida do motor BLDC.....	90
Figura 78 - Temperaturas dos módulos.	91
Figura 79 - Interface do sistema de telemetria.	92
Figura 80 - Precisão de medida de resistência do instrumento MINIPA MX-1010..	102
Figura 81 - Precisão de medida de resistência do instrumento ICEL MANAUS RLC-320	102
Figura 82 - Precisão de medida de indutância do instrumento MINIPA MX-1010...	103
Figura 83 - Precisão de medida de indutância do instrumento ICEL MANAUS RLC-320	103
Figura 84 - Dados elétricos do sensor de corrente D-C2T	104
Figura 85 - Teste dinâmico no motor BLDC de 5.000 W.....	105
Figura 86 - Tabela de fios AWG da NOVACON.....	106
Figura 87 - Características elétricas dinâmicas do circuito integrado IR2110	107
Figura 88 - Ficha técnica do dissipador SP 0,25.....	108
Figura 89 - Esquemático do circuito mestre.	109
Figura 90 - Esquemático do circuito inversor.	110
Figura 91 - Esquemático do circuito escravo.....	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Pesos e características mecânicas do motor.	48
Tabela 2 - Modos de controle do motor BLDC.	63
Tabela 3 - Modos de controle do motor BLDC.	63
Tabela 4 - Valor medido de indutância.....	71
Tabela 5 - Valor medido de resistência.	72
Tabela 6 - Incerteza de medição da indutância e resistência.....	72
Tabela 7 - Desequilíbrio máximo de resistência e indutância entre fases.....	72
Tabela 8 - Cálculo de indutância e resistência em cada enrolamento.	73
Tabela 9 - Variáveis e resultado do cálculo do capacitor de <i>bootstrap</i>	83
Tabela 10 - Variáveis e resultados dos cálculos das perdas no MOSFET.	84
Tabela 11 - Estrutura de produtos.....	112
Tabela 12 - Comparativo de custos e características técnicas entre MOSFETs.....	132
Tabela 13 - Comparativo de custos e características técnicas entre IGBTs.....	133
Tabela 14 - Comparativo de custos e características entre <i>gate drivers</i>	134

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
BLDC	<i>Brushless DC</i>
CI	<i>Circuito Integrado</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DMA	<i>Direct Memory Access</i>
EVs	<i>Electric Vehicles</i>
FPU	<i>Float Point Unit</i>
FCEM	<i>Força Contra Eletromotriz</i>
FEM	<i>Força Eletromotriz</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
HEVs	<i>Hybrid Electric Vehicles</i>
ICs	<i>Internal Combustion</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
MAVLink	<i>Micro Air Vehicle Link</i>
MPU	<i>Memory Protection Unit</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
OPAMP	<i>Operational Amplifier</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PM	<i>Permanent magnet</i>
PTC	<i>Positive Temperature Coeficient</i>
PWM	<i>Pulse Width modulation</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
RPM	<i>Rotações por minuto</i>
TPS	<i>Sensor de Posição da Borboleta</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppressor</i>
SOA	<i>Safe Operation Area</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>

UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USART	<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 OBJETIVO GERAL	17
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	17
1.3 ESCOPO E RESTRIÇÕES	17
1.4 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO	18
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1 BATERIAS	19
2.1.1 Baterias de lítio-íon	19
2.2 MOTOR BRUSHLESS DC (FEM TRAPEZOIDAL)	20
2.3 CONTROLE DE MOTORES BRUSHLESS DC.....	25
2.4 EXPANSÃO PARA MEDIÇÃO DA VELOCIDADE	28
2.5 INVERSORES TRIFÁSICOS	28
2.5.1 MOSFET	32
2.5.1.1 Perdas por condução e comutação das chaves.....	34
2.5.2 Diodo	35
2.5.3 Dissipadores de calor	37
2.6 CIRCUITO INTEGRADO PARA CONTROLE DO INVERSOR	38
2.7 ACIONAMENTO DAS CHAVES.....	40
2.8 INSTRUMENTAÇÃO DO VEÍCULO.....	41
2.8.1 Sensor de posição dos pedais	41
2.8.2 Rádio de telemetria	42
2.8.3 Microcontrolador	43
2.8.3.1 STM32F407xx	43
2.8.3.2 STM32F103xx	44
2.8.4 Sensor de corrente	45
2.8.5 Sensor de temperatura	46
2.9 TRABALHOS CORRELATOS	47
3 METODOLOGIA	48
3.1 ETAPA DE POTÊNCIA.....	48
3.1.1 Levantamento dos parâmetros da máquina CC e incerteza de medição	49

3.1.2	Simulações	50
3.1.3	Acionamento da máquina CC sem controle de velocidade e corrente	52
3.1.4	Acionamento da máquina CC com controle de corrente	52
3.1.5	Acionamento da máquina CC com controle de velocidade	53
3.1.6	Acionamento da máquina CC com controle de velocidade e corrente	54
3.1.7	Determinação de componentes	55
3.1.8	Esquemático do circuito e implementação prática	57
3.2	INSTRUMENTAÇÃO E CONTROLE	59
3.2.1	Instalação dos sensores TPS	60
3.2.2	Rádio de telemetria	61
3.2.3	Sensor de corrente elétrica	61
3.2.4	Sensor de temperatura	61
3.2.5	Configuração do módulo mestre	62
3.2.6	Configuração do módulo escravo	65
3.2.7	Lógica de acionamento do motor BLDC	66
3.2.8	Desenvolvimento do supervisor	69
3.3	CUSTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO	70
4	RESULTADOS	71
4.1	ETAPA DE POTÊNCIA	71
4.1.1	Parâmetros da máquina CC e incerteza de medição	71
4.1.2	Simulações	75
4.1.3	Acionamento da máquina CC sem controle de velocidade e corrente	75
4.1.4	Acionamento da máquina CC com controle de corrente	77
4.1.5	Acionamento da máquina CC com controle de velocidade	78
4.1.6	Acionamento da máquina CC com controle de corrente e velocidade	80
4.1.7	Determinação de componentes	82
4.1.8	Resultados práticos	86
4.2	ELETRÔNICA DIGITAL E DE INSTRUMENTAÇÃO	91
4.3	CUSTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO	92
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	93
5.1	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	93
5.2	TRABALHOS FUTUROS	95

REFERÊNCIAS.....	97
ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE RESISTÊNCIA – MINIPA MX-1010	102
ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE RESISTÊNCIA DO INSTRUMENTO ICEL MANAUS RLC-320.....	102
ANEXO C – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE INDUTÂNCIA DO INSTRUMENTO MINIPA MX-1010	103
ANEXO D – ESPECIFICAÇÃO ELÉTRICA DE INDUTÂNCIA DO INSTRUMENTO ICEL MANAUS RLC-320	103
ANEXO E - TABELA DE DADOS DO SENSOR DE CORRENTE D-C2T.....	104
ANEXO F - TESTE DINÂMICO DO MOTOR BLDC	105
ANEXO G - TABELA DE FIOS AWG	106
ANEXO H – CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DINÂMICAS DO IR2110	107
ANEXO I – FICHA TÉCNICA SEMIKRON.....	108
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO E ESTRUTURA DE PRODUTOS	109
APÊNDICE B – CÓDIGO NO MICROCONTROLADOR MESTRE	113
APÊNDICE C – CÓDIGO NO MICROCONTROLADOR ESCRAVO.....	123
APÊNDICE D - COMPARATIVO ENTRE MOSFETS.....	132
APÊNDICE E – COMPARATIVO ENTRE IGBTs.....	133
APÊNDICE F - COMPARATIVO ENTRE GATE DRIVERS.....	134

1 INTRODUÇÃO

Os veículos automotores vêm evoluindo ao longo das últimas décadas, segundo EHSANI (2010), propiciando aumentar a mobilidade do ser humano de forma rápida e fácil, marcando um grande avanço para sociedade, além de diminuir a emissão de poluentes na atmosfera.

Nos últimos anos, pesquisas e desenvolvimentos têm enfatizado o uso de energias limpas, com alta eficiência e transporte seguro. Veículos elétricos (do inglês, *Electric Vehicles* - EVs), veículos elétricos híbridos (do inglês, *Hybrid Electric Vehicles* - HEVs) e células de combustíveis tem sido a proposta para a substituição dos veículos convencionais a combustão interna (do inglês, *Internal Combustion* - ICs) (EHSANI, 2010).

Os EVs e os HEVs utilizam máquinas elétricas para enviar a energia mecânica para a transmissão e tracionar as rodas. Por exemplo, aplicam-se como fonte de energia bancos de baterias. Um controlador eletrônico envia sinais para um conversor que ajusta os níveis de tensão e correntes necessários para que o motor produza força (WILTUSCHNIG, 2016).

EHSANI (2010) afirma que o motor *brushless* DC (BLDC) é o candidato mais promissor para a aplicação em veículos elétricos. Isto é consequência de sua alta densidade de potência e torque, principalmente quando são utilizados ímãs de elevado produto energético (ímãs de terras raras). Além disso, em um motor *brushless*, o peso e o volume são significativamente reduzidos para uma determinada exigência de potência comparada com outros tipos de máquinas de corrente contínua.

A partir do contexto apresentado, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e implementação de sistema de acionamento de máquina de corrente contínua sem escovas para aplicação em veículo de competição, utilizando o conhecimento das áreas de eletrônica de potência, máquinas elétricas, eletrônica analógica, digital e de instrumentação, sistemas de controle e comunicação de dados.

Um estudo preliminar se faz necessário acerca dos veículos elétricos, com a finalidade de entender as partes envolvidas no projeto, bem como as características dos componentes eletrônicos utilizados e topologias de controle já existentes, a fim de criar um sistema de acionamento para um motor BLDC. Ademais, diferentes tipos

de sensores e microcontroladores serão retratados, levando em conta a necessidade de alto desempenho e confiabilidade da informação coletada, com a finalidade de garantir a segurança do piloto do veículo.

1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um sistema de acionamento de máquina de corrente contínua sem escovas para aplicação em um veículo de competição.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para atingir o objetivo geral, faz-se necessário os seguintes objetivos específicos:

- a) Realizar uma pesquisa sobre o cenário atual acerca veículos elétricos;
- b) Estudar os princípios de funcionamento de um motor *brushless* DC;
- c) Analisar a topologia do circuito inversor;
- d) Levantar os dados do motor;
- e) Definir os componentes adequados para a aplicação;
- f) Propor uma implementação do sistema de potência e microcontrolado dadas as características do inversor de frequência;
- g) Realizar uma comparação de resultados nos sistemas teóricos e práticos no sistema de acionamento.

1.3 ESCOPO E RESTRIÇÕES

Este trabalho possui definida uma bateria de Lítio-Íon de 48 V / 52 Ah (ampère-hora) e um motor *brushless* DC de 5000 Watts (W). O critério para seleção de componentes será dado pelo custo e acessibilidade dos mesmos.

1.4 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho divide-se em 5 capítulos. No primeiro, uma curta introdução é apresentada, relacionada aos objetivos e restrições do projeto.

O segundo capítulo constitui-se na revisão bibliográfica dos assuntos pertinentes à proposta de trabalho, necessária para sua compreensão. Nele são abordados o funcionamento dos armazenadores de energia, princípios e características dos motores BLDC, formas de construção e controle do sistema de acionamento da máquina CC, construção e aspectos dos componentes atrelados ao circuito de potência e itens para instrumentação do veículo. Por fim, são evidenciados trabalhos relacionados ao acionamento da máquina de corrente contínua sem escovas.

No terceiro capítulo é abordada a metodologia do trabalho, detalhando os processos para implementação do sistema de potência, a forma de instalação e configuração dos itens de instrumentação, lógica de acionamento do motor BLDC, desenvolvimento de um supervisor e análise de custos envolvidos no projeto. O capítulo 4 exhibe os resultados obtidos em cada etapa do projeto, mostrados na sequência planejada no tópico da metodologia.

Por fim, no capítulo 5 são exibidas as discussões e conclusões obtidas através do trabalho, baseada no desenvolvimento e nos resultados adquiridos, tendo em vista o aprimoramento do projeto. Em adição, os apêndices e anexos servem de apoio para o texto base do trabalho, possuindo informações como diagramas esquemáticos, manuais de fabricantes, imagens de suporte para melhor entendimento do projeto e códigos-fonte do sistema de acionamento.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Com o propósito de apoiar a metodologia a ser empregada, serão abordados os conceitos de cada uma das partes envolvidas no projeto, desde a fonte de energia, o sistema de acionamento até a máquina de corrente contínua. E também, o funcionamento dos principais componentes embarcados ao projeto.

2.1 BATERIAS

Segundo EHSANI (2010), as baterias ou armazenamentos de energia são dispositivos que podem receber energia para mais tarde fornecer essa energia. Estes podem ser baterias químicas, capacitores, supercapacitores e até dispositivos mecânicos como volantes de inércia.

Existem várias características para serem consideradas em uma bateria, como: energia específica, potência específica, eficiência, manutenção, custo, adaptação ambiental e segurança. A principal característica para um EV é a energia específica, a fim de garantir uma boa autonomia. Já em HEVs, pelo fornecimento de energia ser provido de outra fonte, a característica principal seria a potência específica, a fim de garantir um bom desempenho em acelerações e aclives (EHSANI, 2010).

Consoante a EHSANI (2010), as baterias viáveis para EV e HEV consistem em chumbo-ácido, base de níquel tal como as de níquel/ferro, níquel/cádmio e níquel-metal, baterias de hidreto de níquel-metálico e à base de lítio, como polímero de lítio e de íon-lítio. A curto prazo, observa-se que a bateria de chumbo-ácido ainda é o tipo principal. No entanto, a médio e longo prazo, as baterias de cádmio e de lítio têm se tornado as principais candidatas para EVs e HEVs.

2.1.1 Baterias de lítio-íon

Conforme EHSANI (2010), o lítio apresenta características muito interessantes do ponto de vista eletroquímico. Ele permite uma alta tensão

termodinâmica resultando em uma energia e potência específica muito alta. Existem duas tecnologias principais de baterias à base de lítio: polímero de lítio e íon de lítio.

Segundo EHSANI (2010) e RONTEK (2020), o lítio é o mais leve de todos os metais usados em baterias e tem o maior potencial eletroquímico, fornecendo a maior densidade de energia por peso.

As principais vantagens das baterias de Li-Ion são:

- Densidade da energia elevada. Tem potencial para capacidades ainda maiores.
- A auto descarga das baterias de Li-Ion é menor do que a metade da auto descarga das baterias NiCd e NiMh.
- Manutenção baixa. Nenhuma descarga periódica é necessária; sem memória.
- Células de Li-Ion causam menos dano quando descartadas do que as de chumbo-ácido ou baterias à base de cádmio. Entre a família de Li-Ion, o manganês é o mais amigável em termos de descarte.

As principais limitações das baterias de Li-Ion são:

- Requer circuito de proteção. O circuito da proteção limita a tensão e a corrente.
- Sujeita ao envelhecimento, mesmo se não estiver em uso. Armazenar a bateria em um lugar fresco e a 40% do estado de carga reduz o efeito do envelhecimento.
- Corrente de descarga moderada para alguns tipos.
- O eletrólito é altamente inflamável. A ruptura pode causar a abertura com chama.

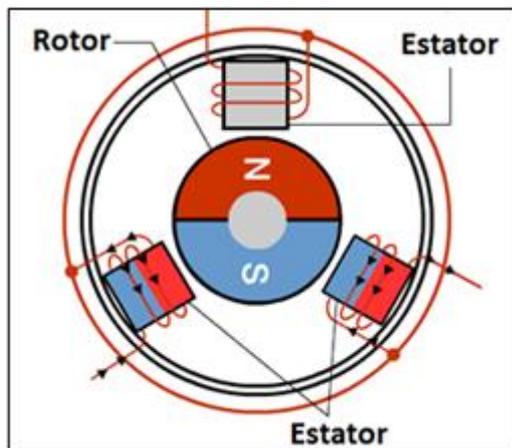
2.2 MOTOR BRUSHLESS DC (FEM TRAPEZOIDAL)

De acordo com AMILCARE (2020), um motor converte energia elétrica em energia mecânica. Os motores *brushless* DC oferecem alta eficiência e excelente controlabilidade, portanto são amplamente utilizados em diversas aplicações.

O mesmo exemplifica que os motores *brushless* DC não possuem escovas, pois as bobinas não se encontram no rotor, assim a comutação ocorre por via

eletrônica. Com isso, o rotor contém ímãs permanentes, fazendo com que as bobinas estejam em posições fixas no estator (Figura 1).

Figura 1 - Princípio de funcionamento interno de um motor BLDC.



Fonte: AMILCARE (2020).

EHSANI (2010) aponta uma vantagem deste motor sendo a capacidade de produzir alto torque por motivo da interação trapezoidal entre corrente e fluxo. Ele apresenta maior densidade de potência e dissipação de energia que os comutados, uma vez que não necessita de área útil para o compartimento das escovas e comutadores. A armadura está localizada no estator, possibilitando o fácil desenvolvimento de um sistema de arrefecimento. Todavia, o mesmo possui desvantagens como um custo maior devido à necessidade de controladores eletrônicos e a possibilidade de desmagnetização devido a altas temperaturas ou campos magnéticos elevados.

De acordo com EHSANI (2010), no caso dos enrolamentos do estator, existem duas classes principais de acionamentos do motor BLDC, ambos podem ser caracterizados pelas suas respectivas formas de onda da força contra eletromotriz (FCEM): trapezoidal e sinusoidal. Expõe também que a forma de trapézio da FCEM do motor BLDC é projetado para desenvolver FCEM em formas de onda trapezoidal. Essas possuem as seguintes características ideais:

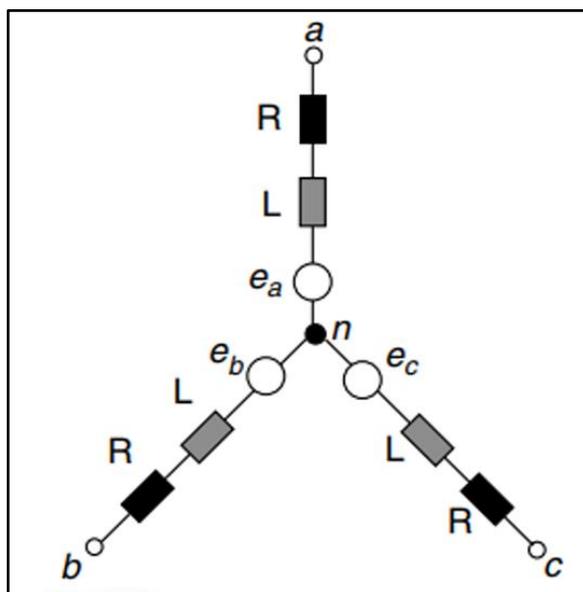
1. Distribuição retangular do fluxo magnético no entreferro;
2. Forma de onda da corrente retangular;
3. Enrolamentos do estator concentrados.

As formas de onda de excitação assumem qualquer modelo de onda da corrente com dois intervalos elétricos de 60° por ciclo com corrente de excitação

zero. A natureza das fisionomias da onda de estímulo para FCEM trapezoidal permite algumas simplificações importantes do sistema em comparação com máquinas de FCEM sinusoidal. Especialmente, os requisitos de resolução para o sensor de posição do rotor são muito mais baixos, uma vez que apenas seis instantes de comutação são necessários por ciclo elétrico (EHSANI, 2010).

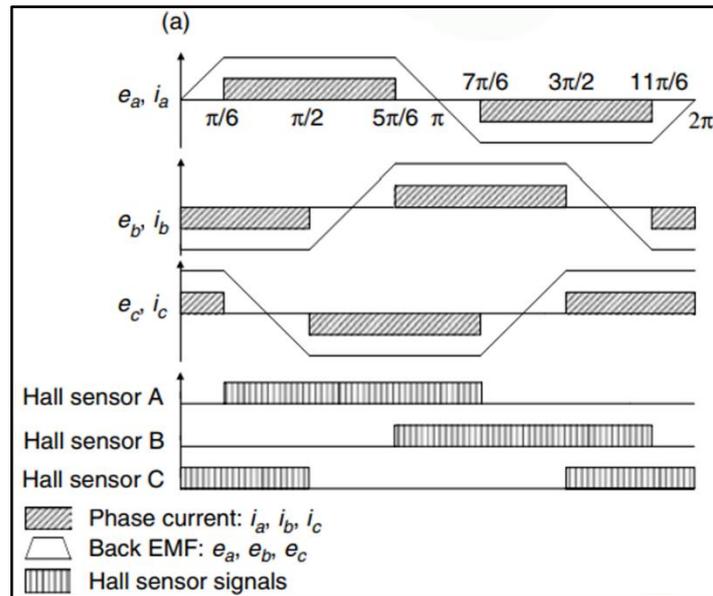
A Figura 2 exemplifica um circuito equivalente e a Figura 3 exhibe a FCEM trapezoidal, a corrente elétrica e sinais de sensores Hall das três fases do motor BLDC. As tensões e_a , e_b , e e_c , observadas nestas figuras, são as tensões da FCEM de fase-a-neutro, o resultado do fluxo do ímã permanente atravessa o gap de ar no sentido radial e corta as bobinas do estator a uma taxa proporcional à velocidade do rotor. As bobinas do estator são posicionadas no padrão trifásico *full-pitch*, com arranjo concentrado, e, assim, as formas de onda de fase da FCEM trapezoidais são deslocadas em 120° graus elétricos.

Figura 2 - Circuito equivalente de um motor BLDC.



Fonte: EHSANI (2010).

Figura 3 - Comportamento dos sensores de efeito Hall em um motor BLDC.



Fonte: EHSANI (2010).

EHSANI (2010) afirma que a produção dos pulsos de corrente elétrica é de 120° quando ligado e de 60° quando desligado. Isso significa que cada corrente de fase está fluindo por dois terços de uma corrente elétrica com período de 360° , 120° positivo e 120° negativo. Ademais, para conduzir o motor com torque máximo, é desejável que os pulsos de corrente da linha sejam sincronizados com as tensões de fase-a-neutro da FCEM em cada fase.

Conforme aponta UMANS (2014), as equações que regem o comportamento das máquinas de corrente contínua podem ser descritas pelas Equações (1), (2), (3) e (4). Em que, V_t é a tensão no terminal de armadura [V], E_a representa a força eletromotriz gerada [V], I_s é a corrente de armadura de saída [A] e R_s corresponde à resistência do circuito de armadura [Ω]. A constante K_e é determinada pelo projeto do enrolamento, Φ_d representa o fluxo de eixo direto por polo no entreferro [Wb], ω_r e T_e correspondem a velocidade angular do rotor [rad/s] e torque eletromagnético [N.m], respectivamente.

$$V_t = E_a + I_s \times R_s \quad (1)$$

$$E_a = K_e \times \Phi_d \times \omega_r \quad (2)$$

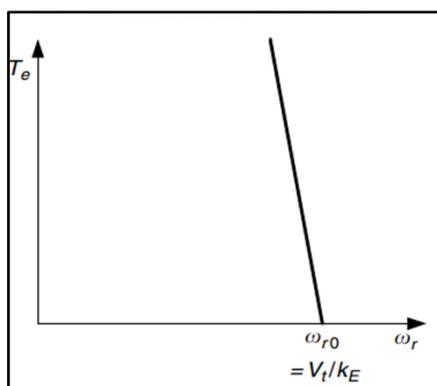
$$T_e = K_e \times \Phi_d \times I_s \quad (3)$$

$$T_e \times \omega_r = I_s \times E_a \quad (4)$$

O desempenho de velocidade-torque com tensão de alimentação constante é mostrado na Figura 4. Já na Figura 5 vê-se que em baixa velocidade,

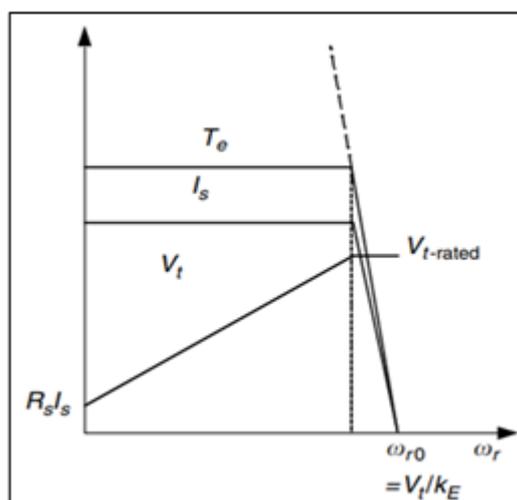
especialmente durante a partida, um torque muito alto é produzido, resultando em uma corrente muito alta devido à baixa FCEM. Esta corrente muito alta pode danificar os enrolamentos do estator. Além disso, com a tensão de alimentação variável, a corrente do enrolamento pode ser restrita ao seu máximo controlando ativamente a tensão, assim, uma máxima constante de torque consegue ser produzida, conforme mostrado na Figura 5 (EHSANI, 2010).

Figura 4 - Velocidade constante x Torque.



Fonte: EHSANI (2010).

Figura 5 - Velocidade variável x Torque



Fonte: EHSANI (2010).

Para operações em regime permanente, o desempenho da máquina BLDC é descrita pelas Equações (1) a (4). No entanto, a transformada de Laplace ajuda a simplificar a análise, onde a função de transferência do sistema de acionamento do motor BLDC para o regime transitório pode ser descrita pela Equação (5) (EHSANI, 2010).

$$\omega_r(s) = \frac{K_t}{(R_s + sL_s)(sJ + B) + K_tK_e}V_t(s) - \frac{R_s + sL_s}{(R_s + sL_s)(sJ + B) + K_tK_e}T_l(s) \quad (5)$$

K_t é a constante de torque, T_l e B são o torque da carga e o coeficiente de atrito, respectivamente. L_s e J representam a indutância e o momento de inércia, que incorrem o atraso elétrico e mecânico nas operações transientes. A indutância L_s determina a rapidez com que a corrente da armadura se acumula em resposta a uma mudança na tensão terminal, onde a velocidade do rotor é assumida como constante. J é o momento de inércia, o qual define a rapidez com que a velocidade varia em resposta a uma mudança gradual no terminal de tensão (EHSANI, 2010).

O número de polos de um motor de corrente contínua pode ser encontrado por meio da Equação (6) (UMANS, 2014). Sendo, n a velocidade do motor em rotações por minuto [rpm], f representa frequência da rede em hertz (Hz), p é o número de polos do motor e 120 é o fator de conversão para rotação em minutos.

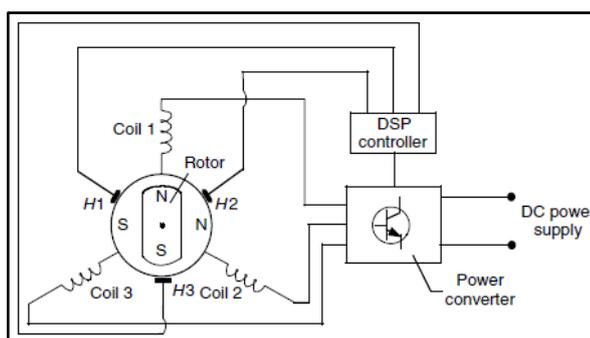
$$n = \frac{f \times 120}{p} \quad (6)$$

2.3 CONTROLE DE MOTORES BRUSHLESS DC

Segundo EHSANI (2010), na aplicação de tração do veículo, o torque produzido é necessário para seguir o torque desejado pelo motorista sendo comandado através dos pedais de acelerador e freio. Portanto, o controle de torque é um requisito básico.

O autor alega que os sensores de posição H1, H2 e H3 detectam a posição do rotor da máquina. As informações de posição do rotor são fornecidas ao controlador baseado em um processador digital de sinais (DSP), que por sua vez, fornece sinais de disparo para o conversor de energia com a função de ligar e desligar os enrolamentos do estator adequados da máquina. Desta forma, o torque e a velocidade das máquinas são controlados (Figura 6).

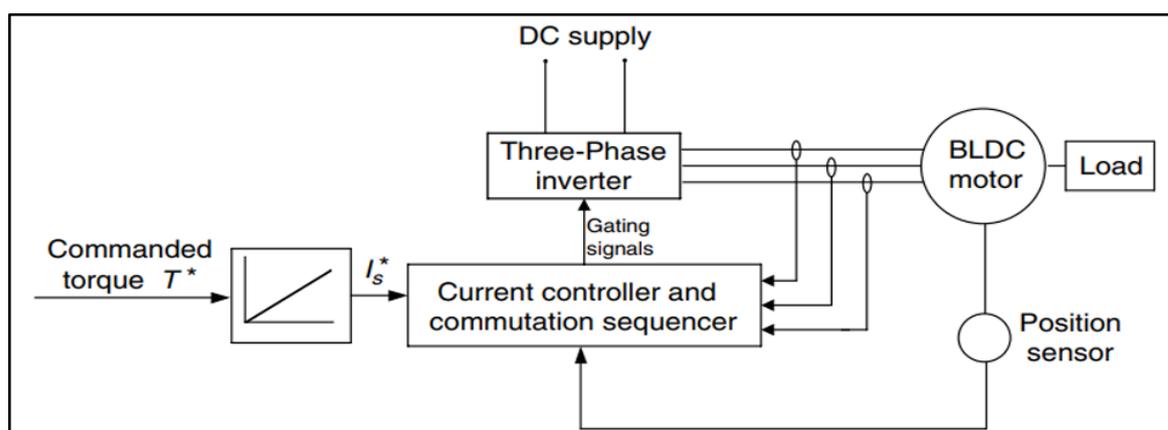
Figura 6 - Circuito de controle do motor BLDC.



Fonte: EHSANI (2010).

A Figura 7 exibe um diagrama de blocos de um esquema de controle de torque para o acionamento de um motor BLDC. A corrente desejada I_s^* é derivada do torque comandado (do inglês, *Commanded torque*) T^* através de um controlador de torque. O controlador de corrente e o sequenciador de comutação (do inglês, *Current controller and commutation sequencer*) recebe as informações da corrente I_s^* desejada, o posicionamento do eixo por meio dos sensores de posição (do inglês, *Position sensor*), e os valores de corrente por meio de transdutores de corrente, desta forma são criados os sinais de gatilho. Esses sinais de gatilho são enviados para o inversor trifásico (do inglês, *Three-Phase inverter*) para produzir a corrente de fase desejada para a máquina BLDC (EHSANI, 2010).

Figura 7 - Esquema de controle de torque para um motor BLDC.



Fonte: EHSANI (2010).

Consoante a EHSANI (2010), em aplicações de tração, faz-se necessário o controle da velocidade e da operação de cruzeiro. Muitas aplicações de alta performance incluem o retorno do sinal de corrente para controle de torque. Além

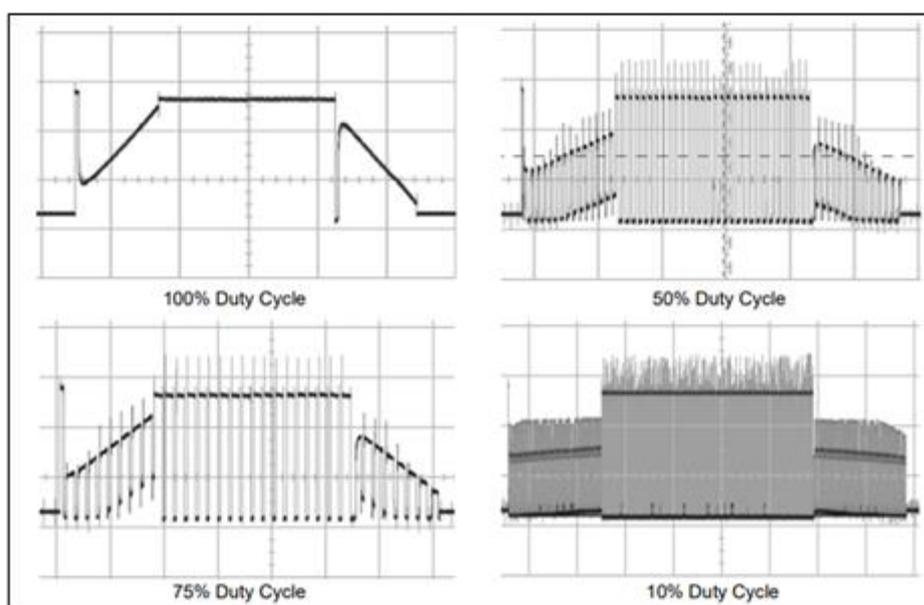
disso, faz-se necessária uma medição da corrente do barramento para proteger o inversor e a máquina de sobrecorrentes.

O controle de velocidade pode ser feito através de um controlador PI (Proporcional-Integral), ou mesmo com inteligência artificial. Já, os sinais de gatilho sequenciados para o inversor trifásico são fornecidos pelo controlador de corrente e sequenciador de comutação, este também compara as correntes detectadas a uma referência.

Utilizando informações de posição, o sequenciador de comutação faz com que o inversor acione as chaves eletronicamente, atuando como o comutador mecânico de uma máquina DC convencional. O ângulo de comutação associado a um motor BLDC é normalmente definido de forma que o motor mudará próximo do pico da curva de torque-ângulo. Considerando um motor trifásico, conectado em delta ou estrela, a conversão ocorre em ângulos elétricos, que são $\pm 30^\circ$ dos picos das curvas de torque-ângulo. Quando a posição do motor se move além dos picos por um valor igual a 30° , então os sensores de comutação causam a excitação na fase do estator para mover o motor repentinamente para -30° relativo até o pico da próxima curva de torque-ângulo (EHSANI, 2010).

De acordo com MICROCHIP (2002), a forma de onda de tensão de uma fase de um inversor de onda trapezoidal é dada na Figura 8, para uma razão cíclica de 10%, 50%, 75% e 100%.

Figura 8 - Forma de onda trapezoidal real.



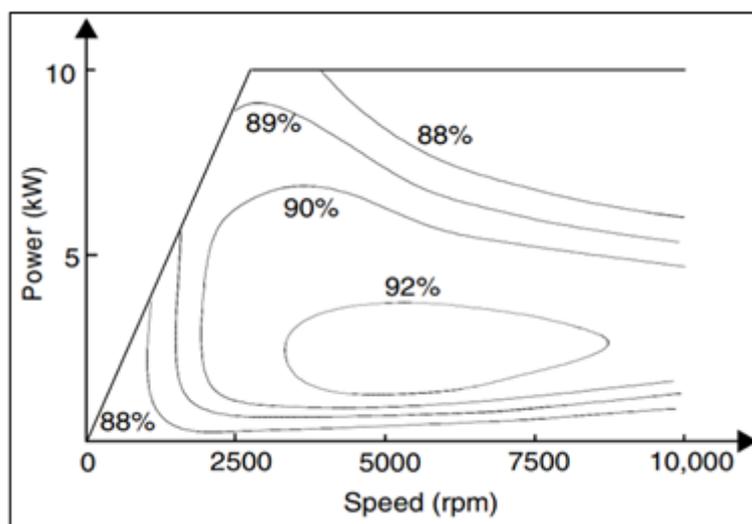
Fonte: MICROCHIP (2002).

2.4 EXPANSÃO PARA MEDIÇÃO DA VELOCIDADE

As máquinas BLDC de ímãs permanentes (do inglês, *permanent magnet - PM*) têm uma faixa curta de potência constante devido à sua capacidade de enfraquecimento de campo bastante restrita. Isto é consequência da presença do campo dos PMs, que só pode ser enfraquecido por meio da produção de um componente de campo do estator que se opõe ao campo magnético do rotor (EHSANI, 2010).

Segundo EHSANI (2010), existem enrolamentos de campo adicionais para estender a faixa de velocidade dos motores BLDC com PM. O importante é controlar a corrente de campo de tal forma que o campo no entreferro fornecido por PMs seja enfraquecido durante a operação em altas velocidades e potência constante. Devido à presença de ambos os PMs e os enrolamentos de campo, esses motores são chamados de motores híbridos PM. O perfil de eficiência ideal de uma unidade de motor híbrido PM é mostrado na Figura 9. Todavia, esses motores híbridos PM têm a desvantagem de uma estrutura relativamente complexa.

Figura 9 - Gráfico de eficiência de um motor híbrido PM.



Fonte: EHSANI (2010).

2.5 INVERSORES TRIFÁSICOS

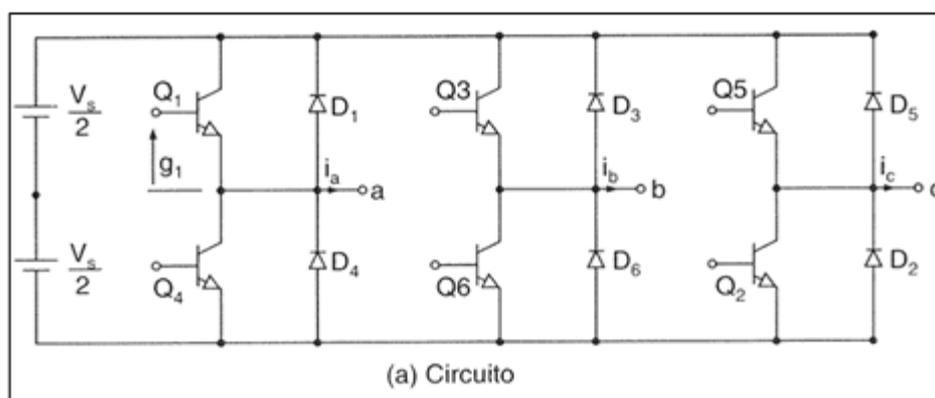
Segundo RASHID (2014), os conversores de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA) são conhecidos como inversores. São capazes de converter

níveis de tensão de entrada CC em uma tensão de saída simétrica de amplitude e frequência desejada.

O autor alega que os inversores frequentemente usam sinais de controle de modulação por largura de pulso devido à tensão CC de entrada ser fixa, logo, o controle da tensão de saída CA é feito mudando o ganho do inversor.

Quando são aplicações em potências elevadas, normalmente utiliza-se inversores trifásicos. Para construir a configuração de um inversor trifásico podem ser conectados três inversores monofásicos de meia-ponte ou ponte completa em paralelo (Figura 10). Os sinais de comando dos inversores monofásicos devem ser adiantados ou atrasados em 120° um em relação ao outro, para que se tenham tensões trifásicas equilibradas (RASHID, 2014).

Figura 10 - Inversores monofásicos de meia-ponte em paralelo.

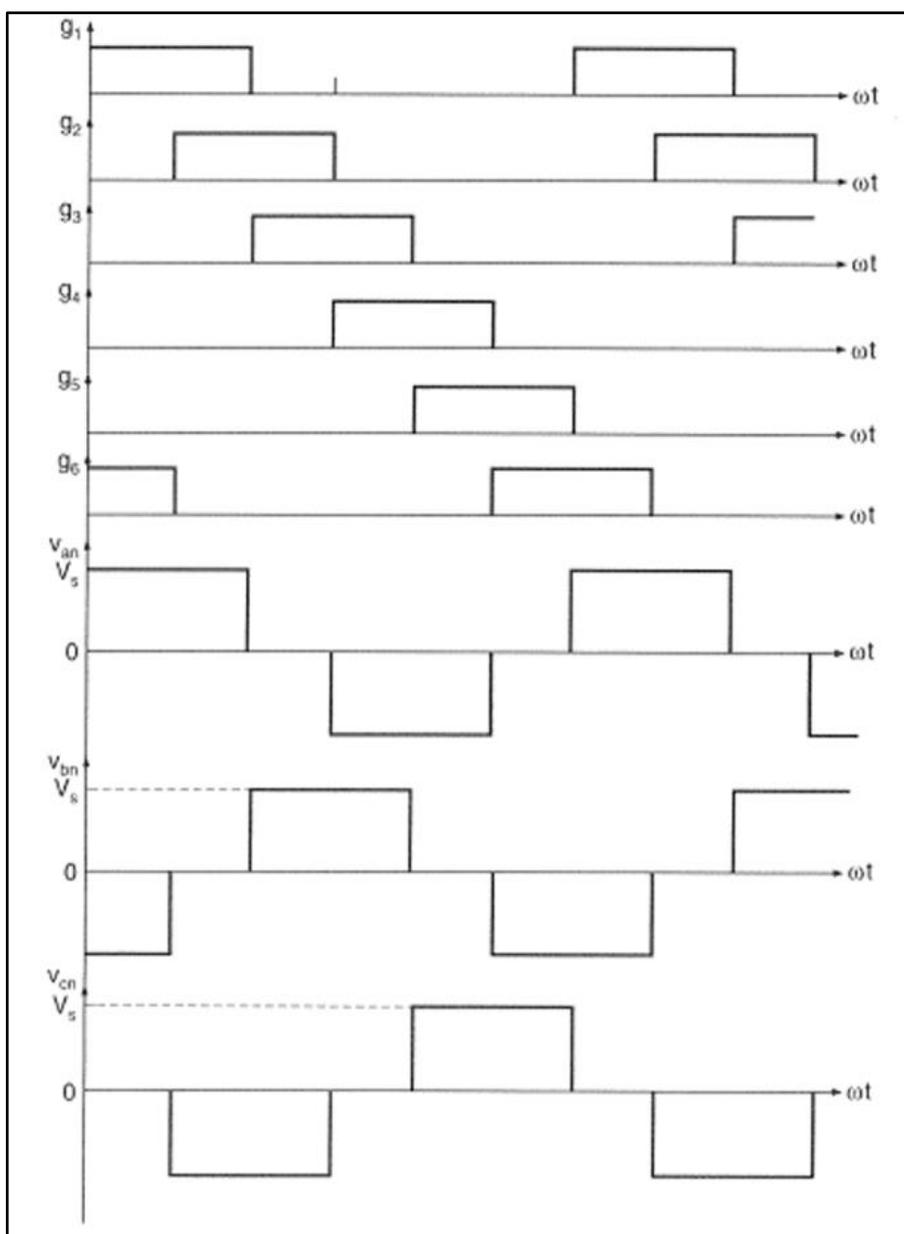


Fonte: RASHID (2014).

Conforme RASHID (2014), para ciclos de condução de 120° utilizados em motores BLDC duas chaves permanecem ligadas em qualquer instante de tempo. A sequência de acionamentos é dada pelas chaves Q6 e Q1, Q1 e Q2, Q2 e Q3, Q3 e Q4, Q4 e Q5, Q5 e Q6. Para estabelecer a sequência de comutação bem como o instante para ativar as chaves, utilizam-se sensores do tipo hall que, posicionados corretamente, detectam os instantes corretos.

As sequências de sinais g para comutação das seis chaves com condução de 120° e o valor da tensão resultante por cada uma das fases V_{an} , V_{bn} , e V_{cn} são exibidas na Figura 16. V_s é a tensão da fonte DC.

Figura 11 - Sequência de sinais e respostas em tensão.



Fonte: RASHID (2014).

As tensões internas de fase para um motor BLDC ligado em Y (estrela) são dadas nas Equações (7) a (12).

Para $0 \leq \omega t \leq \pi/3$, as chaves Q6 e Q1 conduzem:

$$V_{an} = \frac{V_s}{2} \quad V_{bn} = -\frac{V_s}{2} \quad V_{cn} = 0 \quad (7)$$

Para $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, as chaves Q1 e Q2 conduzem:

$$V_{an} = \frac{V_s}{2} \quad V_{bn} = 0 \quad V_{cn} = -\frac{V_s}{2} \quad (8)$$

Para $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$, as chaves Q2 e Q3 conduzem:

$$V_{an} = 0 \quad V_{bn} = \frac{V_s}{2} \quad V_{cn} = -\frac{V_s}{2} \quad (9)$$

Para $\pi \leq \omega t \leq 4\pi/3$, as chaves Q3 e Q4 conduzem:

$$V_{an} = -\frac{V_s}{2} \quad V_{bn} = \frac{V_s}{2} \quad V_{cn} = 0 \quad (10)$$

Para $4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3$, as chaves Q4 e Q5 conduzem:

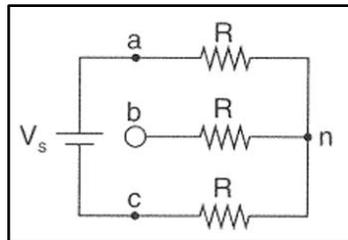
$$V_{an} = -\frac{V_s}{2} \quad V_{bn} = 0 \quad V_{cn} = \frac{V_s}{2} \quad (11)$$

Para $5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$, as chaves Q5 e Q6 conduzem:

$$V_{an} = 0 \quad V_{bn} = -\frac{V_s}{2} \quad V_{cn} = \frac{V_s}{2} \quad (12)$$

As tensões de fase-neutro que são mostradas na Figura 12 podem ser expressas na série de Fourier pelas Equações (13) a (15).

Figura 12 - Tensão de fase-neutro.



Fonte: RASHID (2014).

$$V_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \text{sen } n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (13)$$

$$V_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \text{sen } n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

$$V_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \text{sen } n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (15)$$

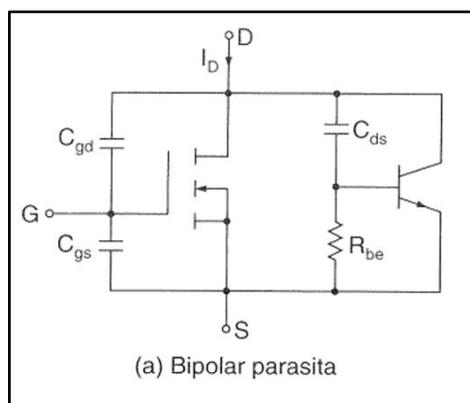
Há um atraso de $\frac{\pi}{6}$ entre o corte do transistor Q1 e a entrada em condução de Q4. Desse modo, não existe curto-circuito da fonte CC através dos transistores superior e inferior. Em qualquer instante, dois terminais da carga são conectados à fonte CC e o terceiro permanece aberto. O potencial desse terminal aberto dependerá das características da carga (RASHID, 2014).

2.5.1 MOSFET

De acordo com RASHID (2014), um MOSFET (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) é um dispositivo controlado por tensão e requer apenas uma pequena corrente na entrada. A velocidade de chaveamento é muito alta e os tempos de chaveamento são da ordem de nanossegundos. Os MOSFETs são encontrados frequentemente em conversores de alta frequência. Eles não têm os problemas do fenômeno de ruptura secundária como os transistores de junção bipolar (do inglês, *Bipolar Junction Transistor* - BJTs). Todavia, estes dispositivos têm problemas de descarga eletrostática e necessitam de cuidados especiais no manuseio. Além disso, é relativamente difícil protegê-los sob condições de falta em curto-circuito.

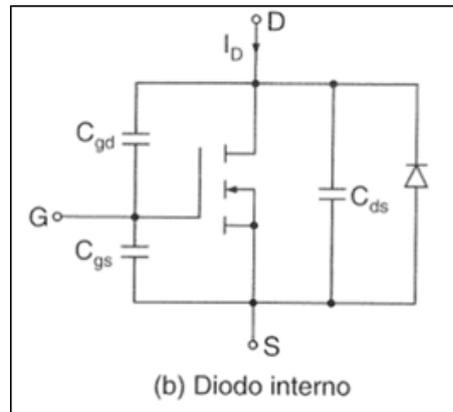
Os MOSFETs possuem uma impedância de entrada muito alta. A porta (do inglês, *gate*) drena uma corrente de fuga muito pequena, da ordem de nanoampères. Também, sem qualquer sinal de *gate*, um MOSFET do tipo enriquecimento pode ser considerado dois diodos conectados em antiparalelo ou um transistor NPN. A estrutura da porta tem capacitâncias parasitas para a fonte, C_{gs} , e para o dreno, C_{gd} . O transistor NPN tem uma junção reversamente polarizada do dreno para a fonte e oferece uma capacitância C_{ds} . A Figura 13 mostra o circuito equivalente de um transistor bipolar parasita em paralelo com um MOSFET. Além disso, um MOSFET pode ser considerado possuidor de um diodo interno (Figura 14). As capacitâncias parasitas são relativas às suas respectivas tensões (RASHID, 2014).

Figura 13 - Circuito equivalente de um MOSFET com BJT parasita.



Fonte: RASHID (2014).

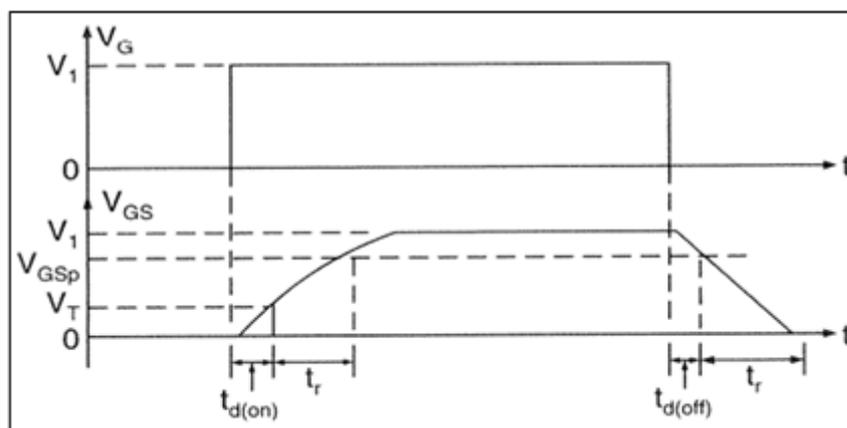
Figura 14 - MOSFET com diodo interno.



Fonte: RASHID (2014).

Segundo RASHID (2010), os tempos típicos do chaveamento e as formas de onda podem ser vistas na Figura 15. O retardo na entrada em condução (do inglês, *turn-on-delay* - t_{dON}) é o tempo necessário para carregar o capacitor de entrada até o nível da tensão de limiar. O tempo de subida (do inglês, *rise time* - t_r) é o tempo de carga da porta a partir do nível de limiar para a tensão total V_{GSp} , que é necessária para colocar o transistor na região linear. Já o tempo de atraso no desligamento (do inglês, *turn-off delay time* - t_{dOFF}) é o tempo necessário para a capacitância de entrada descarregar a partir da tensão de porta de sobreexcitação V_1 para a região *pinch-off*. V_{GS} tem de diminuir significativamente antes da tensão entre dreno e fonte (V_{ds}) começar a crescer. E o tempo de descida (do inglês, *fall time* - t_f) é o tempo necessário para a capacitância de entrada descarregar a partir da região de *pinch-off* para a tensão de limiar. Se $V_{GS} \leq V_t$, o transistor desliga.

Figura 15 - Tempos típicos de chaveamento do MOSFET.

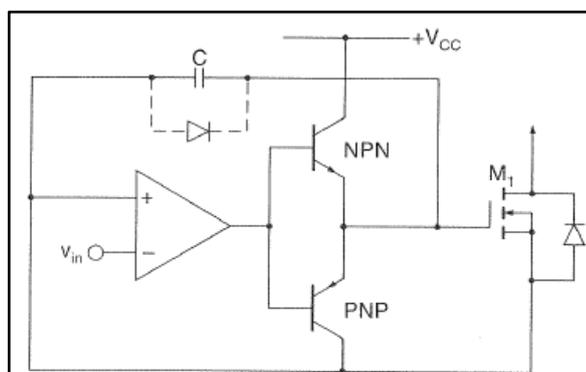


Fonte: RASHID (2014).

Para conseguir velocidades de chaveamento da ordem de 100 ns (nanosegundos) ou menos, o circuito excitador da porta deve ter uma baixa

impedância de saída e a capacidade de drenar e fornecer correntes relativamente grandes. Com isso, um arranjo totem-pole é capaz de fornecer e drenar uma corrente elevada (Figura 16) (RASHID, 2014).

Figura 16 - Circuito totem-pole.



Fonte: RASHID (2014).

De acordo com SILICON LABS (2021), ligar e desligar o interruptor de energia requer fluxo de corrente para carregar e descarregar os capacitores da porta. As folhas de dados das chaves fornecem a carga total da porta (Qg) necessária para alternar um dispositivo entre o estado ligado e desligado. Quanto maior for a corrente de porta disponível, menos tempo leva para fornecer a carga da porta de comutação. A Equação (16) define a relação entre a corrente de porta (Ig), a porta total carregue Qg e o tempo de transição de comutação $t_{(Transition)}$.

$$I_g = \frac{Q_g}{t_{(Transition)}} \quad (16)$$

2.5.1.1 Perdas por condução e comutação das chaves

MORITZ (2014) afirma que o cálculo de perdas nas chaves é uma etapa fundamental em qualquer projeto de um conversor. Erros no dimensionamento do dissipador podem elevar a temperatura de junção do semiconductor a um valor superior do seu limite, podendo danificar o componente, comprometendo a operação do conversor.

Utilizando como exemplo um MOSFET, as perdas por condução são muito significativas, pois ele possui uma característica resistiva no modo de condução. Para determinados valores de corrente torna-se inviável a utilização deste interruptor, devido a potência dissipada durante a condução ser muito elevada

(MORITZ, 2014). A partir da Equação (16) encontra-se a perda por condução do MOSFET, conforme a Equação (17) (BARBI, 2014). Em que, $I_{ds(ON)EF}$ é a corrente elétrica eficaz em modo de condução da chave [A], T corresponde ao período de operação [s] e T_{on} representa o tempo de condução [s]. I equivale a equação que rege o comportamento da corrente elétrica no semiconductor em função do tempo e o $r_{ds(on)}$ corresponde à resistência total entre dreno e fonte do MOSFET.

$$I_{ds(ON)EF} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^{T_{on}} (I)^2 dt} \quad (17)$$

$$P_{cond} = r_{ds(on)} \times I_{ds(ON)EF}^2 \quad (18)$$

Consoante a MORITZ (2014), a maior parte da potência dissipada ao longo das comutações ocorre por sobreposição entre tensão e corrente na entrada e saída de condução. O tempo de carga e descarga das capacitâncias parasitas do MOSFET são proporcionais ao tempo em que ocorrem estas sobreposições. A Equação (19) ilustra o cálculo de perdas por comutação do MOSFET, sendo necessário encontrar o tempo de entrada e saída em condução da chave e calcular as perdas totais, conforme a Equação (20) (BARBI, 2014). Sendo, T_{fon} o tempo de descida da tensão entre dreno e fonte (V_{ds}) [s], T_{roff} o tempo de subida da tensão entre dreno e fonte (V_{ds}) [s], V_p é a tensão elétrica de pico na chave [V] e I_p corresponde a corrente elétrica de pico [A].

$$P_{sw(on, off)} = \frac{1}{T} * \int_0^{T_{fon, Troff}} \frac{(V_p * I_p)}{2} dt \quad (19)$$

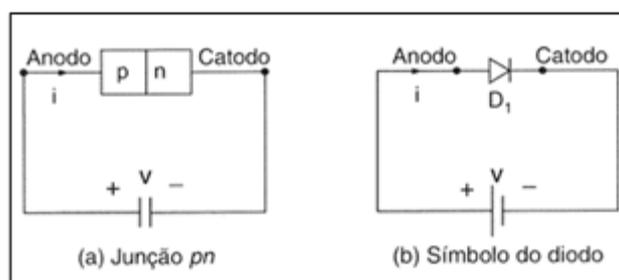
$$P_{com} = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} \quad (20)$$

2.5.2 Diodo

Conforme RASHID (2014), os diodos de potência podem ser considerados chaves ideais na maioria das aplicações, mas os diodos práticos diferem das características ideais e têm certas limitações. Os diodos de potência são similares aos diodos de sinal de junção *pn*. Entretanto, os de potência têm maiores capacidades de potência, de tensão e de corrente que os diodos comuns de sinal. A resposta em frequência é baixa quando comparada aos de sinal.

Um diodo de potência é um dispositivo de junção pn de dois terminais, e esta junção é normalmente formada por fusão, difusão e crescimento epitaxial. As técnicas de controle modernas em difusão e processos epitaxiais permitem obter curvas características desejadas do dispositivo. A Figura 17 mostra uma vista transversal de uma junção pn e o símbolo de um diodo.

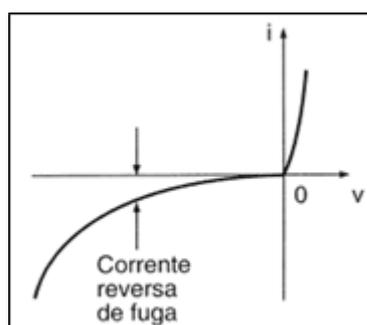
Figura 17 - Junção PN e simbologia do diodo.



Fonte: RASHID (2014).

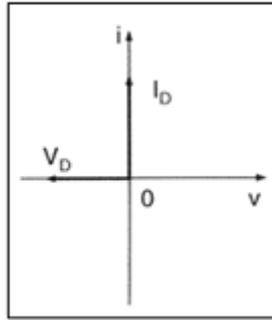
Quando o potencial de anodo é positivo em relação ao catodo, diz-se que o diodo está diretamente polarizado e conduz. Um diodo em condução tem uma queda de tensão no sentido direto relativamente pequena sobre ele; e a amplitude dessa queda depende do processo de fabricação e da temperatura da junção. Quando o potencial de catodo é positivo em relação ao anodo, o diodo está reversamente polarizado. Sob condições de polarização reversa, uma pequena corrente reversa (corrente de fuga, do inglês, *leakage current*) na faixa de miliampères (mA) flui e esta corrente de fuga aumenta lentamente em amplitude com a tensão reversa até que a tensão de avalanche, ou tensão Zener, é atingida. A Figura 18 demonstra as curvas características $v-i$ em regime permanente de um diodo. Para a maioria dos propósitos práticos, um diodo pode ser considerado uma chave ideal, cujas curvas características são exibidas na Figura 19 (RASHID, 2014).

Figura 18 - Curva característica real de um diodo.



Fonte: RASHID (2014).

Figura 19 - Curva característica ideal de um diodo.



Fonte: RASHID (2014).

As curvas características v - i apresentadas na Figura 19 são expressas pela Equação (21) conhecida como equação do diodo Shockley. Onde, I_D é a corrente através do diodo [A], V_D corresponde a tensão do diodo [V], com anodo positivo em relação ao catodo, I_S representa a corrente de fuga, tipicamente na faixa de 10^{-6} a 10^{-15} A e n é a constante empírica conhecida como *coeficiente de emissão* ou *fator de idealidade*, cujo valor varia de 1 a 2.

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad (21)$$

O coeficiente de emissão não depende do material e da construção física do diodo. Para diodos de germânio, não é considerado como 1. Para diodos de silício, a expectativa do valor de n é de 2, mas para a maioria dos diodos práticos, o valor de n está na faixa de 1,1 a 1,8.

V_T é uma constante chamada tensão térmica (do inglês, *thermal voltage*) e é encontrada a partir da Equação (22). Em que, k é a constante de Boltzmann: $1,3806 \times 10^{-23} \frac{J}{K}$, T corresponde a temperatura absoluta em kelvin ($K = 273 + ^\circ C$) e q é a carga do elétron: $1,6022 \times 10^{-19} \text{ coulomb [C]}$.

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (22)$$

2.5.3 Dissipadores de calor

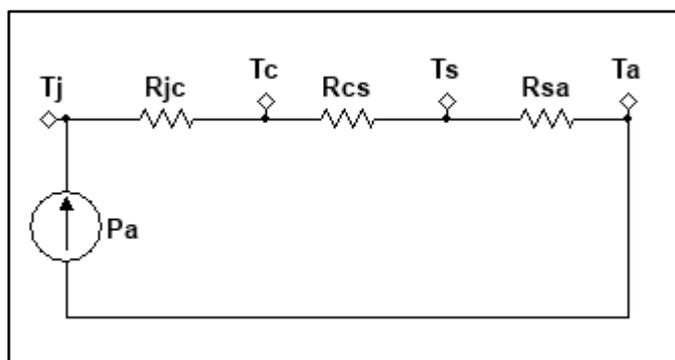
Em virtude das perdas de chaveamento de condução, o dispositivo de potência gera calor internamente. Esse calor deve ser transferido do dispositivo para um resfriamento médio para reter a temperatura de operação da junção dentro de uma faixa especificada. Apesar da transferência de calor poder ser obtida através da

condução, convecção ou radiação, o resfriamento ocorre por convecção natural ou por ventilação forçada (RASHID, 2014).

RASHID (2014) afirma que o calor tem de fluir do dispositivo para o encapsulamento e posteriormente para o dissipador de calor no resfriamento médio. Se P_A for a perda de potência média no dispositivo, o análogo elétrico deste montado em um dissipador de calor, pode ser visto na Figura 20. A temperatura da junção de um dispositivo T_j é dada pela Equação (23). Onde, r_{j-c} representa a resistência térmica da junção para o encapsulamento [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$], r_{c-s} é a resistência térmica do encapsulamento para o dissipador [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$], r_{s-a} corresponde à resistência térmica do dissipador para o ambiente [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$] e T_a é a temperatura ambiente [$^{\circ}\text{C}$].

$$T_j = P \times (r_{j-c} + r_{c-s} + r_{s-a}) \quad (23)$$

Figura 20 - Análogo elétrico de uma transição de calor.



Fonte: adaptado de RASHID (2014).

Os fabricantes de dispositivos de potência comumente fornecem os valores de r_{j-c} e r_{c-s} . Quando as perdas de potência dos dispositivos P_A são conhecidas, a resistência térmica requerida do dissipador pode ser calculada para uma temperatura ambiente também conhecida, T_A . Por fim, escolhe-se um dissipador e seu tamanho, o qual atende os requerimentos de resistência térmica.

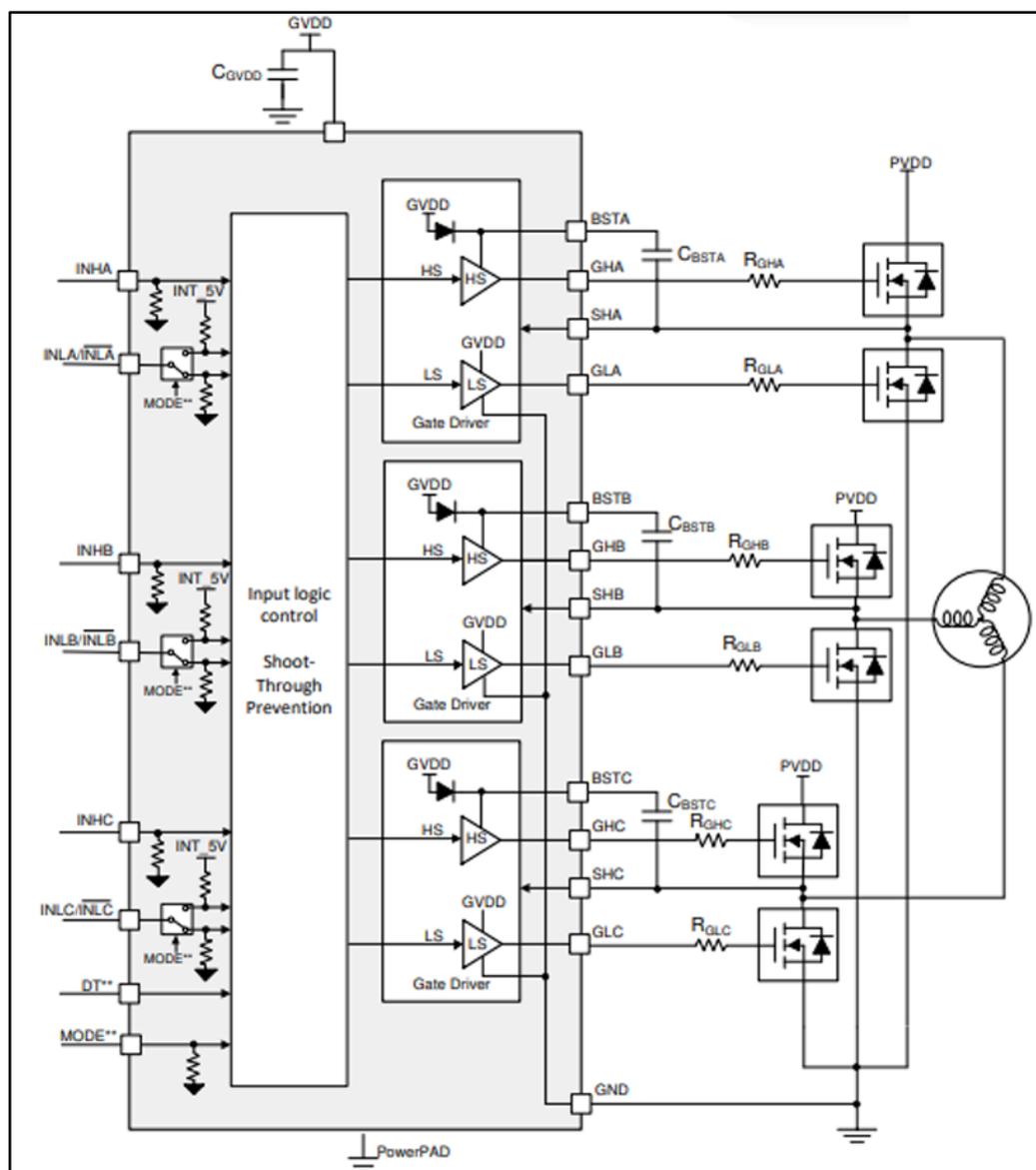
2.6 CIRCUITO INTEGRADO PARA CONTROLE DO INVERSOR

Segundo RASHID (2014), recursos como comandos de controle e proteção facilitam a implementação e aumentam o desempenho com utilização de circuitos integrados (CIs). Estes CIs possuem algoritmos de controle de tensão, corrente e frequência com objetivos específicos para controle de motores. O desenvolvimento

de acionamentos para motores CA e CC sem escovas (BLDC) podem ser simplificados com uso dos CIs tendo finalidades específicas com sensores de posição, de corrente, de tensão e de frequência (RASHID, 2014).

Há CIs próprios para controle de motores *brushless* de corrente contínua, como o DRV8300 (Figura 21). Este possui três controles de porta de meia-ponte, capaz de conduzir MOSFETs de canal N do lado alto e do lado baixo do inversor. O DRV8300D gera as tensões de controle de porta corretas usando diodo de *bootstrap* integrado e capacitor externo para os MOSFETs do lado alto. O circuito de amarração ou *bootstrap* é utilizado quando a referência de *gate* de uma chave não é o terra.

Figura 21 - Circuito típico com DRV8300.



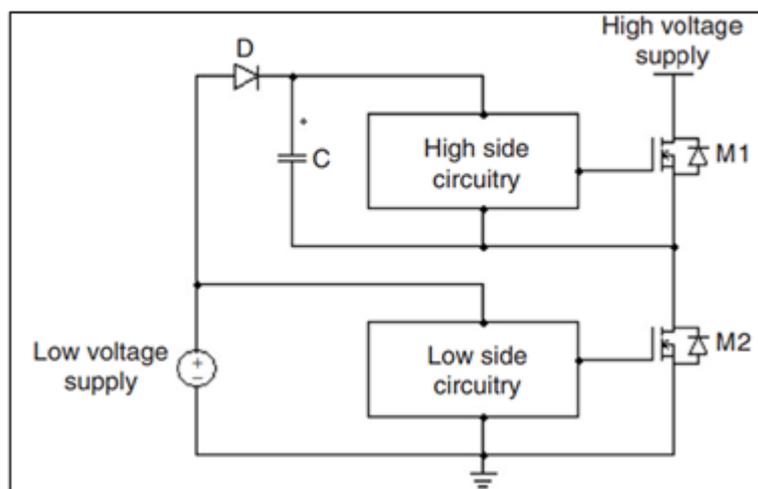
Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2021).

2.7 ACIONAMENTO DAS CHAVES

Conforme cita RASHID (2014), CIs para acionamento ou *gate driver*, é um circuito de comando com funções próprias para comandar dispositivos de potência como MOSFETs, BJTs e transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor* - IGBT). Geralmente contém uma chave inferior, e outra superior, com necessidade de haver uma fonte flutuante para o controle e apresentam baixa dissipação de energia.

Para criar uma fonte flutuante com capacitor de *bootstrap*, utiliza-se um diodo e um capacitor para fornecer a carga de ativação das chaves. Aplicações típicas vão desde luminárias até acionamentos de motores. A Figura 22 mostra um circuito típico de uma fonte flutuante com *bootstrap* RASHID (2011).

Figura 22 - Circuito de *bootstrap*.



Fonte: RASHID (2011).

Quando o circuito do lado inferior (do inglês, *Low side circuitry*) aciona M2, o diodo do *bootstrap* D conduz e carrega o capacitor C. O capacitor vai ser carregado com um valor de tensão próximo ao valor da fonte de baixa tensão (do inglês, *Low voltage supply*). Quando o circuito do lado superior ativa M1, M2 é desligado, o diodo D é reversamente polarizado e o circuito do lado superior (do inglês, *High side circuitry*) é mantido com o capacitor C. Nessa condição o capacitor começa a descarregar, não podendo baixar a níveis menores que a tensão de acionamento das chaves (RASHID, 2011).

Conforme INTERNATIONAL RECTIFIER (2021), o valor do capacitor pode ser calculado pela Equação (24). Em que, Q_g é a carga da porta do FET de lado alto

[C], f representa a frequência de operação [Hz], $I_{Cbs(leak)}$ corresponde à corrente de vazamento do capacitor de *bootstrap* [A], $I_{qbs(max)}$ equivale a máxima corrente quiescente V_{BS} [A] e V_{CC} é o valor da fonte de tensão da seção lógica [V]. V_f simboliza a queda de tensão direta através do diodo de *bootstrap* [V], Q_{ls} equivale a carga de mudança de nível necessária por ciclo (normalmente 5 nC para 500 V / 600 V e 20 nC para 1200 V) [C], V_{LS} e V_{Min} correspondem a queda de tensão através do FET ou carga do lado baixo [V] e a tensão mínima entre V_B e V_S [V], respectivamente.

$$C \geq \frac{2 \times \left[2 \times Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (24)$$

Consoante a RASHID (2011), o resistor para limite da corrente de carga do capacitor e também velocidade de carga, usualmente não deve ultrapassar os 5 ou 10 ohms (Ω) para não causar uma queda de tensão.

2.8 INSTRUMENTAÇÃO DO VEÍCULO

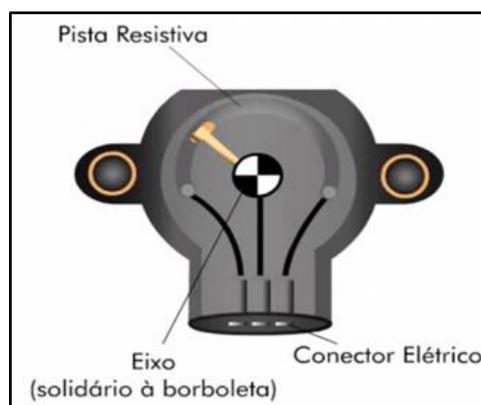
A instrumentação do veículo é um ponto importante para controle, gerenciamento de informações e análise de dados. Os capítulos a seguir exibem o funcionamento e as características dos instrumentos utilizados no trabalho.

2.8.1 Sensor de posição dos pedais

Conforme MTE-THOMSON (2020), o Sensor de Posição da Borboleta (TPS) tem o papel de indicar a posição angular do eixo de um componente mecânico ou a posição linear da haste de uma válvula. A posição angular é reconhecida por um potenciômetro circular e a posição linear, por um potenciômetro linear.

O sensor TPS (Figura 23) é composto por um potenciômetro (circular ou linear), cujo cursor é solidário a um dispositivo que se move de forma circular ou linear em que o terminal elétrico do cursor reproduz o sinal do sensor.

Figura 23 - Sensor TPS.



Fonte: DPK (2020).

2.8.2 Rádio de telemetria

A transmissão de dados do veículo para o supervisor é fundamental para posterior análise de dados. Em vista disso, é preciso de dois módulos de rádio frequência. Como referência é exibido um rádio de Telemetria SiK V3 915MHz (Figura 24), o qual utiliza é uma plataforma de rádio de código aberto pequena, leve e barata que normalmente permite alcances maiores do que 300 metros. O rádio usa *firmware* de código aberto que foi especialmente projetado para funcionar bem com os pacotes de comunicação de micro veículo aéreo (do inglês, *Micro Air Vehicle Link* – MAVLink) (ARDUPILOT, 2020).

Figura 24 - Rádio de telemetria SiK 915 MHz.



Fonte: ARDUPILOT (2020).

Este conjunto de rádio de telemetria SiK permite a ligação entre o veículo a um dispositivo barramento serial universal (do inglês, *Universal serial bus* - USB) ou transmissor/receptor universal assíncrono (do inglês, *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* - UART) equipado como um computador, o mesmo permite comunicação *full-duplex*.

Os rádios possuem 2 LEDs de indicadores de estado, um verde e outro vermelho. O significado de cada estado do LED é:

- LED verde piscando – procurando outro rádio
- LED verde sólido – o link está estabilizado com outro rádio
- LED vermelho piscando – transmitindo dados
- LED vermelho sólido – modo de atualização do firmware

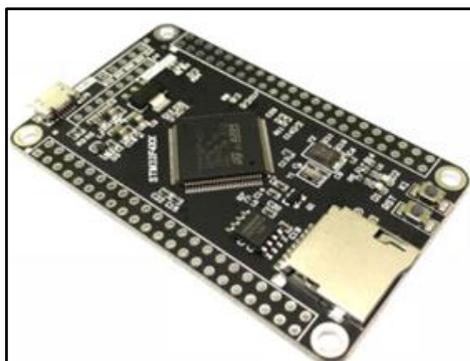
2.8.3 Microcontrolador

Para efetuar o controle do conjunto de acionamento e do motor BLDC, é necessário utilizar dois microcontroladores. O primeiro microcontrolador (STM32F407xx) realiza o gerenciamento dos sensores, envia comandos para o segundo microcontrolador e envia dados para o sistema de telemetria. O segundo microcontrolador (STM32F103xx), faz o controle dedicado para acionamento do motor BLDC.

2.8.3.1 STM32F407xx

A família STM32F407xx (Figura 25) é baseada no núcleo com um conjunto reduzido de instruções (do inglês, *Reduced Instruction Set Computer* - RISC) de 32 bits Arm® Cortex®-M4 de alto desempenho operando em uma frequência de até 168 MHz. O núcleo Cortex-M4 apresenta uma unidade de ponto flutuante (do inglês, *Float point unit* - FPU) de precisão única que suporta todas as instruções e tipos de dados de processamento de dados de precisão única do Arm. Ele também implementa um conjunto completo de instruções DSP e uma unidade de proteção de memória (do inglês, *Memory protection unit* - MPU) que aumenta a segurança do aplicativo (STMicroelectronics, 2020).

Figura 25 - Plataforma STM32F407VGT6.



Fonte: STMicroelectronics (2020).

De acordo com STMicroelectronics (2020), a família STM32F407xx incorpora memórias embutidas de alta velocidade (memória Flash de até 1 MB, até 192 Kbytes de SRAM), até 4 kB de memória estática de acesso aleatório (do inglês, *Static Random Access Memory* - SRAM) de backup e uma ampla gama de entradas / saídas de propósito geral (do inglês, *General purpose input/output* - GPIO).

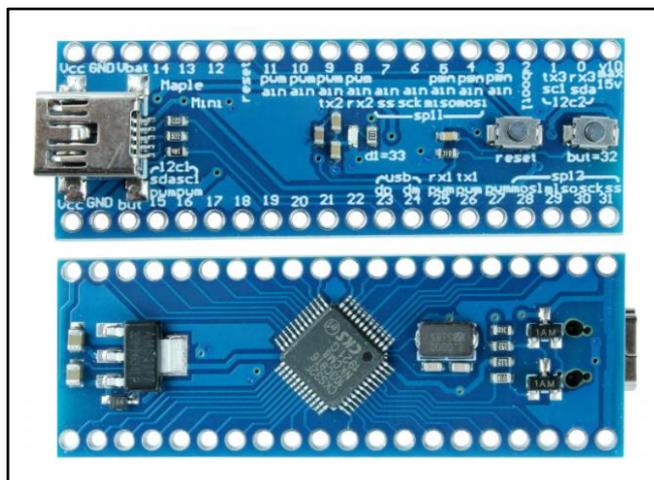
Esses dispositivos oferecem três conversores analógico digital (do inglês, *analog-to-digital converter* - ADC) de 12 bits, dois conversores digital analógico (do inglês, *digital-to-analog converter* - DAC), um relógio de tempo real (do inglês, *real time clock* - RTC) de baixa potência, doze temporizadores de 16 bits de uso geral, incluindo dois temporizadores PWM (Modulação de largura de pulso, do inglês, *Pulse width modulation*). Para controle do motor, dois temporizadores de 32 bits de uso geral. Além disso, eles também apresentam interfaces de comunicação padrão e avançadas.

2.8.3.2 STM32F103xx

A família STM32F103xx (Figura 26) incorpora o núcleo ARM® Cortex®-M3 de 32 bits RISC de alto desempenho operando a uma frequência de 72 MHz, memórias incorporadas de alta velocidade (memória Flash de até 128 Kbytes e SRAM de até 20 Kbytes). Todos oferecem dois ADCs de 12 bits, três temporizadores de 16 bits de uso geral mais um temporizador PWM, como bem como interfaces de comunicação padrão e avançadas: até dois circuitos inter-integrados (do inglês, *Inter-Integrated Circuit* - I2C) e duas interfaces periféricas seriais (do inglês, *Serial Peripheral Interface* - SPI), três transmissor/receptor universal síncrono e assíncrono

(do inglês, *Universal Synchronous Asynchronous Receiver/Transmitter* - USART), um USB e uma CAN (STMicroelectronics, 2021).

Figura 26 - Plataforma Maple Mini STM32F103C8T6



Fonte: Usinainfo (2021).

A STMicroelectronics (2021) salienta que estes dispositivos operam de uma fonte de alimentação de 2,0 a 3,6 V. Eles estão disponíveis em duas faixas de temperatura, -40 a +85 °C e de -40 a +105 °C. Estas características fazem do STM32F103xx um microcontrolador de linha de desempenho de média densidade, família adequada para uma ampla gama de aplicações, tais como acionamentos de motores, controle de aplicação, equipamentos médicos e portáteis, periféricos para PC e jogos, plataformas GPS, inversores, impressoras, sistemas de alarme, intercomunicadores de vídeo, entre outras.

2.8.4 Sensor de corrente

Tendo em vista a medição de correntes elétricas diretas na ordem de centenas de amperes, optou-se pela utilização de um sensor de corrente elétrica não invasivo com elemento Hall (Figura 27). O mesmo, usa o princípio de converter o campo magnético produzido em torno da corrente elétrica medida em tensão por meio do efeito Hall.

HIOKI (2019) afirma que, o fluxo magnético gerado pela corrente elétrica dentro do núcleo magnético flui no condutor a ser medido (o lado primário do circuito) passa pelo elemento Hall, o qual foi inserido na lacuna no núcleo

magnético, assim, o efeito Hall resulta em uma tensão Hall que varia em proporção ao fluxo magnético. Como essa tensão Hall é na ordem de milivolt (mV), ela deve ser amplificada por um amplificador para produzir o sinal de saída. Este sinal de saída é proporcional à corrente que flui no condutor que está sendo medido.

Figura 27 - Sensor de corrente D-C2T



Fonte: Heyiele (2021).

2.8.5 Sensor de temperatura

Segundo a TEXAS INSTRUMENTS (2017), o sensor de temperatura LM35 é um sensor de precisão, que exibe uma saída de tensão linear relativa à temperatura em que ele se encontrar no momento em que for alimentado por uma tensão de 4-20 V e GND. Sua saída é um sinal de 10 mV para cada grau Celsius de temperatura, sendo assim, apresenta uma boa vantagem com relação aos demais sensores de temperatura calibrados em kelvin, não precisando de nenhuma subtração de variáveis para que se obtenha uma escala de temperatura em graus Celsius.

O LM35 não precisa de qualquer calibração externa ou “*trimming*” para fornecer com exatidão, valores temperatura com variações de 0,25 °C ou até mesmo 0,75 °C dentro da faixa de temperatura de -55 °C à 150 °C. Este sensor tem saída com baixa impedância, tensão linear e calibração inerente precisa, fazendo com que o interfaceamento de leitura seja especificamente simples e o custo do sistema como um todo seja significativamente baixo. O LM35 drena apenas 60 microampères (µA) para estas alimentações, sendo assim seu autoaquecimento é de aproximadamente 0,1 °C ao ar livre (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.9 TRABALHOS CORRELATOS

O acionamento e controle de um motor *brushless* DC tem sido tema de pesquisa para diversos autores, inúmeras ferramentas e abordagens já foram utilizadas. Desta forma, tendo sido apresentados anteriormente os princípios e características de um sistema de acionamento para um veículo elétrico, na sequência serão comentados alguns trabalhos com foco no assunto, expondo suas principais características e ferramentas utilizadas.

VALLE (2015) apresenta as etapas do projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor CC de ímãs permanentes sem escovas. A frequência de comutação utilizada pelos autores para chaveamento do inversor foi de 20 kHz, 40 kHz e 75 kHz, para garantir uma menor ondulação da corrente. O algoritmo de controle proposto por eles apresentou uma implementação simples por possuir apenas um controlador na malha de corrente, baixo esforço computacional, e baixo tempo de processamento, aproximadamente 13,5 % do período de amostragem ($T_s = 1/75$ kHz), ou seja, 1,8 microsegundos (μs). Além das correntes convergirem de forma rápida para os valores de referência em dois períodos de comutação.

GIRARDI (2018) apresenta o desenvolvimento de um inversor trifásico que trabalha sincronizado com a posição do motor, realimentado por um controle proporcional, integrador e derivativo (PID) digital que busca manter a corrente do motor seguindo a referência de um pedal acelerador. O inversor desenvolvido na forma analógica pelo autor, supriu a carga do motor em até 80 % da corrente máxima dada pelo fabricante do motor.

3 METODOLOGIA

O trabalho apresentado consiste em três etapas de projeto (Figura 28), a primeira é a etapa de potência, subdivida em: levantamento dos parâmetros da máquina CC e incerteza de medição, cálculos, simulação, determinação de componentes e esquemático do circuito e implementação prática; a segunda etapa é de instrumentação e controle, que abordará a instalação e calibração dos sensores, funcionamento dos módulos e lógica de acionamento do motor BLDC; a terceira e última etapa realiza uma apresentação da necessidade de registrar os custos envolvidos no projeto.

Figura 28 - Etapas de projeto.



Fonte: Autor (2021).

3.1 ETAPA DE POTÊNCIA

Para dar início à etapa de potência, são considerados dados pré-definidos de entrada baseado no escopo e restrições do projeto, sendo uma bateria de Li-Íon 48 V / 52 Ah e um motor *brushless* DC 5000 W. Outrossim, para fins de simulações e cálculos foram adquiridos dados vistos na Tabela 1.

Tabela 1 - Pesos e características mecânicas do motor.

Diâmetro do eixo do motor [mm]	22
Peso do kart [kg]	140
Peso médio do piloto [kg]	70
Erro de medição da balança [kg]	±10

Fonte: Autor (2021).

3.1.1 Levantamento dos parâmetros da máquina CC e incerteza de medição

Primeiramente foram coletados os dados de indutância e resistência dos enrolamentos do motor *brushless* DC. Para isso, fez-se o uso de duas pontes LCR com o propósito de coletar e analisar os valores medidos entre duas fases do motor, o primeiro instrumento de medição foi um Minipa MX-1010 e o segundo um ICEL Manaus RLC-320.

Com as medidas encontradas, foi calculada a incerteza de medição através da Equação (25) e o desequilíbrio máximo entre as fases para cada instrumento observando o manual de cada fabricante (Anexo A, B, C e D). Sendo, % da leitura a porcentagem da precisão multiplicada pela medida obtida, n° de Dígitos é indicado pelo fabricante do instrumento juntamente com a precisão e a *Resolução* representa a resolução do instrumento apontada também pelo fabricante. Assim é possível verificar qual dos instrumentos afere com maior precisão.

$$\text{Incerteza} = \pm \% \text{ da leitura} + n^{\circ} \text{ de Dígitos} \times \text{Resolução} \quad (25)$$

Os valores de indutância e resistência são encontrados através da medição entre duas fases, conforme a Figura 29. Em posse destes valores, a resistência e indutância em cada bobina será encontrada por meio da solução linear exibida na Equação (26). Onde, x_n representa as bobinas, a_{mn} indica um valor unitário e b_n é o valor medido.

Figura 29 - Medição entre as fases da máquina CC.



Fonte: Autor (2021).

$$\begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad (26)$$

Em seguida, com o propósito de encontrar o número de polos, a constante construtiva, gerar as curvas de velocidade vs tensão induzida e velocidade vs frequência do motor BLDC, fez-se ensaios a vazio acoplado o eixo do motor com a castanha de um torno mecânico, variando a velocidade de 240 a 2520 rotações por minuto (rpm), e efetuando o registro de dados a cada 120 rpm no *software* Excel. Com o auxílio do osciloscópio *Minipa Multi Variable Bandwith MVB DSO Series* verificou-se o comportamento da máquina CC durante o experimento.

Em posse dos parâmetros da máquina CC, usam-se as Equações (1), (2), (3), (4) e (6) para encontrar força eletromotriz máxima gerada, corrente máxima de armadura, constante construtiva do enrolamento, velocidade máxima e número de polos do motor BLDC, respectivamente.

3.1.2 Simulações

Com o propósito de analisar e comparar os resultados práticos e os teóricos ao fim do projeto, empregou-se o *software* PowerSim (PSIM) para realizar as simulações do acionamento eletrônico no veículo. Nas simulações a seguir, o motor BLDC foi configurado com dados coletados em experimentos anteriores (Figura 30), a carga mecânica e as chaves foram ajustadas conforme as figuras 31 e 32 respectivamente, os demais componentes foram considerados ideais.

Figura 30 - Parâmetros da máquina.

Brushless DC Machine : BDCM2

Parameters | Other Info | Color

Brushless dc machine (trapezoidal) Help

		Display
Name	BDCM2	<input type="checkbox"/> ▾
R (stator resistance)	0.0276	<input type="checkbox"/> ▾
L (stator self ind.)	0.00003484	<input type="checkbox"/> ▾
M (stator mutual ind.)	-0.00003484/2	<input type="checkbox"/> ▾
Vpk / krpm	13	<input type="checkbox"/> ▾
Vrms / krpm	13/1.4142	<input type="checkbox"/> ▾
No. of Poles P	4	<input type="checkbox"/> ▾
Moment of Inertia	1E-10	<input type="checkbox"/> ▾
Shaft Time Constant	0.006	<input type="checkbox"/> ▾
theta_0 (deg.)	0	▾
theta_advance (deg.)	0	▾
Conduction Pulse Width	120	▾
Torque Flag	1	▾
Master/Slave Flag	1	▾

Fonte: Autor (2021).

Figura 31 - Parâmetros da carga mecânica.

Mechanical Load (general) : MLOAD2

Parameters | Other Info | Color

Mechanical load Help

		Display
Name	MLOAD2	<input type="checkbox"/> ▾
Tc	0	<input type="checkbox"/> ▾
K1 (coefficient)	0	<input type="checkbox"/> ▾
K2 (coefficient)	0	<input type="checkbox"/> ▾
K3 (coefficient)	0	<input type="checkbox"/> ▾
Moment of Inertia	0.2	<input checked="" type="checkbox"/> ▾

Fonte: Autor (2021).

Figura 32 - Parâmetros da chave

MOSFET : Q2

Parameters | Other Info | Color

MOSFET switch Help

		Display
Name	Q2	<input type="checkbox"/> ▾
Model Level	Ideal	▾
On Resistance RDS(on)	2.9m	<input type="checkbox"/> ▾
Diode Forward Voltage	1	<input type="checkbox"/> ▾
Diode Resistance	1m	<input type="checkbox"/> ▾
Initial Position	0	▾
Current Flag	0	▾
Voltage Flag	0	▾

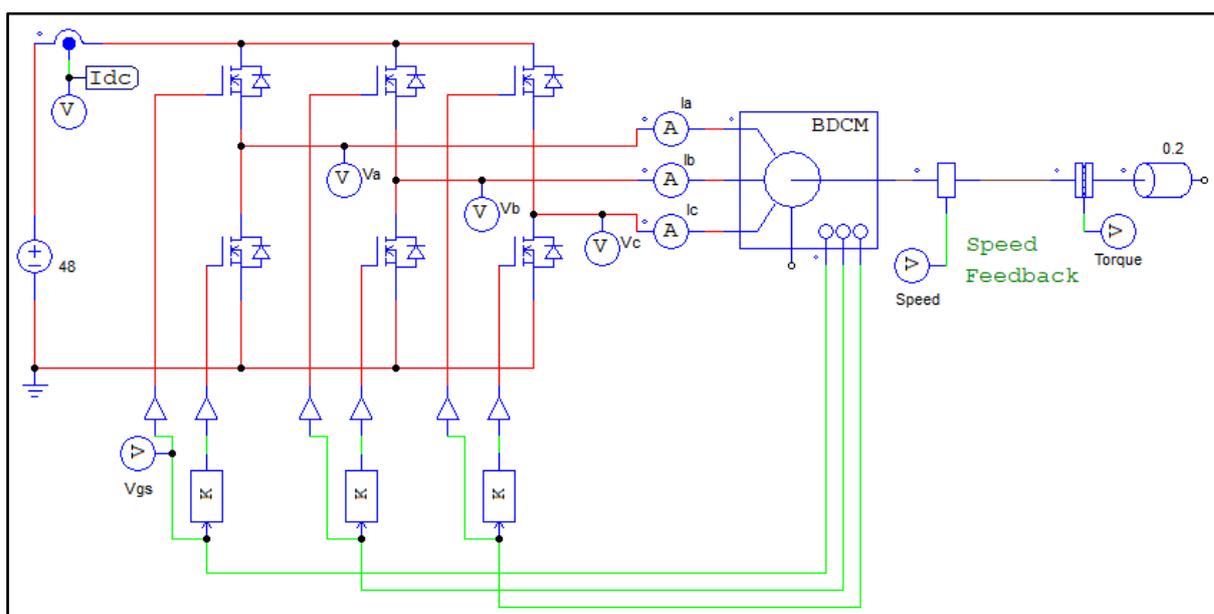
Fonte: Autor (2021).

As simulações foram divididas em diferentes etapas: (1) acionamento da máquina sem controle de corrente e velocidade, (2) acionamento da máquina com controle de corrente, (3) acionamento da máquina com controle de velocidade, (4) acionamento da máquina com controle de corrente e velocidade.

3.1.3 Acionamento da máquina CC sem controle de velocidade e corrente

Para verificar o comportamento do circuito de acionamento sem controladores, foi utilizado o circuito da Figura 33. Desta forma, é possível verificar os esforços nas chaves, corrente proveniente da bateria e fases, velocidade e torque da máquina.

Figura 33 - Circuito de acionamento sem controladores de velocidade e corrente.



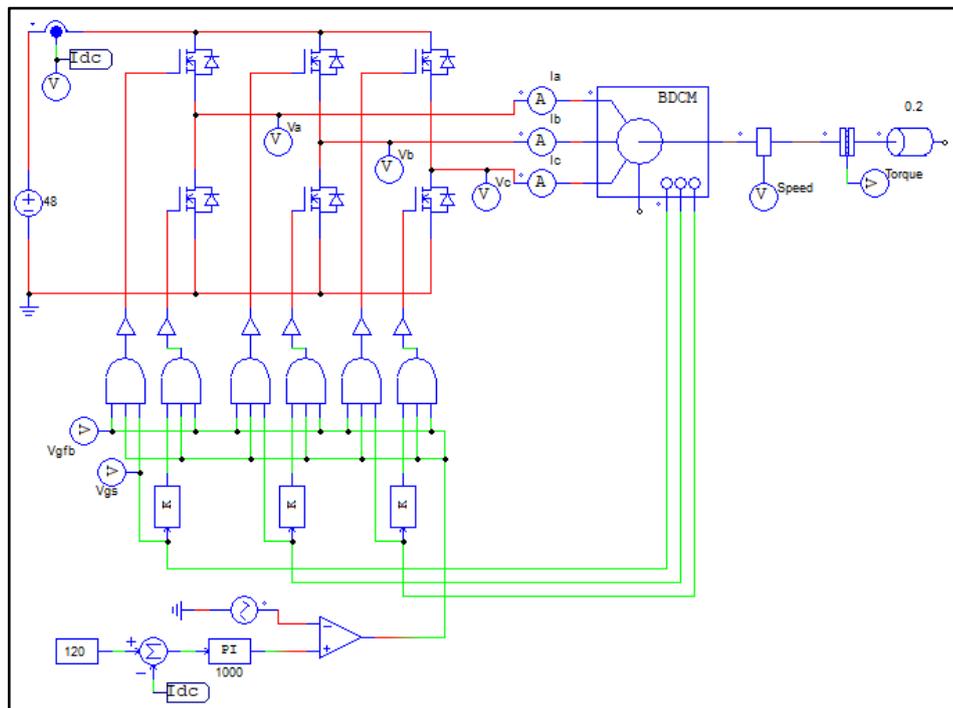
Fonte: Autor (2021).

3.1.4 Acionamento da máquina CC com controle de corrente

Para assegurar que não ocorra a desmagnetização dos ímãs permanentes em vista da temperatura, e também não danificar as chaves e bobinas do motor, é necessário limitar a corrente de pico do veículo em 120 ampère (A). O controle de corrente é feito no *gate* das chaves (Figura 34). Ele consiste em um bloco subtrator que mede a diferença entre a corrente desejada e a corrente medida na saída da

bateria, após, um bloco de controle proporcional-integral (PI) recebe a diferença de corrente, realiza a operação de controle através de uma constante de proporcionalidade e posteriormente envia o sinal a um amplificador operacional (OPAMP), onde o sinal é comparado com uma onda triangular de frequência 1000 Hz, amplitude 1 V, *offset* 0 V e razão cíclica de 0,5. Na saída do OPAMP, geram-se pulsos para acionamento do MOSFET com razão cíclica variável, com isso, é possível controlar a corrente da máquina CC.

Figura 34 - Circuito de acionamento com controle de corrente.

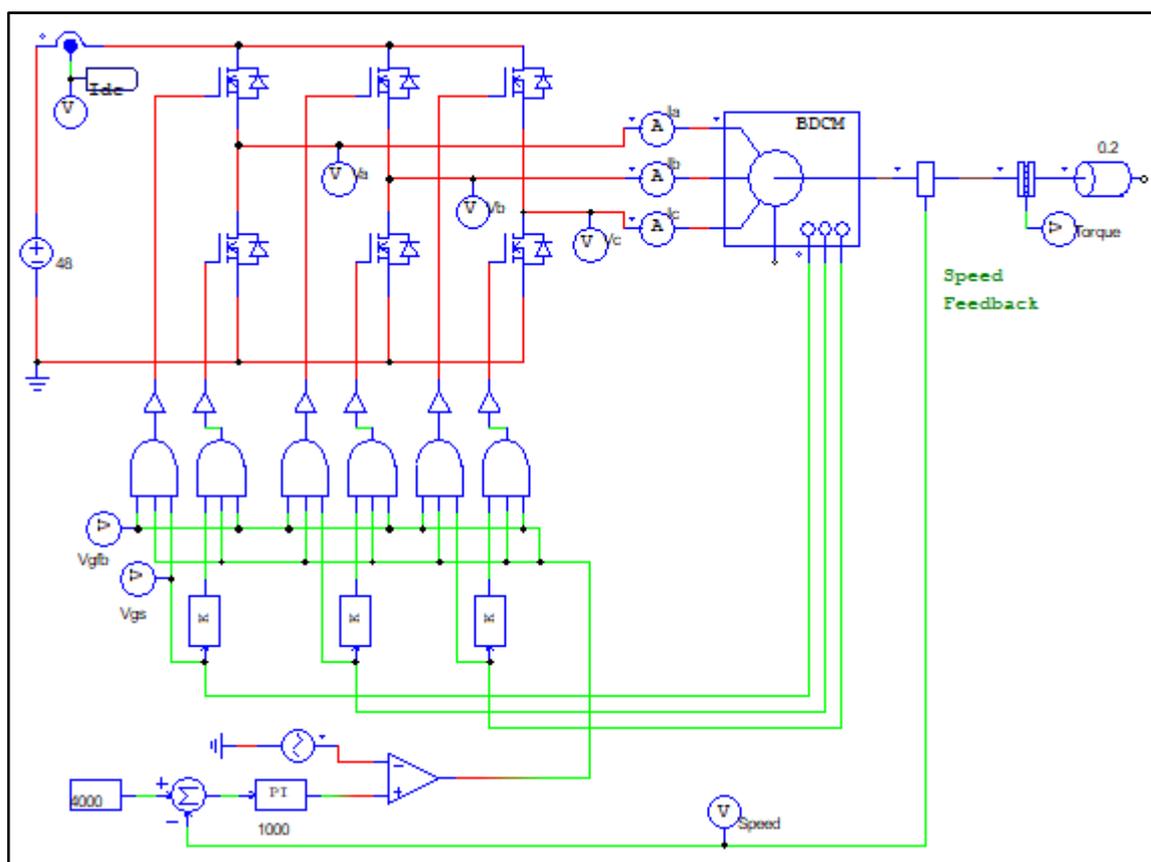


Fonte: Autor (2021).

3.1.5 Acionamento da máquina CC com controle de velocidade

Em veículos de competição, é preciso controlar a velocidade do veículo por meio dos pedais de acelerador e freio. Em vista disso, o controle de velocidade faz o uso de um circuito muito similar ao de controle de corrente. Todavia, monitora-se a velocidade no eixo do motor e define-se qual o valor máximo (Figura 35) ao invés da corrente elétrica fornecida pelo motor, os demais parâmetros permanecem os mesmos, exceto a constante de proporcionalidade.

Figura 35 - Circuito de acionamento com controle de velocidade.

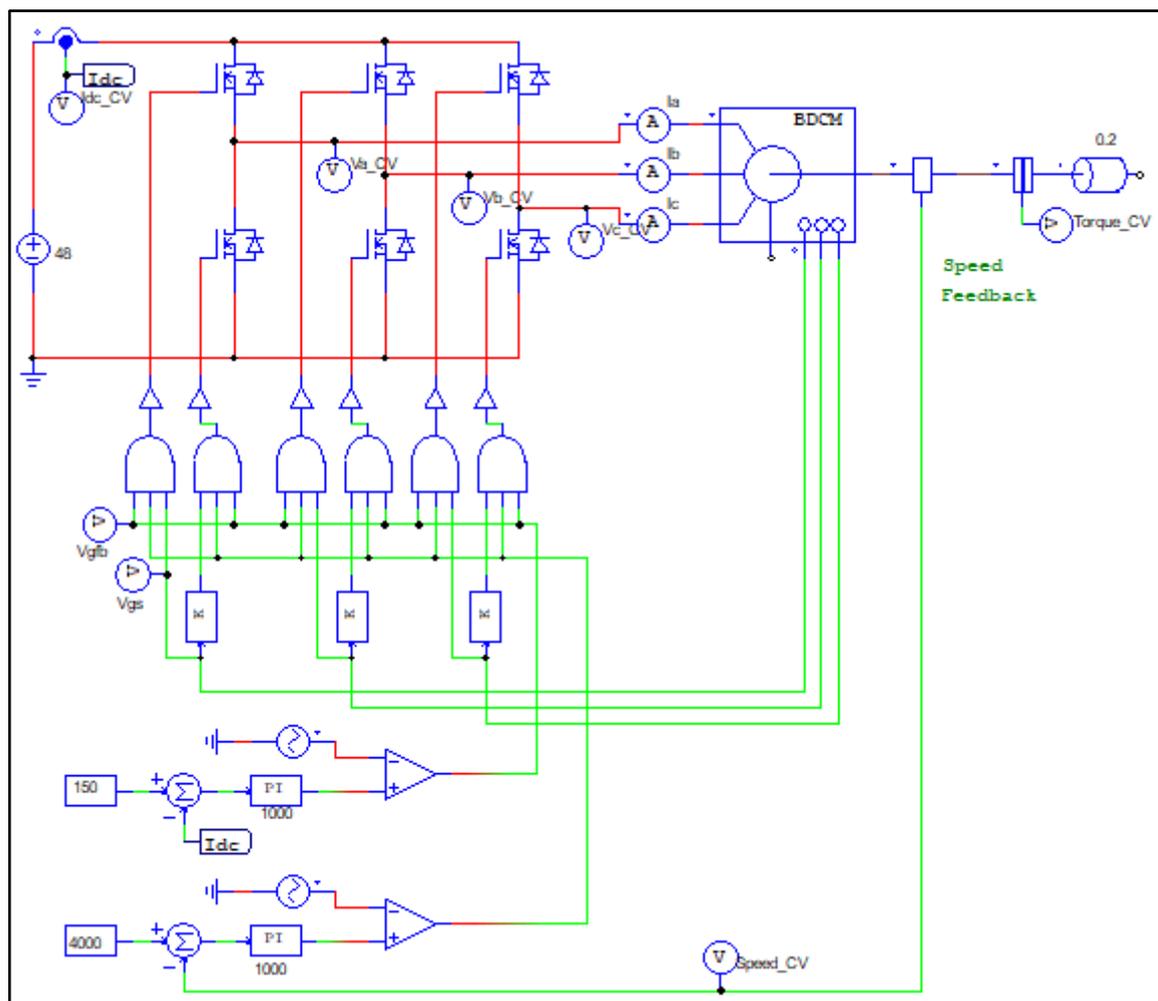


Fonte: Autor (2021).

3.1.6 Acionamento da máquina CC com controle de velocidade e corrente

Um acionamento eletrônico com melhor performance pode ser encontrado por meio do controle de corrente e também de velocidade (Figura 36). Assim, definem-se os valores máximos de operação com o propósito de prolongar a vida útil de componentes e também poupar a carga da bateria.

Figura 36 - Circuito de acionamento com controle de corrente e velocidade.



Fonte: Autor (2021).

3.1.7 Determinação de componentes

A determinação dos componentes eletrônicos é fundamental para o bom funcionamento do projeto. Existem componentes considerados críticos para execução do circuito inversor, são eles: o MOSFET, o *gate driver*, o dissipador de calor e os cabos condutores. Para os demais, analisam-se as tolerâncias descritas por cada manual do fabricante e verifica a aplicabilidade do componente dadas as características do circuito.

Partindo da potência nominal e tensão elétrica exigida pelo motor BLDC, é calculada a corrente elétrica nominal do motor. Com os valores de tensão e corrente nominais, escolhe-se um MOSFET canal N com tensão V_{ds} e corrente contínua de dreno (I_d) que suporta estes valores, atentando para o menor valor da $r_{ds(on)}$, assim

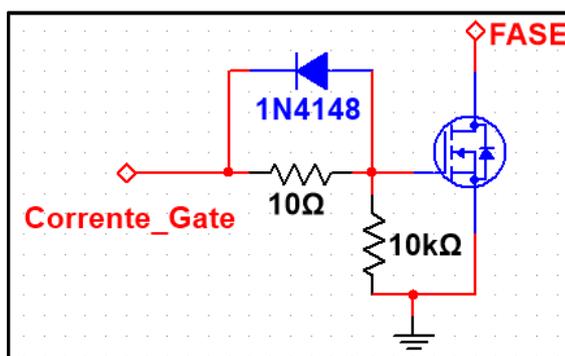
reduzem-se as perdas por condução nas chaves. Além disso, através da Equação (16) observa-se a quantidade de corrente necessária para que o MOSFET entre em modo de condução durante o intervalo de tempo estimado pelo fabricante da chave.

A tensão de alimentação do circuito digital e do *gate driver* parte de uma bateria de chumbo-ácido 12 V e 7 Ah, com isso, o *gate driver* escolhido deve atender as restrições de tensão, bem como fornecer a quantidade de corrente necessária na porta do MOSFET para que o mesmo entre em condução com o menor atraso possível.

A partir da escolha do *gate driver*, é calculado o tempo de transição por meio da Equação (16) para que o MOSFET entre em condução dada a corrente de saída máxima do *gate driver*. Tendo o tempo de transição pode-se definir a frequência de operação das chaves, partindo do pressuposto que 1 % da razão cíclica da frequência escolhida deve ser maior que o tempo de transição da entrada e saída do modo de condução do MOSFET somado ao atraso máximo de propagação do *gate driver*.

Para chavear o MOSFET do lado alto do circuito inversor, é preciso acoplar um capacitor de *bootstrap* no circuito de *gate driver*. O valor de capacitância é calculado a partir da Equação (24). Ressalta-se que deverá ser alocado um resistor de 10 kilohms [$k\Omega$] entre porta e fonte dos MOSFETs de lado alto e baixo, assim garante-se uma diferença de potencial entre as mesmas durante o acionamento da chave. Além disso, para limitar a corrente de carga durante o acionamento será empregue um resistor de 10 Ω em série com a porta do interruptor. Em seguida, um diodo de sinal é posto em paralelo com o resistor para fazer com que o MOSFET desligue de forma mais rápida (Figura 37).

Figura 37 - Circuito de referência para acionamento do MOSFET.



Fonte: Autor (2021).

A verificação do uso ou do não uso do dissipador de calor é definida a partir do cálculo das perdas por condução e comutação das chaves, Equação (17) e (18) e Equação (19) e (20), respectivamente. Para fins de aplicação, considera-se um pior caso para determinar essas perdas com corrente constante desde a entrada até a saída de condução e razão cíclica de 99 %. Com os resultados, dispõe-se os valores no análogo elétrico de transição de calor e calcula-se a temperatura da junção, conforme a Equação (23), levando em conta um pior caso com temperatura ambiente de 50 °C. Caso a temperatura da junção for superior a especificada pelo fabricante do MOSFET, deverá ser empregado um dissipador que atenda os valores calculados.

Os cabos condutores de eletricidade e corrente para o circuito inversor serão dimensionados partindo da tabela de fios AWG já existente, fornecida pela NOVACON (Anexo G).

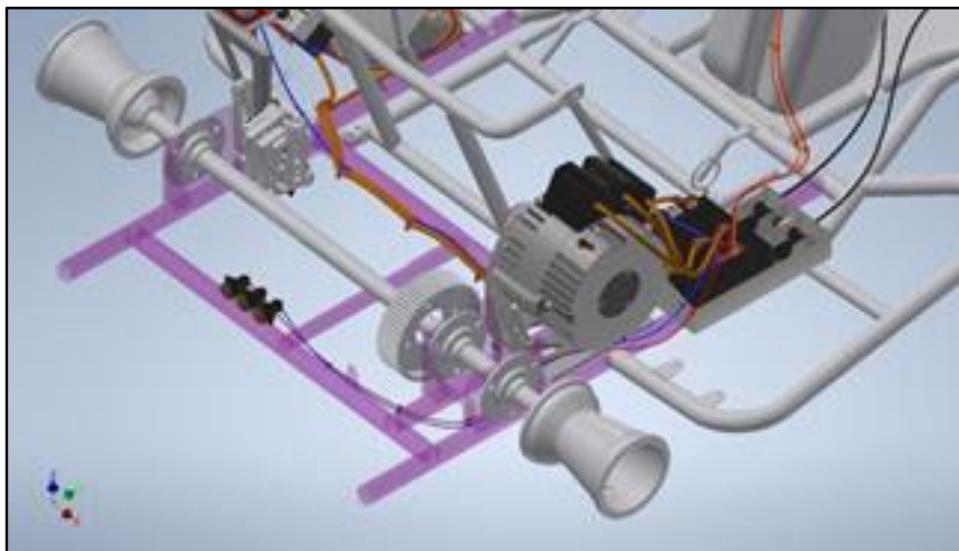
3.1.8 Esquemático do circuito e implementação prática

O esquemático do circuito foi projetado no *software* KiCad, onde separam-se a parte de eletrônica digital e de instrumentação da parte de eletrônica de potência. Isso se dá em virtude da proteção do circuito de controle devido a diferença das correntes e tensões elétricas aplicadas em cada parte. Para ter a mesma referência, aplicou-se um fusível de vidro de 0,1 A entre os planos do terra da parte digital e de potência, visando separar os circuitos durante uma fuga de corrente indesejada. O esquemático do projeto pode ser encontrado no Apêndice A.

Para confecção do circuito impresso, o caminho entre o *gate driver* até a porta do MOSFET deve ser o menor possível, evitando assim influências de ruídos externos, bem como atrasos de propagação na resposta do sistema. A largura de trilha utilizada para a parte de potência é calculada por meio do *website* PCB BRASIL, considerando a temperatura ambiente de 50 °C. Além disso, todos os MOSFETs devem estar alocados na borda da placa, facilitando a alocação de dissipadores. Salienta-se que todas os semicondutores de potência estão conectados no mesmo dissipador, em vista disso, é preciso aplicar um isolante mica entre o dissipador e a chave.

O *hardware* desenvolvido será instalado em uma das laterais do kart próximo ao motor, conforme a Figura 38. Na prática, a disposição do hardware, bateria e circuito de controle podem ser vistos na Figura 39.

Figura 38 - Projeto do chassi com hardware instalado.



Fonte: Autor (2021).

Figura 39 - Disposição do sistema eletrônico em um kart.

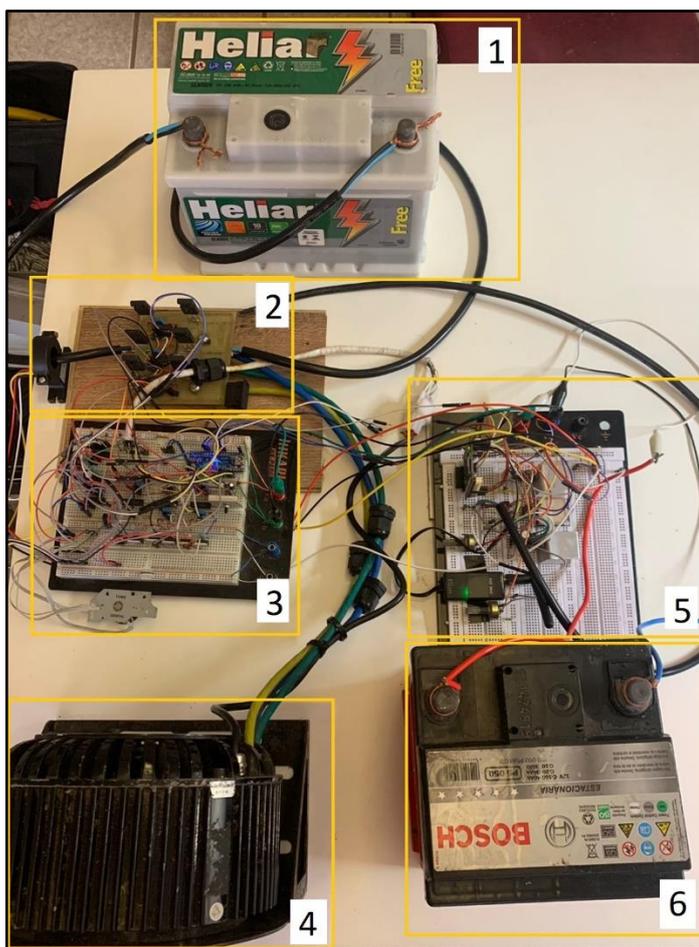


Fonte: Autor (2021).

A Figura 40 mostra o circuito eletrônico implementado para realização dos testes e calibração do circuito de acionamento do motor BLDC. O retângulo 1

representa a fonte de alimentação do circuito de potência, o retângulo 2 exibe o circuito inversor, o retângulo 3 apresenta o módulo escravo, o retângulo 4 revela o motor BLDC de 5000 W, o quadrado 5 alude o módulo mestre e o quadrado 6 mostra a alimentação do circuito digital e de instrumentação.

Figura 40 - Circuito prático para acionamento do motor BLDC.



Fonte: Autor (2021).

3.2 INSTRUMENTAÇÃO E CONTROLE

O controle do conjunto de acionamento e do motor BLDC utiliza dois microcontroladores, ambos configurados e programados em linguagem C a partir do *software* STM32CubeIDE. O primeiro microcontrolador (STM32F407xx - mestre) realiza o gerenciamento e leitura dos sensores, depois envia comandos via serial para o segundo microcontrolador. Por fim, enviam-se os dados via rádio frequência

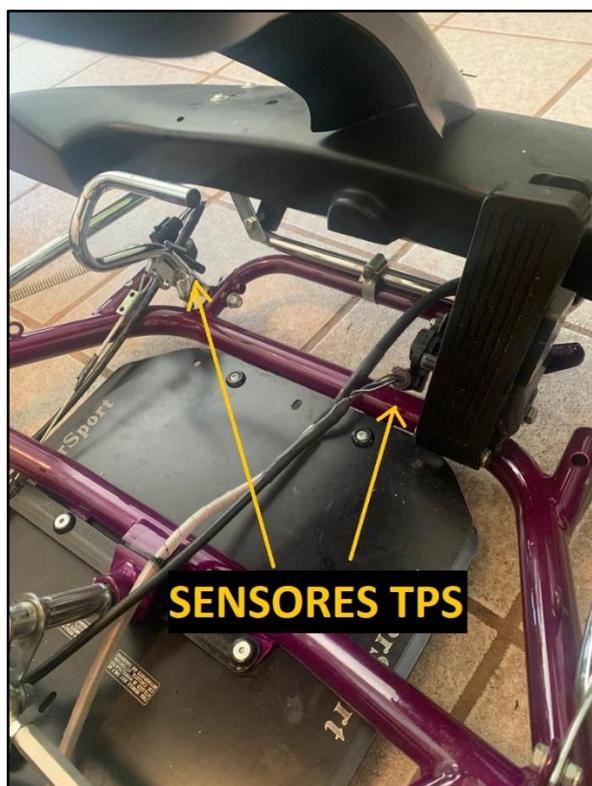
para o sistema de telemetria. O segundo microcontrolador (STM32F103xx - escravo), faz o controle dedicado para acionamento do motor BLDC.

Para proteção nas entradas digitais, são dispostos diodos zeners de 3,3 V entre a porta e o referencial de terra, com a finalidade de não queimar as entradas por sobretensão.

3.2.1 Instalação dos sensores TPS

Os sensores de posição de borboleta (TPS) foram instalados ao lado dos pedais de acelerador e freio, indicados na Figura 41. Com isso, através da variação do eixo em que o pedal está fixado, altera-se a resistência do sensor, gerando uma diferença de potencial que indica a posição em que o pedal se encontra. Após, é convertido o valor de tensão lido pelo pedal do acelerador em porcentagem de razão cíclica para controle do circuito inversor. O valor de tensão do pedal de freio indicará se o motor deve ou não ficar em roda livre, evitando forçar o sistema a acelerar durante uma frenagem.

Figura 41 - Local de instalação dos sensores TPS.



3.2.2 Rádio de telemetria

O rádio de Telemetria SiK 915 MHz foi configurado através do *software* Mission Planner, utilizado para configurações de antenas de drones, entre outros. No mesmo, optou-se por utilizar uma taxa de transmissão de 57600 bps. Além disso, ajustou-se a potência de transmissão para 20 dBm (decibel por miliwatt) com o objetivo de se obter um maior alcance de transmissão. A interface entre o rádio de telemetria e o microcontrolador mestre é realizada por meio da comunicação serial.

3.2.3 Sensor de corrente elétrica

Tendo em vista a medição de correntes elétricas diretas na ordem de centenas de ampères, optou-se pela utilização do sensor de corrente elétrica D-C2T não invasivo com elemento Hall. O mesmo será alocado no cabo condutor conectado entre o barramento positivo do circuito inversor e o positivo da bateria.

O sensor D-C2T é alimentado por 12 V e tem capacidade de aferir de 0 A até 200 A. Em sua saída, a resposta é linear de 0 V a 4 V em corrente direta (Anexo E), em vista disso, é preciso fazer um divisor resistivo para que a tensão elétrica não ultrapasse os 3,3 V suportados pelo microcontrolador.

3.2.4 Sensor de temperatura

A aferição da temperatura do circuito inversor e do motor BLDC é de extrema importância, em virtude da possibilidade de superaquecimento dos dispositivos de potência, bem como de desmagnetização dos ímãs internos a máquina CC. Em vista disso, será empregado o sensor de temperatura LM35 próximo a um MOSFET. O mesmo exibe uma saída de tensão linear relativa à temperatura em que ele se encontra no momento em que for alimentado e sua saída é um sinal de 10 mV para cada grau Celsius de temperatura e também não precisa de qualquer calibração externa para fornecer com exatidão.

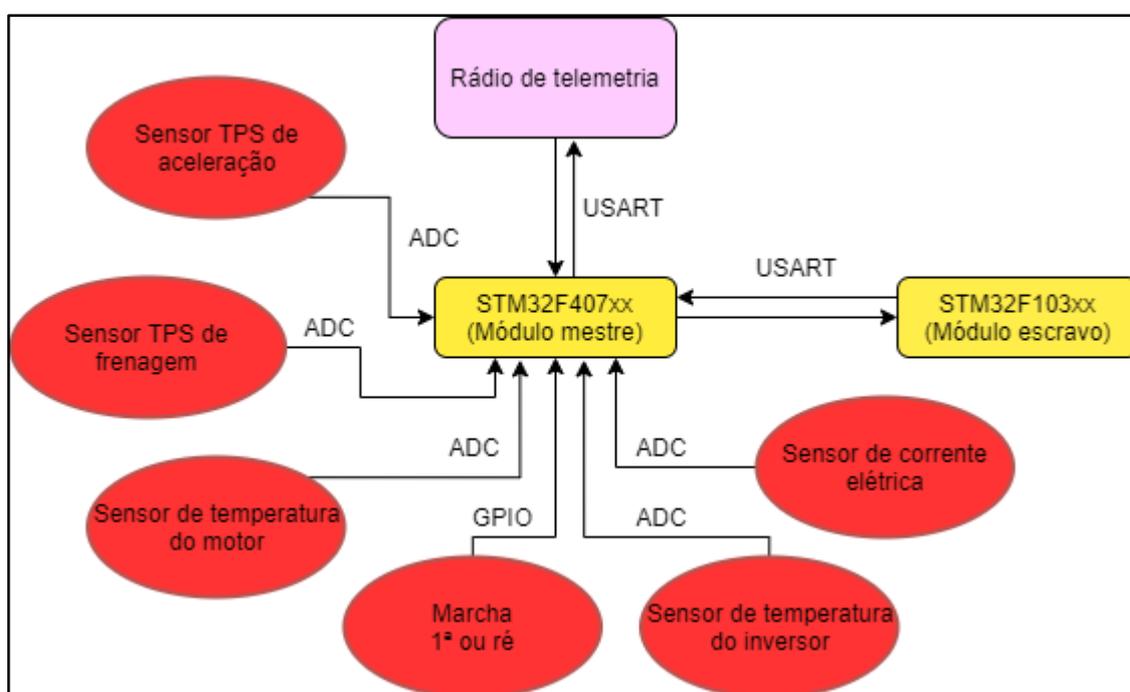
Analisando a faixa de temperatura indicada pelo fabricante de 2 °C a 150 °C, a resposta do sensor pode variar entre 0 V e 1,5 V aproximadamente.

O motor BLDC já possui um sensor de temperatura interno, o qual envia a resposta com uma tensão DC associada a temperatura em que se encontra.

3.2.5 Configuração do módulo mestre

O módulo mestre (STM32F407xx) foi concebido para coletar as informações vindas dos sensores e do supervisorio, processá-las e efetuar as tomadas de decisões do circuito. O fluxograma abaixo (Figura 42) ilustra o funcionamento geral do módulo mestre.

Figura 42 - Funcionamento geral do módulo mestre.



Fonte: Autor (2021).

Os valores de tensão elétrica na saída dos sensores TPSs, de corrente elétrica, de temperatura do inversor, de temperatura do motor, são convertidos em valores binários por meio de um conversor analógico/digital de 12 bits, ou seja, 4096 valores entre 0 e 3,3 V. Após, os valores coletados nos ADCs são filtrados por um filtro média móvel digital (passa-baixa) com o intuito de remover ruídos indesejáveis.

O envio de comandos ao módulo escravo é feito via USART a uma taxa de transmissão de 115200 bits por segundo, onde são enviados dois bytes, o primeiro byte contém o modo de controle (Tabela 2) em que o motor deve operar, o segundo

byte contém o valor de 0 a 100 indicando a porcentagem de razão cíclica que deverá ser configurada no PWM.

Tabela 2 - Modos de controle do motor BLDC.

Modo	Valor Hexadecimal	Função
Shutdown	0x01	Desliga circuito inversor
Sentido Horário	0x02	Eixo do motor gira em sentido horário
Sentido Anti-horário	0x03	Eixo do motor gira em sentido anti-horário
Impulso Inicial sentido Horário	0x04	Lógica de acionamento de partida do motor para girar o eixo em sentido horário
Impulso Inicial sentido Anti-horário	0x05	Lógica de acionamento de partida do motor para girar o eixo em sentido anti-horário

Fonte: Auto (2021).

A troca de mensagens via rádio frequência com o supervisor se dá a uma taxa de transmissão de 57600 bits por segundo. Para garantir a ordem e confiabilidade dos dados recebidos, criou-se um protocolo com o formato de dados transmitidos e recebidos conforme a Tabela 3.

Tabela 3 - Modos de controle do motor BLDC.

Início de transmissão (STX)	Tamanho do pacote	Endereço de destino	Endereço de origem	Comando	Dados	Byte verificador (BCC)
1 byte	3 bytes	1 byte	1 byte	1 byte	x bytes	1 byte

Fonte: Autor (2021).

O controle de velocidade do motor é indispensável para medir a velocidade em que o mesmo se encontra. Em vista disso, utiliza-se um temporizador no microcontrolador com frequência de 20 kHz e mede-se a janela de tempo entre bordas de subida do sinal gerado por um dos sensores de efeito Hall internos ao motor BLDC. Conhecendo o número de pares de polos da máquina CC, basta calcular o deslocamento do eixo do motor e quantos pulsos são necessários para que o mesmo rotacione 360° em 60 segundos. Desta forma é encontrada e convertida a velocidade do motor BLDC em rotações por minuto. A frequência do temporizador deve ser no mínimo duas vezes maior que a frequência máxima de comutação do sensor Hall para que satisfaça o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon. Esta frequência é encontrada através da velocidade máxima indicada pelo fabricante do motor (Anexo F) e o número de pares de polos da máquina CC. A

calibração da velocidade medida foi efetuada utilizando um tacômetro MDT-2238A da Minipa, conforme a Figura 43.

Figura 43 - Calibração da velocidade medida.

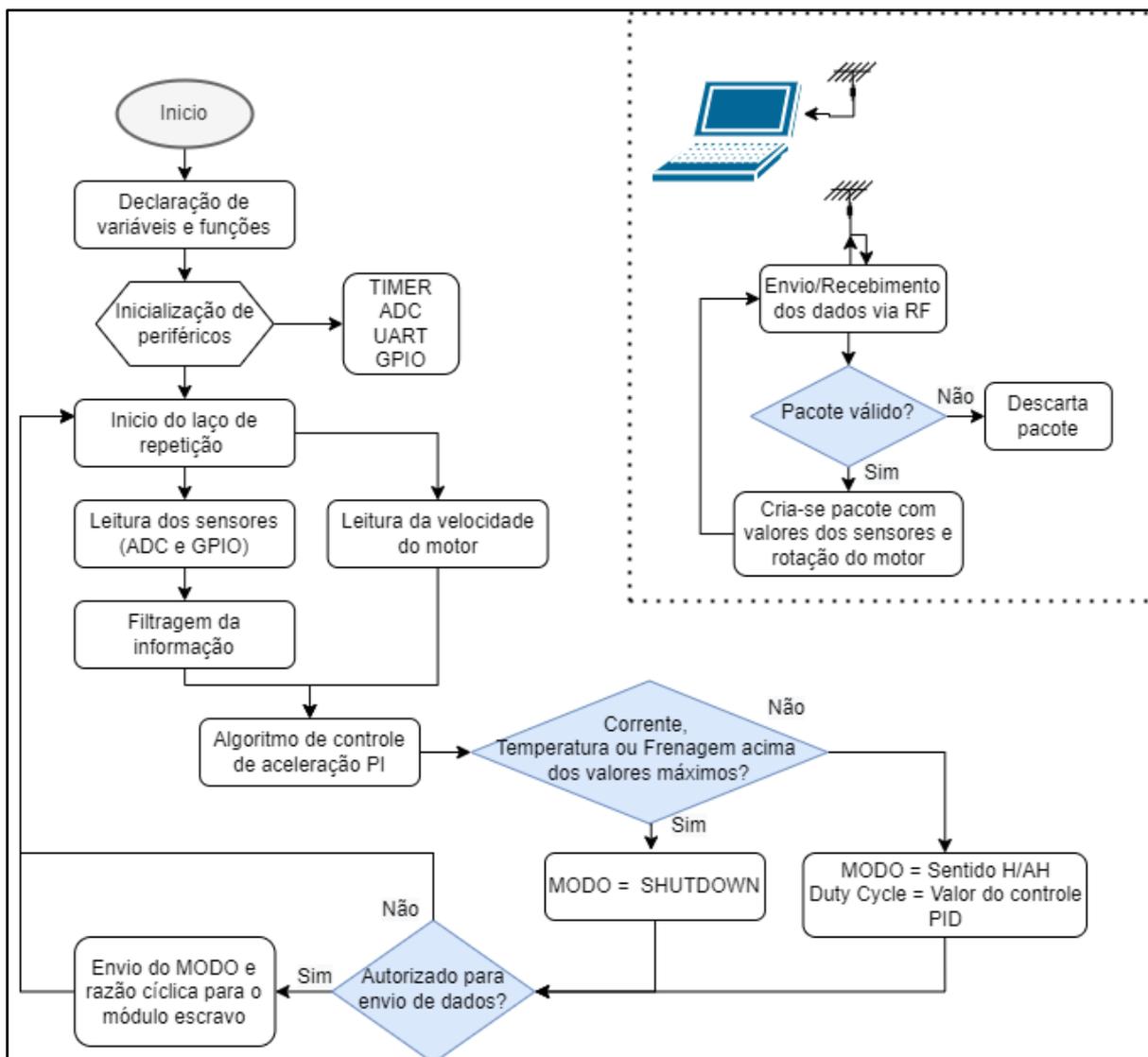


Fonte: Autor (2021).

O valor da marcha é indicado por uma chave liga/desliga alocada no circuito eletrônico. A porta de entrada (GPIO) do microcontrolador onde é realizada a leitura da posição da chave está configurada em *pull-up*. Desta maneira, quando a chave está desligada o sistema envia o comando da primeira marcha, do contrário, quando a chave está ligada o sistema envia o comando de ré para o controlador.

O comando de aceleração do motor é feito a partir de um algoritmo de controle proporcional-integral (PI). Assim, o erro em regime permanente causado pela parcela proporcional é reduzido com a parcela integral e tende a se aproximar do valor de referência desejado pelo piloto. Para exemplificar o código inserido na plataforma STM32F407xx (Apêndice B), projetou-se um fluxograma, conforme a Figura 44. Nele existem duas partes independentes, a parte destacada com um retângulo pontilhado executa a transferência de dados com o supervisor, sempre que o sistema de telemetria faz uma requisição. A parte sem pontilhado revela a sequência lógica do acionamento do motor BLDC de forma geral.

Figura 44 - Fluxograma do código do microcontrolador mestre.

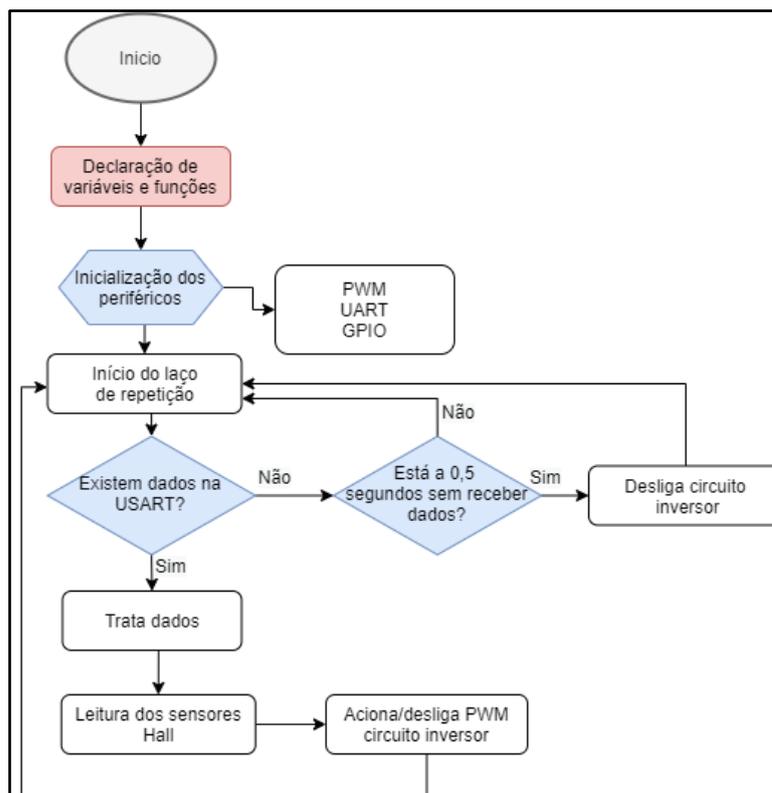


Fonte: Autor (2021).

3.2.6 Configuração do módulo escravo

O módulo escravo (STM32F103xx) exerce o controle dedicado para acionamento do motor BLDC. Este efetua a leitura dos sensores Hall, verifica o comando que o módulo mestre exige e por fim aciona as bobinas correspondentes do motor BLDC através do circuito inversor. O fluxograma da Figura 45 exibe a lógica geral e o Apêndice C mostra o *firmware* do módulo escravo.

Figura 45 - Fluxograma do código do microcontrolador escravo.



Fonte: Autor (2021).

Por questões de segurança do piloto, o módulo escravo possui um pino de *shutdown* conectado aos *gate drivers* configurado em *pull-up*. Desta maneira, sempre que inicializa o módulo ou não recebe dados do mestre durante 0,5 segundos o circuito inversor se mantém desligado.

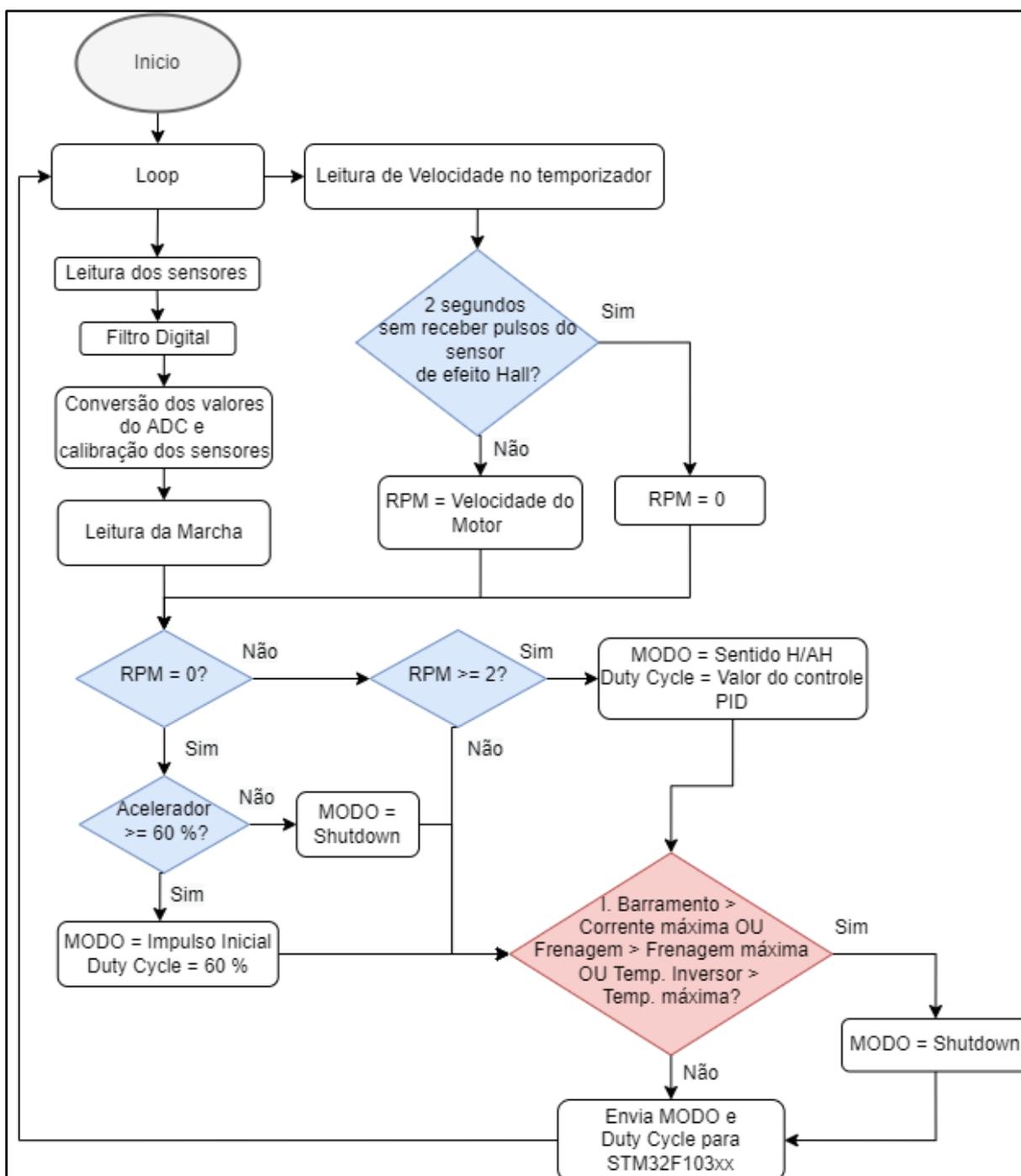
Para fazer com que o circuito eletrônico de potência acione, é preciso configurar seis saídas do microcontrolador STM32F103xx em PWM, três saídas para os MOSFETs do lado alto e três saídas para os MOSFETs do lado baixo do circuito inversor. Conseqüentemente, é possível controlar cada chave conectada ao *gate driver*. Além disso, todos os sinais PWMs devem possuir a mesma base temporal, ou seja, vinculadas ao mesmo temporizador, assim os interruptores são ligados ou desligados no mesmo instante de tempo, fazendo com que não ocorra atrasos de comutação.

3.2.7 Lógica de acionamento do motor BLDC

Em posse das configurações e entendimento do papel exercido por cada um dos microcontroladores, é criada a lógica de acionamento da máquina CC. A Figura

46 retrata a lógica de acionamento no módulo mestre. Ressalta-se que o valor da razão cíclica 60 % para gerar o impulso inicial no motor BLDC foi encontrado empiricamente em função da tensão de barramento ser menor que 48 V, com a finalidade de fornecer a corrente elétrica necessária para que o motor saia da inércia com velocidade zero e comece a rotacionar o eixo.

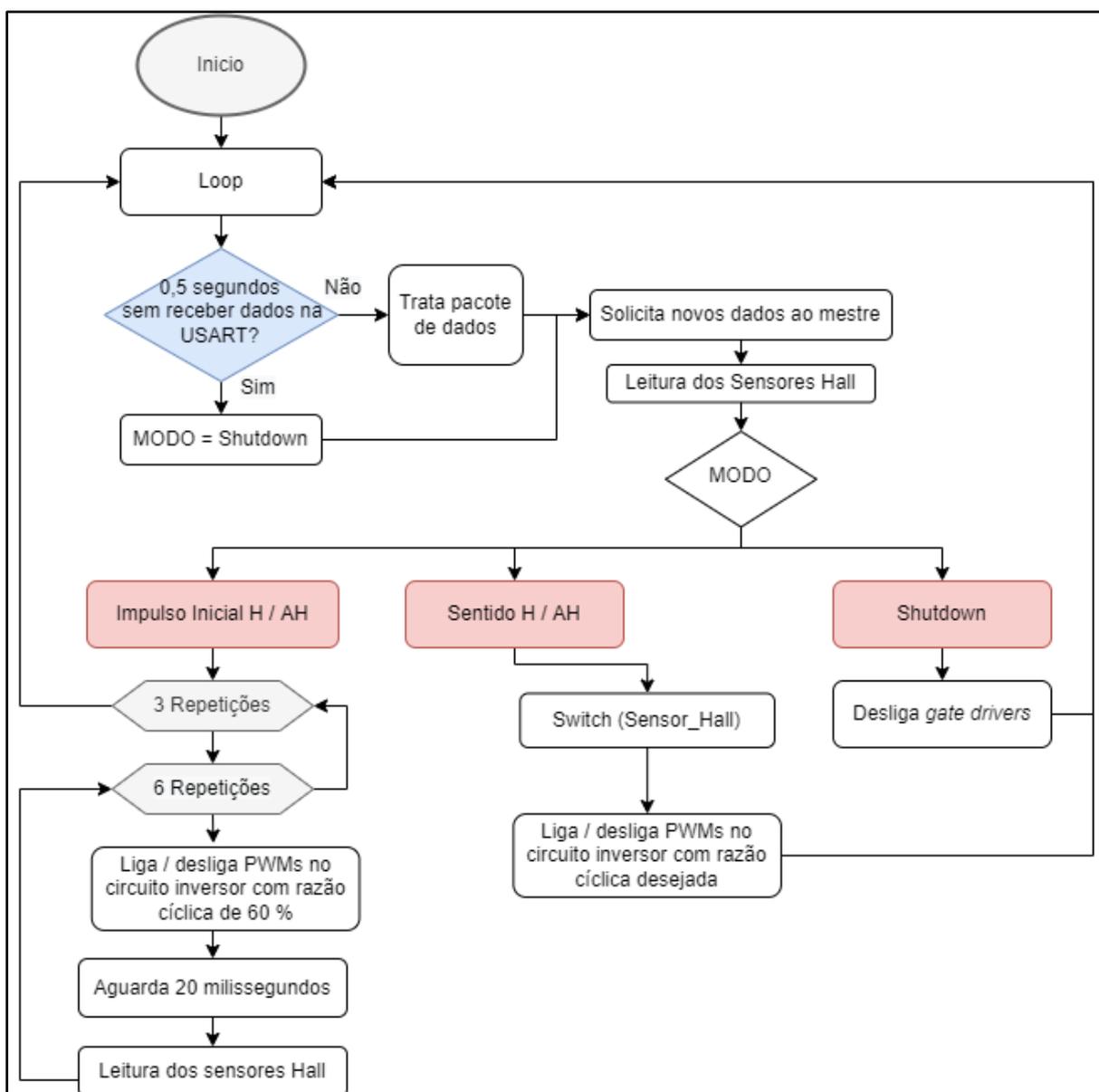
Figura 46 - Fluxograma da lógica de acionamento no microcontrolador mestre.



Fonte: Autor (2021).

A lógica de pulsos criada para acionamento das chaves que devem ser comutadas no circuito inversor durante cada cenário de leitura dos sensores de efeito Hall, é baseada nos sinais exibidos pela Figura 46. Com isso, a lógica de acionamento do motor BLDC interna ao módulo escravo pode ser vista através do fluxograma da Figura 47.

Figura 47 - Fluxograma da lógica de acionamento no microcontrolador escravo.



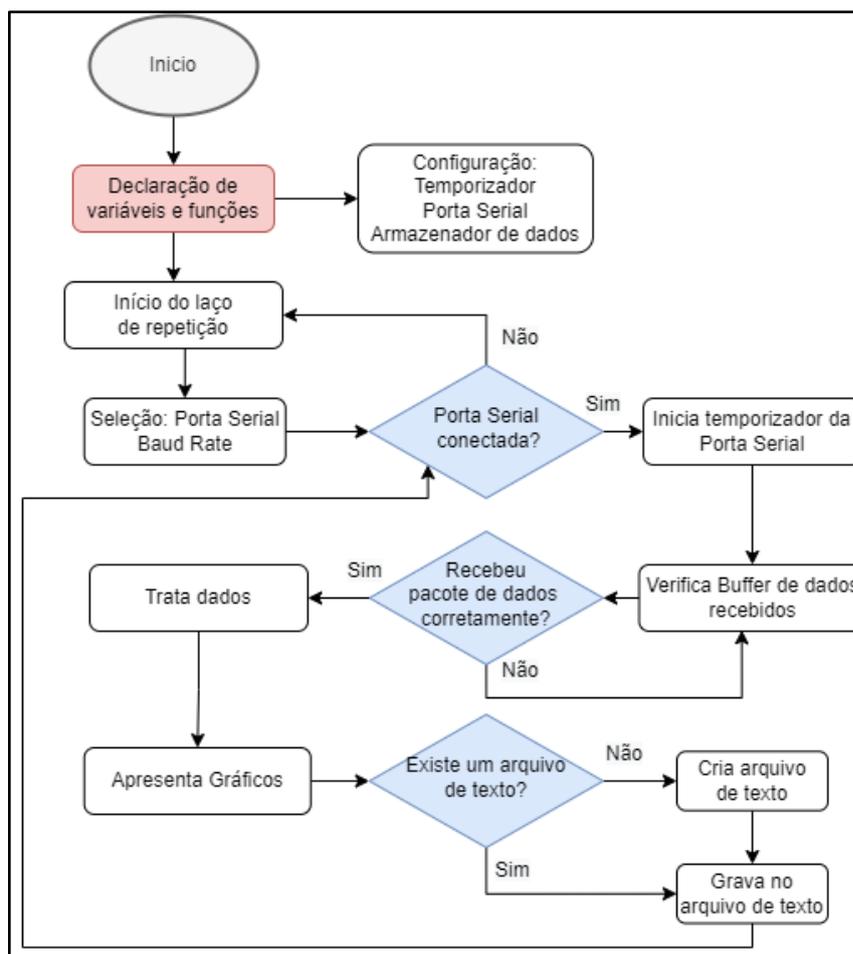
Fonte: Autor (2021).

3.2.8 Desenvolvimento do supervisor

A exibição dos dados recebidos pelo protótipo é feita por meio de um supervisor utilizando o *software* Visual Studio. Nele foram programadas funções em linguagem Visual Basic com o propósito de criar um sistema de telemetria e um registrador de dados remoto, o qual grava um pacote de dados em um arquivo de texto a cada 400 milissegundos (ms).

O design do supervisor é criado a partir da escolha de blocos e configurados de acordo com o estilo e forma de exibição desejada. Com o layout definido, instanciou-se cada objeto criado para que cada um faça a função pretendida. Inicialmente, definiram-se limites e parâmetros para cada gráfico gerado baseado nos resultados máximos suportados pelo circuito inversor. O fluxograma que exemplifica o código utilizado no supervisor encontra-se na Figura 48.

Figura 48 - Fluxograma do sistema de telemetria.



3.3 CUSTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO

A gestão de custos garante que o patrocinador do projeto só tenha que gastar com aquilo que realmente for necessário. Logo, é preciso mapear os custos do projeto e a busca por soluções para diminuir gastos. Isso assegura uma maior transparência para o patrocinador do projeto, que poderá analisar todos os valores envolvidos.

Para esse trabalho, se dará ênfase ao comparativo de custos e características sobre os componentes com maior valor agregado, ou seja, chaves e *gate drivers*. Os demais componentes no projeto já foram definidos previamente em virtude da disponibilidade.

4 RESULTADOS

Neste capítulo, são exibidos os resultados coletados ao longo do desenvolvimento do trabalho. A apresentação dos resultados segue a sequência descrita e detalhada no capítulo anterior, em que consistirá nas três etapas de projeto: etapa de potência, etapa de instrumentação e controle, e custos envolvidos no projeto.

4.1 ETAPA DE POTÊNCIA

Nesta etapa, serão expostos os resultados obtidos, seguindo a ordem das subdivisões descritas no capítulo da Metodologia.

4.1.1 Parâmetros da máquina CC e incerteza de medição

Considerando a escala de medição utilizada para a ponte LCR Minipa MX-1010 de 1 kHz e para o ICEL Manaus RLC-320 de 200 μH / 200 Ω / 2000 μF , os valores de indutância e resistência das bobinas do motor BLDC adquiridos pelas pontes LCR empregues são exibidas nas tabelas 4 e 5, respectivamente. A cor amarela (fase A), verde (fase B) e azul (fase C), representa a coloração do fio que está conectado em cada fase do motor. Além disso, o valor N significa que o instrumento foi incapaz de aferir.

Tabela 4 - Valor medido de indutância

Instrumento de medição	Indutância [μH]		
	AMARELO-AZUL	VERDE-AMARELO	AZUL-VERDE
Minipa MX-1010	70,4	70,9	67,8
ICEL Manaus RLC-320	65,9	66,3	64,1

Fonte: Autor (2021)

Tabela 5 - Valor medido de resistência.

Instrumento de medição	Resistência [$m\Omega$]		
	AMARELO-AZUL	VERDE-AMARELO	AZUL-VERDE
Minipa MX-1010	52	58	56
ICEL Manaus RLC-320	N	N	N

Fonte: Autor (2021).

Com as medidas coletas, observou-se a incerteza de medição atrelada a cada instrumento (Tabela 6), bem como o desequilíbrio máximo entre as fases (Tabela 7) dos valores de resistência e indutância.

Tabela 6 - Incerteza de medição da indutância e resistência.

Fórmula da Incerteza:			
$\pm((\% \text{ da leitura} * \text{Valor Medido}) + (n^\circ \text{ de dígitos} * \text{Resolução}))$			
Indutância [μH]			
Minipa MX-1010		ICEL Manaus RLC-320	
AMARELO-AZUL	1,908	AMARELO-AZUL	2,477
VERDE-AMARELO	1,918	VERDE-AMARELO	2,489
AZUL-VERDE	1,856	AZUL-VERDE	2,423
Resistência [$m\Omega$]			
Minipa MX-1010		ICEL Manaus RLC-320	
AMARELO-AZUL	8,624	AMARELO-AZUL	N
VERDE-AMARELO	8,696	VERDE-AMARELO	N
AZUL-VERDE	8,672	AZUL-VERDE	N

Fonte: Autor (2021).

Tabela 7 - Desequilíbrio máximo de resistência e indutância entre fases.

Instrumento de medição	Desequilíbrio máximo entre as fases	
	Indutância [μH]	Resistência [$m\Omega$]
Minipa MX-1010	2,6	4
ICEL Manaus RLC-320	1,8	N

Fonte: Autor (2021).

Em posse destes valores, por meio da solução linear apresentada na Tabela 8, encontrou-se os valores de resistência e indutância média em cada bobina.

Tabela 8 - Cálculo de indutância e resistência em cada enrolamento.

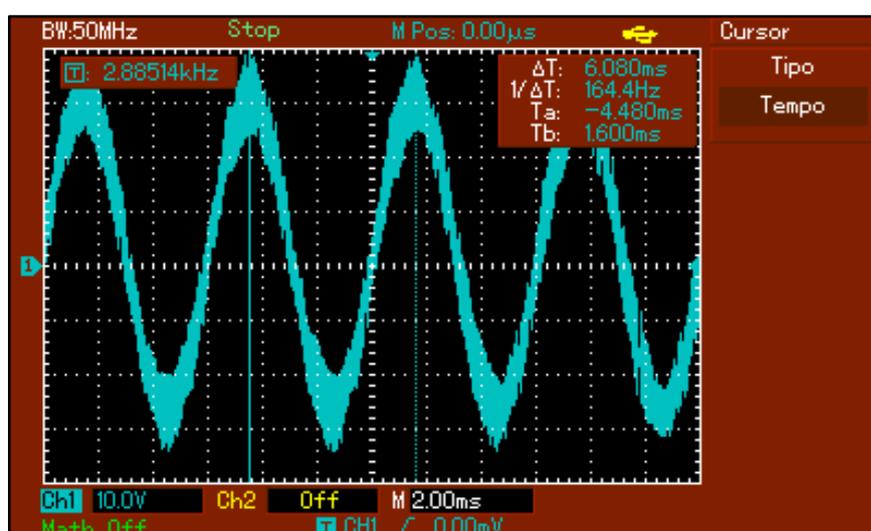
Solução Linear				
Indutância [μH]				
Amarelo	A	A + Z	=	70,4
Azul	Z	A + V	=	70,9
Verde	V	Z + V	=	67,8
		A = 36,74	Z = 33,65	V = 34,15
Resistência [$\text{m}\Omega$]				
Amarelo	A	A + Z	=	52
Azul	Z	A + V	=	58
Verde	V	Z + V	=	56
		A = 27	Z = 25	V = 31

Fonte: Autor (2021).

Para fins de cálculo, considera-se um valor único de resistência e indutância por fase do motor BLDC. Efetuando a média dos resultados obtidos na Tabela 7, obtêm-se a resistência média de 27,66 miliohms ($\text{m}\Omega$) e indutância média de 34,84 microhenry (μH) em cada fase.

Em seguida, por meio de ensaios com o motor BLDC a vazio verificou-se a frequência e a tensão de pico induzida geradas entre os terminais de fase (Figura 49) para cada velocidade de rotação do eixo da máquina CC.

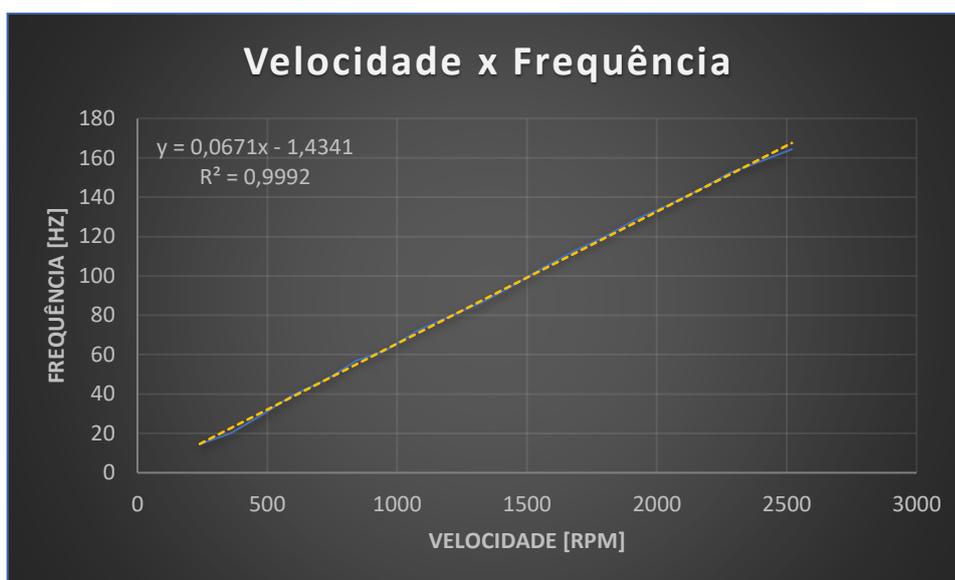
Figura 49 - FEM gerada a partir da rotação do eixo do motor.



Fonte: Autor (2021).

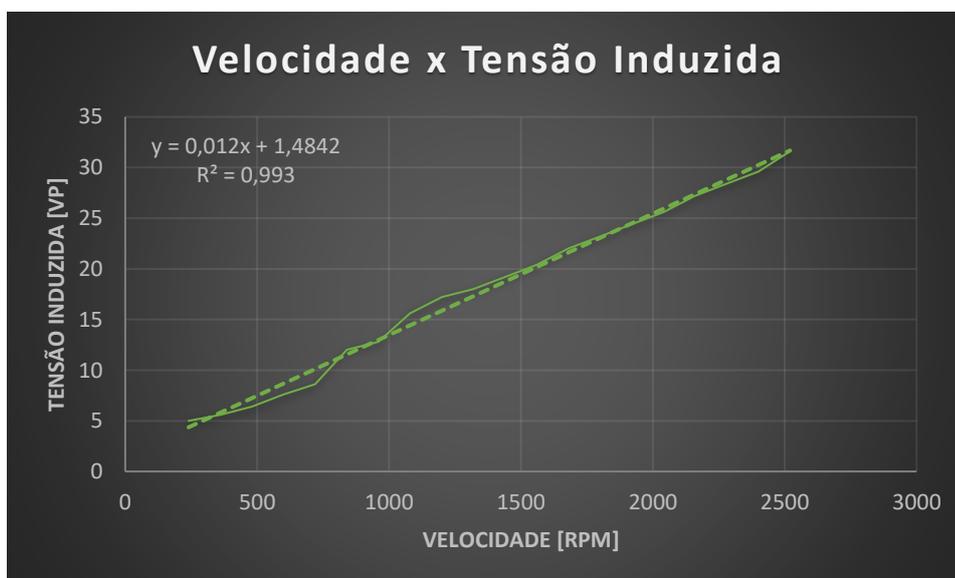
Através do *software* Excel, foram criadas as curvas do comportamento do motor *brushless* de Velocidade vs Frequência e Velocidade vs Tensão induzida, conforme a Figura 50 e Figura 51, na devida ordem. Nelas é possível observar o coeficiente de correlação (r^2), o qual indica a linearidade da resposta.

Figura 50 - Velocidade x Frequência.



Fonte: Autor (2021).

Figura 51 - Velocidade vs Tensão Induzida



Fonte: Autor (2021).

Dado o coeficiente de correlação ser próximo a 1, é usado qualquer ponto do gráfico para descobrir o valor da constante construtiva do enrolamento e o número de polos do motor BLDC. Onde $K_e \times \Phi_a$ igual a 0,12 e n é igual a 8 polos.

A força eletromotriz (E_a) de partida do motor BLDC é 0 V, com isso haverá a máxima corrente passante pelo motor. Considerando a tensão da bateria (V_t) máxima 55 V e duas bobinas em série, totalizando uma resistência de 55,33 m Ω , a corrente de armadura de saída I_s é igual a 1000 A.

O Anexo F revela o maior valor de corrente elétrica no teste dinâmico em 176,41 A. Com isso, por margem de segurança definiu-se o valor de corrente máxima de barramento em 120 A, logo o torque eletromagnético (T_e) máximo é de 14,4 N.m. Além disso, com a limitação da corrente de barramento são descobertos os valores máximos da força eletromotriz (E_a) de 48,4 V e velocidade do rotor (ω_r) de 3851 rpm.

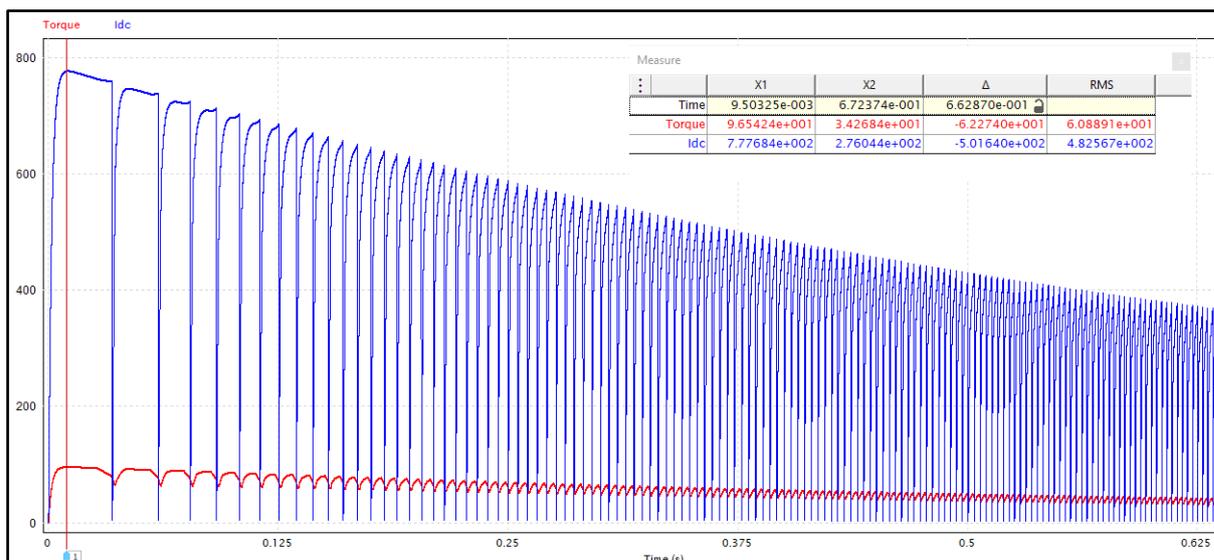
4.1.2 Simulações

De acordo com os parâmetros configurados no capítulo anterior, os resultados das simulações foram organizados em gráficos de torque e corrente, velocidade e FCEM, para cada tipo de controle. As respostas são dadas em função do tempo durante o regime transitório da máquina CC.

4.1.3 Acionamento da máquina CC sem controle de velocidade e corrente

A Figura 52 exibe a curva de torque em vermelho e a curva de corrente elétrica em azul. Os valores máximos de torque e corrente elétrica durante a partida do motor BLDC foram de 95,54 N.m e 777,68 A, respectivamente.

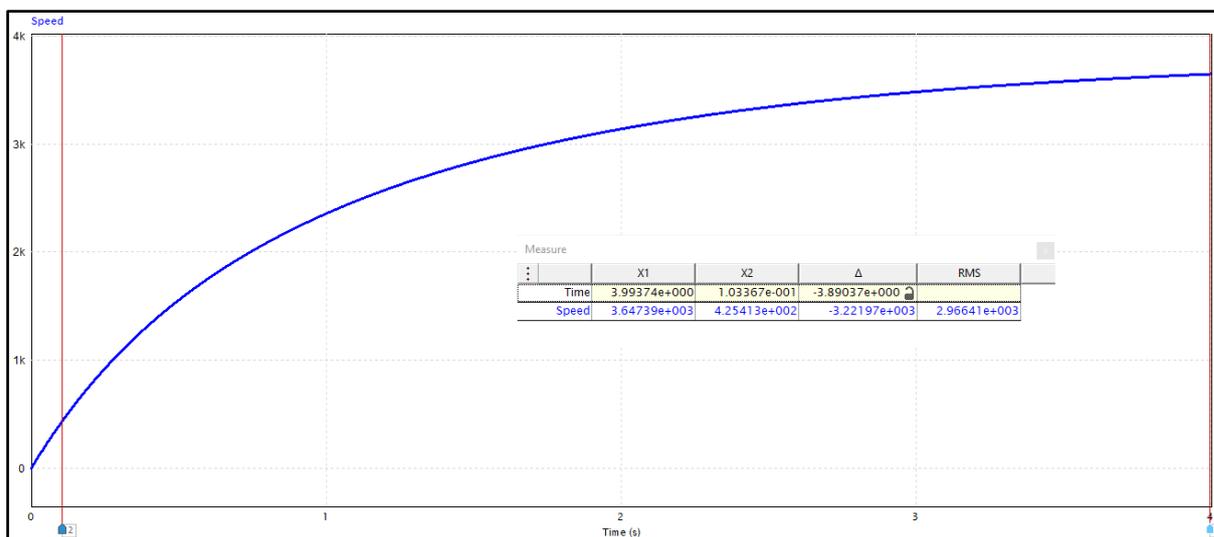
Figura 52 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.



Fonte: Autor (2021).

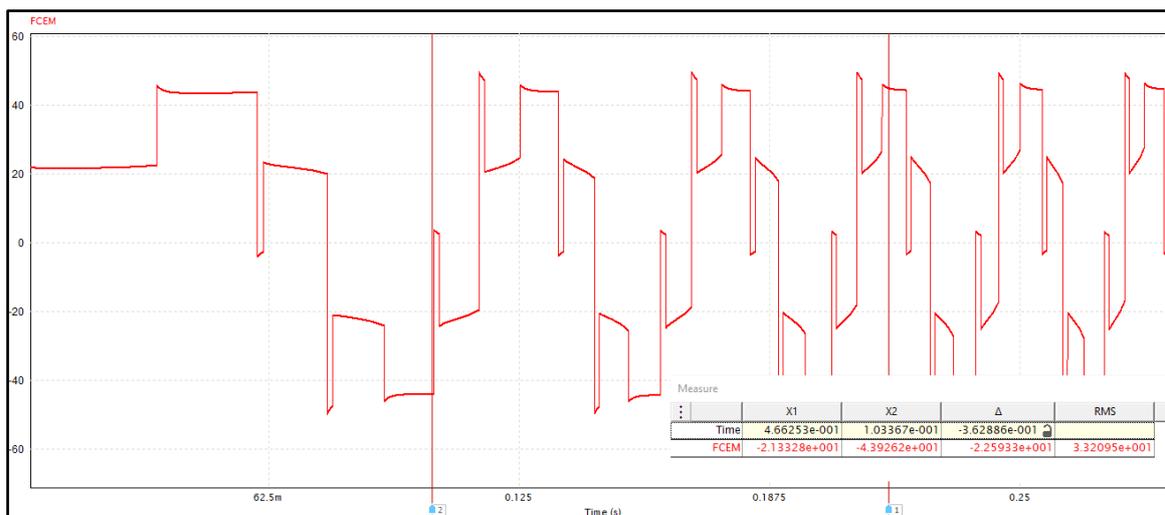
A Figura 53 mostra a curva de velocidade do motor BLDC, alcançando o regime permanente em aproximadamente 4 segundos. A forma de onda da FCEM pode ser vista através da Figura 54, em que os valores de pico da tensão encontrados foram de 49,27 V e -49,32 V.

Figura 53 - Curva de velocidade da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.



Fonte: Autor (2021).

Figura 54 - FCEM da máquina CC sem controle de velocidade e corrente.

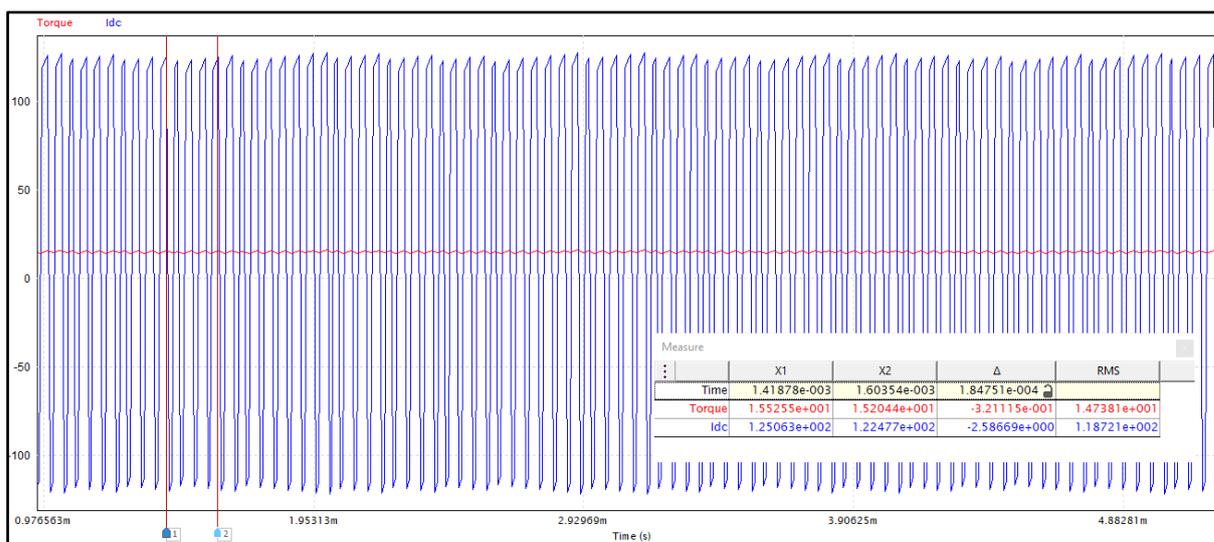


Fonte: Autor (2021).

4.1.4 Acionamento da máquina CC com controle de corrente

A corrente elétrica máxima desejada para controle foi de 120 A. Em virtude disso, a Figura 55 apresenta a curva de torque em vermelho e a curva de corrente elétrica em azul. Os resultados máximos de torque e corrente elétrica durante a partida do motor BLDC foram de 15,52 N.m e 125,06 A, na devida ordem.

Figura 55 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de corrente.

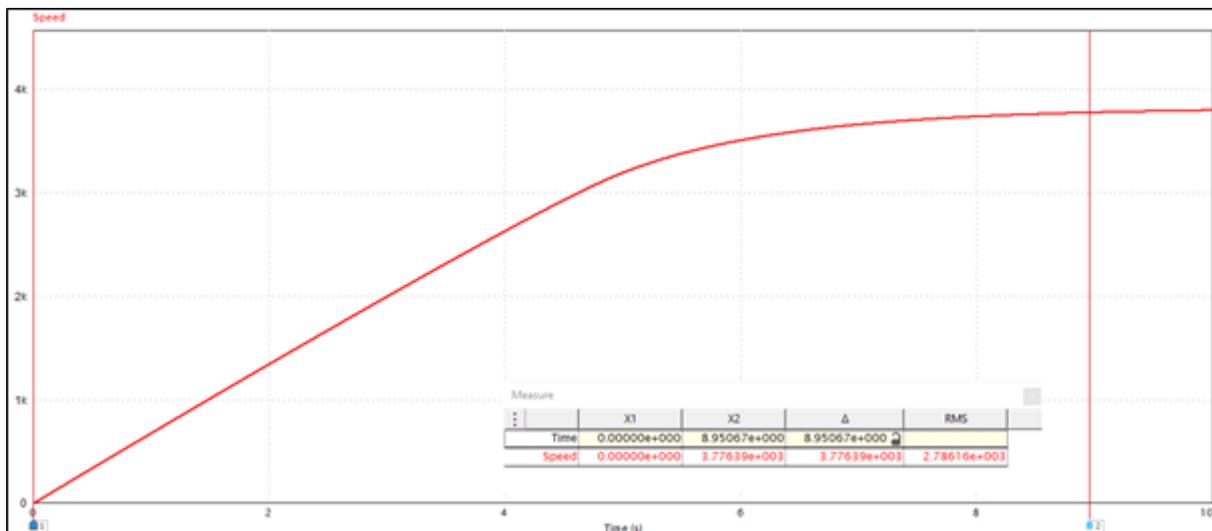


Fonte: Autor (2021).

A Figura 56 expõe a curva de velocidade do motor BLDC, alcançando o regime permanente em aproximadamente 8,9 segundos. A forma de onda da FCEM

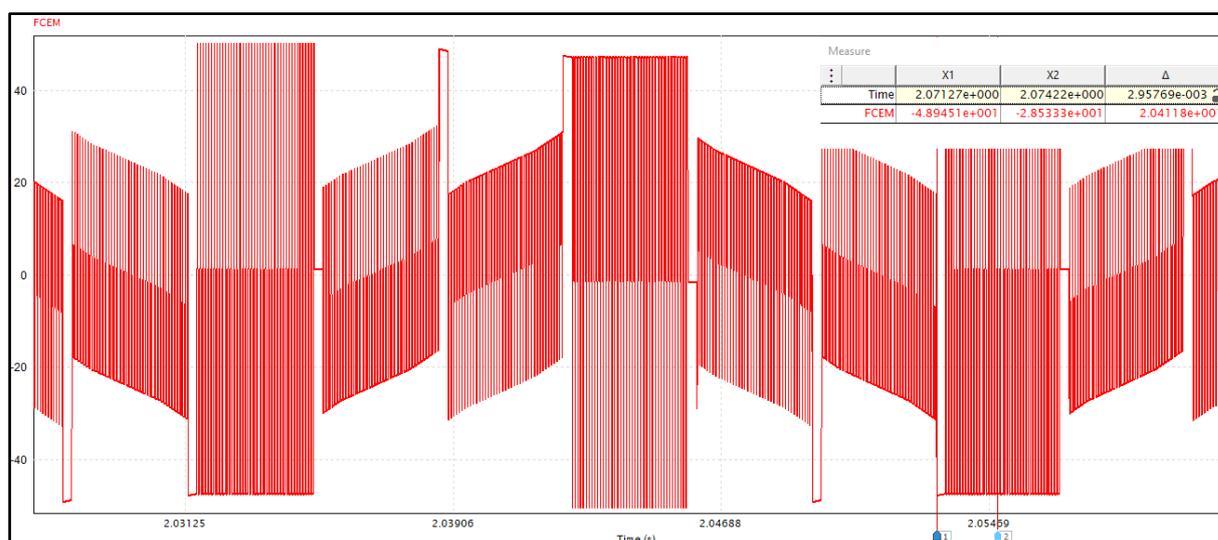
é revelada por meio da Figura 57, em que os valores de pico da tensão encontrados foram de 50,02 V e -50,02 V.

Figura 56 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de corrente.



Fonte: Autor (2021).

Figura 57 - FCEM da máquina CC com controle de corrente.



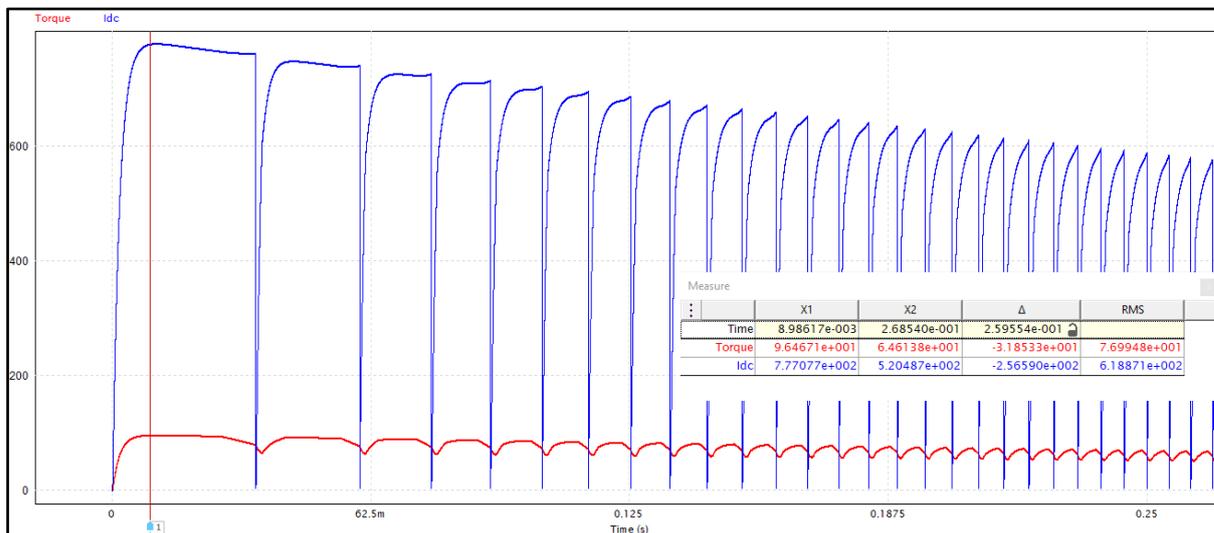
Fonte: Autor (2021).

4.1.5 Acionamento da máquina CC com controle de velocidade

A velocidade desejada para controle foi de 3000 rpm. Em vista disso, a Figura 58 apresenta a curva de torque em vermelho e a curva de corrente elétrica

em azul. Os resultados máximos de torque e corrente elétrica durante a partida do motor BLDC foram de 96,46 N.m e 964,67 A, nessa ordem.

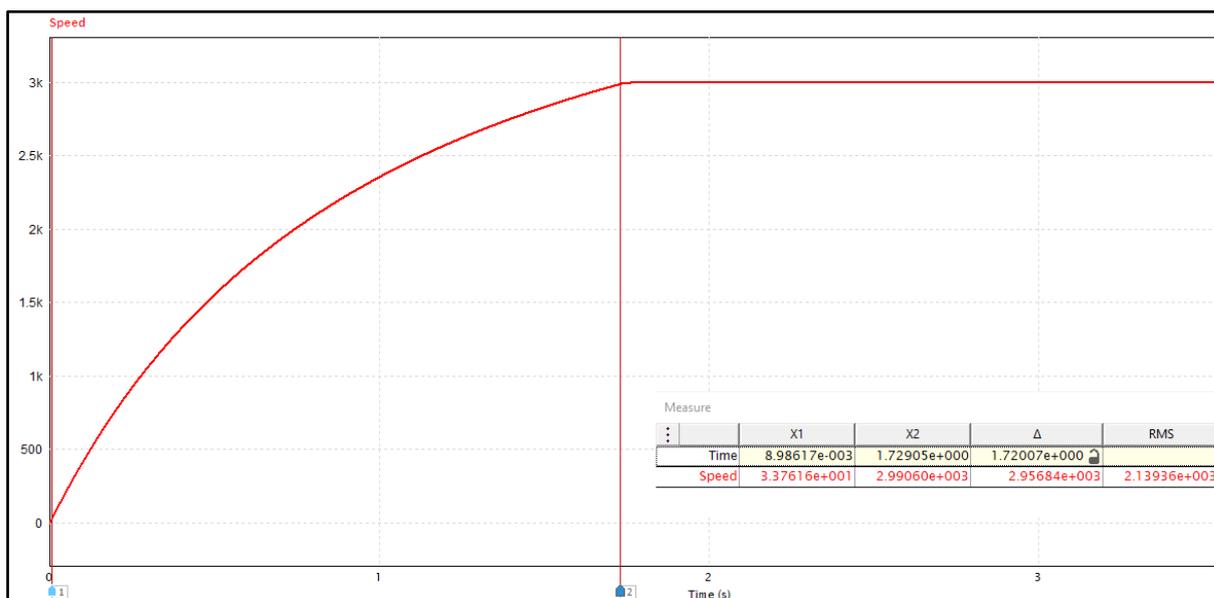
Figura 58 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de velocidade.



Fonte: Autor (2021).

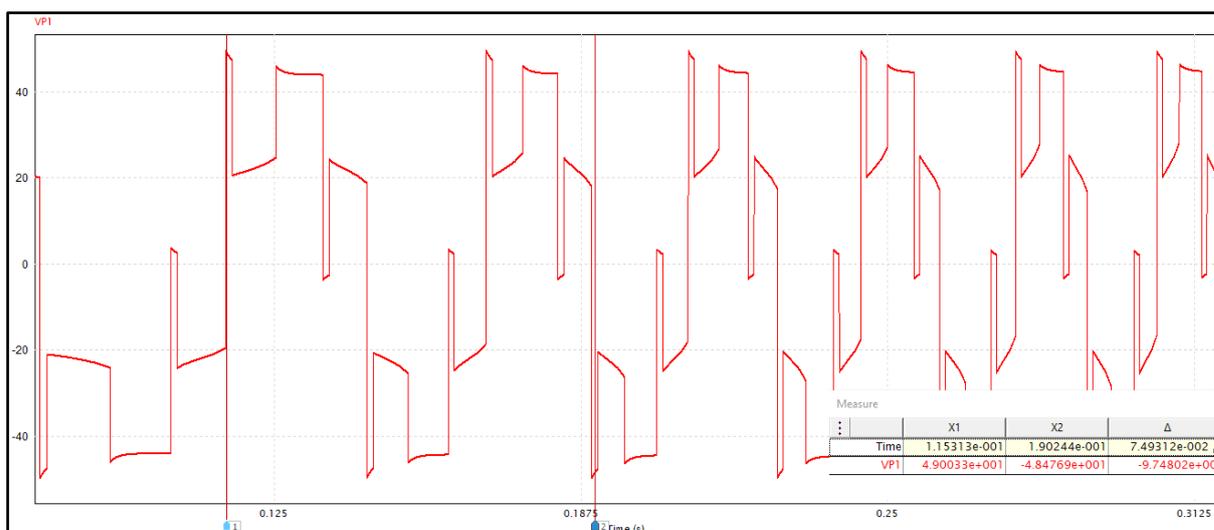
A Figura 59 revela a curva de velocidade do motor BLDC, alcançando 3000 rpm em aproximadamente 1,7 segundos. A forma de onda da FCEM é apontada por meio da Figura 60, em que os valores de pico da tensão obtidos foram de 49 V e -49 V.

Figura 59 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de velocidade.



Fonte: Autor (2021).

Figura 60 - FCEM da máquina CC com controle de velocidade.

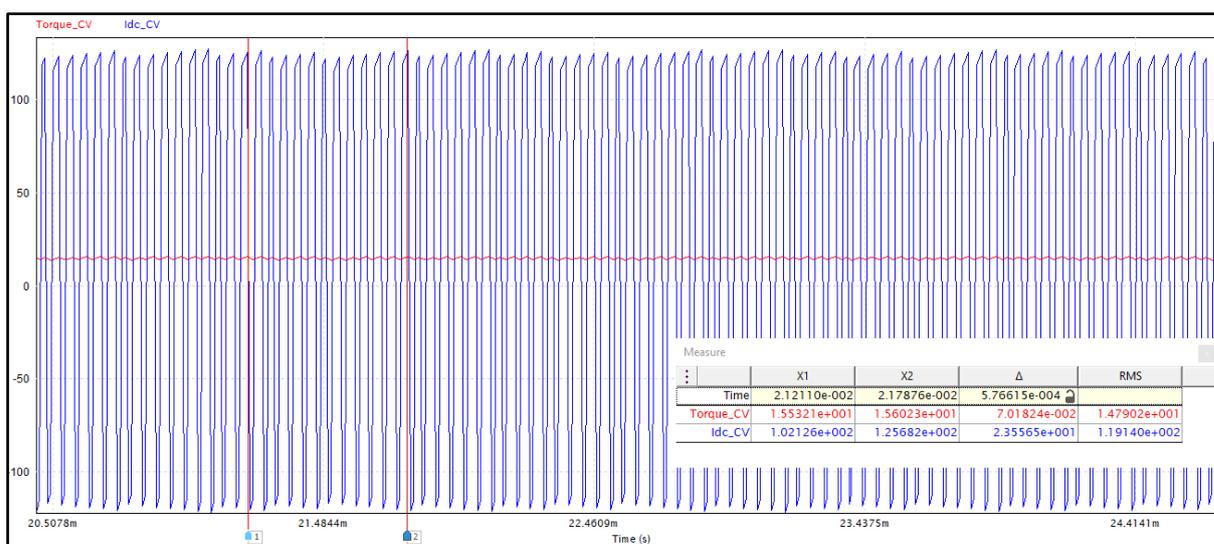


Fonte: Autor (2021).

4.1.6 Acionamento da máquina CC com controle de corrente e velocidade

Recorrendo aos valores desejados de corrente elétrica e velocidade das simulações anteriores, foram obtidas as curvas de torque (curva vermelha) e corrente elétrica (curva azul), conforme a Figura 61. Os resultados máximos de torque e corrente elétrica observados durante a partida do motor BLDC foram de 15,6 N.m e 125,68 A, respectivamente.

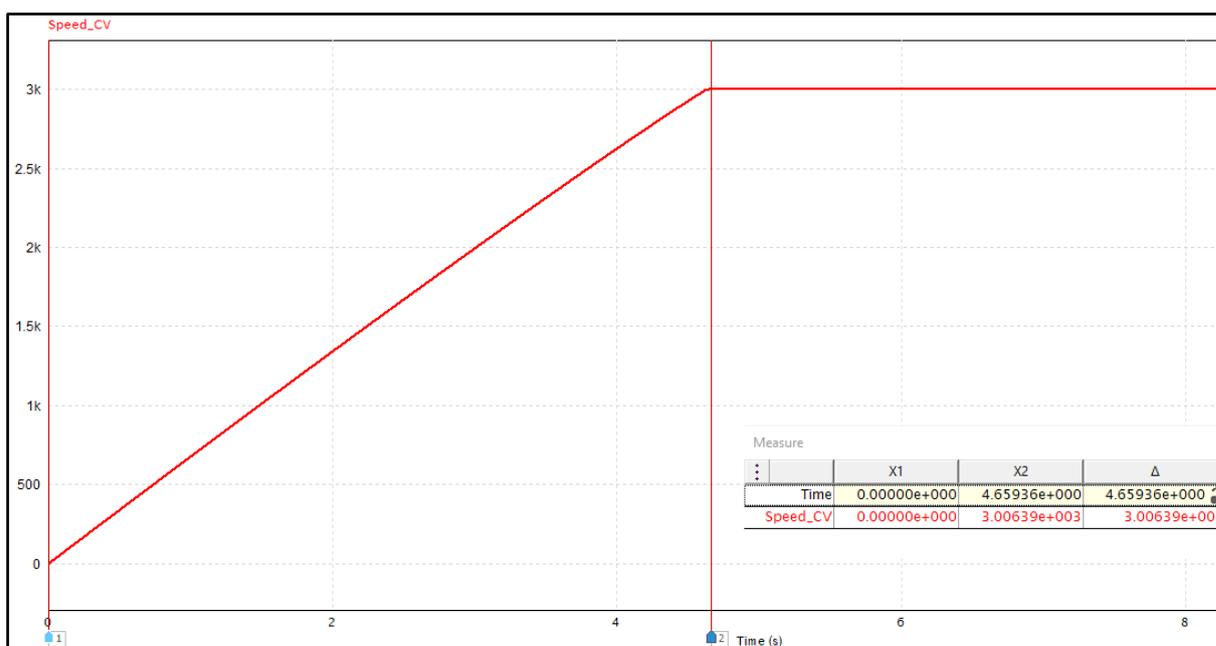
Figura 61 - Curva de torque e corrente elétrica da máquina CC com controle de corrente e velocidade.



Fonte: Autor (2021).

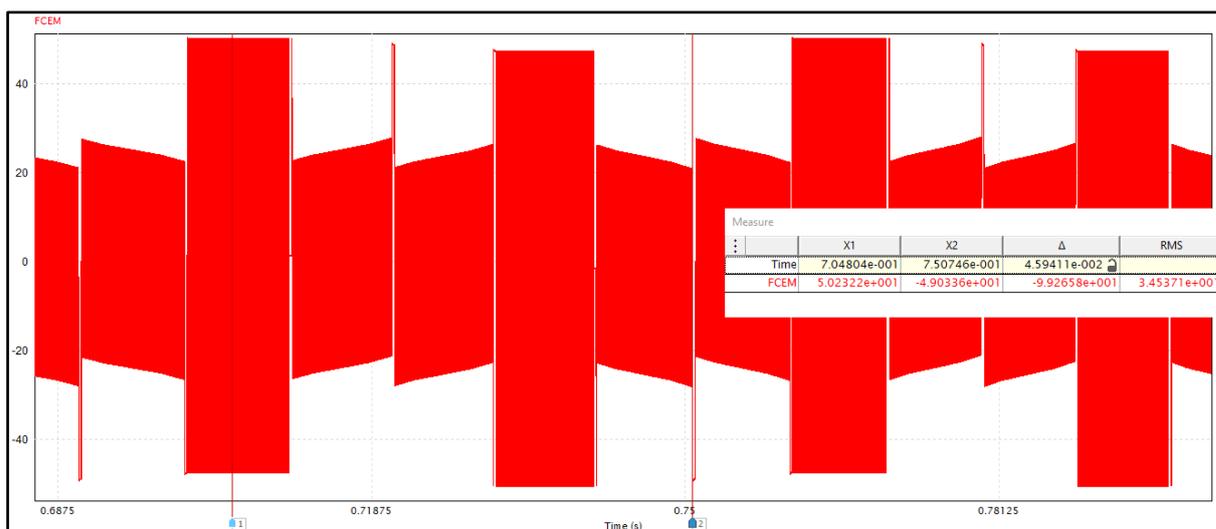
A Figura 62 revela a curva de velocidade do motor BLDC, alcançando 3000 rpm em aproximadamente 4,65 segundos. A forma de onda da FCEM é apontada por meio da Figura 63, em que os valores de pico da tensão adquiridos foram de 50,23 V e -49,03 V.

Figura 62 - Curva de velocidade da máquina CC com controle de corrente e velocidade.



Fonte: Autor (2021).

Figura 63 - FCEM da máquina CC com controle de corrente e velocidade.



Fonte: Autor (2021).

4.1.7 Determinação de componentes

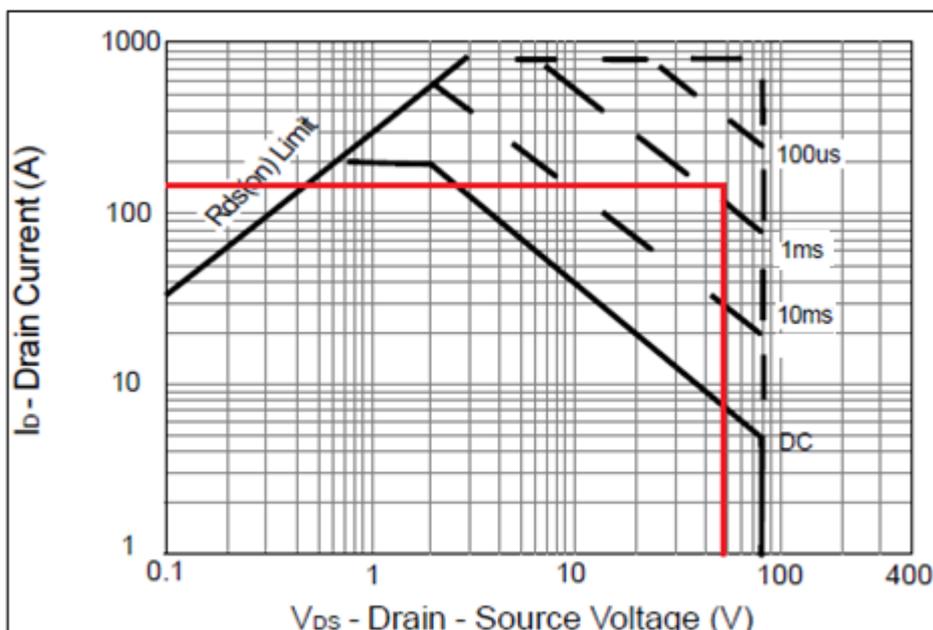
Partindo da potência nominal de 5000 W e tensão elétrica de 48 V exigida pelo motor BLDC, encontrou-se a corrente elétrica nominal de 104,16 A através da 1ª lei de Ohm. Em vista disso, o MOSFET canal N escolhido para aplicação dado os valores nominais de V_{ds} igual a 48 V e I_d igual a 104,16 A foi o HY4008 da HOOYI SEMICONDUCTOR.

Mediante a Equação (16), observa-se que a quantidade de corrente necessária para que o HY4008 entre em modo de condução durante o intervalo de tempo estimado pelo fabricante da chave é de 4,23 A, sendo Q_g igual a 195 nanocoulomb (nC) e $t_{(Transition)}$ o somatório de T_{dON} e t_r , ou seja, 46 ns.

Dadas as informações da tensão elétrica de alimentação, o *gate driver* escolhido foi o IR2110 da INTERNATIONAL RECTIFIER. Tendo em vista a resistência de 10 Ω e a tensão de saída para o lado alto e baixo ser aproximadamente 12 V, a corrente elétrica para carregar os capacitores internos ao MOSFET é de 1,2 A, com isso, empregando novamente a Equação (16), o $t_{(Transition)}$ para que o HY4008 entre e saia do modo de condução é de 162,5 ns e 96 ns, respectivamente. Considerando as características elétricas dinâmicas do IR2110 (Anexo H), os valores de atraso máximo de propagação para entrada e saída de condução é de 185 ns e 150 ns, na devida ordem. Sendo 593,5 ns o somatório de todos os tempos de transição e atrasos de propagação, a frequência de operação do circuito inversor deve ser inferior a 16,8 kHz, com isso foi escolhida uma frequência de operação de 8 kHz.

Com o tempo para entrada em condução da chave de 162,5 ns, considerando um pior caso em que a tensão V_{ds} e corrente nominal I_d no circuito inversor é de 48 V e 104,16 A, respectivamente, é possível verificar a área de operação segura do HY4008 (do inglês, *Safe Operation Area* – SOA), conforme a Figura 64.

Figura 64 - Área de operação segura.



Fonte: adaptado de HOOYI SEMICONDUCTOR (2021).

A Tabela 9 retrata os valores de cada variável utilizada na Equação (24), ao final é destacado em cor amarela o valor de capacitância calculado para o capacitor de *bootstrap*.

Tabela 9 - Variáveis e resultado do cálculo do capacitor de *bootstrap*.

Variável	Valor
Q_g	195 nC
Q_{ts}	10 nC
$I_{qbs(max)}$	125 μ A
$I_{cbs(leak)}$	20 μ A
f	8 kHz
V_{CC}	12 V
V_f	1 V
V_{LS}	0,348 V
V_{Min}	8,6 V
C	400 nF

Fonte: Autor (2021).

De acordo com a Equação (24), a capacitância C deve ser maior ou igual a 400 nanofarad (nF), logo será usado um capacitor de poliéster de 470 nF.

A Tabela 10 exibe os valores de cada variável utilizada para encontrar as perdas de comutação (P_{com}) e condução (P_{cond}) na chave, e os resultados

destacados na cor amarela. Sendo V_p igual a tensão elétrica da bateria de Lítio-Ion carregada e T_{on} , T , T_{fon} e T_{roff} os tempos para entrada e saída de condução das chaves. O valor de $I_{ds(ON)EF}$ é encontrado considerando o intervalo de condução da chave de 120° elétricos, conforme a Figura 11. I é a corrente constante máxima definida em 120 A, a fim de evitar os valores máximos suportados pelo HY4008.

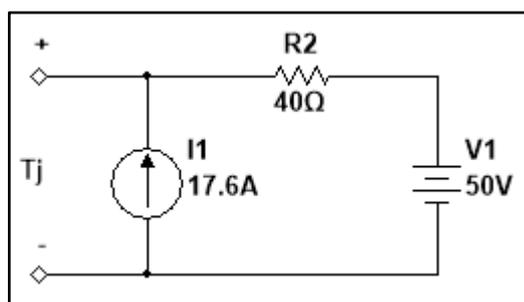
Tabela 10 - Variáveis e resultados dos cálculos das perdas no MOSFET.

Variável	Valor
T_{on}	123,75 μ s
T	125 μ s
T_{fon}	46 ns
T_{roff}	96 ns
I	120
$I_{ds(ON)EF}$	69,28 A
I_p	120 A
$r_{ds(on)}$	2,9 m Ω
V_p	54 V
P_{com}	3,68 W
P_{cond}	13,92 W

Fonte: Autor (2021).

Com o somatório das perdas por comutação e condução, encontram-se as perdas totais do MOSFET, no valor de 17,6 W. Posteriormente, com as perdas totais (fonte de corrente), valor de resistência térmica da junção para o ambiente (resistor) de 40 $^\circ$ C/W fornecidos pelo fabricante do MOSFET e a temperatura ambiente estimada em 50 $^\circ$ C, modelado no circuito térmico como uma fonte de tensão de 50 V, cria-se o análogo elétrico de transição de calor (Figura 65).

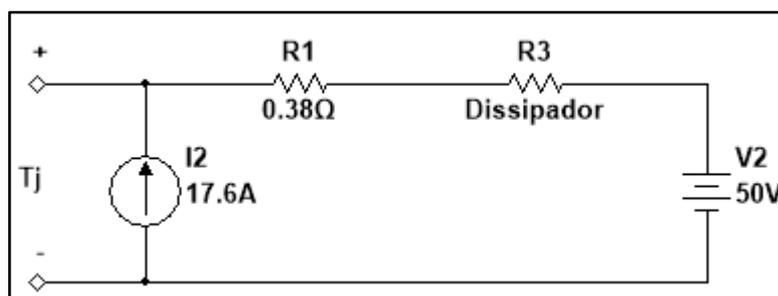
Figura 65 - Análogo elétrico de transição de calor da chave sem dissipador.



Fonte: Autor (2021).

A temperatura máxima de junção informada pelo fabricante do HY4008 é de 175 °C, todavia a temperatura da junção encontrada foi de 754 °C. Por conseguinte, é necessário dimensionar um dissipador de calor usando novamente o análogo elétrico de transição de calor, conforme a Figura 66. Para este caso, aplica-se um valor de resistência térmica da junção para o encapsulamento de 0,38 °C/W fornecidos pelo fabricante do MOSFET.

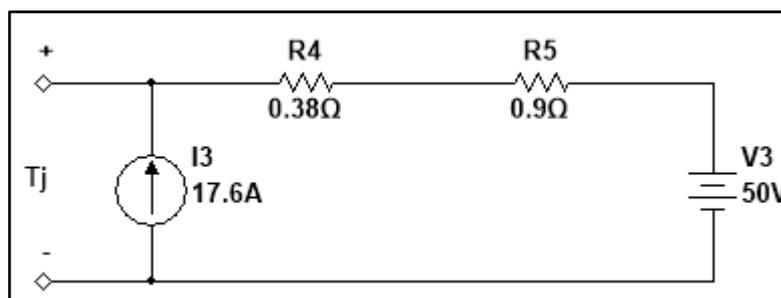
Figura 66 - Análogo elétrico de transição de calor para cálculo do dissipador.



Fonte: Autor (2021).

A resistência térmica do dissipador encontrada deve ser inferior ou igual a 6,72 °C/W. Adotando-se o dissipador SP 0,25 da SEMIKRON com resistência térmica do dissipador para o ambiente de 0,9 °C/W (Anexo I) sem ventilação forçada, o circuito de transição de calor resulta na Figura 67.

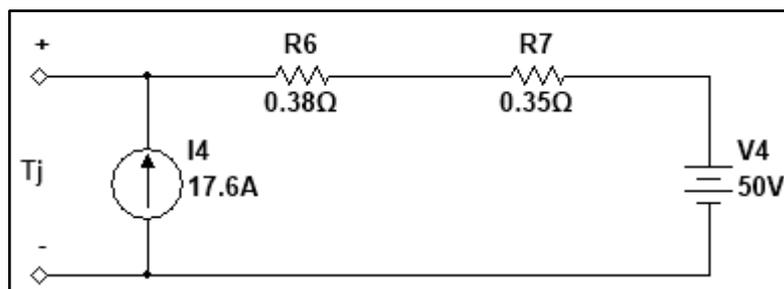
Figura 67 - Análogo elétrico de transição de calor com dissipador sem ventilação forçada.



Fonte: Autor (2021).

A temperatura de junção calculada utilizando um dissipador sem ventilação forçada é de 72,52 °C. Considerando uma ventilação forçada, a resistência térmica do dissipador para o ambiente é de 0,35 °C/W (Anexo I), o circuito equivalente pode ser visto na Figura 68.

Figura 68 - Análogo elétrico de transição de calor com dissipador com ventilação forçada.



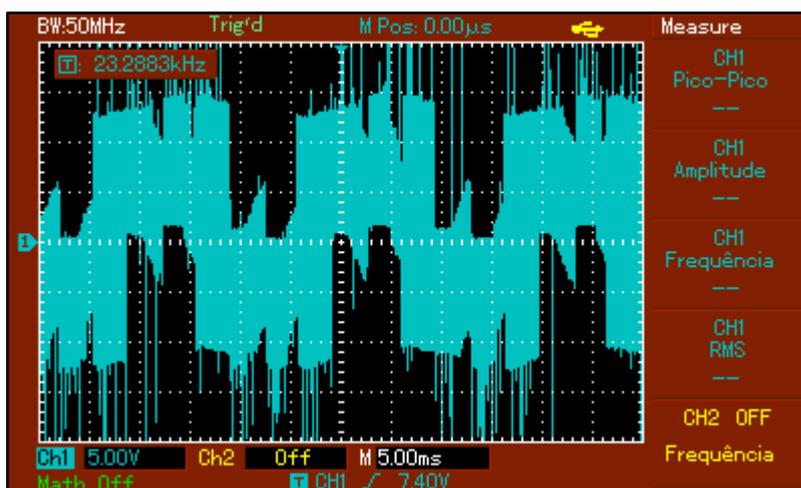
Fonte: Autor (2021).

Com ventilação forçada, a temperatura de junção calculada é de 62,84 °C. Devido a corrente direta máxima I_p estar definida em 120 A, escolheu-se o fio condutor 0 AWG, visto no Anexo G, o qual tem capacidade de corrente em 150 A.

4.1.8 Resultados práticos

A tensão nominal de barramento utilizada no circuito inversor para coleta de dados foi de 12 V. Com isso, a forma de onda da FEM trapezoidal medida entre os terminais de fase do motor BLDC para uma razão cíclica de 75 % é vista nas figuras 69 e 70.

Figura 69 - FEM trapezoidal real com escala 5 ms.



Fonte: Autor (2021).

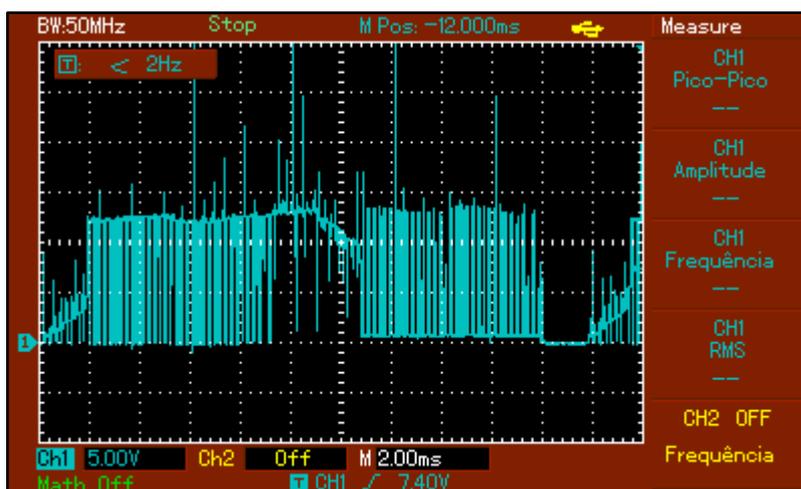
Figura 70 - FEM trapezoidal real com escala 2 ms.



Fonte: Autor (2021).

A Figura 71 exibe a tensão V_{ds} sobre os MOSFETs quando aplicado um sinal PWM com razão cíclica de 60%.

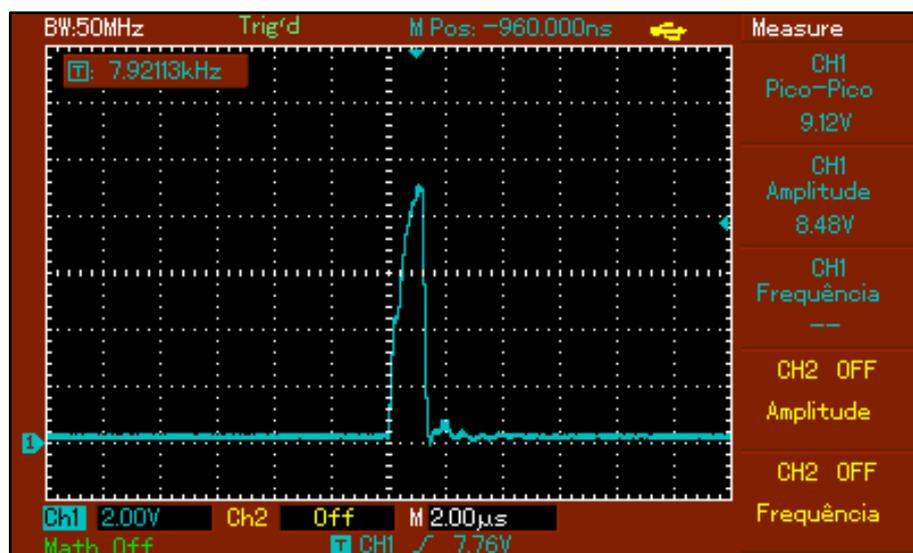
Figura 71 - Tensão V_{ds} aplicada aos MOSFETs.



Fonte: Autor (2021).

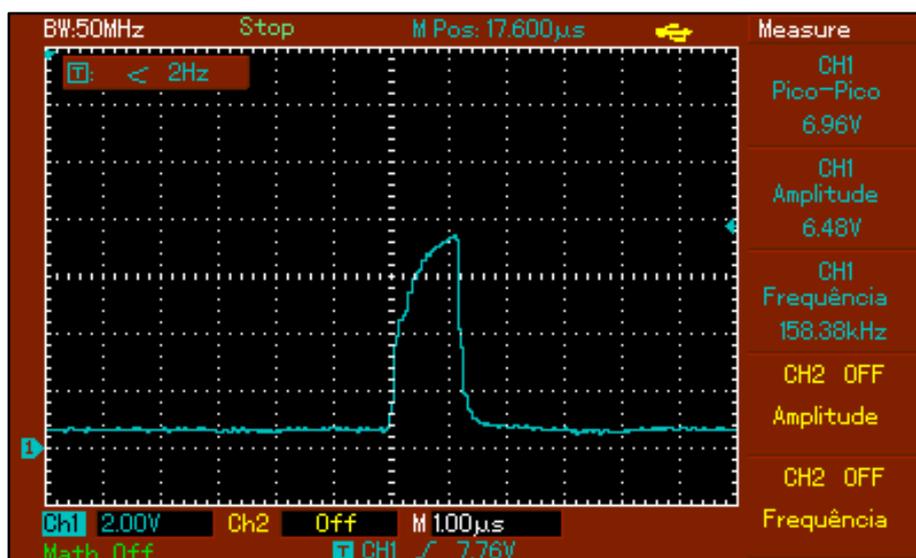
Para a análise das formas de onda da tensão V_{gs} (durante a entrada e saída de condução) foram registrados os sinais nas chaves de lado alto e baixo, considerando diferentes razões cíclicas. Com razão cíclica de 1 %, a forma de onda registrada para o MOSFET de lado baixo e alto podem ser vistas através das figuras 72 e 73, nessa ordem.

Figura 72 - Tensão Vgs com 1 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo.



Fonte: Autor (2021).

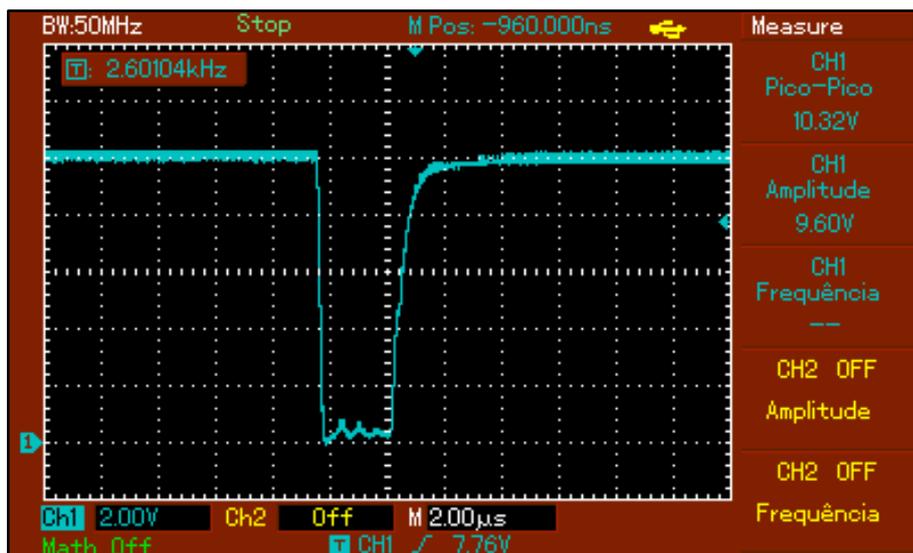
Figura 73 - Tensão Vgs com 1 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo.



Fonte: Autor (2021).

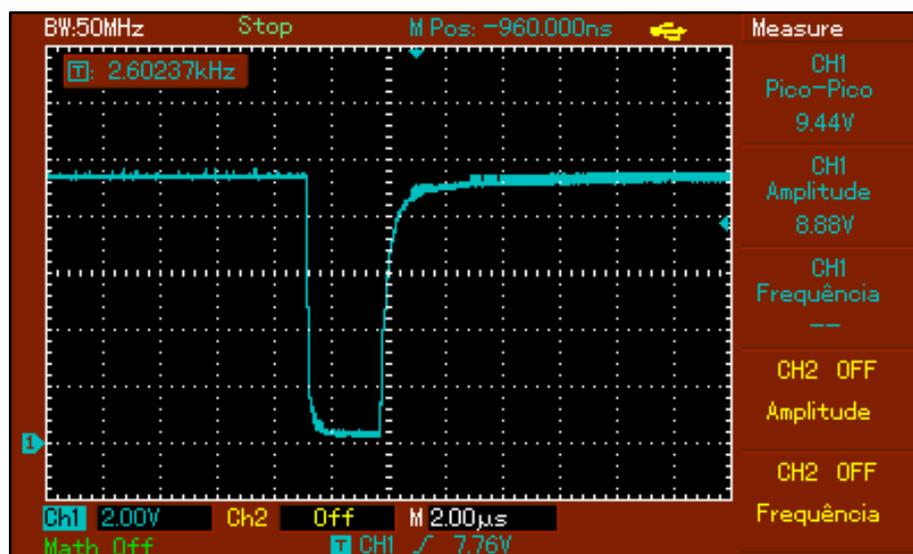
Para uma razão cíclica de 99 %, as formas de onda da tensão Vgs no MOSFET de lado baixo e alto podem ser vistas através da Figura 74 e 75, respectivamente.

Figura 74 - Tensão Vgs com 99 % da razão cíclica em um MOSFET de lado baixo.



Fonte: Autor (2021).

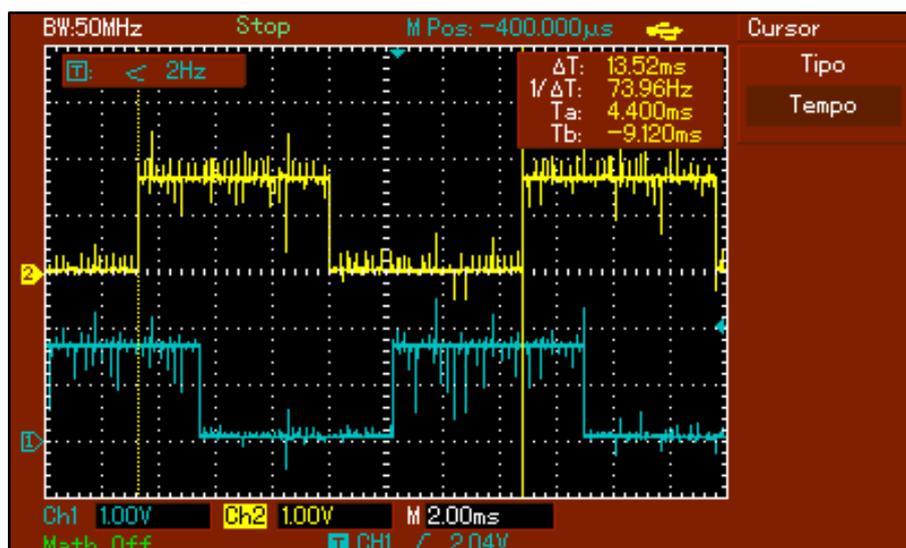
Figura 75 - Tensão Vgs com 99 % da razão cíclica em um MOSFET de lado alto.



Fonte: Autor (2021).

Os sinais gerados por dois sensores Hall internos ao motor BLDC é revelado pela Figura 76.

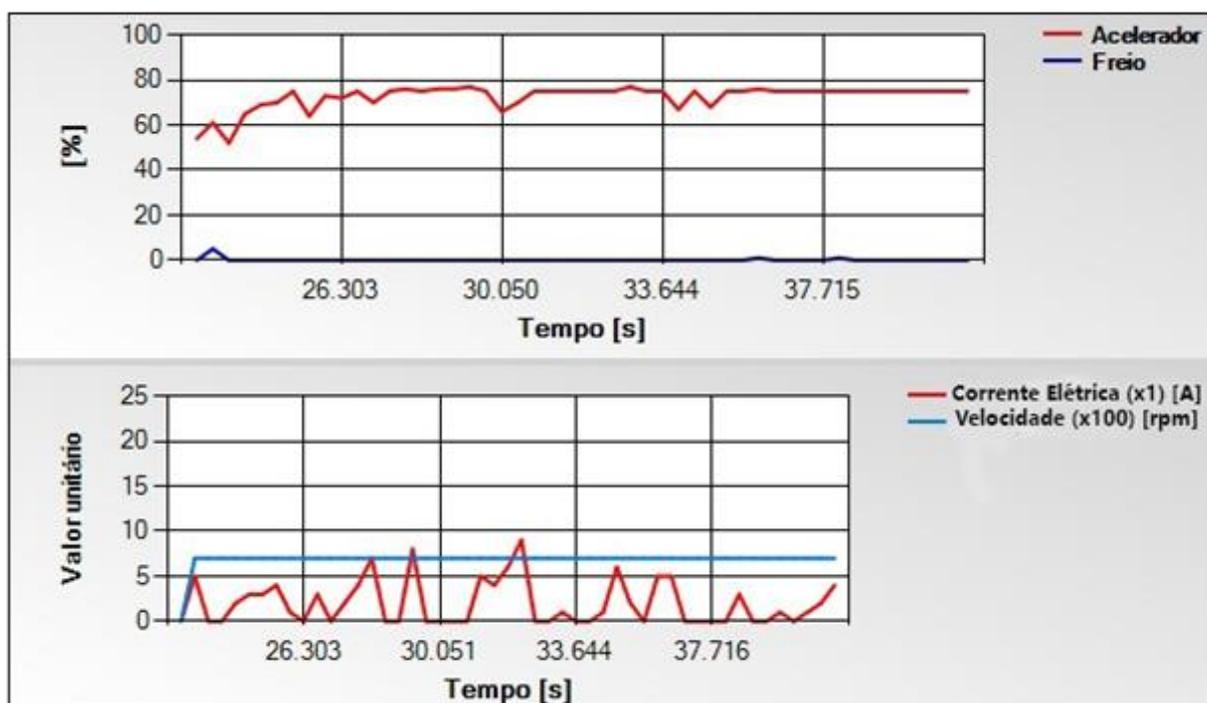
Figura 76 - Forma de onda proveniente dos sensores Hall do motor BLDC.



Fonte: Autor (2021).

A Figura 77 possui dois gráficos, os quais retratam o transitório do pedal de acelerador e de freio. Demonstra também a curva de corrente elétrica e de velocidade durante a partida do motor BLDC sem carga, levando em conta os mesmos instantes de tempo. A figura foi produzida no supervisório elaborado pelo autor, em que observa-se que a corrente elétrica aferida chega a 0 em virtude das distorções e ruídos causados pelo fundo de escala do sensor de corrente utilizado.

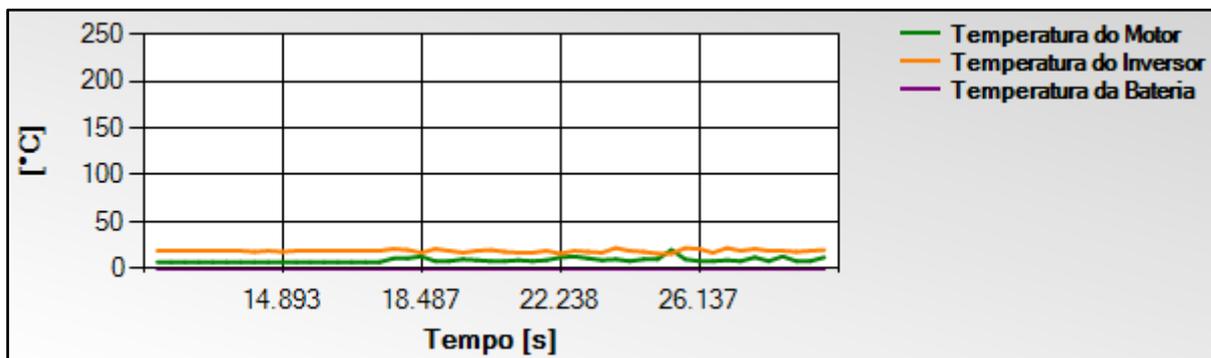
Figura 77 - Transitórios de aceleração, corrente e velocidade durante a partida do motor BLDC.



Fonte: Autor (2021).

Com o uso de dissipadores de alumínio, as temperaturas das chaves inseridas no inversor com o motor operando a vazio ficaram inferiores a 40 °C, conforme a Figura 78.

Figura 78 - Temperaturas dos módulos.

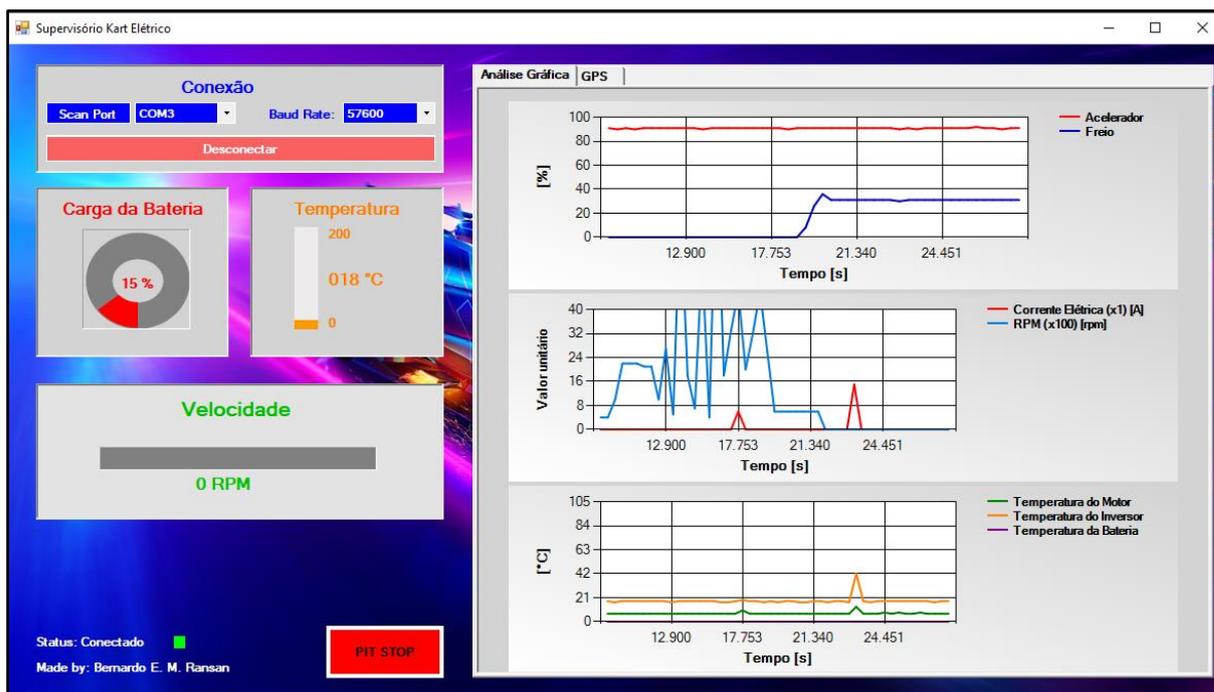


Fonte: Autor (2021).

4.2 ELETRÔNICA DIGITAL E DE INSTRUMENTAÇÃO

O *layout* do supervisor (Figura 79) exibe os dados da telemetria do veículo em função do tempo, como por exemplo: um gráfico de linha contendo as posições dos pedais de freio e acelerador; um gráfico com linhas incluindo corrente elétrica de barramento e velocidade do motor; e também, um gráfico de linha contendo as temperaturas do inversor, do motor e da bateria. O mesmo conta com a possibilidade de escolher a porta COM do computador conectada ao rádio de telemetria, além de configurar a taxa de transmissão desejada e enviar o comando *pit stop* para alertar o piloto a retornar aos boxes.

Figura 79 - Interface do sistema de telemetria.



Fonte: Autor (2021).

4.3 CUSTOS ENVOLVIDOS NO PROJETO

Os Apêndices D, E, F exibem o comparativo entre diferentes tipos de MOSFETs, IGBTs e *gate drivers*. Nesta ordem, são elencadas as características relevantes ao projeto e o custo de cada item.

Através da análise de custos envolvidos no projeto, foi selecionado o MOSFET em virtude da sua baixa perda durante a condução e custo, comparado aos IGBTs. Observando o Apêndice D, o MOSFET IAUT240N08S5N019 da Infineon possui características internas como menor $r_{ds(on)}$ e maior I_{RMS} , superiores ao HY4008. Já o *gate driver* DRV8300 da Texas Instruments, visto no Apêndice F, possui a mesma funcionalidade e um custo inferior ao IR2110.

Levando em conta o critério da disponibilidade do mercado, os componentes escolhidos foram destacados com a cor amarela. Em posse dos componentes previamente e posteriormente definidos, a estrutura de produtos do projeto pode ser observada na Tabela 11, localizada no Apêndice A.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Por meio das pesquisas bibliográficas, foi possível entender o funcionamento dos motores BLDC, bem como criar um algoritmo partindo da sequência de pulsos evidenciadas por EHSANI (2010) para acionar a máquina CC. Além disso, os resultados das equações apresentadas por UMANS (2014) revelaram valores de torque e corrente elétrica próximos aos encontrados na simulação no PSIM.

Atentando para os custos do projeto, o dissipador SP 0,25 da SEMIKRON não foi adquirido para implementação junto as chaves, todavia foi utilizado um dissipador de calor em alumínio não comercial. Ainda, o projeto da placa de circuito impresso não foi concretizado devido aos custos e prazos para execução, entretanto a forma de encontrar a largura de trilha e o tamanho do fio condutor foram exibidos no trabalho, para que futuramente a placa de circuito impresso venha a ser produzida.

Este trabalho seguirá em desenvolvimento para ser implementado em um kart com o sistema de propulsão elétrica desenvolvido.

5.1 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Os resultados obtidos através das medições e cálculos de incerteza revelam que os valores medidos pela ponte LCR Minipa MX-1010 são mais confiáveis em relação a ponte LCR ICEL Manaus RLC-320. Esta afirmação se dá em virtude dos valores de incerteza de medição para aferição da indutância e resistência apresentados pela Tabela 6 serem menores.

Observando as curvas exibidas nas Figuras 50 e 51 verifica-se o coeficiente de correlação (r^2) de ambas muito próximo a 1, indicando a linearidade da resposta. Após, partindo dos valores calculados, com a bateria carregada em 55 V o motor BLDC com 3851 rpm gera uma FCEM de 48,4 V, deste modo é constatado que não há corrente reversa que retorna para a bateria.

As simulações executadas no PSIM provam que a corrente elétrica no barramento pode alcançar valores superiores a 770 A, caso não se tenha controle por corrente. Em vista disso, foi necessário aplicar um controle de corrente e também de velocidade, com isso a corrente nas chaves é limitada e o piloto

consegue manter a velocidade desejada. Esse tipo de controle, quando comparado a um acionamento sem controle de corrente e velocidade, resulta em um valor de torque de partida 83 % menor. O tempo para alcançar o regime permanente é 2,65 segundos mais lento. Todavia, o acionamento com controle de velocidade utiliza um dissipador de calor com tamanho menor devido a perda ser inferior durante a condução da chave. As tensões de pico nos MOSFETs geradas pela FCEM ficaram próximas a 50 V para todos os tipos de acionamento, portanto não há diferenças entre os tipos de controle.

Através da análise de custos envolvidos no projeto, escolheram-se as chaves e os *gate drivers* tendo em vista à escassez de componentes eletrônicos no mercado durante o período 2020 e 2021.

Os cálculos teóricos executados para definição da frequência de chaveamento resultaram em um valor menor que 16,8 kHz. Na prática, com a frequência dos sinais PWM definida em 8 kHz para as razões cíclicas de 1 % e 99 %, as amplitudes encontradas divergiram dos valores esperados. Para uma razão cíclica de 1 %, o MOSFET de lado baixo atinge uma amplitude máxima de 9,12 V, enquanto a chave de lado alto chega a 71 % desta amplitude, fazendo que uma razão cíclica de 1 % no MOSFET de lado alto demore mais para entrar em modo de condução. Isto implica em não comutar as chaves, gerando falhas no acionamento e controle da máquina CC. Para esta aplicação, uma razão cíclica da ordem de 1 % é muito improvável, logo este efeito não afeta o desempenho do sistema. Com uma razão cíclica de 99 %, tanto a chave de lado alto quanto a de baixo, possuem praticamente a mesma forma de onda, dessa forma, ambas as chaves entram em modo de condução simultaneamente.

A bateria de Lítio-íon de 48 V apresentou um problema interno, fazendo com que o sistema de gerenciamento das baterias permanecesse em modo de segurança, bloqueando a tensão de saída a todo instante. Com isso, os resultados práticos revelam que mesmo a tensão de barramento sendo de 12 V, a FCEM das figuras 63 e 70 retratam semelhanças em sua forma de onda. Isso, demonstra que a teoria e as simulações estão de acordo com os resultados práticos. A Figura 71 aponta que a diferença de potencial sobre a chave pode alcançar picos de tensão superiores a 1,5 vezes o valor da tensão de barramento fornecida pela bateria. Logo, é preciso prever chaves que aguentem tal variação de tensão ou mesmo projetar um circuito de snubber.

Observando a Figura 65, constata-se que para trabalhar na área de operação segura do MOSFET, dada a tensão e corrente nominal do motor BLDC, é preciso de uma corrente de porta elevada, a fim de diminuir as perdas por comutação. Portanto, pode se afirmar que com o tempo de entrada de condução da chave em 162,5 ns o sistema funciona na área de operação segura da chave.

Com o uso de dissipadores de calor em alumínio, a temperatura na chave manteve-se inferior a 40 ° C, logo não houve superaquecimento das chaves.

A corrente elétrica no barramento CC apresentada na Figura 76 apresenta ruídos e distorções. Devido ao sensor D-C2T ter fundo de escala de 200 A, à qual é a condição nominal do sistema, estas medidas podem estar aferindo ruídos.

As formas de ondas dos sinais gerados pelos sensores Hall internos ao motor BLDC (na Figura 77), mostram que há ruídos em meio ao sinal, assim é preciso empregar um filtro digital para remover esses sinais indesejados.

O supervisor criado para análise e coleta dos dados funcionou conforme o esperado. Ele registra os dados provenientes do kart e exibe-os em gráficos distribuídos no layout a cada 400 ms, sem interferências ou atrasos de propagação superiores a 100 ms.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Apesar do funcionamento do sistema implementado, sugere-se como melhoria a aplicação de um circuito de snubber para cada chave. Assim há uma proteção contra picos de tensão. Também, para proteção da eletrônica digital e de instrumentação, propõem-se a aplicação de um circuito com diodo supressor de tensões transientes (do inglês, *Transient Voltage Suppressor* - TVS), resistores com coeficiente de temperatura positivos (do inglês, *Positive Temperature Coefficient* – PTC) e um varistor.

Para registro dos dados com menor taxa de atraso, é indicado projetar um circuito com *datalogger* juntamente ao módulo mestre. Com isso é possível armazenar os dados a uma frequência maior, resultando em uma melhor análise a fim de entender o comportamento do circuito.

Após a disposição do sistema eletrônico no kart, será necessário efetuar novos testes para levantar a curva de velocidade por razão cíclica. Deste modo,

quando o motor estiver em roda livre e o piloto desejar acioná-lo novamente, o motor não irá partir com razão cíclica em 0 % e sim com a razão cíclica equivalente para a velocidade atual da máquina CC. Também, os valores das constantes k_p e k_i no algoritmo PI deverão ser configuradas, com o propósito de suavizar a rampa de aceleração do motor BLDC.

Devido ao ruído e amplitude dos sinais gerados pelos sensores de efeito Hall, é recomendado implementar um circuito comparador usando amplificadores operacionais com histerese, assim é possível filtrar os ruídos indesejados e aumentar a amplitude do sinal.

Na parte do inversor, mesmo com a temperatura das chaves sendo inferiores a 40 °C, indica-se implementar um cooler para fazer uma ventilação forçada garantindo um melhor funcionamento dos semicondutores de potência. Além disso, para garantir as entradas de condução simultâneas entre as chaves do lado alto e lado baixo do inversor, pode-se utilizar portas lógicas do tipo AND. Por conseguinte, controlando uma única fonte PWM e seis saídas GPIO do microcontrolador, acionam-se as chaves desejadas mantendo o mesmo tempo para entrada e saída de condução.

Por fim, é sugerido implementar um módulo GPS, a fim de criar traçados de pista em tempo real e analisar a performance do piloto durante uma competição.

REFERÊNCIAS

BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas**. 3. ed. Florianópolis, Brasil: Edição do autor, 2014. ISBN 9788590104681.

Baterias de íons de lítio – perspectivas e desafios – Disponível em: <<https://www.cetem.gov.br/images/eventos/2018/iii-litio-brasil/apresentacoes/baterias-ion-litio-perspectivas-desafios.pdf>>. Acesso em: 01 dez. 2020.

Cálculo numérico. Disponível em: <<https://www.ufrgs.br/reatmat/CalculoNumerico/livro-sci/sdsl.html>> Acesso em: 12 maio 2021.

Como funciona - sensor de posição de borboleta (TPS) - Disponível em: <[https://www.mte-thomson.com.br/dicas/como-funciona-sensor-de-posicao-da-borboleta-tps/#:~:text=COMO%20FUNCIONA%20%E2%80%93%20Sensor%20de%20Posi%C3%A7%C3%A3o%20da%20Borboleta%20\(TPS\)&text=O%20Sensor%20de%20Posi%C3%A7%C3%A3o%20da,da%20haste%20de%20uma%20v%C3%A1lvula.&text=O%20terminal%20el%C3%A9trico%20do%20cursor%20representa%20o%20sinal%20do%20sensor.](https://www.mte-thomson.com.br/dicas/como-funciona-sensor-de-posicao-da-borboleta-tps/#:~:text=COMO%20FUNCIONA%20%E2%80%93%20Sensor%20de%20Posi%C3%A7%C3%A3o%20da%20Borboleta%20(TPS)&text=O%20Sensor%20de%20Posi%C3%A7%C3%A3o%20da,da%20haste%20de%20uma%20v%C3%A1lvula.&text=O%20terminal%20el%C3%A9trico%20do%20cursor%20representa%20o%20sinal%20do%20sensor.)> Acesso em: 29 nov. 2020.

Como funciona o sensor de posição da borboleta – Disponível em: <<https://www.dpk.com.br/como-funciona-o-sensor-de-posicao-da-borboleta/>>. Acesso em: 29 nov. 2020.

DRV8300: 100-V Three-Phase BLDC Gate Driver - Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8300.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1616031554444&ref_url=https%253A%252F%252Fbr.mouser.com%252F> Acesso em: 13 maio, 2020.

EHSANI, M. et al. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: fundamentals, theory, and design.** 2ª edição. Boca Raton: CRC Press, 2010. ISBN 978-1-4200-5398-2.

GIRARDI, Alessandro. **ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA MOTOR BRUSHLESS BLDC.** Orientador: Alexandre Mesquita. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Área do Conhecimento das Ciências Exatas e Engenharia, Universidade de Caxias do Sul, Bento Gonçalves, 2018.

GOLDEN MOTOR. **Dynamic Test.** Disponível em: <<https://www.goldenmotor.com/eCar/HPM48-5000.pdf>>. Acesso em: 29 out. 2021.

GRUPO MOURA. **Baterias de Íons de Lítio – perspectivas e desafios.** Disponível em: <<https://www.cetem.gov.br/images/eventos/2018/iii-litio-brasil/apresentacoes/baterias-ion-litio-perspectivas-desafios.pdf>>. Acesso em: 20 dez. 2020.

HEYIELE. **D-C2T.** Disponível em: <http://www.heyiele.com/Catalogue/D_C2T-177.html>. Acesso em: 29 out. 2021.

HIOKI. **6 Métodos de detecção de corrente.** Disponível em: <<https://hiokiusa.com/pt/6-current-sensing-methods/>>. Acesso em: 29 out. 2021.

HOOYI SEMICONDUCTOR. **HY4008W/A.** Disponível em: <https://datasheet.lcsc.com/szlcsc/HY4008W_C111008.pdf>. Acesso em: 13 ago. 2021.

ICEL MANAUS. **Manual de instruções do medidor RLC digital modelo RLC - 320.** Disponível em: <<http://www.icel-manauas.com.br/manual/RLC-320%20manual%20de%20instru%C3%A7%C3%B5es%20-%20Rev.%20dez%202019.pdf>>. Acesso em: 15 maio 2021.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Application Note AN-978: HV Floating MOS-Gate Driver ICs. RevD.** Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a>. Acesso em: 18 set. 2021.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF.** Rev. V. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>. Acesso em: 25 ago. 2021.

MICROCHIP. **Brushless DC Motor Control Made Easy, AN857.** Microchip Technology, U.S.A, 2002.

MINIPA. **TACÔMETRO FOTO / CONTATO DIGITAL – MDT-2238B:** Manual de instruções. Disponível em: <<https://www.minipa.com.br/images/Manual/MDT-2238B-1100-BR-EN-ES.pdf>>. Acesso em: 30 set. 2021.

MINIPA. **Ponte LCR portátil – MX 1050:** Manual de instruções. Disponível em: <<https://www.minipa.com.br/images/Manual/MX-1050-1100-BR.pdf>>. Acesso em: 15 maio 2021.

MORITZ, Rodrigo M. B. **ESTUDO DE PERDAS POR COMUTAÇÃO, CONDUÇÃO E CÁLCULO TÉRMICO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO DE DOIS NÍVEIS.** Orientador: Alessandro Luiz Batschauer. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.

NOVACON. **Tabela de fios AWG** - Disponível em: <<http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>>. Acesso em: 3 out. 2021.

Os princípios básicos de motores BLDC - Disponível em: <<https://www.elettroamici.org/pt/nozioni-di-base-sui-motori-blcd/>>. Acesso em: 27 out. 2020.

PCB BRASIL. **Cálculo para dimensionamento da largura de trilha (track width)** - Disponível em: <<https://pcbbrasil.com.br/calculo-trilha-pcb.php>>. Acesso em: 3 out. 2021.

RASHID, M. H. **Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook**. 3rd ed. ISBN 978-0-12-382036-5. Third edition. Elsevier, 2011.

RASHID, M. H. **Power electronics: devices, circuits, and applications**. 4. ed. Boston, Estados Unidos: Pearson, 2014. ISBN 9780133125900.

RIBEIRO, José I. **Rotação dos Motores Elétricos**. Disponível em: <<https://www.ufrgs.br/reatmat/CalculoNumerico/livro-sci/sdsl.html>>. Acesso em: 13 maio 2021.

SEMIKRON. **Semicondutores de Potência, Discretos e Montagens**. Disponível em: <https://shop.semikron.com.br/catalogo/Semicondutores_Discretos_SKBR_2018-2019.pdf>. Acesso em: 13 set. 2021.

SILICON LABS. **AN1009: Driving MOSFET and IGBT Switches Using the Si828x**. Rev. 0.3. Disponível em: <<https://www.skyworksinc.com/-/media/Skyworks/SL/documents/public/application-notes/AN1009-driving-mosfet-and-igbt-switches-using-the-si828x.pdf>>. Acesso em: 25 set. 2021.

SiK telemetry radio – Disponível em: <<https://ardupilot.org/copter/docs/common-sik-telemetry-radio.html>>. Acesso em: 24 out. 2020.

STM32F103C8 – Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf>>. Acesso em: 20 out. 2021.

STM32F407VG – Disponível em: <<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f407vg.html>>. Acesso em: 10 out. 2020.

UMANS, Stephen D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª edição. Porto Alegre: AMGH, 2014. ISBN 978-85-8055-374-1.

USINAINFO. **Stm32 Maple Mini Arm Cortex M3**. Disponível em: <<https://www.usinainfo.com.br/arduino/stm32-maple-mini-arm-cortex-m3-cks32f103cbt6-6102.html>>. Acesso em: 24 out. 2021.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors**. Disponível em: <<https://storage.googleapis.com/baudaeletronicadatasheet/lm35-texas.pdf>>. Acesso em: 01 out. 2021.

Vagas e limitações das baterias de lítio-íon - Disponível em: <<https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-de-litio/vantagens-e-limitacoes-das-baterias-de-litio-ion>>. Acesso em: 26 out. 2020.

VALLE, Rodolfo L. et al. **Projeto e implementação de um controlador digital preditivo para regular as correntes de um motor BLDC**. Disponível em: <<http://sobraep1.tempsite.ws/site/uploads/2018/06/rvol20no2p18.pdf>>. Acesso em: 01 jun. 2021.

WILTUSCHNIG, I. P. **Projeto e dimensionamento de um sistema de tração para veículos elétricos**. 2016. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016. Disponível na base de dados IEEE Explorer.

ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE RESISTÊNCIA – MINIPA MX-1010

Figura 80 - Precisão de medida de resistência do instrumento MINIPA MX-1010

Modo	Frequência de teste	Faixa	Resolução	Precisão
Rs/Rp	100Hz / 120Hz	200Ω	0,01Ω	1% + 5d
		2kΩ	0,1Ω	0,3% + 5d
		20kΩ	1Ω	0,3% + 5d
		200kΩ	0,01kΩ	0,5% + 5d
		2MΩ	0,1kΩ	1% + 5d
		20MΩ	1kΩ	2% + 5d
		200MΩ	0,1MΩ	2% + 5d
	1kHz	20Ω	1mΩ	1% + 5d
		200Ω	0,01Ω	1% + 5d
		2kΩ	0,1Ω	0,3% + 5d
		20kΩ	1Ω	0,3% + 5d
		200kΩ	0,01kΩ	0,5% + 5d
		2MΩ	0,1kΩ	1% + 5d
		20MΩ	1kΩ	2% + 5d
	10kHz	200MΩ	0,1MΩ	5% + 5d
		20Ω	1mΩ	1% + 5d
		200Ω	0,01Ω	1% + 5d
		2kΩ	0,1Ω	0,3% + 5d
		20kΩ	1Ω	0,5% + 5d
	100kHz	200kΩ	0,01kΩ	1% + 5d
		20Ω	1mΩ	2% + 5d
		200Ω	0,01Ω	2% + 5d
		2kΩ	0,1Ω	1% + 5d
		20kΩ	1Ω	2% + 5d

Fonte: MINIPA (2021).

ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE RESISTÊNCIA DO INSTRUMENTO ICEL MANAUS RLC-320

Figura 81 - Precisão de medida de resistência do instrumento ICEL MANAUS RLC-320

c. Resistência:			
Escala	Resolução	Exatidão	Tensão aplicada
200Ω	0,1Ω	±(0,8% + 2d)	≤600mVDC
2KΩ	1Ω		
20KΩ	10Ω		
200KΩ	100Ω		
20MΩ	10KΩ	±(1,5% + 5d)	

Fonte: ICEL-MANAUS (2021).

ANEXO C – ESPECIFICAÇÕES ELÉTRICAS DE INDUTÂNCIA DO INSTRUMENTO MINIPA MX-1010

Figura 82 - Precisão de medida de indutância do instrumento MINIPA MX-1010

Modo	Frequência de teste	Faixa	Resolução	Precisão
Ls/Lp	100Hz/120Hz	20mH	1uH	1% + 5d
		200mH	0,01mH	0,5% + 5d
		2000mH	0,1mH	0,5% + 5d
		20H	1mH	0,5% + 5d
		200H	0,01H	1% + 5d
		2000H	0,1H	1% + 5d
		20kH	0,001kH	2% + 5d
	1kHz	2000uH	0,1uH	1% + 5d
		20mH	1uH	0,5% + 5d
		200mH	0,01mH	0,5% + 5d
		2000mH	0,1mH	1% + 5d
		20H	1mH	1% + 5d
		200H	0,01H	2% + 5d
		2000H	0,1H	5% + 5d
	10kHz	200uH	0,01uH	1% + 5d
		2000uH	0,1uH	0,5% + 5d
		20mH	1uH	0,5% + 5d
		200mH	0,01mH	1,5% + 5d
		2000mH	0,1mH	2% + 5d
		20H	1mH	5% + 5d
100kHz		20uH	0,001uH	1% + 5d
	200uH	0,01uH	2% + 5d	
	2000uH	0,1uH	2% + 5d	
	20mH	1uH	2% + 5d	
	200mH	0,01mH	5% + 5d	

Fonte: MINIPA (2021).

ANEXO D – ESPECIFICAÇÃO ELÉTRICA DE INDUTÂNCIA DO INSTRUMENTO ICEL MANAUS RLC-320

Figura 83 - Precisão de medida de indutância do instrumento ICEL MANAUS RLC-320

b. Indutância:			
Escala	Resolução	Exatidão	Freq. / Corrente aplicada
200μH	0,1μH	±(3% + 5d)	1KHz/150μA
2mH	1μH	±(2,5% + 5d)	280Hz/150μA
20mH	10μH		
200mH	100μH		
2H	1mH	±(5% + 5d)	280Hz/15μA
20H	10mH		

Fonte: ICEL-MANAUS (2021).

ANEXO E - TABELA DE DADOS DO SENSOR DE CORRENTE D-C2T

Figura 84 - Dados elétricos do sensor de corrente D-C2T

Electrical data ($T_a=25^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$)						
Type	D-C2T-100A	D-C2T-200A	D-C2T-300A	D-C2T-400A	D-C2T-500A	Unit
Rated current(I_{pn} DC)	100	200	300	400	500	A
Measure range(I_p DC)	0—150	0—300	0—450	0—600	0—750	A
Rated output	@ $I_p=\pm I_{pn}$ DC 4					V
Supply voltage	+12V, +15V, +24V					V
Power Consumption	<25					mA
Offset voltage	@ $I_p=0$ ± 20					mV
Magnetic offset	@ $I_p=\pm I_{pn}-0$ ± 20					mV
Offset drift	@ -40 ~ +85°C $\leq \pm 1$					mV/°C
Output drift	@ -40 ~ +85°C $\leq \pm 1$					mV/°C
Linearity	@ $I_p=0-\pm I_{pn}$ ≤ 1					%FS
Response time	@50A/ μS , 10%-90% ≤ 7					μs
Galvanic isolation	@ 50HZ,AC,1min 2.5					KV

Fonte: HEYIELE (2021).

ANEXO F - TESTE DINÂMICO DO MOTOR BLDC

Figura 85 - Teste dinâmico no motor BLDC de 5.000 W.

Dynamic Test									
company:		GOLDEN MOTOR							
Type:		HPM48-5000			rated U:		48 V		
No.:		G20130514008			rated I:		120 A		
Operator:		001			rated P.:		5000 W		
Date:		2013-5-14			rated N:		3500 RPM		
Items NO.	voltage V	current A	P. input W	P. factor PF	frequency Hz	torque mN.m	rotate rpm	P. output W	efficiency %
1	47.99	8.177	392.41	1.000	0.00	360.0	4389	165.45	42.2
2	47.98	8.538	409.70	1.000	0.00	242.5	4384	111.32	27.2
3	47.98	9.967	478.17	1.000	0.00	102.5	4369	46.89	9.8
4	47.95	13.222	633.99	1.000	0.00	577.5	4335	262.14	41.4
5	47.91	18.686	895.30	1.000	0.00	1412.5	4279	632.89	70.7
6	47.86	26.320	1259.60	1.000	0.00	2415.0	4204	1063.11	84.4
7	47.80	35.715	1707.06	1.000	0.00	3552.5	4116	1531.11	89.7
8	47.72	46.523	2219.96	1.000	0.00	4812.5	4021	2026.29	91.3
9	47.63	58.475	2785.48	1.000	0.00	6182.5	3923	2539.68	91.2
10	47.55	71.460	3397.57	1.000	0.00	7680.0	3826	3076.83	90.6
11	47.46	85.414	4053.55	1.000	0.00	9262.5	3734	3621.59	89.3
12	47.38	100.283	4751.16	1.000	0.00	10920.0	3647	4170.18	87.8
13	47.40	116.273	5511.32	1.000	0.00	12647.5	3573	4731.89	85.9
14	47.41	132.690	6291.16	1.000	0.00	14387.5	3501	5274.41	83.8
15	47.39	149.915	7104.47	1.000	0.00	16157.5	3429	5801.47	81.7
16	47.37	167.085	7915.23	1.000	0.00	17950.0	3350	6296.60	79.5
17	47.33	174.525	8260.27	1.000	0.00	19495.0	3206	6544.60	79.2
18	47.33	174.870	8277.47	1.000	0.00	20797.5	2994	6520.18	78.8
19	47.34	175.082	8287.97	1.000	0.00	21697.5	2827	6422.91	77.5
20	47.33	175.240	8294.11	1.000	0.00	22292.5	2705	6314.26	76.1
21	47.34	175.500	8309.05	1.000	0.00	22735.0	2625	6249.15	75.2
22	47.39	175.840	8333.50	1.000	0.00	23087.5	2563	6196.15	74.3
23	47.40	175.953	8339.27	1.000	0.00	23382.5	2512	6150.45	73.8
24	47.41	176.173	8352.78	1.000	0.00	23657.5	2466	6108.84	73.1
25	47.42	176.292	8360.23	1.000	0.00	23887.5	2427	6070.68	72.6
26	47.42	176.430	8367.19	1.000	0.00	24122.5	2388	6031.89	72.1

Client : P: 1

ANEXO G - TABELA DE FIOS AWG

Figura 86 - Tabela de fios AWG da NOVACON.

Número AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistência (ohms/Km)	Capacidade (A)
0000	11,86	107,2			0,158	319
000	10,40	85,3			0,197	240
00	9,226	67,43			0,252	190
0	8,252	53,48			0,317	150
1	7,348	42,41		375	1,40	120
2	6,544	33,63		295	1,50	96
3	5,827	26,67		237	1,63	78
4	5,189	21,15		188	0,80	60
5	4,621	16,77		149	1,01	48
6	4,115	13,30		118	1,27	38
7	3,665	10,55		94	1,70	30
8	3,264	8,36		74	2,03	24
9	2,906	6,63		58,9	2,56	19
10	2,588	5,26		46,8	3,23	15
11	2,305	4,17		32,1	4,07	12
12	2,053	3,31		29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63		23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	8,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92

Fonte: NOVACON (2021).

ANEXO H – CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DINÂMICAS DO IR2110

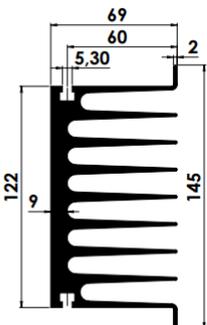
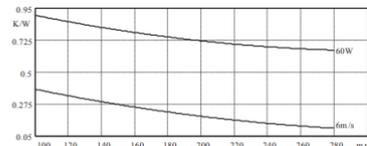
Figura 87 - Características elétricas dinâmicas do circuito integrado IR2110

International IR Rectifier		IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF					
Dynamic Electrical Characteristics							
V _{BIAS} (V _{CC} , V _{BS} , V _{DD}) = 15V, C _L = 1000 pF, T _A = 25°C and V _{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.							
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		V _S = 500V/600V
t _{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		V _S = 500V/600V
t _r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t _f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	10 20		

Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2021).

ANEXO I – FICHA TÉCNICA SEMIKRON

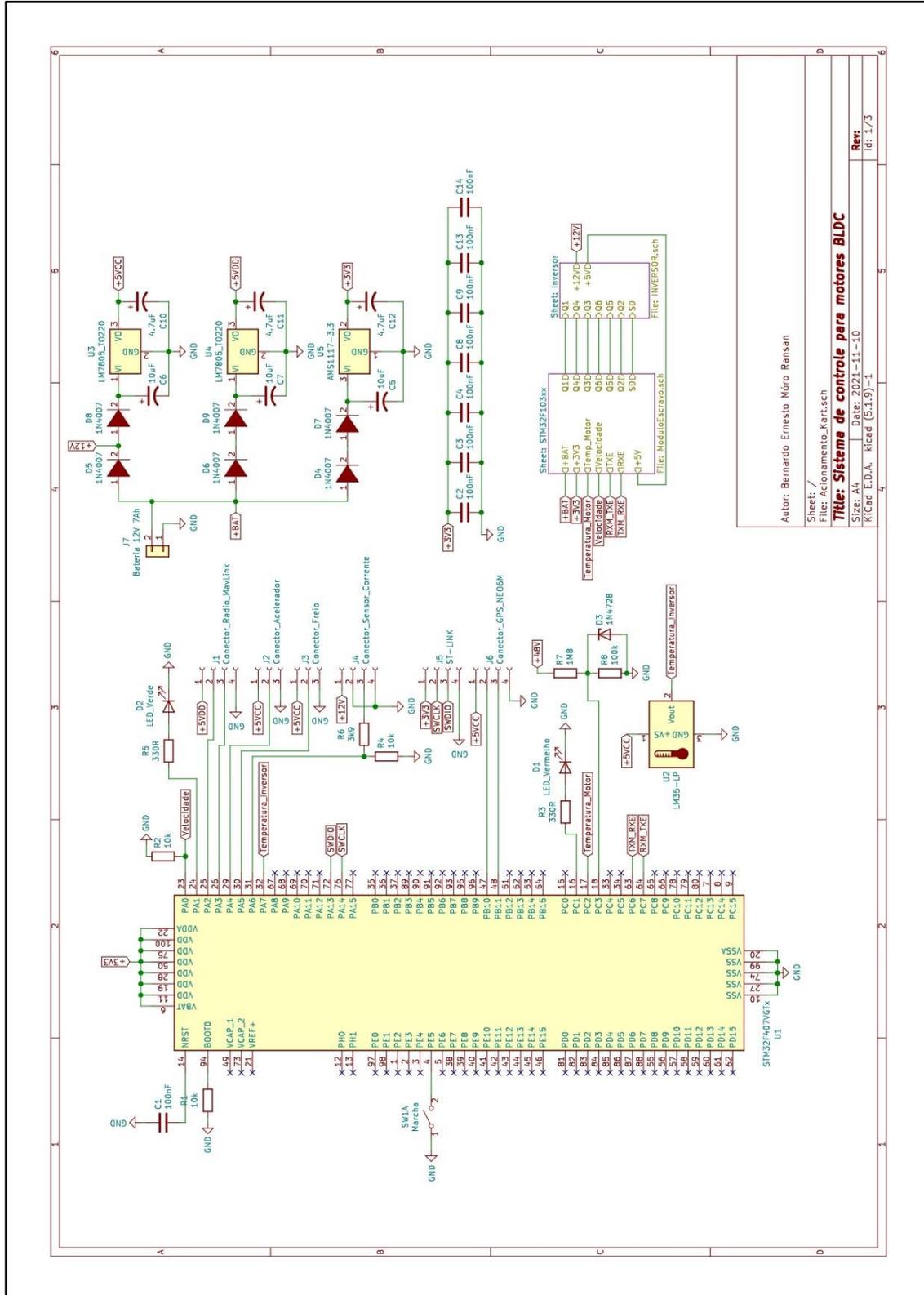
Figura 88 - Ficha técnica do dissipador SP 0,25.

Dissipadores		Disipadores		Heatsinks	
TIPOS	PESO	R_{thba}	R_{thba}	DIMENSÕES	RESISTÊNCIA TÉRMICA
TIPOS	PESO	NATURAL	FORÇADA	DIMENSIONES	RESISTÊNCIA TERMICA
TYPES	WEIGHT	NATURAL	FORCED	OUTLINES	THERMAL RESISTANCE
	kg/L=100mm	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (L =100 mm)	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (L =100 mm)		
SP 0,25	0,85	0,9 (60W)	0,35		<p>G10b, G11b, G50a, G50b, G12, G13, BI, BI P, DBI, DBI P, SEMIPONT, SEMITOP, SEMIPACK, SEMITRANS, SEMIX, MiniSKiiP</p> 

Fonte: SEMIKRON (2019).

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO E ESTRUTURA DE PRODUTOS

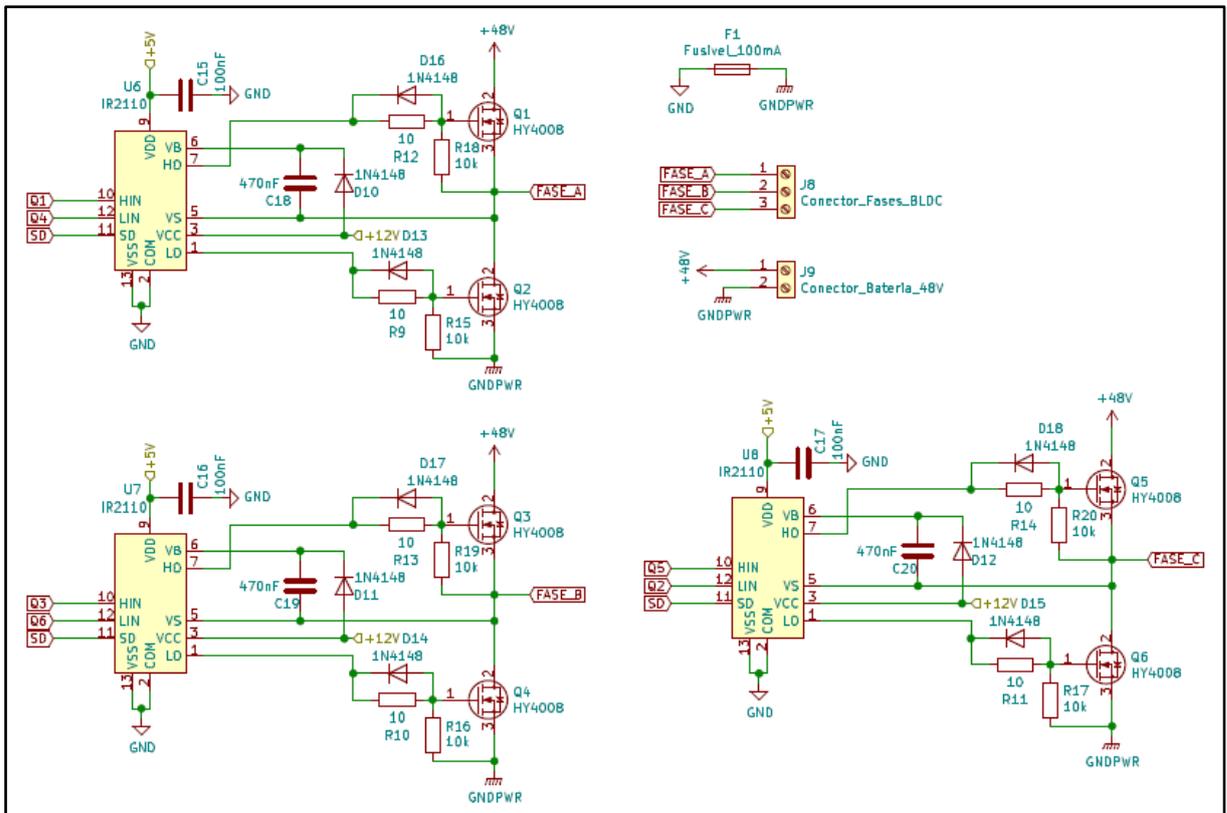
Figura 89 - Esquemático do circuito mestre.



Autor: Bernardo Ernesto Mdros Ransan
 Sheet: /
 File: AÇonamento_Karts.sch
Titulo: Sistema de controle para motores BLDC
 Size: A4 Date: 2021-11-10 Rev: /3
 K/Cad E.D.A. Ricad (5:1:9)-1 Id: 1/73

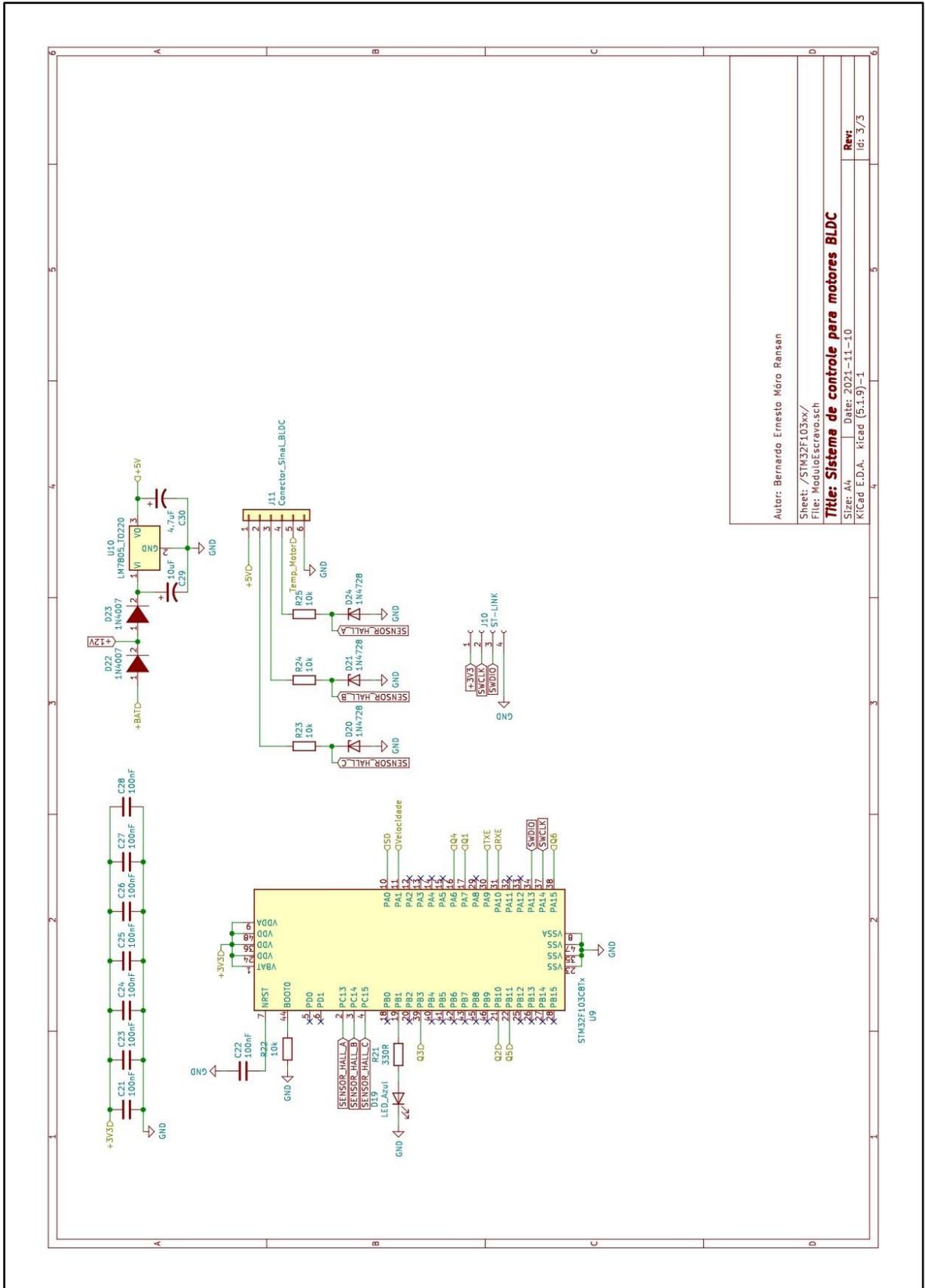
Fonte: Autor (2021).

Figura 90 - Esquemático do circuito inversor.



Fonte: Autor (2021).

Figura 91 - Esquemático do circuito escravo.



Autor: Bernardo Ernesto Mário Ransan
 Sheet: /STM32F103xx/
 File: ModuloEscravo.sch
Title: Sistema de controle para motores BLDC
 Size: A4 Date: 2021-11-10 Rev:
 Kicad E.D.A. Kicad (5.1.9)-1 id: 3/3

Fonte: Autor (2021).

Tabela 11 - Estrutura de produtos.

Componente	Valor	Quantidade	Preço un. (R\$)	Preço (R\$)
Rádio de telemetria	SiK 915 MHz MavLink	1	586,81	586,81
Regulador de tensão 5 V	LM7805	3	13,64	40,92
Regulador de tensão 3,3 V	AMS1117	1	4,65	4,65
Resistor	10 k Ω	13	2,61	2,61
Resistor	330 Ω	3	2,61	2,61
Resistor	3,9 k Ω	1	2,61	2,61
Resistor	1,8 M Ω	1	2,61	2,61
Resistor	100 k Ω	1	2,61	2,61
Resistor	10 Ω	6	2,61	2,61
Conector 4 Vias	KK Macho 2,54 mm	5	0,54	2,7
Conector 3 Vias	KK Macho 2,54 mm	2	0,54	1,08
Conector 6 Vias	KK Macho 2,54 mm	1	0,54	0,54
Conector 2 Vias	KK Macho 2,54 mm	1	0,54	0,54
Conector de Potência	SB 175 A	2	170	340
Motor	BLDC - 5000 W 48 V	1	2610,95	2610,95
Bateria	48 V - Lítio-íon	1	616,88	616,88
Bateria	12 V - 7 Ah - Selada	1	102,99	102,99
Dissipador	Semikron SP 0 ,25	6	51,12	306,72
Microcontrolador	STM32F407VTG6	1	132,3	132,3
Microcontrolador	STM32F103C8T6	1	57,08	57,08
Diodo	1N4007	8	0,18	1,44
Diodo	1N4148	9	0,08	0,72
Capacitor	10 uF	4	0,5	0,5
Capacitor	4,7 uF	4	0,5	0,5
Capacitor	100 nF	19	0,5	0,5
Capacitor	470 nF	3	0,5	0,5
MOSFET	HY4008	6	35	210
Gate driver	IR2110	3	12,79	38,37
Fusível	100 mA	1	0,25	0,25
Diodo Zener	1N4728	4	0,19	0,76
LED Azul	3 mm Waterproof	1	0,18	0,18
LED Verde	3 mm Waterproof	1	0,18	0,18
LED Vermelho	3 mm Waterproof	1	0,18	0,18
Sensor de Temperatura	LM35	1	9,21	9,21
Sensor de Posição	TPS Automotivo	2	56,47	112,94
Sensor de Corrente	D-C2T	1	126,61	126,61
Preço Total (R\$)				5322,66

Fonte: Autor (2021).

APÊNDICE B – CÓDIGO NO MICROCONTROLADOR MESTRE

```

/* USER CODE END Header */
/* Includes -----
---*/
#include "main.h"
#include "adc.h"
#include "i2c.h"
#include "tim.h"
#include "usart.h"
#include "usb_device.h"
#include "gpio.h"

#include "GPS.h"
#include "HARDWARE.h"

#define SIZE_BUFFER_KRT          45
#define SIZE_BUFFER_GPS         57
#define SIZE_BUFFER_BOX         14

#define ON                       1
#define OFF                      0

#define SHUTDOWN                 0x01
#define SENTIDO_HORARIO         0x02
#define SENTIDO_ANTI_HORARIO    0x03
#define IMPULSO_INICIAL_H       0x04
#define IMPULSO_INICIAL_AH      0x05

#define TEMPO_AMOSTRAGEM        25
#define DUTY_ARRANCADA          60
#define CORRENTE_MAX            15
#define FRENAGEM_MAX           20
#define TEMPERATURA_MAX         100
#define ROTACAO_MAX             3850

#define QTDE_PULSOS_RPM         4

/* USER CODE END PD */

/* USER CODE BEGIN PV */
//////////////////// Variaveis I2C //////////////////////
int Temp_Bateria = 0; // Temperatura da bateria

//////////////////// Variaveis de Controle //////////////////////
uint16_t Duty_Cycle = 0; // DutyCycle no Mosfet (0-100) Freq. 8 kHz
uint16_t Duty_Desejado = 0; // DutyCycle no Mosfet (0-100) Freq. 8 kHz
uint8_t FLAG_PID = 0;

int lastError = 0; // Atualizacao de erro
unsigned char MODO = 0;
unsigned char MODO_Desejado = 0;

//////////////////// Variaveis Timer RPM //////////////////////
uint32_t Counter_Timer = 0;
uint16_t Contador_Sem_RPM = 0;
uint32_t Contador_Transicao = 0;
uint8_t FLAG_TIMER_2 = 0;
int RPM_Motor = 0; // Valor da ROTACAO do motor

//////////////////// Variaveis SysTick////////////////////

```

```

int16_t Contador_Systick=0;

////////// Variaveis ADC //////////
int Aceleracao=0; // Posição pedal do acelerador
int Frenagem=0; // Posição pedal de freio
int I_Barramento=0; // Corrente de barramento
int Temp_Motor=0; // Temperatura interna do motor
int C_Bateria=0; // Carga da bateria
int Temp_Inversor = 0; // Temperatura do circuito inversor

////////// Variaveis UART //////////
unsigned char RX_Buffer[19];
unsigned char RX_Control[2];
GPS_t GPS1; // Variável pro GPS

uint8_t Contador_Box = 0;
uint8_t FLAG_USART_2 = 0;
uint8_t FLAG_USART_6 = 0;
/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----
---*/
void SystemClock_Config(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code -----
---*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

// ***** FILTRO DIGITAL TIPO MEDIA MOVEL *****
int16_t Filtro_Digital(int16_t *p, uint32_t *ValueADC, char ref)
{
    int Valor_Medio=0;
    for(int i=0;i<9;i++)
    {
        if(i<8)
        {
            *(p+i)=*(p+i+1);
        }
        else
        {
            if(ref == 'a')
                *(p+i)=*(ValueADC+0);
            else if(ref == 'b')
                *(p+i)=*(ValueADC+1);
            else if(ref == 'c')
                *(p+i)=*(ValueADC+2);
            else if(ref == 'd')
                *(p+i)=*(ValueADC+3);
            else if(ref == 'e')
                *(p+i)=*(ValueADC+4);
            else if(ref == 'f')
                *(p+i)=*(ValueADC+5);
        }
    }
    Valor_Medio=(*(p+0)+*(p+1)+*(p+2)+*(p+3)+*(p+4)+*(p+5)+*(p+6)+*(p+7)+
*(p+8))/9;
    return Valor_Medio;
}

```

```

void HAL_SYSTICK_Callback(void)
{
    Contador_Systick++;
    Contador_Sem_RPM++; // Contador para velocidade

    if((Contador_Systick % TEMPO_AMOSTRAGEM) == 0)
    {
        FLAG_PID = 1;
    }
    if(Contador_Systick > 499) // Equivalente a 500ms
    {
        Contador_Systick = 0;
        HAL_GPIO_TogglePin(LED_GREEN_GPIO_Port, LED_GREEN_Pin);
        if(Contador_Box > 0)
        {
            HAL_GPIO_TogglePin(LED_BOX_GPIO_Port, LED_BOX_Pin);
            Contador_Box++;
            if(Contador_Box > 120)
            {
                Contador_Box = 0;
                HAL_GPIO_WritePin(LED_BOX_GPIO_Port,
                LED_BOX_Pin, 0);
            }
        }
    }
    if(Contador_Sem_RPM > 1999)
    {
        Contador_Sem_RPM = 0;
        Contador_Transicao = 0;
        RPM_Motor = 0;
    }
}

void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
    Contador_Transicao++;
    __NOP();
}

void HAL_TIM_IC_CaptureCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
    float Aux_Calculo = 0;
    if(htim->Instance == TIM2) // Check interrupção
    {
        Counter_Timer = __HAL_TIM_GET_COUNTER(&htim2);
        if((Counter_Timer > 400) || (Contador_Transicao > 0))
        {
            __HAL_TIM_SET_COUNTER(&htim2, 0);
            Aux_Calculo = (float) (60 / (float) (0.00005 * (Counter_Timer
+ (Contador_Transicao * 65535)) * QTDE_PULSOS_RPM));
            RPM_Motor = (int) Aux_Calculo;
            Contador_Sem_RPM = 0;
            Contador_Transicao = 0;
        }
    }
}

void HAL_UART_RxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart)
{
    if(huart->Instance == USART3) // Check interrupção GPS

```

```

{
    GPS_Callback(&GPS1);
    __NOP();
}

if(huart->Instance == USART2) // Check interrupcao Antena MavLink
{
    Trata_Radio_MavLink();
    FLAG_USART_2 = 1;
    __NOP();
}

if(huart->Instance == USART6) // Check interrupção Controlador BLDC
{
    FLAG_USART_6 = 1;
    __NOP();
}
}

void Controle_PID()
{
    uint16_t Duty_Medido = 0; // DutyCycle no Mosfet (0-100) Freq. 8 kHz
    int dt = TEMPO_AMOSTRAGEM;

// // **** Variáveis que necessitam serem manipuladas ****
float kp = 0.1; // Constante de ajuste na parcela P
float ki = 0.1; // Constante de ajuste na parcela I
// float kd = 0.01; // Constante de ajuste na parcela D

float proportional = 0; // Valor Proporcional
float integral = 0.0; // Valor Integral
// float derivative = 0.0; // Valor Derivativo
int error_meas = 0; // Erro medido

Duty_Desejado = Aceleracao;

if(MODO == SHUTDOWN)
{
    Duty_Medido = (uint16_t)((RPM_Motor * 0.142) + 32.85);
    if(Duty_Medido > 100)
    {
        Duty_Medido = 100;
    }
    if(Duty_Medido < 0)
    {
        Duty_Medido = 0;
    }
}
else
{
    //Duty_Medido = Duty_Cycle;
    Duty_Medido = Duty_Desejado; // Variável para calibrar no kart
}

if(Duty_Desejado <= (Duty_Medido - 5))
{
    //MODO = SHUTDOWN;
}
else

```

```

    {
        if(FLAG_PID == 1)
        {
            error_meas = Duty_Desejado - Duty_Medido;
            proportional = (float)(error_meas * kp);
            integral = (float)(ki * (lastError + error_meas) * (dt /
1000));

            lastError = error_meas;
            Duty_Cycle = Duty_Medido + (int)(proportional +
integral);

            if(Duty_Cycle > 100)
            {
                Duty_Cycle = 100;
            }
            else
            {
                if(Duty_Cycle < 0)
                {
                    Duty_Cycle = 0;
                }
            }
        }
    }
    __NOP();
}

```

```

unsigned char Calcula_BCC(unsigned char *pchar, uint8_t Size_Pacote)
{
    unsigned char BCC_u;
    for(int i = 1; i < Size_Pacote; i++) // Calculo do BCC
    {
        if(i==1)
        {
            BCC_u = *(pchar+0) ^ *(pchar+i);
        }
        else
        {
            BCC_u =(BCC_u) ^ *(pchar+i);
        }
    }
    return BCC_u;
}

```

```

void Trata_Radio_MavLink ()
{
    unsigned char TX_Buffer[60] = "";
    unsigned char TX_Buffer_C[18] = "";

    uint8_t Tam_Pacote; // Tamanho do pacote enviado ao supervisor

    if(RX_Buffer[0]=='2' &&
        RX_Buffer[6]=='6' &&
        RX_Buffer[8]=='7' &&
        RX_Buffer[10]=='1' &&
        RX_Buffer[12]=='K' &&
        RX_Buffer[13]=='R' &&
        RX_Buffer[14]=='T')
    {
        if(Calcula_BCC(RX_Buffer, 16) == RX_Buffer[16])
        {

```

```

    Tam_Pacote = SIZE_BUFFER_KRT;

    sprintf(TX_Buffer, "2,%03d,7,6,1,%03d,%03d,%03d,%03d,%03d,%03d,%03d,%0
4d,X", Tam_Pacote, Aceleracao, Frenagem, I_Barramento, C_Bateria, Temp_Motor, Temp
_Inversor, Temp_Bateria, RPM_Motor);
    TX_Buffer[Tam_Pacote] = Calcula_BCC(TX_Buffer,
Tam_Pacote);
    HAL_UART_Transmit(&huart2, TX_Buffer, (Tam_Pacote+1), 300);
    __NOP();
}
}
else if(RX_Buffer[0]=='2' &&
    RX_Buffer[6]=='6' &&
    RX_Buffer[8]=='7' &&
    RX_Buffer[10]=='2' &&
    RX_Buffer[12]=='G' &&
    RX_Buffer[13]=='P' &&
    RX_Buffer[14]=='S') // "2,016,6,7,2,GPS,b" --> Pacote
para envio de dados do KART
{
    if(Calcula_BCC(RX_Buffer, 16) == RX_Buffer[16])
    {
        GPS_Process(&GPS1);
        Tam_Pacote = SIZE_BUFFER_GPS;

        sprintf(TX_Buffer, "2,%03d,7,6,2,%02d:%02d:%02d,%03d.%06d,%03d.%06d,%0
4d.%01d,%02d,%03d,X", Tam_Pacote, GPS1.GPGGA.UTC_Hour, GPS1.GPGGA.UTC_Min, GPS1
.GPGGA.UTC_Sec, GPS1.GPGGA.Lat_Esquerda, GPS1.GPGGA.Lat_Direita, GPS1.GPGGA.Lo
ng_Esquerda, GPS1.GPGGA.Long_Direita, GPS1.GPGGA.Altitude_Esquerda, GPS1.GPGGA
.Altitude_Direita, GPS1.GPGGA.SatellitesUsed, GPS1.GPVTG.Velocidade);
        TX_Buffer[Tam_Pacote] = Calcula_BCC(TX_Buffer,
Tam_Pacote); // Armazena o valor do BCC na ultima posicao
        HAL_UART_Transmit(&huart2, TX_Buffer,
(Tam_Pacote+1), 300);
        __NOP();
    }
}
else if(RX_Buffer[0]=='2' &&
    RX_Buffer[6]=='6' &&
    RX_Buffer[8]=='7' &&
    RX_Buffer[10]=='3' &&
    RX_Buffer[12]=='B' &&
    RX_Buffer[13]=='O' &&
    RX_Buffer[14]=='X')
{
    if(Calcula_BCC(RX_Buffer, 16) == RX_Buffer[16])
    {
        Tam_Pacote = SIZE_BUFFER_BOX;
        sprintf(TX_Buffer_C, "2,%03d,7,6,3,6,", Tam_Pacote);
        TX_Buffer_C[Tam_Pacote] = Calcula_BCC(TX_Buffer_C,
Tam_Pacote); // Armazena o valor do BCC na ultima posicao

        HAL_UART_Transmit(&huart2, TX_Buffer_C, sizeof(TX_Buffer_C), 300);
        Contador_Box = 1;
        __NOP();
    }
}
__NOP();
}

```

```

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    /* USER CODE BEGIN 1 */
    int16_t Acel_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    int16_t Freio_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    int16_t Corrente_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    int16_t Temp_Motor_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    int16_t Bat_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};
    int16_t Temp_Inversor_Vetor[9]={0,0,0,0,0,0,0,0,0};

    uint32_t ValorADC[6];

    unsigned char TX_Contrôle_BLDC[2] = {0};

    int Vetor_ADC[6]; // Vetor que armazena os valores filtrados do ADC
    uint16_t Duty_Medido = 0; // DutyCycle no Mosfet (0-100) Freq. 8 kHz
    /* USER CODE END 1 */

    /* MCU Configuration-----*/

    /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the
    SysTick. */
    HAL_Init();

    /* Configure the system clock */
    SystemClock_Config();

    /* Initialize all configured peripherals */
    MX_GPIO_Init();
    MX_USART2_UART_Init();
    MX_USB_DEVICE_Init();
    MX_TIM2_Init();
    MX_I2C1_Init();
    MX_ADC1_Init();
    MX_USART3_UART_Init();
    MX_USART6_UART_Init();
    /* USER CODE BEGIN 2 */

    // ***** TIMER *****
    HAL_TIM_IC_Start_IT(&htim2,TIM_CHANNEL_1);

    // ***** UART *****
    __HAL_UART_ENABLE_IT(&huart2,UART_IT_RXNE);
    __HAL_UART_ENABLE_IT(&huart6,UART_IT_RXNE);
    GPS_Init(&GPS1); // Inicia o GPS

    // ***** GPIO *****
    HAL_GPIO_WritePin(LED_BOX_GPIO_Port, LED_BOX_Pin,0);

    /* USER CODE END 2 */

    /* Infinite loop */
    /* USER CODE BEGIN WHILE */
    while (1)

```



```

//////////////////////////////////// MARCHA //////////////////////////////////////

if(HAL_GPIO_ReadPin(GPIOE, Marcha_Pin) == 1)
{
    if(RPM_Motor == 0)
    {
        if(Aceleracao >= 60)
        {
            MODO_Desejado = SENTIDO_HORARIO;
            MODO = IMPULSO_INICIAL_H;
            Duty_Cycle = DUTY_ARRANCADA;
        }
        else
        {
            MODO = SHUTDOWN;
        }
    }

    if((RPM_Motor >= 2) && (MODO_Desejado == SENTIDO_HORARIO))
    {
        MODO = SENTIDO_HORARIO;
        Controle_PID();
    }
    else if((MODO == SENTIDO_ANTI_HORARIO) || (MODO ==
IMPULSO_INICIAL_AH)) && (RPM_Motor != 0))
    {
        MODO = SHUTDOWN;
    }
    else
    {
        __NOP();
    }
}
else
{
    if(RPM_Motor == 0)
    {
        if(Aceleracao >= 60)
        {
            MODO_Desejado = SENTIDO_ANTI_HORARIO;
            MODO = IMPULSO_INICIAL_AH;
            Duty_Cycle = DUTY_ARRANCADA;
        }
        else
        {
            MODO = SHUTDOWN;
        }
    }

    if((RPM_Motor >= 2) && (MODO_Desejado ==
SENTIDO_ANTI_HORARIO))
    {
        MODO = SENTIDO_ANTI_HORARIO;
        Controle_PID();
    }
    else if((MODO == SENTIDO_HORARIO) || (MODO ==
IMPULSO_INICIAL_H)) && (RPM_Motor != 0))
    {
        MODO = SHUTDOWN;
    }
    else

```

```

        {
            __NOP();
        }
    }

    ///////////////////////////////////////////////////////////////////
    /////// Sobre-corrente, Freio e temperatura - Desliga o MOTOR ///////

    if((I_Barramento > CORRENTE_MAX) || (Frenagem > FRENAGEM_MAX) ||
(Temp_Inversor > TEMPERATURA_MAX))
    {
        MODO = SHUTDOWN;
    }

    if(FLAG_PID == 1)
    {
        TX_Control_BLDC[0] = MODO;
        TX_Control_BLDC[1] = Duty_Cycle;
    }

    HAL_UART_Transmit(&huart6, TX_Control_BLDC, sizeof(TX_Control_BLDC), 10);
    FLAG_PID = 0;
}

/////////////////////////////////////////////////////////////////
//LEITURA DAS UARTs ///////////////////////////////////////////////////////////////////

if(FLAG_USART_2 == 1)
{
    //Trata_Radio_MavLink();
    FLAG_USART_2 = 0;
    __NOP();
}

if(FLAG_USART_6 == 1)
{
    FLAG_USART_6 = 0;
    __NOP();
}

/* USER CODE END WHILE */

/* USER CODE BEGIN 3 */
}
/* USER CODE END 3 */
}

```

APÊNDICE C – CÓDIGO NO MICROCONTROLADOR ESCRAVO

```

/* USER CODE END Header */
/* Includes -----
---*/
#include "main.h"
#include "tim.h"
#include "usart.h"
#include "gpio.h

/* USER CODE BEGIN PD */
#define ON 1
#define OFF 0

#define SHUTDOWN 0x01
#define SENTIDO_HORARIO 0x02
#define SENTIDO_ANTI_HORARIO 0x03
#define IMPULSO_INICIAL_H 0x04
#define IMPULSO_INICIAL_AH 0x05

#define DELAY_NO_HALL 20 // 20
#define DELAY_RAMPA 4
#define REPETICOES_INIT 3

/* USER CODE BEGIN PV */

// ***** SysTick Variables *****
uint16_t Contador_Systick = 0;

// ***** TIMERS Variables *****
uint8_t Duty_Cycle = 0;

// ***** USART Variables *****
unsigned char RX_Buffer[2] = {0}; // Variavel que recebe dados da ECU
unsigned char Flag_Usart_1 = 0; // Variavel que indica recebimento de dados
na USART 1

unsigned char Flag_Sem_Dados = 0; // Variavel que indica sem recebimento de
dados na USART 1
uint16_t Contador_Sem_Dados = 0;

uint16_t Sensores_Hall = 0;
uint16_t Sensores_Hall_Ant = 0;

uint16_t Hall_Pos_H[6] = {0x110, 0x010, 0x011, 0x001, 0x101, 0x100};
uint16_t Hall_Pos_AH[6] = {0x010, 0x110, 0x100, 0x101, 0x001, 0x011};

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----
---*/
void SystemClock_Config(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

/* USER CODE END PFP */

/* Private user code -----
---*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

```

```

void HAL_SYSTICK_Callback()
{
    Contador_Systick++;
    Contador_Sem_Dados++;

    if(Contador_Systick > 499)
    {
        HAL_GPIO_TogglePin(LED_BLUE_GPIO_Port,LED_BLUE_Pin);
        Contador_Systick = 0;
    }
    if(Contador_Sem_Dados > 499)
    {
        Flag_Sem_Dados = 1;
        Contador_Sem_Dados = 0;
    }
}

void HAL_UART_RxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart)
{
    Flag_Usart_1 = 1;
    __NOP();
}

void Sentido_H_NO_HALL()
{
    for(uint8_t i = 0; i < REPETICOES_INIT; i++)
    {
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
    }
}

```

```

Leitura_Sensor_Hall();

htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
Leitura_Sensor_Hall();

htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
Leitura_Sensor_Hall();
}
htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
__NOP();
}

void Sentido_AH_NO_HALL()
{
    for(uint8_t i=0; i < REPETICOES_INIT; i++)
    {
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
        HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
        Leitura_Sensor_Hall();

        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN

```

```

    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
    htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
    HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
    Leitura_Sensor_Hall();

    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
    htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
    htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
    HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
    Leitura_Sensor_Hall();

    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
    htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
    HAL_Delay(DELAY_NO_HALL);
    Leitura_Sensor_Hall();
}
htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
__NOP();
}

void SETUP_MOSFET_Sentido_H()
{
    switch(Sensores_Hall)
    {
        case 0x0001:
        {
            htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
            htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
            htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
            htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
            htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
            htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
            break;
        }
        case 0x0101:
        {
            htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
            htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
            htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
            htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
            htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
            htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
            break;
        }
        case 0x0100:
        {

```

```

        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
        break;
    }
    case 0x0110:
    {
        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
        break;
    }
    case 0x0010:
    {
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
        break;
    }
    case 0x0011:
    {
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
        break;
    }
}
}
}

```

```

void SETUP_MOSFET_Sentido_AH()

```

```

{
    switch (Sensores_Hall)
    {
        case 0x0010:
        {
            htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
            htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
            htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
            htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
            htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
            htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
            break;
        }
        case 0x0110:
        {
            htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
            htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
            htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
            htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN

```

```

    htim3.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
    break;
}
case 0x0100:
{
    htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
    htim2.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - LIN
    break;
}
case 0x0101:
{
    htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
    htim2.Instance->CCR4 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
    break;
}
case 0x0001:
{
    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
    htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
    htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = Duty_Cycle; // Gate Driver 1 - LIN
    break;
}
case 0x0011:
{
    htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
    htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN
    htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
    htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
    htim2.Instance->CCR2 = Duty_Cycle; // Gate Driver 2 - HIN
    htim2.Instance->CCR3 = Duty_Cycle; // Gate Driver 3 - LIN
    break;
}
}
}

void SETUP_PWMs(uint8_t STATUS)
{
    if(STATUS == ON)
    {
        htim3.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 1 - LIN
        htim3.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 1 - HIN
        htim2.Instance->CCR1 = 0; // Gate Driver 2 - LIN
        htim2.Instance->CCR2 = 0; // Gate Driver 2 - HIN
        htim2.Instance->CCR3 = 0; // Gate Driver 3 - LIN
        htim2.Instance->CCR4 = 0; // Gate Driver 3 - HIN

        HAL_TIM_PWM_Start(&htim3,TIM_CHANNEL_1); // Gate Driver 1 - LIN
        HAL_TIM_PWM_Start(&htim3,TIM_CHANNEL_2); // Gate Driver 1 - HIN
        HAL_TIM_PWM_Start(&htim2,TIM_CHANNEL_1); // Gate Driver 2 - LIN
    }
}

```

```

        HAL_TIM_PWM_Start(&htim2,TIM_CHANNEL_2); // Gate Driver 2 - HIN
        HAL_TIM_PWM_Start(&htim2,TIM_CHANNEL_3); // Gate Driver 3 - LIN
        HAL_TIM_PWM_Start(&htim2,TIM_CHANNEL_4); // Gate Driver 3 - HIN
    }
    else
    {
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim3,TIM_CHANNEL_1); // Gate Driver 1 - LIN
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim3,TIM_CHANNEL_2); // Gate Driver 1 - HIN
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim2,TIM_CHANNEL_1); // Gate Driver 2 - LIN
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim2,TIM_CHANNEL_2); // Gate Driver 2 - HIN
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim2,TIM_CHANNEL_3); // Gate Driver 3 - LIN
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim2,TIM_CHANNEL_4); // Gate Driver 3 - HIN
    }
}

void Leitura_Sensor_Hall()
{
    Sensores_Hall = 0;

    if(HAL_GPIO_ReadPin(GPIOC, HALL_A_Pin) == 1)
    {
        Sensores_Hall = Sensores_Hall | 0x0100;
        HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, Velocidade_Hall_Pin, ON);
    }
    else
    {
        HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, Velocidade_Hall_Pin, OFF);
    }

    if(HAL_GPIO_ReadPin(GPIOC, HALL_B_Pin) == 1)
    {
        Sensores_Hall = Sensores_Hall | 0x0010;
    }
    if(HAL_GPIO_ReadPin(GPIOC, HALL_C_Pin) == 1)
    {
        Sensores_Hall = Sensores_Hall | 0x0001;
    }
}

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    /* USER CODE BEGIN 1 */
    unsigned char MODO = 0;
    unsigned char TX_Buffer[2] = {0xA5, 0xA5};
    /* USER CODE END 1 */

    /* MCU Configuration-----*/

    /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the
    SysTick. */
    HAL_Init();

    /* USER CODE BEGIN Init */

```

```

/* USER CODE END Init */

/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_TIM2_Init();
MX_TIM3_Init();
MX_USART1_UART_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */

// ***** Configuracao USART *****

HAL_Delay(2000); // Aguarda 2s para nao ter lixo no buffer da USART
__HAL_UART_ENABLE_IT(&huart1,UART_IT_RXNE);

// ***** Configuracao PWM *****
SETUP_PWMS(ON); // Inicia todos PWMS

/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */
    if(Flag_Sem_Dados == 1)
    {
        HAL_UART_Transmit(&huart1,TX_Buffer,2,10);
        MODO = SHUTDOWN; // DESLIGA O MOTOR
        Flag_Sem_Dados = 0;
    }

    if(Flag_Usart_1 == 1)
    {
        MODO = RX_Buffer[0];
        Duty_Cycle = RX_Buffer[1];

        if(MODO == SHUTDOWN)
        {
            HAL_GPIO_WritePin(Shutdown_GD_GPIO_Port,
Shutdown_GD_Pin, ON);
        }
        else
        {
            HAL_GPIO_WritePin(Shutdown_GD_GPIO_Port,
Shutdown_GD_Pin, OFF);
        }
        Flag_Usart_1 = 0;

        Contador_Sem_Dados = 0;
        HAL_UART_Transmit(&huart1,TX_Buffer,2,10);
    }

    __NOP();
    Leitura_Sensor_Hall();

    switch (MODO)

```

```
{  
  case SENTIDO_HORARIO:  
  {  
    if(Sensores_Hall != Sensores_Hall_Ant)  
    {  
      Sensores_Hall_Ant = Sensores_Hall;  
      SETUP_MOSFET_Sentido_H();  
    }  
    break;  
  }  
  case SENTIDO_ANTI_HORARIO:  
  {  
    if(Sensores_Hall != Sensores_Hall_Ant)  
    {  
      Sensores_Hall_Ant = Sensores_Hall;  
      SETUP_MOSFET_Sentido_AH();  
    }  
    break;  
  }  
  case IMPULSO_INICIAL_H:  
  {  
    Sentido_H_NO_HALL();  
    break;  
  }  
  case IMPULSO_INICIAL_AH:  
  {  
    Sentido_AH_NO_HALL();  
    break;  
  }  
}  
  
}  
/* USER CODE END 3 */  
}
```

APÊNDICE D - COMPARATIVO ENTRE MOSFETs

Tabela 12 - Comparativo de custos e características técnicas entre MOSFETs

Nome	Fabricante	Preço (Qtd – 10 un.)			Rds(on) [Ω]	Vds [V]	I _{rms} [A] - 100°C
		Digikey (\$)	Mouser (\$)	Outros (R\$)			
IPP019N08NF2S	Infineon	2,871	2,88	0	1,9 m	80	147
IPP026N10NF2S	Infineon	5,162	5,17	0	2,6 m	100	141
IPB180N10S4-02	Infineon	4,834	4,84	0	2,5 m	100	171
IAUT240N08S5N019	Infineon	5,247	5,25	0	1,9 m	80	173
STH315N10F7-2	ST	3,495	3	0	2,3 m	100	120
HY4008	HOOYI SEMICONDUCTO R	0	0	145,89	2,9 m	80	153
IPP050N10NF2S	Infineon	2,909	2,91	0	5 m	100	85

Fonte: Autor (2021).

APÊNDICE E – COMPARATIVO ENTRE IGBTs

Tabela 13 - Comparativo de custos e características técnicas entre IGBTs

Nome	Fabricante	Preço (Qtd – 10 un.)		Vce(on) [V]	I _{rms} [A] - 100°C
		Digikey (\$)	Mouser (\$)		
AUITGPS4070D0	Infineon	0	14,77	1,7	160
AIKQ120N60CT	Infineon	11,71	11,71	1,5	120
Módulo IGBT Trifásico FS380R12A6T4B	Infineon	882	882	1,6	250
Módulo IGBT Meia Ponte FF450R08A03P2	Infineon	233,06	219,47	1,3	300

Fonte: Autor (2021).

APÊNDICE F - COMPARATIVO ENTRE GATE DRIVERS

Tabela 14 - Comparativo de custos e características entre *gate drivers*

Nome	Fabricante	Preço (Qtd – 10 un.)		Qde. Chaves	Deadtime
		Digikey (\$)	Mouser (\$)		
IRS2336x(D)	International Rectifier	6	6,21	6	275 ns
DRV8300	Texas Instruments	1,545	1,55	2	200 ns
L6494	ST	1,879	1,88	2	Programável
IR2110	International Rectifier	0	2,87	2	-

Fonte: Autor (2021).