

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
MINAS GERAIS - *CAMPUS* BETIM
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Rian de Matos Azevedo

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE POTÊNCIA
CONFIGURÁVEL PARA AEROMODELOS: restrição dinâmica da
potência por controle do ESC**

Betim
2026

RIAN DE MATOS AZEVEDO

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE POTÊNCIA
CONFIGURÁVEL PARA AEROMODELOS: restrição dinâmica da
potência por controle do ESC**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora do curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais *Campus* Betim, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Me. Virgil Del Duca Almeida

Betim
2026

FICHA CATALOGRÁFICA

A994d Azevedo, Rian de Matos

Desenvolvimento de um controlador de potência configurável para aeromodelos / Rian de Matos Azevedo. – 2026.

67 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais, Câmpus Betim, 2026.

Orientação: Prof. Me. Virgil Del Duca Almeida

1. Controle PID. 2. Controlador de potência. 3. Microcontroladores. 4. Modulação PWM. 5. Engenharia de Controle e Automação. I. Azevedo, Rian de Matos. II. Título.

CDU: 681.5

Rian de Matos Azevedo

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE POTÊNCIA
CONFIGURÁVEL PARA AEROMODELOS: restrição dinâmica da potência
por controle do ESC**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora do curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais *Campus* Betim, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em: 29 / 01 / 2026 pela banca examinadora:



Prof. Me. Virgil Del Duca Almeida (Orientador) - IFMG



Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu - UFMG

Prof. Dr. Arthur Hermano Rezende Rosa - IFMG



Documento assinado digitalmente
ARTHUR HERMANO REZENDE ROSA
Data: 03/02/2026 20:38:09-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

A Deus, a esta instituição, aos meus professores, à minha família e amigos, eu agradeço do fundo do meu coração, pois sem eles eu não estaria aqui hoje.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, que fez com que meus objetivos fossem alcançados, durante todos os meus anos de estudos e nunca me desamparou.

A todos os professores do Instituto Federal de Minas Gerais, em especial a Virgil Del Duca Almeida, Leandro Freitas, Reginaldo Vagner Ferreira e Helbert de Sá, que sempre se prontificaram para atender a qualquer demanda e oferecer auxílio durante toda a jornada.

Gostaria de expressar meu apreço aos meus amigos de infância e aos que fiz durante essa caminhada. Em meio às muitas demandas e desafios da vida, vocês foram as âncoras que mantiveram minha jornada equilibrada e repleta de significado.

Além disso, não posso deixar de expressar minha profunda gratidão a minha mãe Sônia, meu pai Aelson. Desde o primeiro momento, foram minha fonte de inspiração, apoio incondicional e amor inabalável. Seu sacrifício e dedicação em me proporcionar as melhores oportunidades educacionais foram meu alicerce. Por tudo isso e muito mais, sou eternamente grato.

“Nossa maior fraqueza é a desistência. O caminho mais certo para o sucesso é sempre tentar apenas uma vez mais.”

(Thomas Edison)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um controlador de potência configurável destinado a motores *brushless*, com o objetivo de limitar a potência consumida pelo mesmo de forma automática, garantindo estabilidade operacional e conformidade com restrições definidas. O método adotado consiste na leitura contínua da tensão e da corrente fornecidas ao motor, cálculo instantâneo da potência consumida e atuação sobre o sinal PWM enviado ao ESC por meio de um algoritmo de controle PID. O *hardware* foi desenvolvido com um microcontrolador STM32 e sensores de medição, enquanto o *software* de parametrização, implementado em Python, possibilita ao usuário configurar parâmetros, visualizar telemetria em tempo real e gerar gráficos que auxiliam na análise dos ensaios. A comunicação entre *hardware* e *software* ocorre via USB serial utilizando um protocolo de verificação, assegurando confiabilidade na transmissão de dados e na aplicação das configurações. Testes práticos foram conduzidos com motores de alto e baixo torque, avaliando o desempenho do controlador em diferentes *setpoints* de potência. Os resultados demonstram que o sistema é capaz de limitar a potência de forma eficaz, mantendo-a próxima aos valores de referência com desvios reduzidos e comportamento estável ao longo do tempo. As comparações entre os ensaios evidenciam a capacidade do controlador em lidar com características distintas de motores, preservando a integridade do controle e reduzindo ultrapassagens abruptas de potência. A precisão das medições e do algoritmo de controle foi verificada com instrumentos externos, apresentando margens de erro pequenas e aceitáveis dentro do contexto de aplicação. Como considerações finais, o controlador demonstrou viabilidade técnica e potencial de aplicação em cenários onde a limitação de potência é essencial, além de apresentar oportunidades de evolução. Entre as perspectivas futuras destacam-se a implementação de novas funções no *software* que possibilitem integração com outros *softwares* de terceiros.

Palavras-chave: Controle PID; ESC; STM32; controle de potência; motor brushless; modulação PWM; telemetria.

ABSTRACT

This work presents the development of a configurable power controller intended for brushless motors, with the objective of automatically limiting the power consumed by the system, ensuring operational stability and compliance with defined restrictions. The method adopted consists of the continuous reading of the voltage and current supplied to the motor, instantaneous calculation of the consumed power, and action on the PWM signal sent to the ESC through a PID control algorithm. The hardware was developed using an STM32 microcontroller and measurement sensors, while the parameterization software, implemented in Python, enables the user to configure parameters, view real-time telemetry, and generate graphs that assist in the analysis of the tests. Communication between hardware and software occurs via USB serial using a verification protocol, ensuring reliability in data transmission and in the application of configurations. Practical tests were conducted with high-torque and low-torque motors, evaluating the controller's performance at different power setpoints. The results demonstrate that the system is capable of effectively limiting power, keeping it close to the reference values with reduced deviations and stable behavior over time. Comparisons between the tests highlight the controller's ability to handle different motor characteristics, preserving control integrity and reducing abrupt power overshoots. The accuracy of the measurements and the control algorithm was verified using external instruments, showing small and acceptable error margins within the application context. As a final consideration, the controller demonstrated technical feasibility and potential for use in scenarios where power limitation is essential, in addition to presenting opportunities for further development. Among the future perspectives, the implementation of new functions in the software that enable integration with third-party tools is highlighted.

Keywords: PID control; ESC; STM32; power control; brushless motor; PWM modulation; telemetry.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – ESC.	16
Figura 2 – Sinal de controle do ESC.	17
Figura 3 – Partes internas de um motor Brushless.	18
Figura 4 – Esquema de pinos do Microcontrolador STM32F103CBT6.	19
Figura 5 – Divisor de tensão.	20
Figura 6 – Sensor de corrente e amplificação do sinal.	22
Figura 7 – EEPROM 24LC08B.	22
Figura 8 – Cartão SD.	24
Figura 9 – Malha fechada com perturbação.	25
Figura 10 – Estrutura do protocolo STX/ETX.	26
Figura 11 – Concepção da arquitetura do controlador.	27
Figura 12 – Concepção da arquitetura do controlador.	28
Figura 13 – Relação entre tensão de entrada e tensão de saída do divisor.	29
Figura 14 – Amplificador Operacional TLV333 e resistor shunt de 1 miliohm.	30
Figura 15 – Relação entre corrente de entrada e tensão de saída do amplificador.	32
Figura 16 – Controlador do conversor buck A8498.	34
Figura 17 – Esquema para saída de 3,3 Volts e gráfico de eficiência do componente.	34
Figura 18 – Esquema elétrico do hardware do controlador.	36
Figura 19 – Vista superior da placa de circuito impresso.	37
Figura 20 – Vista inferior da placa de circuito impresso.	37
Figura 21 – Vista superior 3D da placa de circuito impresso.	38
Figura 22 – Vista inferior 3D da placa de circuito impresso.	38
Figura 23 – Pedido de confecção das placas de circuito impresso.	39
Figura 24 – Pedido de compra dos componentes eletrônicos para a placa de circuito.	39
Figura 25 – Componentes e PCBs.	40
Figura 26 – Vista frontal da placa do controlador montada.	41
Figura 27 – Vista traseira da placa do controlador montada.	41
Figura 28 – Funcionamento da função ISR.	43
Figura 29 – Diagrama das funções do arquivo “stm_firmware.ino”.	43
Figura 30 – Método request-response.	44
Figura 31 – Protocolo STX/ETX implementado.	44
Figura 32 – Fluxograma de tratamento da comunicação.	45
Figura 33 – Arquitetura de funções.	47
Figura 34 – Tela de parametrização e telemetria.	47
Figura 35 – Fluxo de calibração dos sensores.	48
Figura 36 – Sensor de tensão sem calibração.	49
Figura 37 – Sensor de corrente sem calibração.	49
Figura 38 – Conjunto de sensores calibrados.	50

Figura 39 – Debug da comunicação - Telemetria.	51
Figura 40 – Debug da comunicação - EEPROM.	52
Figura 41 – Motor brushless de 320 KV.	54
Figura 42 – Bancada de testes com motor de 320 KV.	54
Figura 43 – Resultado do teste com setpoint de 200 W.	55
Figura 44 – Resultado do teste com setpoint de 400 W.	56
Figura 45 – Resultado do teste com setpoint de 600 W.	56
Figura 46 – Bancada de testes com motor de 1000 KV.	57
Figura 47 – Resultado do teste com setpoint de 30 W.	58
Figura 48 – Resultado do teste com setpoint de 60 W.	58
Figura 49 – Resultado do teste com setpoint de 100 W.	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Funções dos pinos da EEPROM 24LC08B. (I ² C)	23
Tabela 2 – Funções dos pinos do cartão SD.	24
Tabela 3 – Tensão máxima de baterias LiPO por quantidade de células.	28
Tabela 4 – Parâmetros de configuração a serem armazenados.	33
Tabela 5 – Organização das variáveis e seus tamanhos em bits.	33
Tabela 6 – Descrição dos principais módulos do firmware embarcado.	42
Tabela 7 – Bytes de comando e suas funções.	45
Tabela 8 – Descrição dos principais módulos do software.	46
Tabela 9 – Estrutura e valores decodificados dos dados recebidos na telemetria.	52
Tabela 10 – Estrutura e valores decodificados dos dados da EEPROM.	53
Tabela 11 – Parâmetros Kp, Ki e Kd utilizados com setpoints de 200 W, 400 W e 600 W.	55
Tabela 12 – Resultados dos testes com motor de alto torque.	56
Tabela 13 – Resultados dos testes com motor de baixo torque.	59
Tabela 14 – Custos estimados dos componentes do controlador.	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Analog-to-digital Converter (Conversor Analógico-Digital)
BLDC	Brushless Direct Current (Corrente Contínua sem Escovas)
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory (Memória Somente de Leitura Programável e Apagável Eletricamente)
ESC	Electronic Speed Control (Controlador Eletrônico de Velocidade)
GPIO	General-Purpose Input/Output (Entrada/Saída de Uso Geral)
IDE	Integrated Development Environment (Ambiente de Desenvolvimento Integrado)
I/O	Input-Output (Entrada-Saída)
ISR	Interrupt Service Routine (Rotina de Serviço de Interrupção)
KV	Constant velocity (Constante de Velocidade do motor, RPM por Volt)
LiPO	Lithium Polymer Battery (Bateria de Polímero de Lítio)
MCU	Microcontroller Unit (Unidade Microcontroladora)
PID	Proportional, Integral, Derivative (Proporcional, Integral, Derivativo)
PWM	Pulse-Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
SD	Secure Digital (Digital Seguro)
SMD	Surface Mounted Devices (Dispositivos Montados em Superfície)
UAV	Unmanned Aerial Vehicle (Veículo Aéreo Não Tripulado)
USB	Universal Serial Bus (Barramento Serial Universal)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivos	15
<i>1.1.1</i>	<i>Objetivo geral</i>	<i>15</i>
<i>1.1.2</i>	<i>Objetivos específicos</i>	<i>15</i>
1.2	Organização do Texto	15
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1	Controlador eletrônico de Velocidade (ESC)	16
2.2	Motor Brushless (BLDC)	17
2.3	Medição de potência	18
2.4	Microcontrolador STM32	18
<i>2.4.1</i>	<i>Ferramentas para programação do microcontrolador</i>	<i>19</i>
2.5	Sensores	20
<i>2.5.1</i>	<i>Sensor de tensão</i>	<i>20</i>
<i>2.5.2</i>	<i>Sensor de corrente</i>	<i>21</i>
2.6	Armazenamento de dados	22
<i>2.6.1</i>	<i>EEPROM</i>	<i>22</i>
<i>2.6.2</i>	<i>Cartão SD</i>	<i>23</i>
2.7	Sistema de Controle	24
<i>2.7.1</i>	<i>Controle em malha fechada</i>	<i>25</i>
<i>2.7.2</i>	<i>Controle PID</i>	<i>25</i>
2.8	Protocolo STX/ETX.	26
3	METODOLOGIA	27
3.1	Concepção da arquitetura funcional do sistema	27
3.2	Seleção dos componentens	28
<i>3.2.1</i>	<i>Sensores</i>	<i>28</i>
<i>3.2.2</i>	<i>EEPROM 24LC08B</i>	<i>32</i>
<i>3.2.3</i>	<i>Conversor Buck</i>	<i>33</i>
3.3	Desenvolvimento do esquema elétrico e roteamento da placa	34
<i>3.3.1</i>	<i>Desenvolvimento do esquema elétrico</i>	<i>34</i>

3.3.2	<i>Roteamento da placa</i>	37
3.4	Execução da montagem do protótipo	40
3.5	Programação do controlador e do software de parametrização	42
3.5.1	<i>Programação da placa</i>	42
3.5.2	<i>stm_firmware.ino</i>	42
3.5.3	<i>communication.ino</i>	43
3.6	Programação e arquitetura do software de parametrização	45
3.7	Calibração dos sensores	47
4	RESULTADOS	51
4.1	Comunicação entre software e a placa de controle.	51
4.2	Testes práticos e Análise de Desempenho do Controlador	53
4.2.1	<i>Resultados com motor de Alto torque.</i>	53
4.2.2	<i>Resultados com motor de Baixo torque.</i>	57
4.2.3	<i>Custos de desenvolvimento do projeto.</i>	60
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	61
5.1	Trabalhos Futuros	61
	REFERÊNCIAS	63

1 INTRODUÇÃO

A Competição SAE BRASIL AeroDesign constitui um desafio direcionado a estudantes de Engenharia, com o objetivo de promover a difusão e o intercâmbio de conhecimentos em Engenharia Aeronáutica por meio de aplicações práticas e da competição entre equipes universitárias (SAE BRASIL, 2022). A participação no programa insere em um contexto real de desenvolvimento aeronáutico, envolvendo concepção, projeto detalhado, construção e testes, proporcionando experiência formativa alinhada às demandas industriais (SAE BRASIL, 2022). As equipes representam suas Instituições de Ensino Superior e anualmente enfrentam regulamentos que incorporam desafios reais da indústria, como otimização multidisciplinar, redução de peso estrutural, instrumentação e ensaios em voo, sendo avaliadas nas etapas de competição de projeto e competição de Voo (SAE BRASIL, 2022).

A competição teve início nos Estados Unidos em 1986, organizada pela SAE International, entidade responsável pela criação da SAE BRASIL em 1991, à qual permanece afiliada (SAE BRASIL, 2025). No Brasil, passou a integrar o calendário oficial de eventos estudantis da instituição a partir de 1999, consolidando-se como atividade em constante expansão em número de participantes e qualidade técnica dos projetos (SAE BRASIL, 2025). Essa evolução é observada tanto no desenvolvimento construtivo das aeronaves quanto nos métodos de projeto utilizados, frequentemente baseados em ferramentas avançadas desenvolvidas pelas próprias equipes, refletindo também no aprimoramento acadêmico e profissional dos competidores (SAE BRASIL, 2025).

Com foco na modernização tecnológica e no estímulo ao desenvolvimento de soluções embarcadas, o regulamento de 2025 introduziu uma iniciativa colaborativa para criação de um limitador de potência de baixo custo, motivada pelos problemas associados às leituras de potência de pico realizadas por wattímetros utilizados em competições anteriores (SAE BRASIL, 2025). Esse projeto, desenvolvido de forma aberta pela comunidade AeroDesign Brasil, prevê disponibilização pública de *hardware* e *software*, evoluções controladas em repositório oficial e responsabilidade compartilhada quanto à segurança, confiabilidade e custo da solução (SAE BRASIL, 2025). Para testes e voos privados, as equipes poderão construir ou adquirir seus próprios limitadores, reforçando o caráter colaborativo, educacional e experimental da iniciativa (SAE BRASIL, 2025).

Diante desse cenário, este trabalho propõe o desenvolvimento de um controlador de potência destinado ao sistema de propulsão de um aeromodelo, capaz de monitorar, limitar e regular a potência entregue ao motor. O objetivo é garantir que o funcionamento da aeronave permaneça dentro dos limites operacionais estabelecidos, contribuindo para maior segurança, conformidade com requisitos de competição e desempenho controlado durante o voo.

1.1 Objetivos

1.1.1 *Objetivo geral*

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver e implementar um sistema de controle de potência configurável para aeromodelos, com foco na restrição dinâmica da potência por controle do ESC.

1.1.2 *Objetivos específicos*

- Projetar e implementar um controlador de potência embarcado que permita controlar dinamicamente a potência do motor em tempo real, com base em informações de voo e em requisitos pré-estabelecidos;
- Desenvolver uma interface de configuração intuitiva que permita ajustar parâmetros e configurações do sistema de controle e ver históricos de dados obtidos durante os voos;
- Conduzir testes e validar a eficácia e o desempenho do sistema de controle, avaliando sua capacidade de manter a potência do motor dentro dos limites definidos.

1.2 Organização do Texto

No Capítulo 2 deste trabalho, é revisado o princípio fundamental de funcionamento e controle de um ESC (Controlador Eletrônico de Velocidade) e os sinais PWM (Modulação por Largura de Pulso) essenciais para o seu controle, adicionalmente, aplicação do controle PID (Proporcional, Integral, Derivativo) nesse contexto, bem como a aquisição da tensão e corrente necessários para realimentação de potência ao MCU (Unidade Microcontroladora). O Capítulo 3 evidencia a metodologia utilizada para o desenvolvimento do trabalho, descrevendo a integração da MCU, bem como seu algoritmo, *hardware* e lógica de controle por trás de todo o sistema, assim como o desenvolvimento do *software* de parametrização e análise dos dados adquiridos em voo. No Capítulo 4 os resultados obtidos durante o desenvolvimento e os testes práticos são evidenciados, no Capítulo 5, são abordadas as principais conclusões do trabalho, enfatizando potenciais contribuições para o futuro.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta o referencial teórico necessário para a compreensão do desenvolvimento e funcionamento do controlador de potência.

2.1 Controlador eletrônico de Velocidade (ESC)

Um ESC é um tipo de controlador utilizado para regular a velocidade de motores BLDC, convertendo a tensão CC de entrada das baterias em uma onda trifásica trapezoidal¹ aplicada ao motor. No contexto do uso de veículos aéreos não tripulados (VANTs), a velocidade do motor é regulada pelo ESC com base na posição do acelerador definida pelo usuário (D'SOUZA, A. V *et al.*, 2022). A Figura 1 apresenta um exemplo de ESC utilizado em aplicações de aeromodelismo.

Figura 1 – ESC.



Fonte: (MALYSHEV *et al.*, 2024)

A velocidade do motor é controlada pelos ESCs utilizando diferentes abordagens de controle. O *Field Oriented Control (FOC)*, também conhecido como controle vetorial, é uma das técnicas mais eficazes. Esse método envolve a modulação dos vetores de corrente e tensão para regular a velocidade e o torque do motor. Ele utiliza as transformadas de Clarke e Park para converter os vetores senoidais de corrente e tensão do motor para os eixos D e Q (D'SOUZA, A. V *et al.*, 2022).

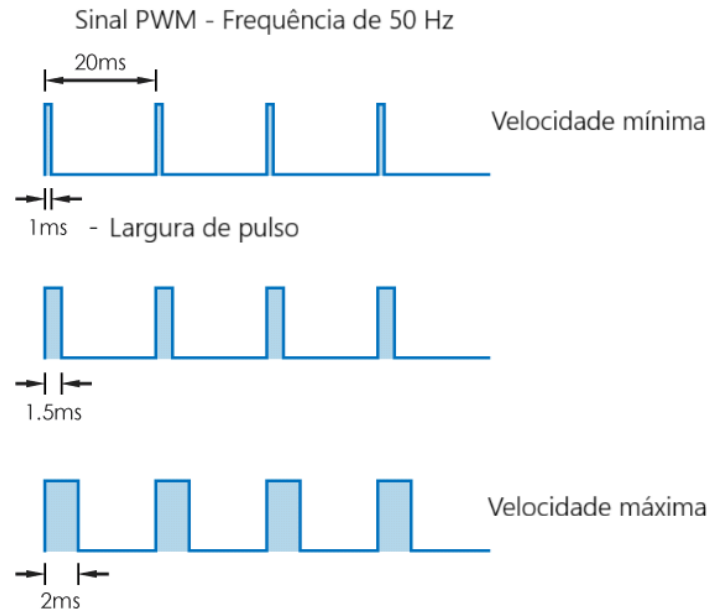
Como se trata de um controle *sensorless*, não são necessários sensores adicionais de posição no rotor, o que reduz o peso do sistema e contribui para maior tempo de voo.

O método tradicional de controle da velocidade é feito por meio de um sinal de modulação por largura de pulso (PWM) enviado ao ESC. Esse sinal é uma forma de onda periódica com frequência de 50 Hz, em que a velocidade do motor é controlada pela duração do pulso. Uma duração de pulso de 1 ms corresponde à velocidade mínima, enquanto uma duração de 2 ms

¹ A onda trifásica trapezoidal consiste em um conjunto de três tensões defasadas de 120°, cuja forma de onda apresenta patamares aproximadamente constantes. Esse tipo de excitação é característico do acionamento de motores BLDC por meio de comutação eletrônica em seis etapas, permitindo a geração de torque quase constante, com implementação simples e boa eficiência energética.

equivale à velocidade máxima (MALYSHEV *et al.*, 2024). A Figura 2 tem-se a representação desse sinal de controle.

Figura 2 – Sinal de controle do ESC.



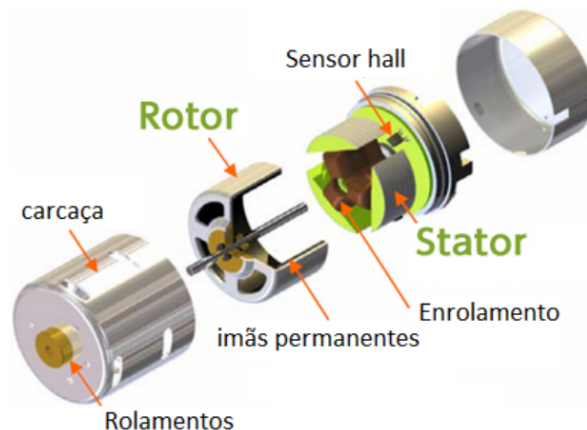
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025

2.2 Motor Brushless (BLDC)

Os motores *brushless* ou motores DC sem escova de ímã permanente (BLDC) é um tipo de motor amplamente utilizado em aplicações industriais, domésticas e médicas, devido às suas excelentes características, como pequeno tamanho e peso, alta densidade de torque, grande relação potência/volume e alta eficiência. (SHABANIAN *et al.*, 2015)

Esse tipo de motor de ímã permanente síncrono é acionado eletronicamente por um sistema de comutação controlado, comutação é o processo de produzir torque rotacional no motor alterando correntes de fase através dele em momentos apropriados, essa é a principal diferença desses motores aos motores convencionais que possuem sistema de comutação mecânico, com isso elimina-se o desgaste desse sistema (ALIAS, 2020). A Figura 3 demonstra as principais partes internas de um motor *brushless*, destacando o rotor, o estator, os ímãs permanentes, o enrolamento e os demais componentes.

Figura 3 – Partes internas de um motor Brushless.



Fonte: Adaptado de (ALIAS, 2020).

2.3 Medição de potência

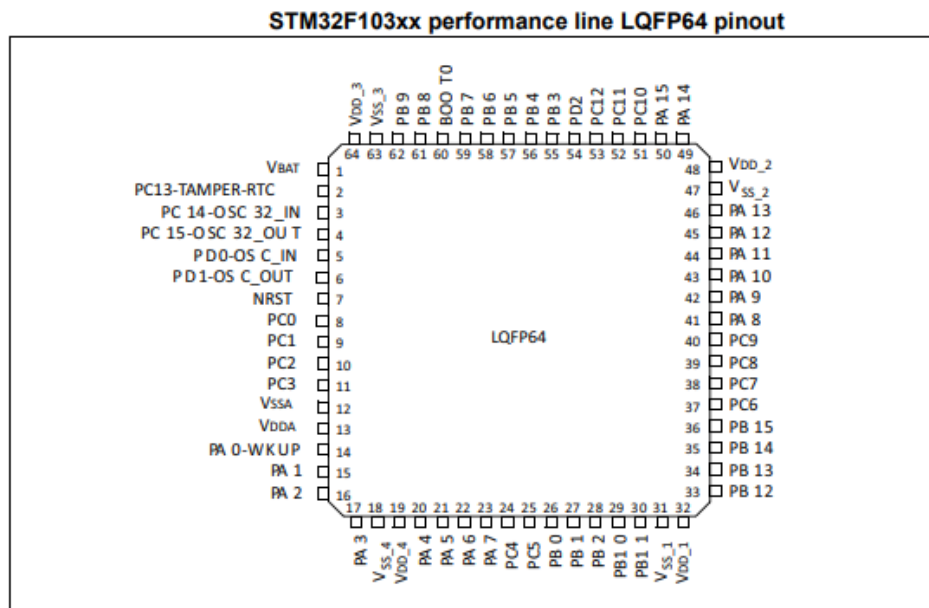
Segundo (GREEN, 2015) A medição de potência em um sistema trifásico como é a saída do ESC para o motor é significativamente mais complexa do que em um sistema CC. A forma trapezoidal do sinal, com os pulsos quase instantâneos provenientes de um controlador PWM, torna essa tarefa ainda mais difícil. Existem muitos analisadores de potência trifásicos, mas a maioria é projetada para potência trifásica padrão, que utiliza uma onda senoidal de 60 Hz.

Nesse sentido, a medição de potência na entrada do ESC, ou seja, na alimentação de corrente contínua fornecida ao controlador pelo pacote de baterias é uma abordagem altamente prática e menos complexa. Essa técnica permite avaliar diretamente a energia fornecida ao ESC antes de ser convertida e modulada para o motor, simplificando a medição e garantindo que a potência registrada reflita de forma precisa a demanda total do sistema de propulsão.

2.4 Microcontrolador STM32

O STM32 é um microcontrolador de linha de desempenho de média densidade adequado para uma ampla gama de aplicações. O mesmo é muito conveniente para ser usado em diferentes tipos de aplicações, bem como industriais, de controle, GPS e médicas (STMICROELECTRONICS, 2021). A Figura 4 demonstra o esquema de pinos deste microcontrolador.

Figura 4 – Esquema de pinos do Microcontrolador STM32F103CBT6.



Fonte: (STMICROELECTRONICS, 2021)

Conforme manual do fabricante (STMICROELECTRONICS, 2021) esse microcontrolador incorpora o núcleo RISC Arm® Cortex®-M3 de 32 bits de alto desempenho operando a uma frequência de 72 MHz, memórias embarcadas de alta velocidade (memória Flash de até 128 Kbytes e SRAM de até 20 Kbytes) e uma extensa variedade de I/Os. o dispositivo oferece dois ADCs de 12 bits, bem como interfaces de comunicação padrão e avançadas: até dois I2Cs e SPIs, três USARTs, um USB e um CAN.

A escolha deste microcontrolador deve-se ao fato de o mesmo ser de baixo custo, que oferece uma excelente abstração de *hardware* e facilidade de desenvolvimento. Além disso, a grande quantidade de interfaces de comunicação e a presença de uma interface USB integrada no *hardware* elimina a necessidade de circuitos externos para comunicação, reduzindo a quantidade de componentes necessários para a sua integração.

2.4.1 Ferramentas para programação do microcontrolador

A programação desse MCU pode ser realizada tanto através da IDE oficial STM32CubeIDE quanto pela IDE do Arduino. Neste trabalho, foi utilizada a IDE do Arduino devido sua facilidade de utilização e a ampla gama de bibliotecas compatíveis necessárias para execução do mesmo, além dos diversos tutoriais e soluções encontradas on-line. Essa IDE permite a programação diretamente pela USB integrada no *hardware* do microcontrolador, simplificando o envio do código e os testes do mesmo.

Neste trabalho serão abordadas apenas as bibliotecas e ferramentas necessárias para gerar o *software* embarcado que irá controlar o microcontrolador.

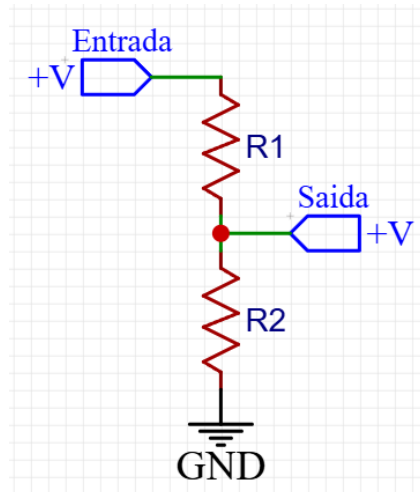
2.5 Sensores

2.5.1 Sensor de tensão

Alguns componentes em especial o microcontrolador tem uma tensão operacional diferente da que todo o sistema é alimentado. Portanto, circuitos extras são necessário para converter a tensão de alimentação principal para um nível de tensão mais baixo, a fim de garantir o funcionamento correto (SONG, 2011).

O divisor de tensão, como demonstrado na Figura 5, é um dispositivo simples constituído de apenas dois resistores e utilizado para medições em placas, capaz de medir altas tensões tanto em corrente contínua (CC) quanto em corrente alternada (CA). As vantagens do *design* tradicional incluem boa estabilidade, precisão e robustez (SONG, 2011).

Figura 5 – Divisor de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025

A relação entre a tensão de entrada, a tensão de saída e os resistores (R_1 e R_2) é dada pela equação (2.1).

$$V_{saida} = V_{entrada} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.1)$$

Neste contexto, a utilização do divisor de tensão permitirá reduzir os níveis elevados de tensão da alimentação para valores compatíveis com a leitura do microcontrolador, cujo nível máximo de entrada analógica é de 3.3 V, conforme especificado em (STMICROELECTRONICS, 2021). Essa redução ocorre de forma proporcional, mantendo a relação linear entre a tensão de entrada e a tensão aplicada ao conversor analógico-digital (ADC).

É importante destacar que a precisão dessa relação depende diretamente das características construtivas dos resistores utilizados. Na prática, os resistores apresentam tolerâncias de

fabricação, fazendo com que seus valores reais se desviem dos valores nominais. Considerando resistores com tolerância de $\pm t$, seus valores podem ser expressos como.

$$R_1 = R_{1n}(1 \pm t), \quad R_2 = R_{2n}(1 \pm t). \quad (2.2)$$

A condição de pior caso ocorre quando o resistor superior assume o valor máximo permitido pela tolerância, enquanto o resistor inferior assume o valor mínimo, resultando em uma razão de divisão mínima dada por:

$$k_{\min} = \frac{R_{2n}(1 - t)}{R_{1n}(1 + t) + R_{2n}(1 - t)}. \quad (2.3)$$

Para resistores com tolerância de $\pm 1\%$ ($t = 0,01$), o erro relativo máximo é de:

$$\varepsilon \approx \frac{0,99}{1,01} - 1 \approx -1,98\% \quad (2.4)$$

Indicando que a utilização de resistores de 1% de precisão limita significativamente a incerteza do divisor de tensão. Dessa forma, a escolha desses componentes contribui para maior confiabilidade e exatidão das medições realizadas pelo sistema. Neste trabalho, os desvios na leitura serão mitigados por meio de procedimentos de calibração em *software*, nos quais um ganho será aplicado com base em medições de referência.

2.5.2 Sensor de corrente

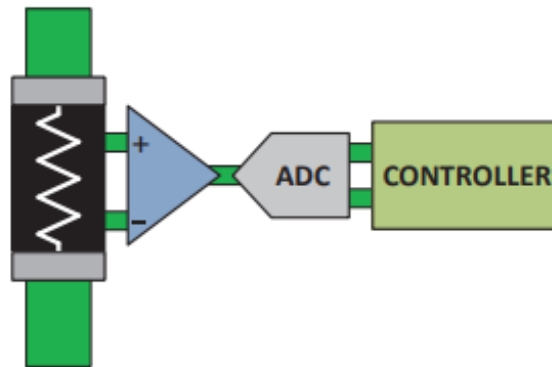
O uso de resistores *shunt* é um dos métodos mais simples e mais utilizados para a medição de corrente em circuitos eletrônicos. O resistor *shunt* é, de longe, o sensor mais fácil de se fabricar, barato e fácil de integrar. Ele pode ser operado em uma ampla faixa de frequência e permite a medição de componentes tanto CC quanto CA (ABBATE *et al.*, 2021).

Conhecendo o valor de resistência do mesmo, é possível determinar a corrente elétrica através da medição da diferença de potencial sobre o resistor utilizando a lei de Ohm, descrita pela equação 2.5.

$$I = \frac{V_{shunt}}{R_{shunt}} \quad (2.5)$$

Embora esse método seja amplamente utilizado, a medição direta desse sinal apresenta desafios significativos. Para contornar essa limitação, emprega-se um circuito amplificador operacional ou um amplificador dedicado à detecção de corrente, conforme ilustrado na Figura 6, responsável por converter a pequena tensão diferencial presente no resistor *shunt* em um sinal de saída de maior amplitude (INSTRUMENTS, 2022).

Figura 6 – Sensor de corrente e amplificação do sinal.



Fonte: (INSTRUMENTS, 2022)

O sensor de corrente baseado em resistor *shunt* será utilizado para monitorar a corrente do sistema, tendo sua tensão amplificada e condicionada para leitura pelo microcontrolador, servindo como parâmetro para o cálculo da potência.

2.6 Armazenamento de dados

2.6.1 EEPROM

Segundo (ZHAO, 2020) EEPROM é uma memória eletricamente apagável e programável. A tecnologia é madura e estável, com baixo custo, por isso é a principal escolha no uso de produtos eletrônicos do dia a dia. A EEPROM utiliza uma única fonte de alimentação e é muito conveniente de usar. Ela é amplamente utilizada no mercado de cartões IC embarcados e em sistemas de comunicação para armazenamento de pequenos dados. A Figura 7 apresenta a EEPROM (24LC08B), enquanto a Tabela 1 descreve a configuração dos pinos de conexão da mesma, que será utilizada neste trabalho.

Figura 7 – EEPROM 24LC08B.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Tabela 1 – Funções dos pinos da EEPROM 24LC08B. (I²C)

Pino	Nome	Função / Observações
1	A0	Entrada de endereço.
2	A1	Entrada de endereço.
3	A2	Entrada de endereço.
4	GND	Terra (referência do circuito).
5	SDA	<i>Serial Data</i> (dados). Linha bidirecional.
6	SCL	<i>Serial Clock</i> (clock). Entrada.
7	WP	<i>Write Protect</i> . Alto (VCC) habilita proteção contra escrita; Baixo (GND) permite escrita.
8	VCC	Alimentação do CI (típico 2,5–5,5 V conforme versão).

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

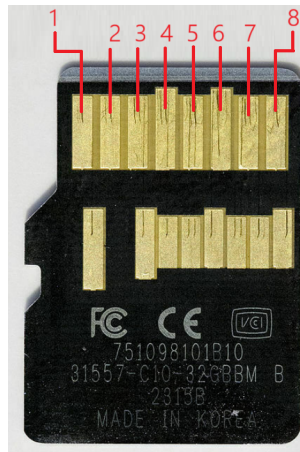
Neste trabalho, a EEPROM desempenha o papel de armazenamento não volátil dos parâmetros de controle e das configurações de ajuste de voo, garantindo a preservação dessas informações mesmo na ausência de alimentação elétrica. Esses parâmetros são fundamentais para o processo de calibração do sistema de controle, uma vez que permitem a aplicação consistente dos ajustes definidos durante a fase de configuração, assegurando repetibilidade.

2.6.2 Cartão SD

Segundo (WELLISH, 2024) O cartão SD ou Secure Digital foi desenvolvido pela Associação SD e é um formato proprietário de cartão de memória não volátil para uso em dispositivos portáteis. Um cartão SD e sua contraparte menor, o cartão microSD, podem ser encontrados em uma variedade de dispositivos do dia a dia, incluindo câmeras, smartphones, drones, consoles de videogame, e mais.

Todos os cartões SD e microSD usam pequenos contatos de latão na parte inferior do cartão para enviar e receber informações, por meio de instruções e dados e podem armazenar grandes quantidades de dados (WELLISH, 2024). A Figura 8 apresenta um exemplo de cartão SD comumente utilizado para o armazenamento de diferentes tipos de dados. Em complemento, a Tabela 2 descreve a função de cada um dos pinos de contato do dispositivo.

Figura 8 – Cartão SD.



Fonte: Adaptado de (WELLISH, 2024)

Tabela 2 – Funções dos pinos do cartão SD.

Pino	Nome	Função
1	CD/DAT3	Linha de dados 3 / sinal de seleção de chip (CS) no modo SPI
2	CMD	Linha de comando; transmite comandos e respostas
3	VSS1	Terra (GND)
4	VDD	Tensão de alimentação de 3,3 V
5	CLK	Linha de clock; sincroniza a comunicação
6	VSS2	Terra (GND)
7	DAT0	Linha de dados 0 (bidirecional)
8	DAT1	Linha de dados 1 (em modo SD)

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

O cartão SD será fundamental para o armazenamento do histórico de dados de voo, possibilitando verificar o comportamento do controle de potência e a melhoria dos parâmetros e configurações do controle. Esses dados possibilitam a análise detalhada do comportamento do controle ao longo do tempo, bem como a avaliação do desempenho do sistema sob diferentes condições de operação. Além disso, o histórico armazenado viabiliza a identificação de desvios, a validação das estratégias adotadas e o refinamento dos parâmetros e das configurações do controle.

2.7 Sistema de Controle

Segundo (NISE, 2012) os sistemas de controle são uma parte integrante da sociedade moderna, inúmeras aplicações estão à nossa volta.

Os sistemas modernos de controle, especialmente aqueles baseados em malha fechada, assumem papel de destaque. Esse tipo de controle, caracterizado pela realimentação contínua de

informações sobre o desempenho do sistema, permitindo ajustar automaticamente suas variáveis de operação, assegurando estabilidade, precisão e melhor resposta dinâmica às variações de carga ou distúrbios externos.

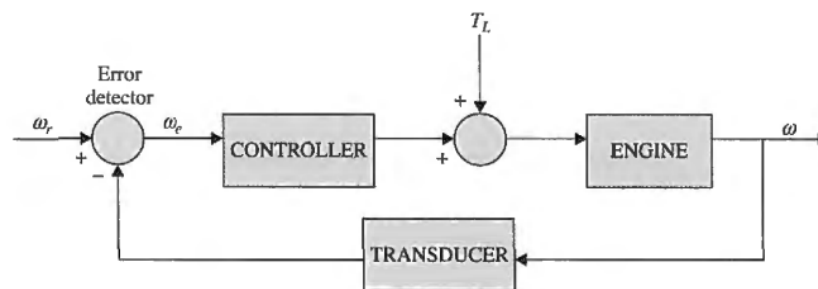
2.7.1 Controle em malha fechada

De acordo com (NISE, 2012) as desvantagens dos sistemas em malha aberta, como a sensibilidade às perturbações e a falta de habilidade para corrigir seus efeitos, podem ser superadas nos sistemas em malha fechada. Devido essa característica, esse será o tipo de controle utilizado neste trabalho.

O que falta no sistema de controle em malha aberta para um controle mais preciso e adaptativo é uma ligação ou realimentação da saída para a entrada do sistema (KUO; GOLNARAGHI, 2009).

O sistema em malha fechada compensa o efeito das perturbações medindo a resposta da saída, realimentando essa medida através da malha de realimentação e comparando essa resposta com a entrada na junção de soma. Se existir qualquer diferença entre as duas respostas, o sistema aciona a planta, através do sinal de atuação, para fazer uma correção. Se não há diferença, o sistema não aciona a planta, uma vez que a resposta da planta já é a resposta desejada (NISE, 2012).

Figura 9 – Malha fechada com perturbação.



Fonte: Adaptado de (KUO; GOLNARAGHI, 2009)

2.7.2 Controle PID

De acordo com (TOMAZ; SILVA, 2008) atualmente mais da metade dos controladores industriais em uso utilizam a estratégia de controle PID. O controle PID possui uma realimentação que proporciona ao sistema uma medida do sinal de erro; esse sinal é enviado para o atuador, e este atua na planta de forma a corrigir a saída para que esta siga exatamente a entrada de referência.

Uma das vantagens do PID é que muitos processos existem correlações entre as respostas do processo, e o ajuste dos três termos (P, I e D) pelo controlador é suficiente para atingir um

controle adequado (HO, 2020).

Esses três parâmetros para o algoritmo PID são as constantes proporcional, integral e derivativa. A constante proporcional determina a reação com base no erro atual; a constante integral determina a reação de acordo com o total dos erros recentes; e a constante derivativa determina a reação usando a taxa de variação dos erros. Essas três ações são então usadas para ajustar o processo por meio de elementos de controle. Em termos simples, P depende do erro atual, I depende da soma dos erros passados, e D prevê os erros futuros com base na taxa de variação atual dos erros (HO, 2020).

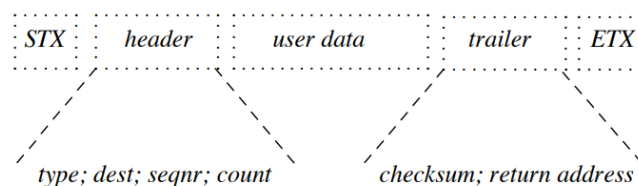
Para aumentar o desempenho, aumentando a capacidade de resposta do sistema controlado, os parâmetros PID devem ser ajustados de acordo com a aplicação específica (HO, 2020).

O algoritmo de controle PID será utilizado neste trabalho para ajustar dinamicamente o sinal de controle do ESC, compensando variações operacionais do motor e assegurando o controle da potência consumida pelo sistema de acordo com o *setpoint* definido.

2.8 Protocolo STX/ETX.

O protocolo baseado em delimitadores STX e ETX é amplamente utilizado em sistemas de comunicação seriais de baixo nível, especialmente em aplicações embarcadas, por sua simplicidade e confiabilidade na identificação do início e do fim de uma mensagem. A porção de dados, é contida entre dois caracteres especiais: STX (início do texto) e ETX (fim do texto) (PETERSON; DAVIE, 2022), pertencentes ao conjunto ASCII, permitindo que o receptor identifique os limites da informação recebida. De acordo com a norma (ISO 1745:1975, 1975), esses caracteres foram originalmente definidos para procedimentos básicos de controle de dados em sistemas de comunicação síncronos, estabelecendo um padrão para a delimitação de texto em transmissões orientadas por caracteres (ISO 1745:1975, 1975).

Figura 10 – Estrutura do protocolo STX/ETX.



Fonte: Adaptado de (HOLZMANN, 1991)

Neste trabalho, o protocolo STX/ETX será responsável pela comunicação bidirecional entre o *software* de parametrização e a placa de controle, atuando na delimitação e integridade das mensagens trocadas durante o processo de configuração e monitoramento.

3 METODOLOGIA

Levando em consideração os objetivos definidos para este trabalho, a etapa principal foi a concepção e construção da placa do controlador de potência. Para sua realização, adotou-se uma abordagem experimental e iterativa, dividida em distintas fases de projeto:

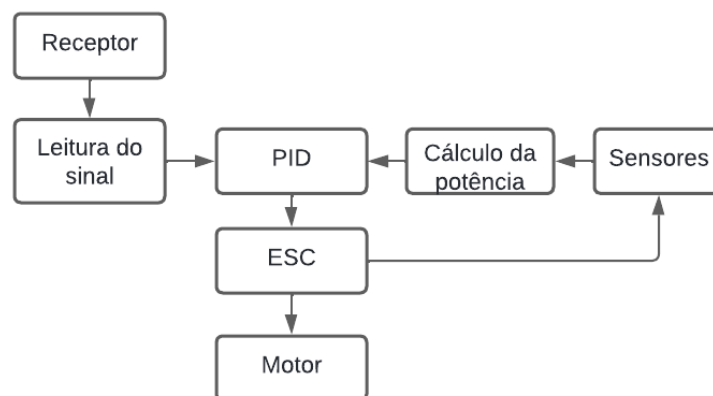
- Desenvolvimento da arquitetura e seleção dos componentes;
- Desenvolvimento do esquema elétrico e roteamento da placa;
- Execução da montagem do protótipo;
- Programação do controlador e do *software* de parametrização;
- Testes e validação do sistema.

3.1 Concepção da arquitetura funcional do sistema

A primeira etapa realizada consistiu na concepção de controle do sistema e no desenvolvimento da arquitetura funcional.

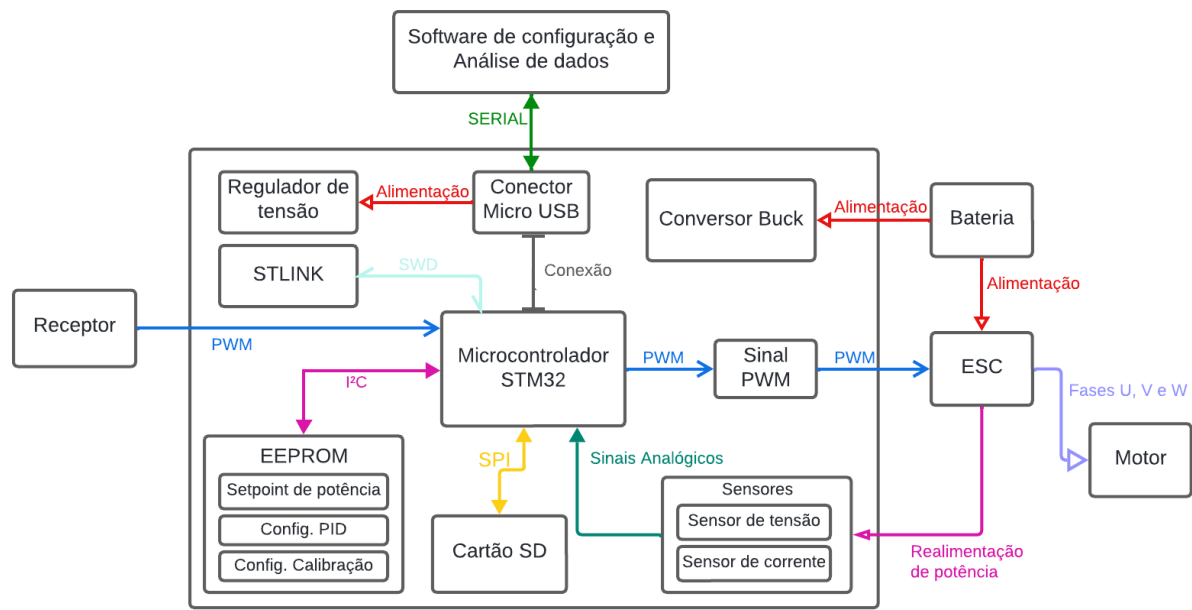
A Figura 11 ilustra o princípio de funcionamento resumido do sistema. O sinal recebido é interpretado pelo *hardware* de controle, que estabelece o *setpoint* de potência a partir da largura do pulso PWM do receptor. A potência elétrica consumida pelo motor constitui a variável controlada do sistema, enquanto o sinal PWM modificado enviado ao ESC corresponde à variável manipulada. O controlador PID utiliza como realimentação (*feedback*) os sinais provenientes dos sensores, responsáveis pela medição das grandezas elétricas necessárias ao cálculo da potência instantânea. A partir da comparação entre o valor de referência (*setpoint*) e a potência medida, o controlador ajusta o sinal de controle aplicado ao ESC. Dessa forma, o controlador modifica o sinal original de modo a garantir que a potência não ultrapasse o valor máximo estabelecido.

Figura 11 – Concepção da arquitetura do controlador.



O *hardware* expandido, ilustrado na Figura 12, foi projetado para integrar todos os componentes necessários à operação autônoma do sistema. Além disso, ele oferece suporte ao *software* de monitoramento e parametrização utilizado em computador após o voo, possibilitando a calibração dos sensores e o ajuste dos parâmetros de controle em tempo real, de forma prática.

Figura 12 – Concepção da arquitetura do controlador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025

3.2 Seleção dos componentens

Na seleção dos componentes que compõem o *hardware*, foram considerados fatores essenciais, sendo a precisão de leitura e o baixo custo os principais critérios adotados no processo de escolha.

3.2.1 Sensores

O método de leitura de tensão por meio de divisor resistivo adotou resistores de 1% de precisão, selecionados com o objetivo de minimizar os desvios de leitura. A bateria utilizada para a alimentação de motores BLDC geralmente possui de 3 a 6 células LiPo, com tensão máxima de 25,2 Volts no maior caso. A Tabela 3 demonstra a tensão máxima por quantidade de células em baterias LiPO.

Tabela 3 – Tensão máxima de baterias LiPO por quantidade de células.

1S	2S	3S	4S	5S	6S
4,2 V	8,4 V	12,6 V	16,8 V	21 V	25,2 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Para o divisor de tensão, foram utilizados dois resistores: um de $3\text{k}\Omega$ e outro de 330Ω . A tensão máxima V_{max} no divisor de tensão pode ser calculada usando a seguinte equação:

$$V_{max} = \frac{3,3 \cdot (330 + 3000)}{330} \quad (3.1)$$

$$V_{max} = 33 \text{ Volts} \quad (3.2)$$

Onde V_{max} é a tensão máxima de alimentação aceita pelo *hardware* e que vai gerar os 3,3 Volts na saída do ADC do microcontrolador para leitura.

O microcontrolador STM32, conforme descrito em (STMICROELECTRONICS, 2025), possui um conversor analógico-digital (ADC) com resolução de 12 bits, o que resulta em 4096 níveis discretos de quantização para a leitura dos sinais analógicos.

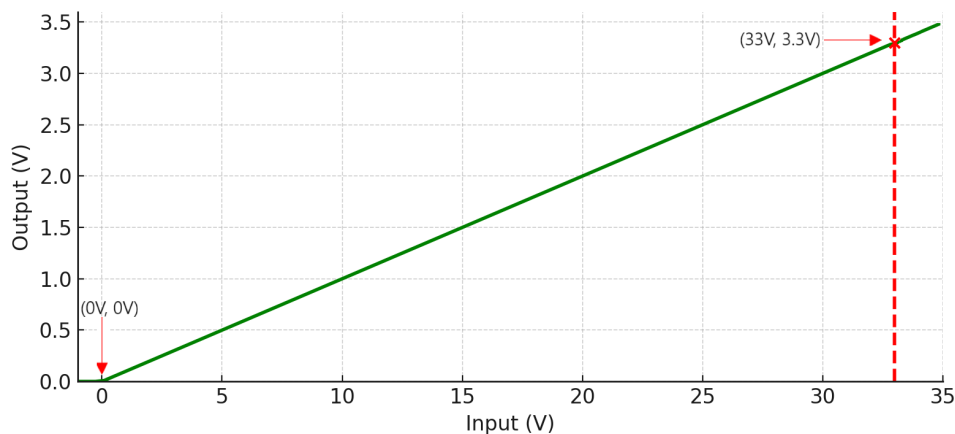
$$\text{Precisão}_{ADC} = \frac{1}{4096}$$

$$\Delta V = \frac{V_{ref}}{2^{12}} = \frac{V_{ref}}{4096}$$

$$\Delta V = \frac{3,3}{4096} \approx 0,8 \text{ mV}$$

O valor de ΔV corresponde ao passo de quantização do ADC, ou seja, à menor variação de tensão que pode ser distinguida pelo conversor ADC.

Figura 13 – Relação entre tensão de entrada e tensão de saída do divisor.

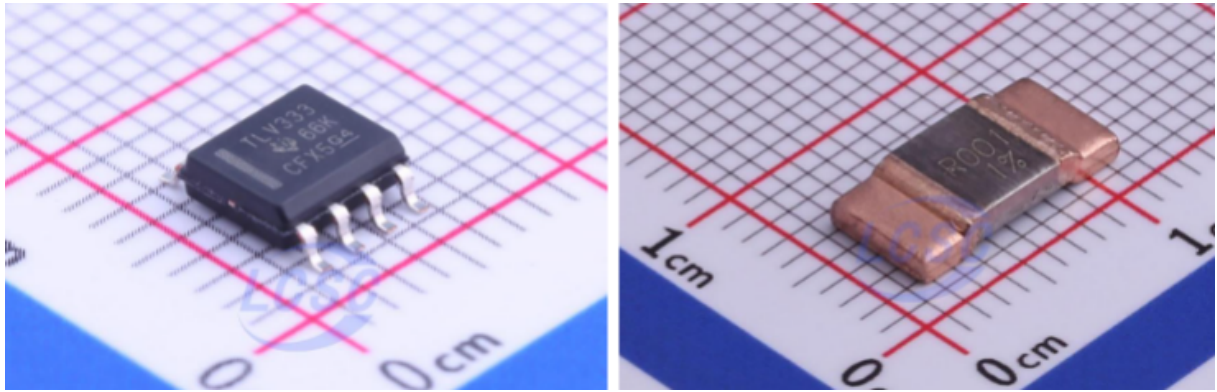


Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

O amplificador operacional selecionado para amplificar a tensão gerada pelo *shunt* foi o TLV333. Segundo (KAY; WU, 2021) esse amplificador operacional é do tipo *zero-drift*, portanto,

apresenta um *offset* e *drift* muito baixos. Essa característica permite o uso de um componente de baixa resistência, o que minimiza a potência dissipada no próprio resistor e, conseqüentemente, possibilita a utilização de um *shunt* fisicamente menor. Para a leitura de corrente foram dimensionados dois resistores de 1 milliohm em paralelo, resultando em 500 microohms de resistência total. Esse valor foi definido pensando na corrente máxima aceita pela placa, predefinida em 60 Amperes, suficiente para aplicação do controle na maioria dos motores BLDC comerciais utilizados.

Figura 14 – Amplificador Operacional TLV333 e resistor shunt de 1 miliohm.



Fonte: (LCSC ELECTRONICS, 2025)

Os resistores que definem o ganho do amplificador foram calculados de acordo com a corrente máxima de leitura definida, com essa corrente fluindo sobre o resistor *shunt*, a tensão sobre o mesmo será de:

$$V_{shunt} = 60 \text{ A} \cdot 500 \times 10^{-6} \Omega \quad (3.3)$$

$$V_{shunt} = 30 \times 10^{-3} \text{ Volts} \quad (3.4)$$

O ganho necessário para 3,3 Volts de saída no operacional será de:

$$Ganho = \frac{3,3}{30 \times 10^{-3}} = 110 \quad (3.5)$$

Com base no ganho calculado, foram selecionados os resistores $R_1 = 332 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$. A escolha do resistor R_2 responsável por limitar a corrente de entrada durante condições transitórias nas portas inversora e não inversora do amplificador operacional foi realizada conforme o critério de corrente máxima estabelecido no guia de utilização do componente (KAY; WU, 2021), o qual recomenda um limite de até 12 mA, em concordância com os seguintes cálculos.

Para uma tensão de 33 Volts de entrada máxima, obtém-se:

$$I_{in} = \frac{33}{3k\Omega} = 11 \text{ mA} \quad (3.6)$$

O ganho final pode ser obtido substituindo os valores $R_1 = 332 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$:

$$Ganho = 1 + \frac{332 \times 10^3}{3 \times 10^3} = 1 + \frac{332}{3} \approx 111,67 \quad (3.7)$$

Com um ganho de 111,67 e sob regime máximo de corrente no *shunt*, a tensão de saída do operacional será de:

$$V_{out} = 30 \times 10^{-3} \cdot 111,67 = 3,35 \text{ Volts} \quad (3.8)$$

Este sistema apresenta uma zona morta devido ao limite de excursão da saída do amplificador. A saída do amplificador não responderá no intervalo de 0 A até $I_{DeadZone}$ (KAY; WU, 2021). Essa zona é representada por:

$$I_{DeadZone} = \frac{\left(\frac{0,1 \text{ V}}{Ganho} \right)}{R_{sh}} = \frac{\left(\frac{0,1 \text{ V}}{111,67} \right)}{500 \times 10^{-6} \Omega} = 1,79 \text{ mA} \quad (3.9)$$

Impacto do erro de *offset* no erro total do sistema:

$$ErroMaximo = \frac{V_{os} \cdot Ganho}{V_{OPA_{max}}} \cdot 100 \quad (3.10)$$

Substituindo os valores $V_{os} = 15 \mu\text{V}$, $Ganho = 111,16$ e $V_{OPA_{max}} = 3,3 \text{ V}$, tem-se:

$$ErroMaximo = \frac{15 \times 10^{-6} \cdot 111,16}{3,3} \cdot 100 = 0,0506 \% \quad (3.11)$$

A potência dissipada pelo conjunto de resistores *shunt* em regime de corrente máxima é definida por:

$$P_{shunt} = I^2 \cdot R = (60)^2 \cdot 500 \times 10^{-6} = 1,8 \text{ W} \quad (3.12)$$

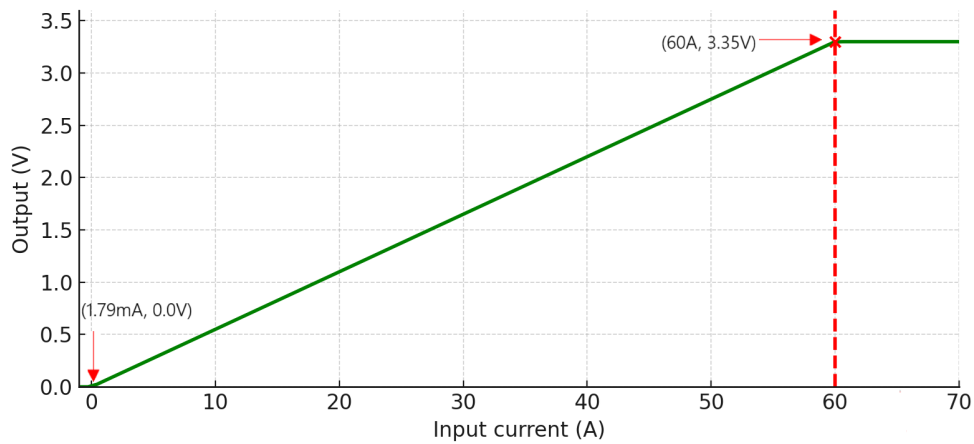
O valor de ΔI corresponde à menor variação de corrente que pode ser distinguida pelo sistema de medição. Esse passo é determinado pela resolução do ADC, pelo ganho do amplificador operacional e pelo valor do resistor *shunt*.

$$\Delta I = \frac{V_{ref}}{4096 \cdot G \cdot R_{sh}}$$

$$\Delta I = \frac{3,3}{4096 \cdot 111,67 \cdot 500 \times 10^{-6}}$$

$$\Delta I \approx 0,0145 \text{ A} \approx 14,5 \text{ mA}$$

Figura 15 – Relação entre corrente de entrada e tensão de saída do amplificador.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Diante da potência dissipada de 1,8 W nos resistores *shunt* sob regime de corrente máxima, optou-se pela utilização de resistores com potência nominal de 8 W, de modo a assegurar robustez térmica e segurança operacional durante o funcionamento do sistema.

3.2.2 EEPROM 24LC08B

A EEPROM 24LC08B foi selecionada para o armazenamento de parâmetros do sistema, valores de calibração e configurações de potência máxima. Seu armazenamento de até 8 Kbits, organizados em 1024 palavras de 8 bits (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2011) é suficiente para armazenamento de diversos parâmetros e abre portas para futuras atualizações com incremento de novos parâmetros. A escolha da 24LC08B foi motivada pelo seu amplo uso e necessidade de manter os dados salvos mesmo em caso de desligamento do sistema, garantindo a preservação das configurações entre os ciclos de operação. Além disso, a comunicação I2C utilizada pela EEPROM facilita a integração com o microcontrolador STM32, permitindo leitura e escrita rápida. A Tabela 4 descreve os parâmetros a serem salvos.

Tabela 4 – Parâmetros de configuração a serem armazenados.

Tipo	Nome da variável	Descrição
float	pid_p	Parâmetro Kp do algoritmo PID.
float	pid_i	Parâmetro Ki do algoritmo PID.
float	pid_d	Parâmetro Kd do algoritmo PID.
float	vlt_gain	Valor de compensação aplicado à leitura de tensão para ajuste.
float	cur_gain	Valor de compensação aplicado à leitura de corrente para ajuste.
uint16_t	max_power	Valor máximo de potência permitido para o motor, definido em watts.
uint16_t	average	Ativação do cálculo de média dos sensores.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

O conjunto de dados, com tamanho total de 192 bits, é gravado de maneira sequencial na memória EEPROM, conforme demonstrado na Tabela 5, que detalha a quantidade de bits correspondente a cada variável da estrutura.

Tabela 5 – Organização das variáveis e seus tamanhos em bits.

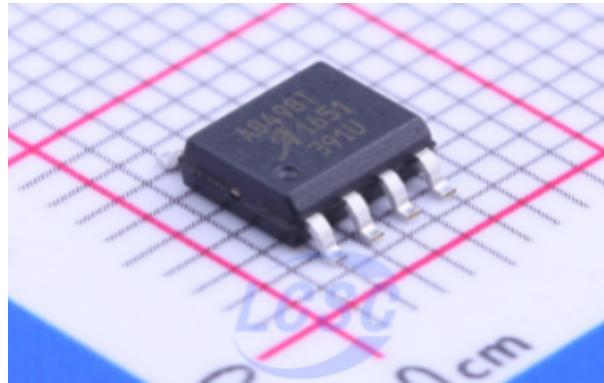
pid_p	pid_i	pid_d	vlt_gain	cur_gain	max_power	average
32 bits	32 bits	32 bits	32 bits	32 bits	16 bits	16 bits

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3.2.3 Conversor Buck

O controlador selecionado para o conversor *buck* foi o A8498, apresentado na Figura 16. Esse dispositivo é projetado para reduzir a tensão proveniente de uma bateria de 6 células para 3,3 Volts, valor necessário para a alimentação de todo o circuito lógico. O conversor é amplamente reconhecido por sua elevada eficiência em aplicações de conversão de alta tensão para baixos níveis de tensão, assegurando operação estável e minimizando as perdas de energia (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2022). Além disso, a sua capacidade de fornecer correntes suficientes para todos os componentes críticos do sistema e a fácil integração com o design da placa de circuito impresso (PCB) foram fatores decisivos para sua seleção.

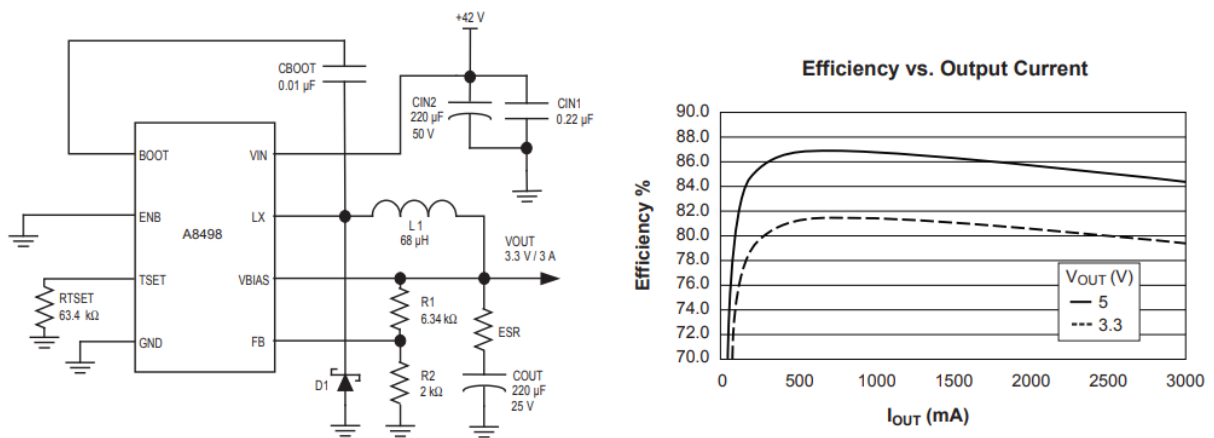
Figura 16 – Controlador do conversor buck A8498.



Fonte: (LCSC ELECTRONICS, 2025)

Conforme a Figura 17, sua integração ao circuito é simples, exigindo poucos componentes externos, especificados no *datasheet* do fabricante (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2022). Para uma carga com corrente de até 500 mA e tensão típica de saída de 3,3 Volts, o conversor apresenta eficiência de aproximadamente 81% (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2022).

Figura 17 – Esquema para saída de 3,3 Volts e gráfico de eficiência do componente.



Fonte: (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2022)

3.3 Desenvolvimento do esquema elétrico e roteamento da placa

3.3.1 Desenvolvimento do esquema elétrico

Após a seleção e os cálculos dos componentes a serem utilizados, o desenvolvimento do esquema elétrico do projeto foi realizado utilizando o *software* EasyEDA, que ofereceu uma plataforma intuitiva e eficiente para a criação e organização do circuito. O esquema elétrico foi projetado para integrar os diversos componentes de forma organizada e intuitiva, que permita alterações de forma fácil. O microcontrolador STM32, atuando como o núcleo do sistema, foi

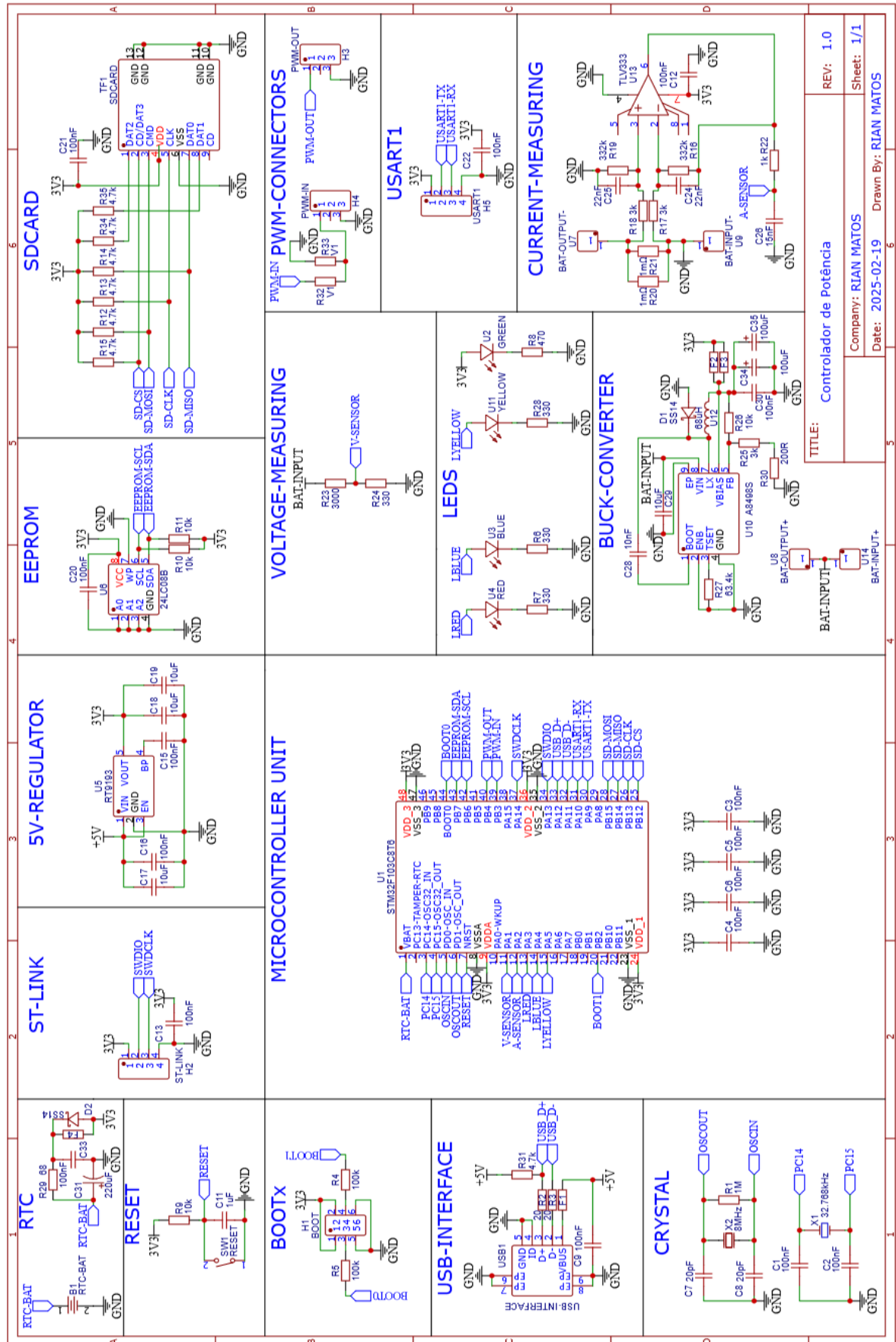
conectado aos outros componentes, amplificador operacional, EEPROM e o cartão SD, além do conversor *buck*.

A principal vantagem de utilizar o EasyEDA é sua integração com a distribuidora de componentes LCSC, que disponibiliza um catálogo extenso com milhares de fabricantes e uma vasta gama de componentes eletrônicos. Essa integração facilita a seleção e aquisição de componentes diretamente através da plataforma, permitindo um fluxo de trabalho mais ágil e eficiente no desenvolvimento do projeto, além do rastreamento da disponibilidade dos componentes selecionados.

No esquema elétrico apresentado na Figura 18, estão incluídos circuitos complementares projetados para atender situações específicas de operação. Dentre eles, destaca-se o regulador de tensão conectado ao conector Micro USB, que atua como uma fonte de alimentação para o *hardware* por meio da própria interface.

De acordo com o manual do fabricante (STMICROELECTRONICS, 2021), a interface STLINK é uma sonda modular autônoma utilizada para depuração e gravação dos microcontroladores STM8 e STM32, oferecendo suporte às interfaces SWIM e JTAG/SWD para comunicação com qualquer microcontrolador dessas famílias presente em uma placa de aplicação. Essa compatibilidade permite o suporte a diferentes *softwares* de desenvolvimento, como o Keil MDK.

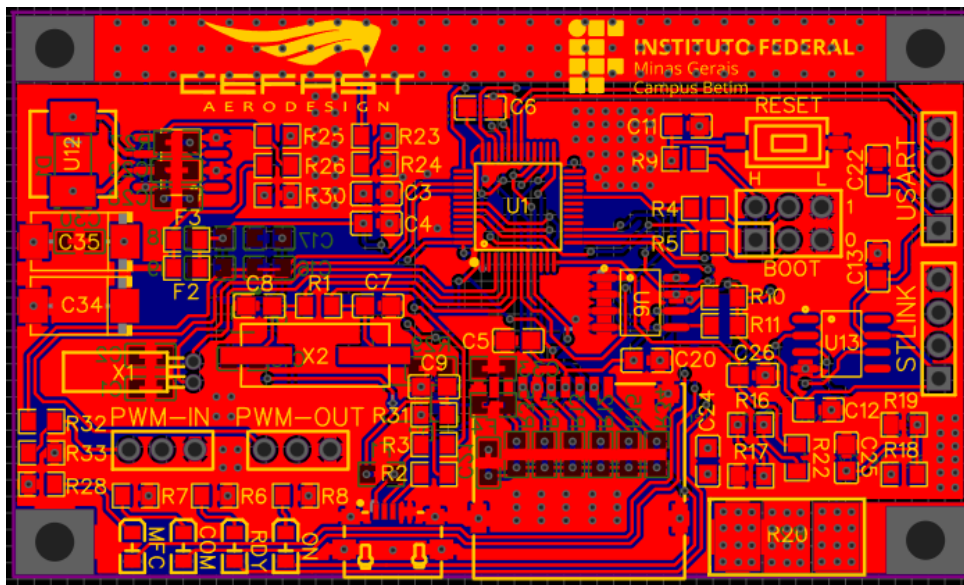
Figura 18 – Esquema elétrico do hardware do controlador.



3.3.2 Roteamento da placa

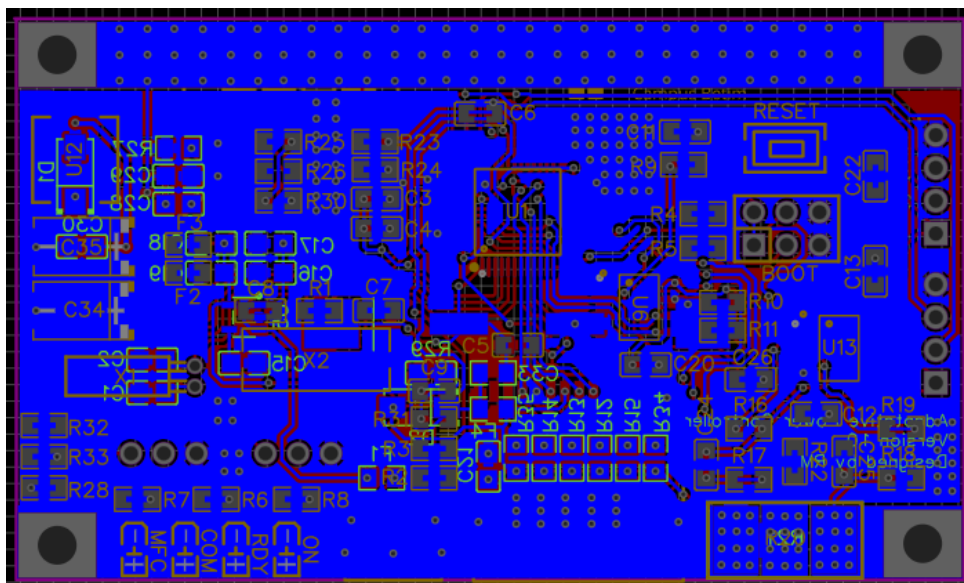
O roteamento da placa de circuito impresso (PCB) foi realizado no *software* EasyEDA. Esse processo envolveu a definição das trilhas e a interligação entre os componentes, seguindo o *layout* estabelecido no diagrama esquemático. A placa foi projetada com duas camadas, com componentes posicionados em ambos os lados, permitindo uma melhor organização do roteamento. As Figuras 19 e 20 apresentam a visualização bidimensional do roteamento, enquanto as Figuras 21 e 22 exibem, respectivamente, as vistas tridimensionais superior e inferior do *layout*.

Figura 19 – Vista superior da placa de circuito impresso.



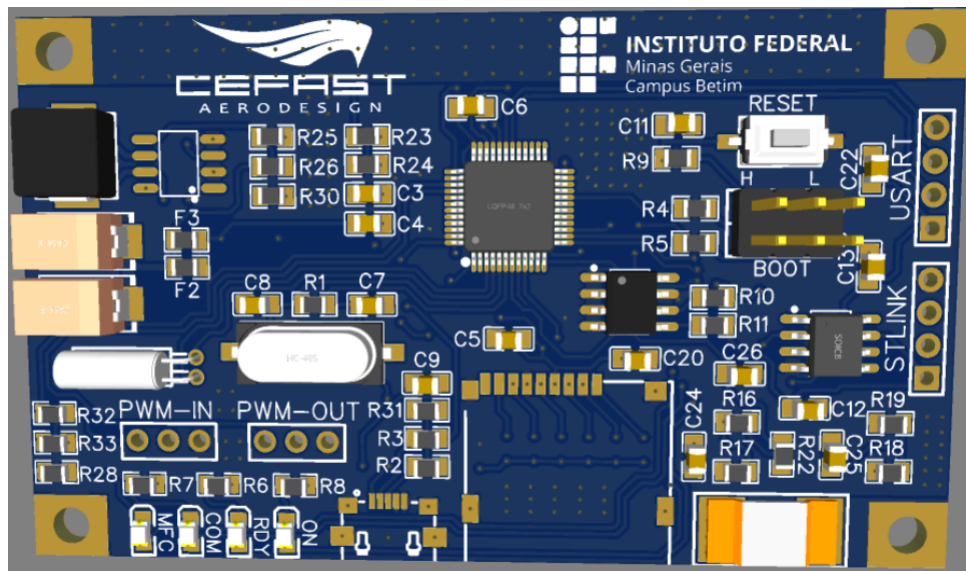
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 20 – Vista inferior da placa de circuito impresso.



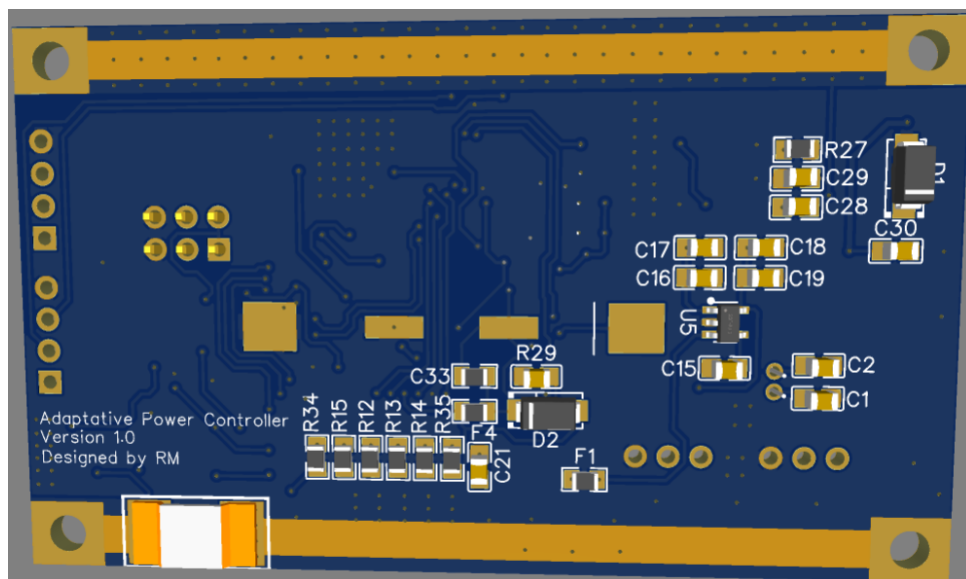
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 21 – Vista superior 3D da placa de circuito impresso.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 22 – Vista inferior 3D da placa de circuito impresso.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

A confecção das placas após a conclusão do roteamento foi feita pela empresa JLCPCB Factories®, esta empresa produz placas na China a um baixo custo e faz envio para todas as partes do mundo. As figuras 23 e 24 demonstram os pedidos de fabricação da PCB e compra dos componentes eletrônicos para montagem do protótipo.

Figura 23 – Pedido de confecção das placas de circuito impresso.

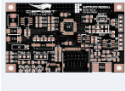


Merchandise Total: \$2.00
Shipping Charge: \$6.96
Order Total: \$8.96

 Shipped
Global Standard Direct Line
[Shipment Tracking](#) 

[Reorder](#)
[Order Details](#)
[Invoice](#)
[Review](#)

[PCB](#)



PCB Prototype
Order #: Y13-2311744A
Build Time: 3 days
[Product Details](#)

\$2.00
5pcs

Gerber_APC-v1_PCB_APC-v1_3_20...
[Production file](#) 
 Production Progress

[Need PCBA](#)
[Need Stencil](#) 
[Quality Complaint](#)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 24 – Pedido de compra dos componentes eletrônicos para a placa de circuito.

	LCSC Order No.	Your PO No.	Order Date	Order Status	Order Value	Total Items	
 LCSC#: C2987258 Mfr #: HX24LC08BDRG Mfr.: HANSCHIP semiconductor 8Kbit 1.7V-5.5V 1MHz I2C SOIC-8 Memory (ICs) RoHS View All Items	WM2404220102		Apr 22, 2024	COMPLETE Tracking Details	\$ 19.25	33 Export BOM	Reorder

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3.4 Execução da montagem do protótipo

Após o recebimento dos componentes e da placa de circuito impresso, apresentados na Figura 25, deu-se início ao processo de soldagem e montagem dos elementos eletrônicos na placa desenvolvida.

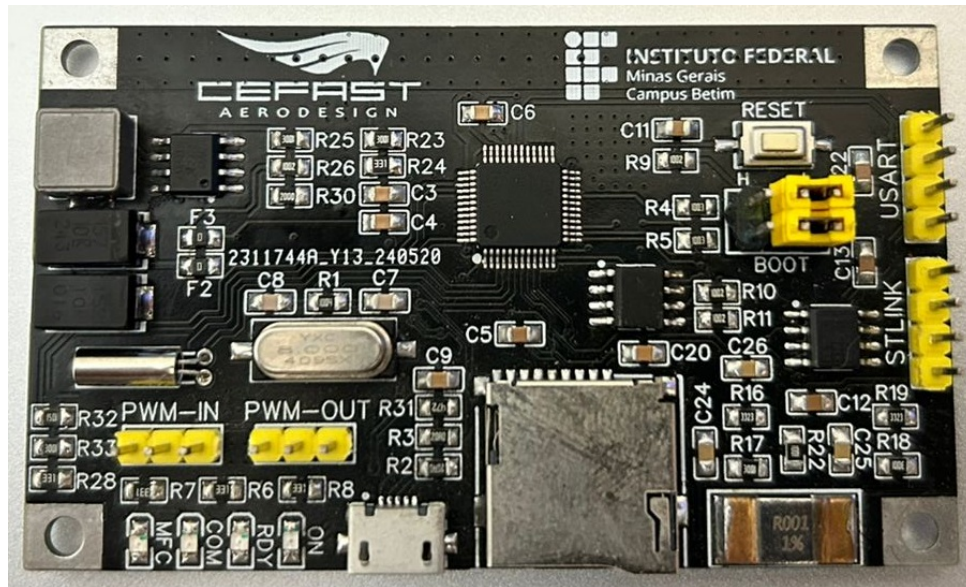
Figura 25 – Componentes e PCBs.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

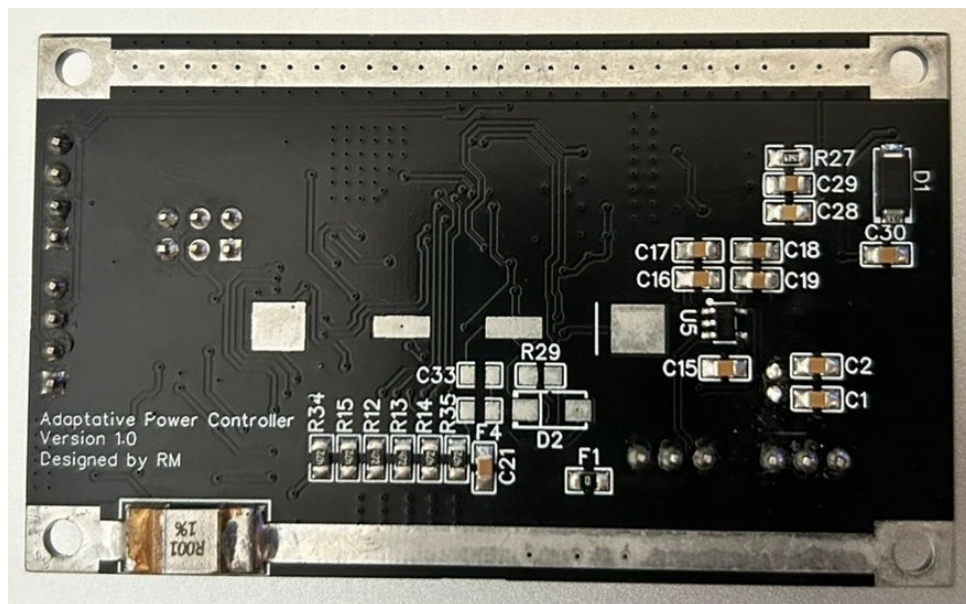
Utilizando um ferro de solda de ponta fina, adequado para componentes SMD, os componentes foram cuidadosamente montados em seus respectivos locais na placa. O resultado final da placa montada, com massa de 20,8 g, pode ser visualizado nas Figuras 26 e 27, que apresentam, respectivamente, as vistas frontal e traseira da placa completa.

Figura 26 – Vista frontal da placa do controlador montada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 27 – Vista traseira da placa do controlador montada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3.5 Programação do controlador e do software de parametrização

3.5.1 Programação da placa

O código completo do controlador foi estruturado em cinco módulos principais (AZEVEDO, 2026a), com o objetivo de promover organização, modularidade e facilidade de modificação. Essa abordagem permite simplificar futuras alterações, revisões e expansões do código, além de favorecer a reutilização de funcionalidades e a compreensão da lógica de controle. Os módulos que compõem essa estrutura são demonstrados na Tabela 6. Nesta seção, são apresentados e detalhados os principais arquivos que compõem a estrutura do *firmware* desenvolvido.

Tabela 6 – Descrição dos principais módulos do firmware embarcado.

Arquivo	Descrição
stm_firmware.ino	Contém o laço principal do programa, sendo responsável pela integração e execução dos demais módulos do sistema.
eeeprom.ino	Responsável pelo gerenciamento da leitura e da gravação de parâmetros na memória EEPROM.
pid.ino	Responsável pela inicialização, configuração e ajuste do algoritmo de controle PID.
sdcard.ino	Responsável pelo gerenciamento do cartão SD utilizado para o armazenamento dos registros de voo.
communication.ino	Responsável pelo gerenciamento da comunicação com o <i>software</i> de parametrização.

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

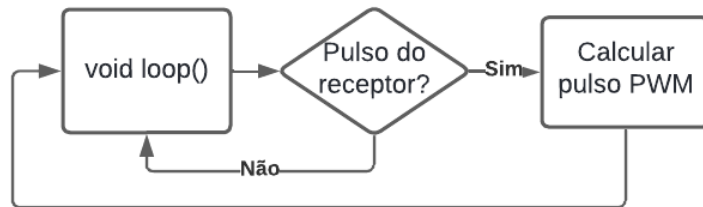
3.5.2 stm_firmware.ino

Este é o arquivo principal do *firmware* do microcontrolador, responsável pela integração de todas as rotinas auxiliares. Ele contém duas funções principais: `setup()`, encarregada da inicialização dos periféricos e variáveis, e `loop()`, que executa continuamente o código de controle durante a operação do sistema. A rotina de chamadas e a organização dessas funções estão demonstradas na Figura 29, evidenciando o fluxo de execução do firmware.

Vale ressaltar que a leitura do sinal proveniente do receptor é realizada por meio de uma rotina de interrupção ISR inicializada no `loop()` e associada diretamente a um pino GPIO configurado como entrada. Essa abordagem permite capturar as variações temporais do sinal PWM recebido do receptor, uma vez que a interrupção é acionada de forma assíncrona em relação ao fluxo principal do programa. Sempre que uma transição do sinal é detectada no pino de entrada, a execução do laço principal é temporariamente interrompida para o atendimento da ISR, na qual são registrados os instantes de subida e descida do pulso. A partir dessas informações, a largura do pulso é calculada, o qual é posteriormente utilizado pelo algoritmo de controle no fluxo principal do *firmware*. Esse mecanismo garante a correta interpretação do sinal do receptor mesmo na

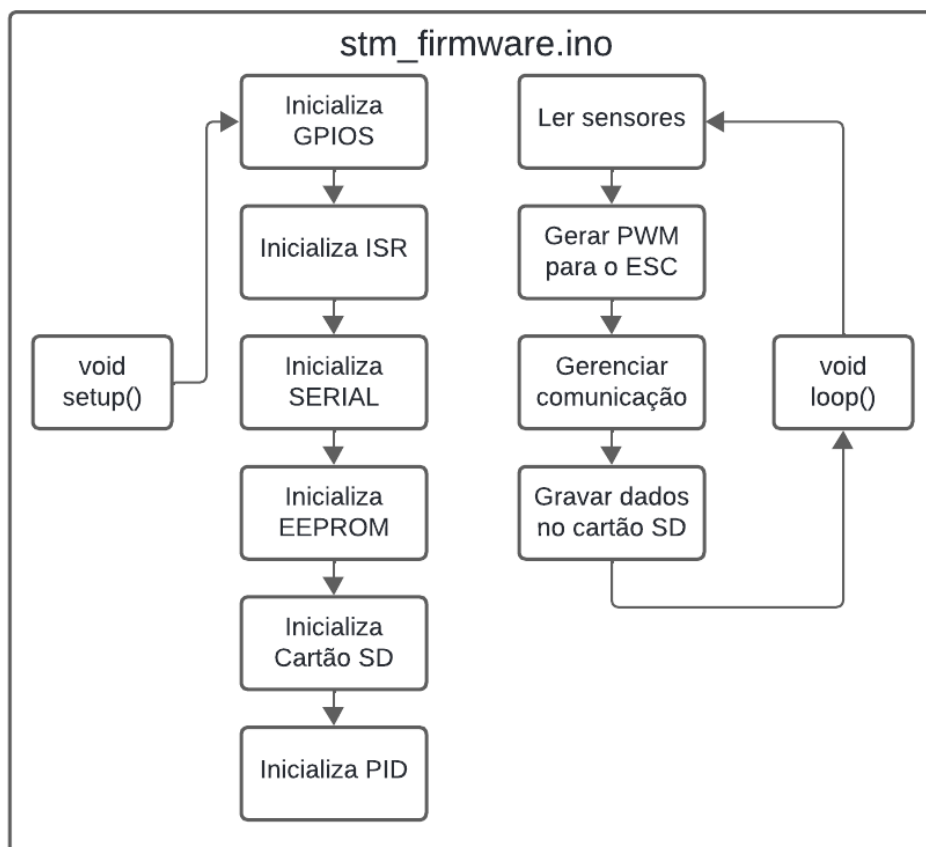
presença de tarefas concorrentes. O funcionamento da rotina de interrupção é apresentado na Figura 28, a qual ilustra o acionamento da ISR a partir da detecção do pulso do receptor, seguido do retorno à execução do laço principal do programa.

Figura 28 – Funcionamento da função ISR.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 29 – Diagrama das funções do arquivo “stm_firmware.ino”.



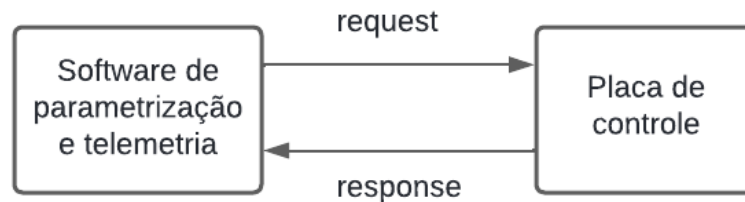
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3.5.3 communication.ino

O arquivo responsável pela comunicação com o *software* de parametrização foi desenvolvido para operar utilizando o modelo de solicitação-resposta (*request-response*). Como evidenciado na Figura 30, o cliente (*software*) faz uma solicitação de dados ao servidor (placa de controle),

que responde retornando os dados requisitados. Esse processo de aquisição de dados ocorre em um loop contínuo, com um intervalo de 33,3 milissegundos entre cada solicitação, garantindo dados a uma frequência de 30 Hz.

Figura 30 – Método request-response.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Com o objetivo de garantir a integridade dos dados transmitidos e recebidos entre o *software* de parametrização e a placa de controle, foi implementada uma forma adaptada do protocolo STX/ETX. Esse método permite identificar de maneira confiável o início e o fim de cada mensagem, evitando erros de leitura e garantindo que apenas pacotes válidos sejam processados de ambos os lados.

Figura 31 – Protocolo STX/ETX implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

A estrutura do pacote é composta pelos campos: STX, que indica o início da transmissão; CMD, responsável por identificar o tipo de comando solicitado; *LENGTH*, que define o tamanho do campo de dados; *DATA*, que contém as informações transmitidas; *CHECKSUM*, utilizado para validação da integridade do pacote; e ETX, que marca o fim da transmissão.

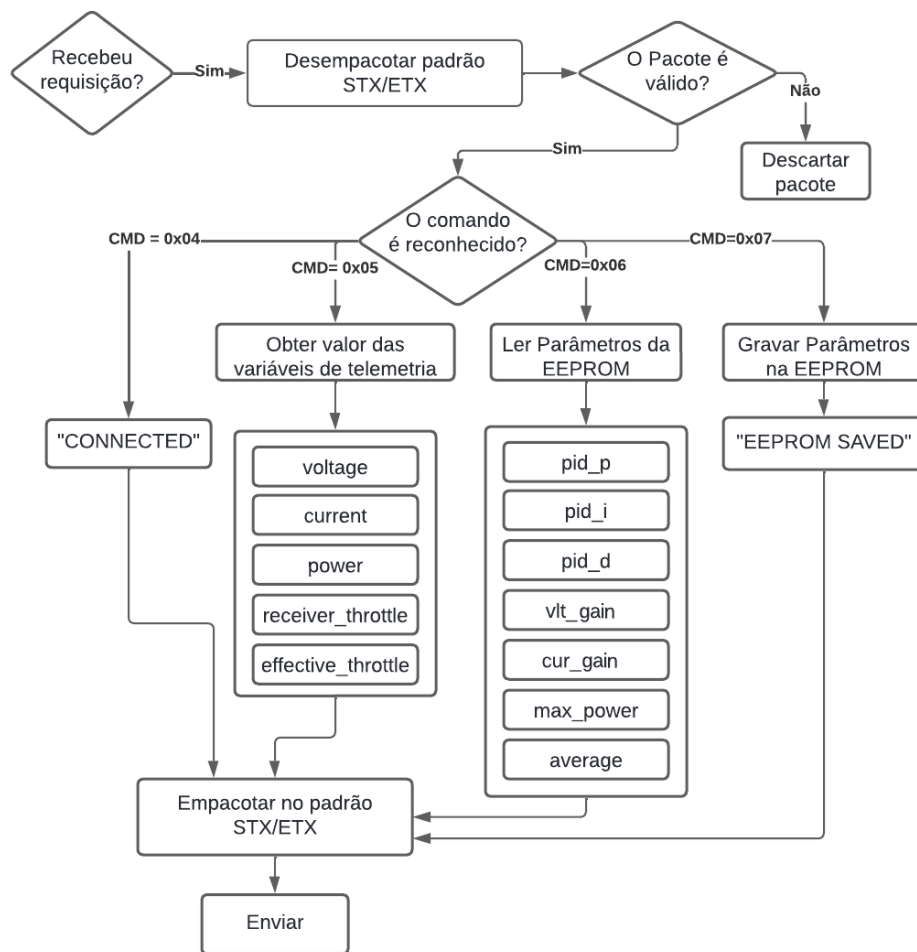
O campo *CHECKSUM* é calculado a partir da soma, em *bytes*, de todos os campos que compõem o pacote de comunicação. Esse mecanismo tem como finalidade verificar a integridade dos dados transmitidos, permitindo identificar possíveis corrupções ocorridas durante o processo de comunicação entre os dispositivos. A Tabela 7 apresenta os valores dos *bytes* de comando utilizados no protocolo, bem como suas respectivas funções, enquanto a Figura 32 ilustra o fluxograma das ações executadas em função do comando enviado.

Tabela 7 – Bytes de comando e suas funções.

Byte	Função
0x04	Verifica se o dispositivo conectado corresponde à placa de controle
0x05	Solicita os dados de telemetria do sistema
0x06	Solicita a leitura dos parâmetros armazenados na EEPROM
0x07	Envia novos parâmetros para armazenamento na EEPROM

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Figura 32 – Fluxograma de tratamento da comunicação.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

3.6 Programação e arquitetura do software de parametrização

Seguindo a mesma concepção estrutural adotada no *firmware* do microcontrolador, o *software* desenvolvido em Python foi organizado em sete arquivos distintos (AZEVEDO, 2026b), conforme demonstrado na Tabela 8, de forma a favorecer a modularização do código, a clareza na separação de responsabilidades e a simplicidade no processo de *debug*. Essa organização

contribui diretamente para a manutenção e evolução do *software*, permitindo a implementação de melhorias, correções e novas funcionalidades de maneira mais eficiente e controlada.

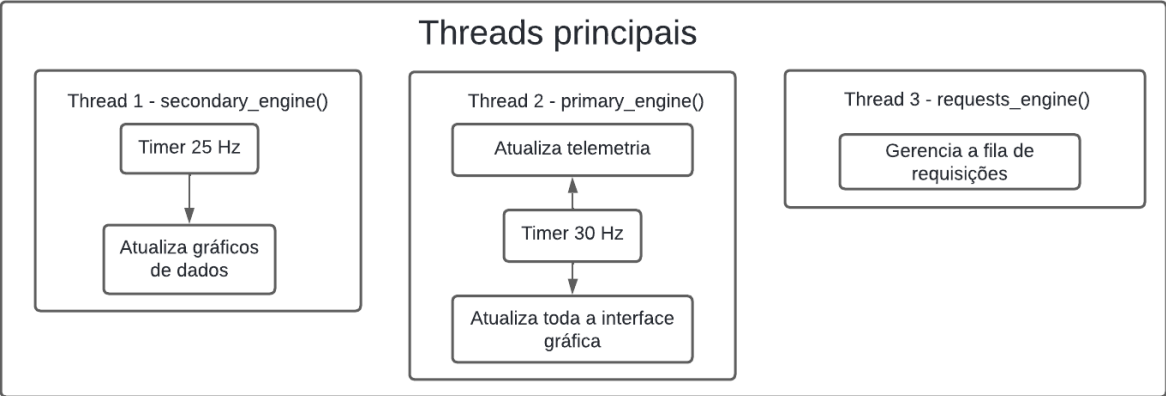
Tabela 8 – Descrição dos principais módulos do software.

Arquivo	Descrição
gui.py	Responsável pela criação da interface gráfica do <i>software</i> , incluindo menus, botões e demais elementos de interação.
app.py	Gerencia as funções internas e a lógica de funcionamento da interface gráfica.
com.py	Controla a comunicação entre o <i>software</i> e a placa de controle, realizando o envio e o recebimento de pacotes por meio do protocolo STX/ETX.
sdcard.py	Gerencia a comunicação com o cartão SD, permitindo o acesso, a listagem e a leitura dos arquivos de registro de voo.
util.py	Contém funções auxiliares utilizadas pelos módulos de comunicação do sistema.
core.py	Representa o núcleo do sistema, sendo responsável pelo laço principal de funcionamento.

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

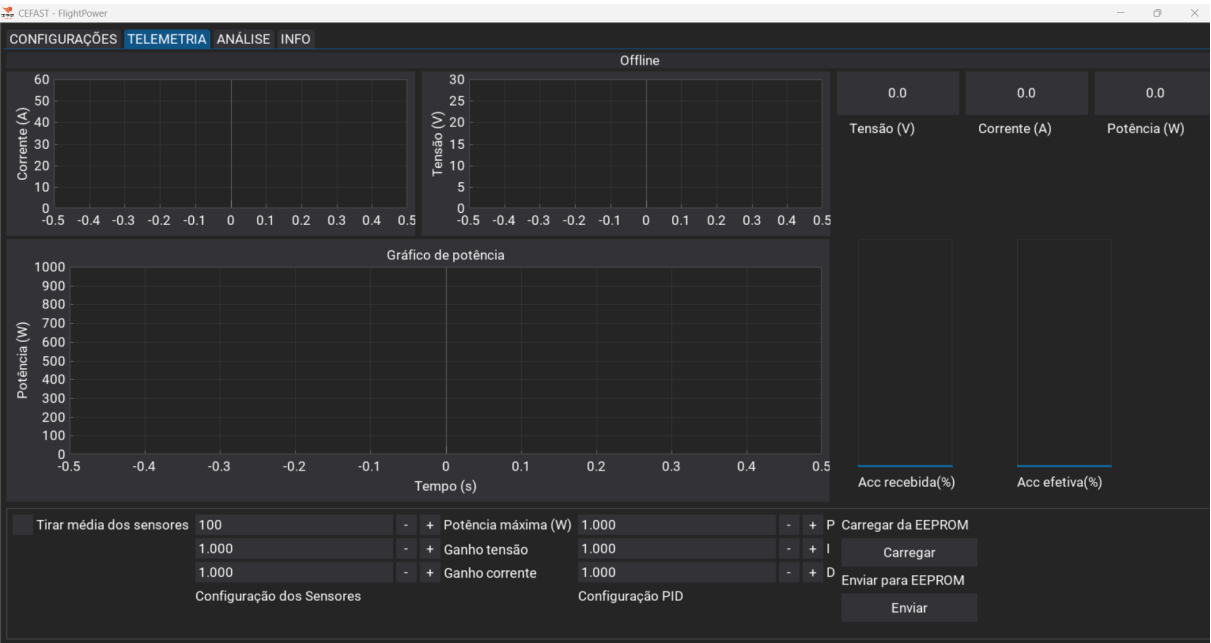
O *software* de parametrização foi desenvolvido com uma arquitetura de funções independentes e não bloqueantes, na qual as funções essenciais são distribuídas em *threads* distintas. Essa estratégia permite paralelizar tarefas críticas, evitando bloqueios na interface gráfica e garante desempenho durante a operação em tempo real. Conforme ilustrado na Figura 33, que demonstra a arquitetura de funções do sistema, o *software* foi estruturado em três *threads* principais — *primary engine*, *secondary engine* e *requests engine* — cada uma responsável por um conjunto específico de tarefas que, em conjunto, asseguram o funcionamento estável e responsivo da aplicação. A Figura 34 apresenta a tela de parametrização e telemetria desenvolvida, na qual são exibidos os parâmetros de configuração, e as informações de monitoramento em tempo real.

Figura 33 – Arquitetura de funções.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 34 – Tela de parametrização e telemetria.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

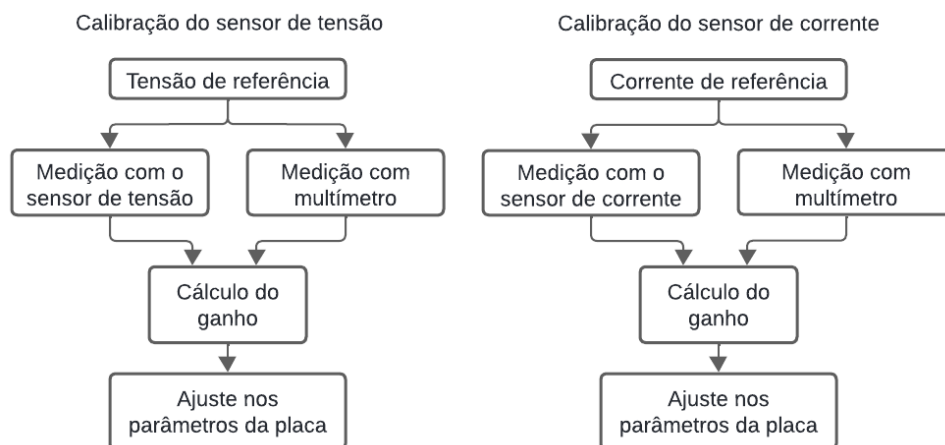
3.7 Calibração dos sensores

A calibração dos sensores é essencial para garantir maior precisão na medição da potência. Caso algum dos parâmetros esteja incorretamente ajustado, a potência medida poderá divergir da potência efetiva, resultando em leituras superiores ou inferiores ao valor verdadeiro. Para a realização da calibração, foi utilizado um multímetro *Fluke 179* como instrumento de referência, cuja exatidão é especificada pelo manual em função da grandeza e da faixa de medição utilizada.

O instrumento utilizado como referência metrológica possui certificado de calibração válido e dentro do prazo de vigência durante a realização dos ensaios. De acordo com o manual do fabricante (FLUKE CORPORATION, 2020), para medições de tensão contínua em toda a faixa de medição, o instrumento apresenta uma incerteza típica de $\pm(0,09\% \text{ da leitura} + 2 \text{ contagens})$, enquanto para medições de corrente contínua, também em toda a faixa de medição, a incerteza é da ordem de $\pm(1,0\% \text{ da leitura} + 3 \text{ contagens})$, considerando condições nominais de operação.

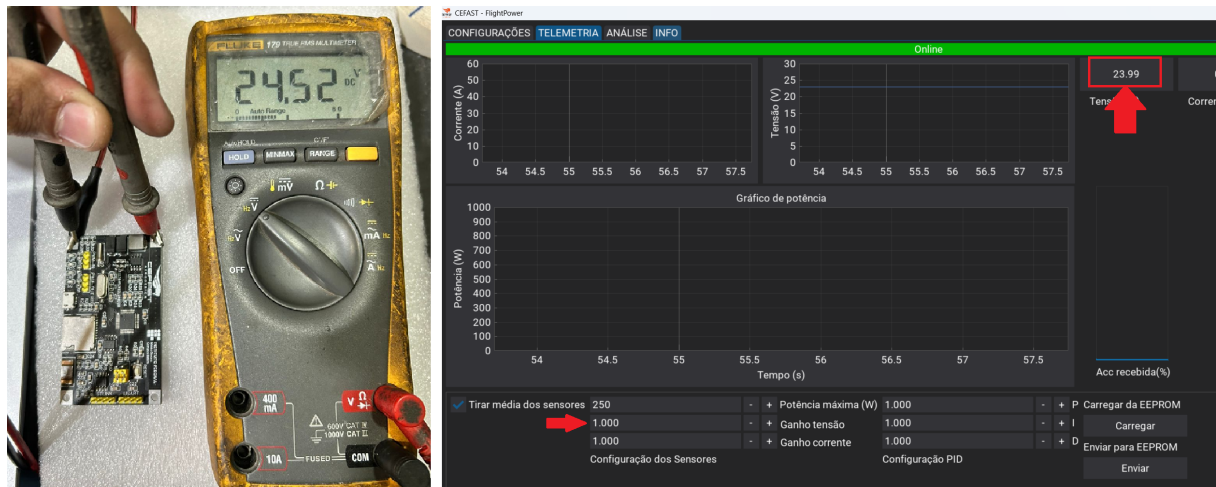
No processo de calibração do sensor de tensão, conforme ilustrado na Figura 36, uma tensão de referência conhecida foi aplicada à entrada do sistema, sendo medida simultaneamente pelo sensor da placa e pelo multímetro de referência. A partir das duas leituras, foi determinado o fator de ganho necessário para correção da leitura do sensor, o qual foi ajustado no *software* e posteriormente armazenado na memória não volátil (EEPROM) da placa. De forma análoga, a calibração do sensor de corrente foi realizada aplicando-se uma carga resistiva de $10,25\ \Omega$ sob a mesma diferença de potencial utilizada para calibração do sensor de tensão, de modo a estabelecer uma corrente de referência conhecida no circuito, conforme a Figura 37. A corrente resultante foi medida pelo sensor de corrente e pelo multímetro de referência, permitindo o cálculo e o ajuste do ganho correspondente. A Figura 35 apresenta o fluxograma do procedimento adotado para a calibração dos sensores, enquanto a Figura 38 apresenta os sensores devidamente ajustados no *software* após a aplicação dos ganhos de correção determinados.

Figura 35 – Fluxo de calibração dos sensores.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2026.

Figura 36 – Sensor de tensão sem calibração.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

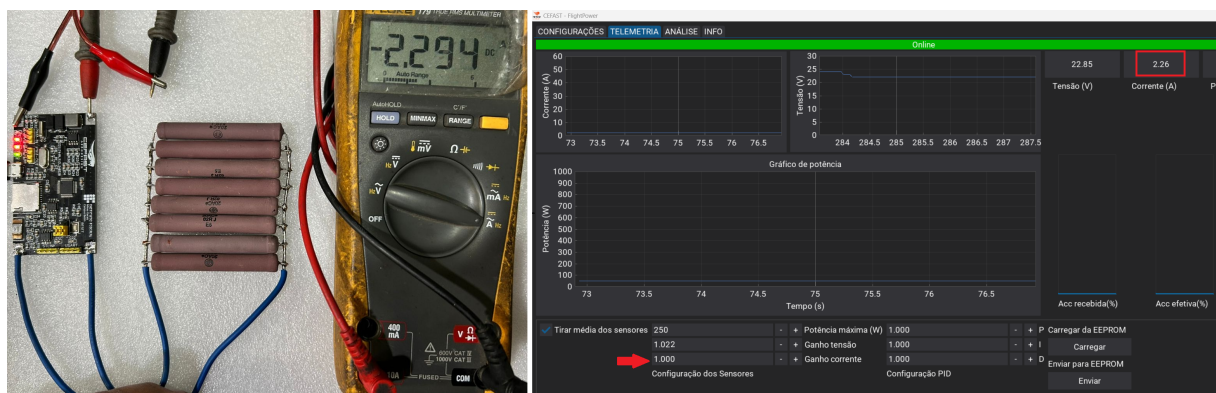
Com base nos resultados da calibração, é realizado o ajuste do sistema por meio da aplicação do parâmetro “Ganho de tensão” no *software*, cujo valor é posteriormente armazenado na memória EEPROM.

O valor de ajuste para o sensor de tensão é definido por:

$$\text{Ganho de Tensão} = \frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{sensor}}} = \frac{24.52}{23.99} = 1.022 \quad (3.13)$$

Para a calibração do sensor de corrente, foi utilizada uma carga composta por oito resistores de 82 Ω conectados em paralelo, resultando em uma resistência equivalente nominal de 10,25 Ω . O ajuste é feito ajustando o parâmetro “Ganho corrente”.

Figura 37 – Sensor de corrente sem calibração.



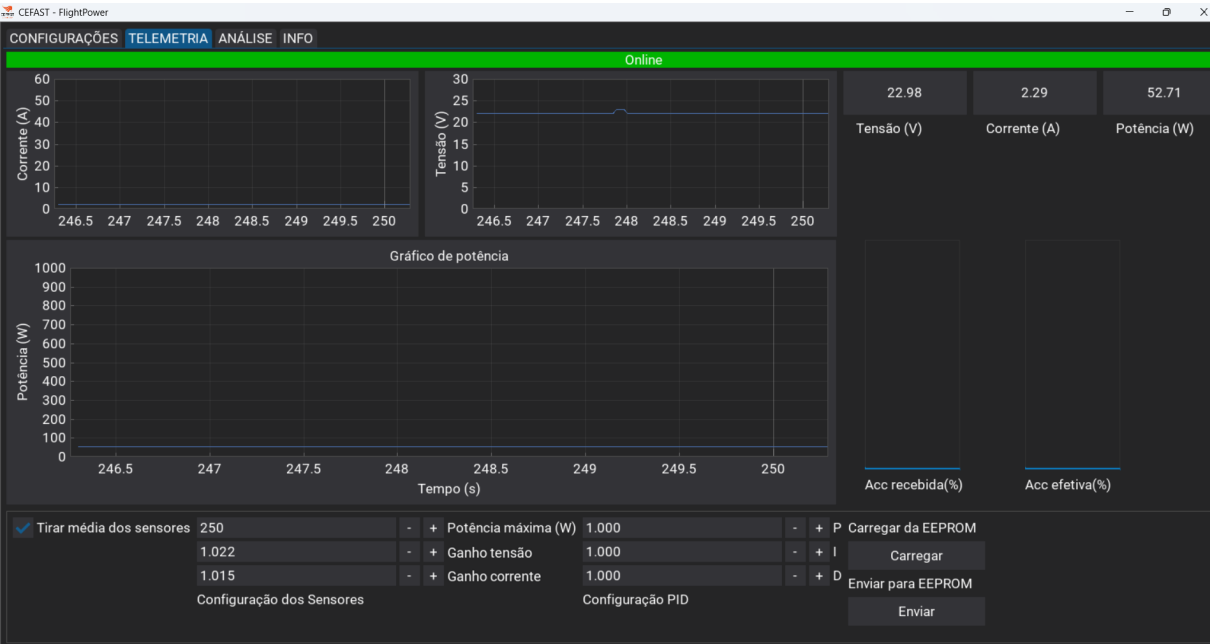
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

O valor de ajuste para o sensor de corrente é definido por:

$$\text{Ganho de Corrente} = \frac{A_{\text{ref}}}{A_{\text{sensor}}} = \frac{2.294}{2.26} = 1.015$$

(3.14)

Figura 38 – Conjunto de sensores calibrados.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

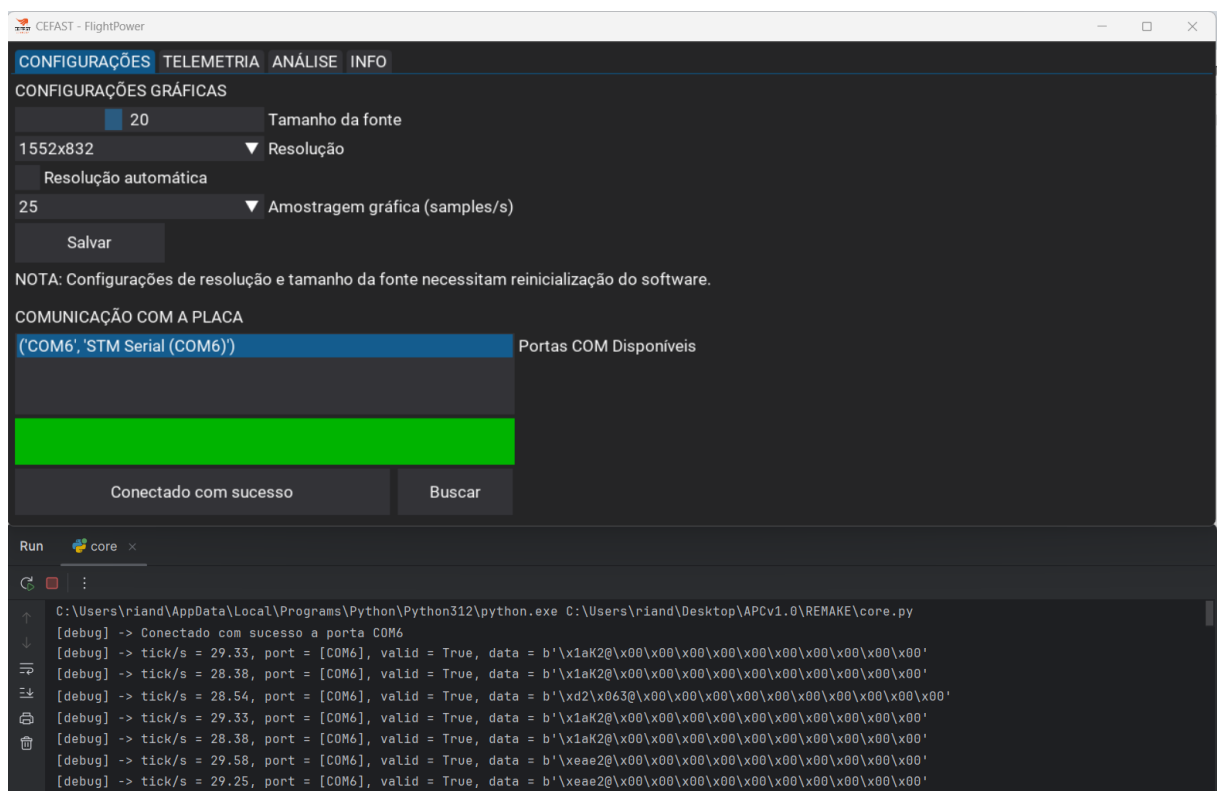
4 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados obtidos através da construção e dos testes práticos do projeto, fundamentando-se nos conceitos e métodos descritos nos capítulos anteriores.

4.1 Comunicação entre software e a placa de controle.

Ao conectar o *software* na placa, a função de telemetria imediatamente começa a requisitar os pacotes, isso é demonstrado na Figura 39.

Figura 39 – Debug da comunicação - Telemetria.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

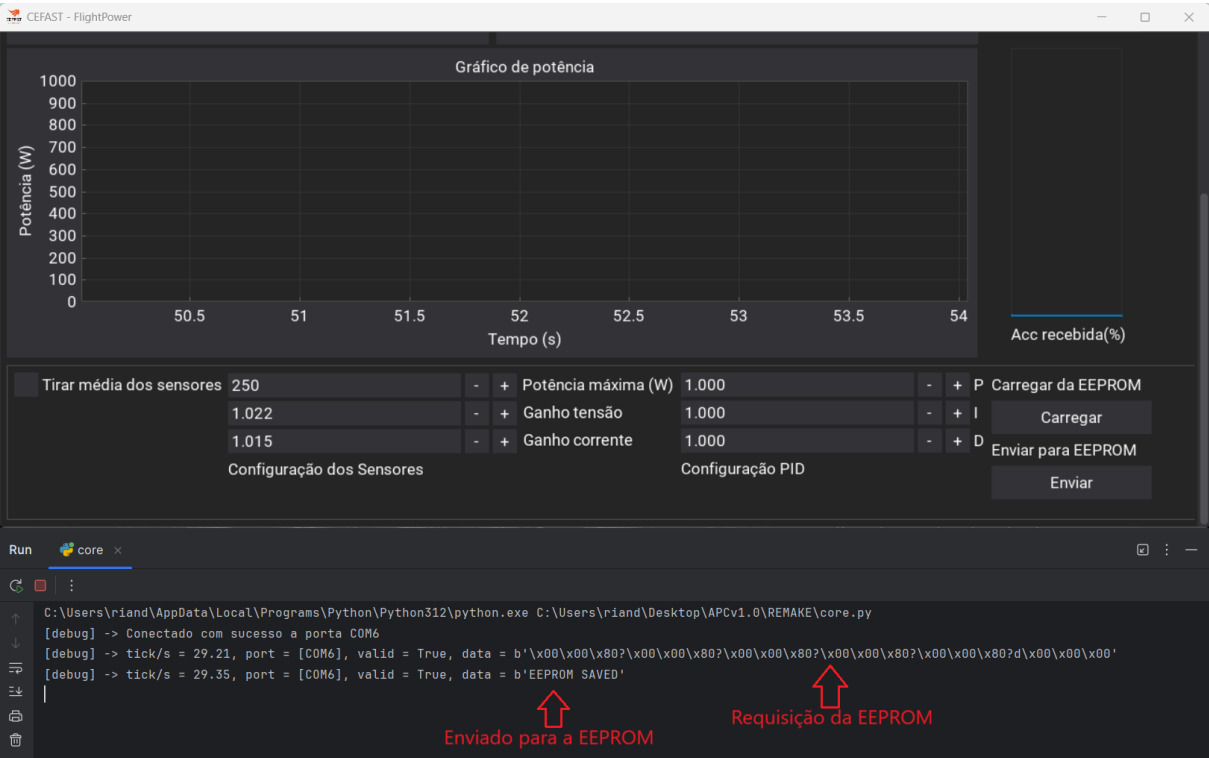
Depurando os pacotes recebidos, observa-se que eles apresentam uma taxa de atualização (*tick rate*) variando entre 28,38 e 29,33 pacotes por segundo, valor que coincide com a frequência nominal definida de 30 Hz. Os pacotes são transmitidos em formato binário e apresentam integridade válida, conforme evidenciado no console. A Tabela 9 apresenta, de forma estruturada, o primeiro pacote de dados recebido na telemetria após o processo de decodificação.

Tabela 9 – Estrutura e valores decodificados dos dados recebidos na telemetria.

Campo	Bytes (hex)	Tamanho (bytes)	Tipo	Valor (decimal)
voltage	1A 4B 32 40	4	float	2,79
current	00 00 00 00	4	float	0,00
power	00 00 00 00	4	float	0,00
receiver_throttle	00	1	uint8	0
effective_throttle	00	1	uint8	0

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Figura 40 – Debug da comunicação - EEPROM.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

A depuração dos pacotes de parâmetros provenientes da EEPROM, conforme ilustrado na Figura 40, também demonstrou que os dados são válidos e operacionalmente consistentes, tanto no formato de requisição quanto no formato de resposta, sendo a Tabela 10 responsável por apresentar os respectivos *bytes* de requisição de forma organizada.

Tabela 10 – Estrutura e valores decodificados dos dados da EEPROM.

Campo	Bytes (hex)	Tamanho (bytes)	Tipo	Valor (decimal)
pid_p	00 00 80 3F	4	float	1,0
pid_i	00 00 80 3F	4	float	1,0
pid_d	00 00 80 3F	4	float	1,0
vlt_gain	00 00 80 3F	4	float	1,0
cur_gain	00 00 80 3F	4	float	1,0
max_power	64 00	2	uint16	100
average	00 00	2	uint16	0

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

4.2 Testes práticos e Análise de Desempenho do Controlador

A etapa de testes práticos foi realizada em dois ambientes distintos e utilizando diferentes configurações de motor, em ambos os casos os motores foram fixados em bancadas de testes. No primeiro ensaio, empregou-se um motor de alto torque e baixo valor de KV (*constant velocity*), operando com tensão superior, enquanto o segundo ensaio foi conduzido com um motor de baixo torque e alto KV, alimentado por uma tensão inferior. Essa diferenciação permitiu avaliar o comportamento do controlador frente a motores com características dinâmicas distintas.

Embora uma prova real da Competição SAE BRASIL AeroDesign apresente duração típica entre 2 e 3 minutos, os ensaios experimentais realizados neste trabalho tiveram duração aproximada de 1 minuto. Tal escolha mostrou-se adequada para a validação do controlador, uma vez que esse intervalo foi suficiente para observar o regime permanente, a resposta dinâmica e a capacidade de regulação de potência do sistema.

4.2.1 Resultados com motor de Alto torque.

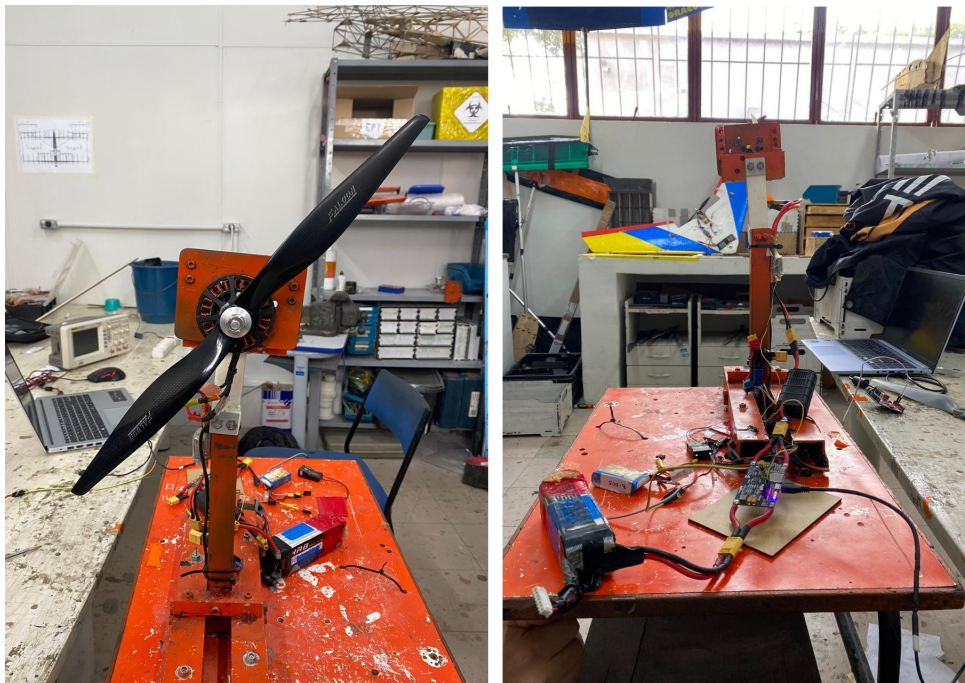
Os testes realizados com o motor de 320 KV, utilizado em aplicações de competição devido ao seu elevado torque e eficiência mecânica, foram conduzidos utilizando uma bateria LiPo de 25,2 V como fonte principal de alimentação. O motor empregado nos experimentos encontra-se ilustrado na Figura 41.

Figura 41 – Motor brushless de 320 KV.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 42 – Bancada de testes com motor de 320 KV.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Três testes foram conduzidos utilizando diferentes *setpoints* de potência — 200 W, 400 W e 600 W. Diversas combinações dos parâmetros K_p , K_i e K_d do controlador PID foram avaliadas, de modo a identificar aquela que proporcionasse a melhor resposta dinâmica do sistema,

considerando critérios de menor tempo de acomodação, redução do sobressinal e menor erro em regime permanente. Os valores adotados nos ensaios práticos encontram-se apresentados na Tabela 11.

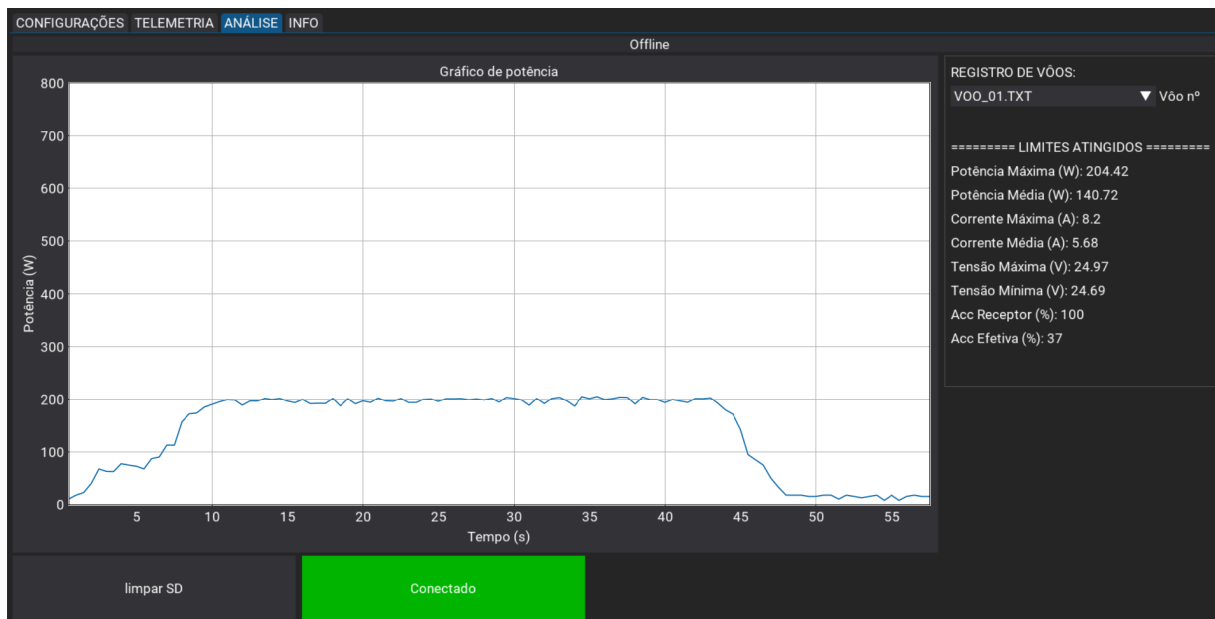
Tabela 11 – Parâmetros K_p , K_i e K_d utilizados com setpoints de 200 W, 400 W e 600 W.

Ensaio	Potência	K_p	K_i	K_d
1	200 W	1.5	0.5	0.05
2	400 W	1.5	0.5	0.05
3	600 W	1.5	0.5	0.05

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

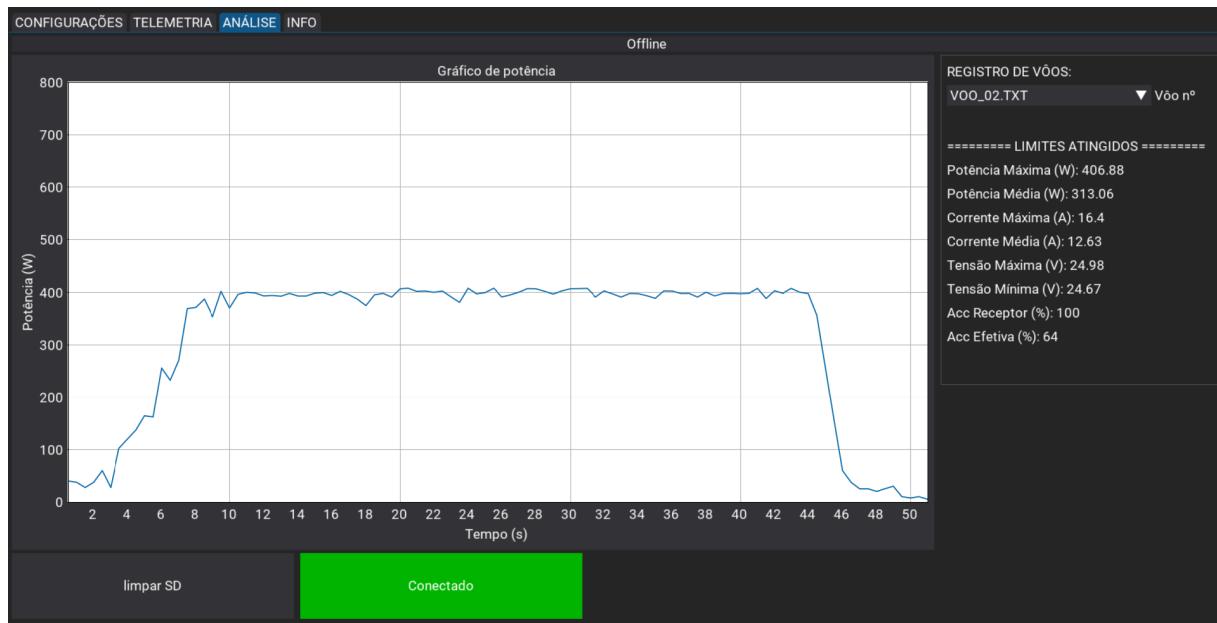
Os gráficos demonstrados nas Figuras 43, 44 e 45 foram gerados pelo próprio *software* implementado, além da curva de potência medida ao longo do tempo, a interface também exibe, na mesma aba, os valores correspondentes aos limites de potência efetivamente atingidos durante cada ensaio. Essa visualização integrada permitiu analisar de forma clara o comportamento do controlador para os diferentes *setpoints* testados, bem como verificar o desempenho do sistema em manter a potência dentro do valor estabelecido.

Figura 43 – Resultado do teste com setpoint de 200 W.



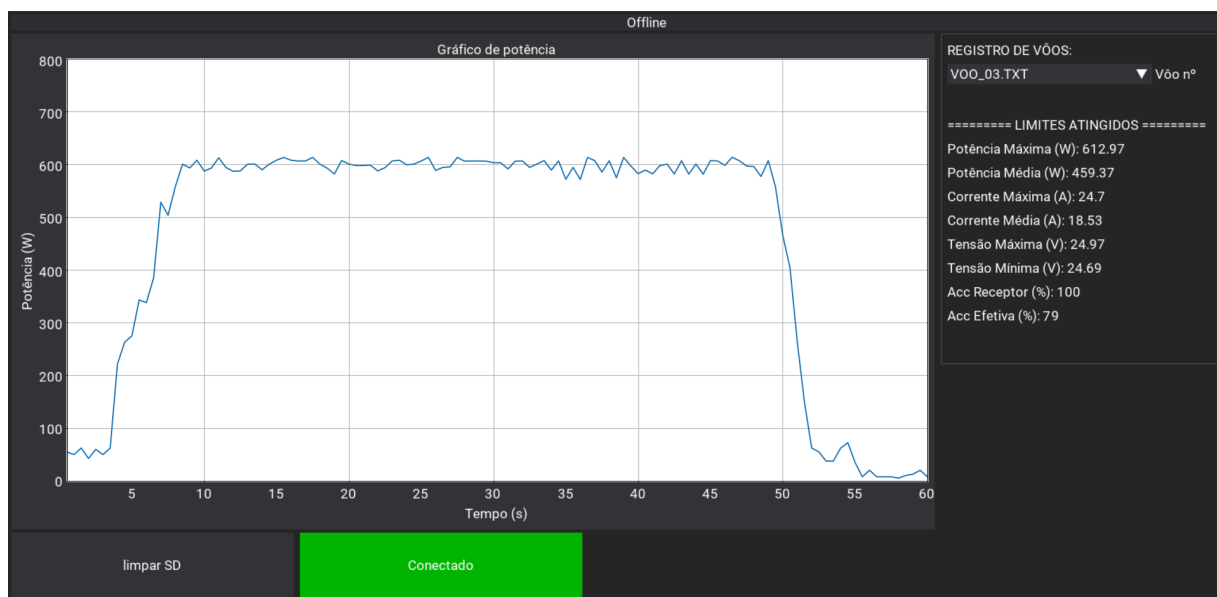
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 44 – Resultado do teste com setpoint de 400 W.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 45 – Resultado do teste com setpoint de 600 W.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Tabela 12 – Resultados dos testes com motor de alto torque.

Ensaio	Setpoint (W)	Potência Máxima (W)	Erro Absoluto (W)	Erro (%)
1	200	204.42	4.42	2.21%
2	400	406.88	6.88	1.72%
3	600	612.97	12.97	2.16%

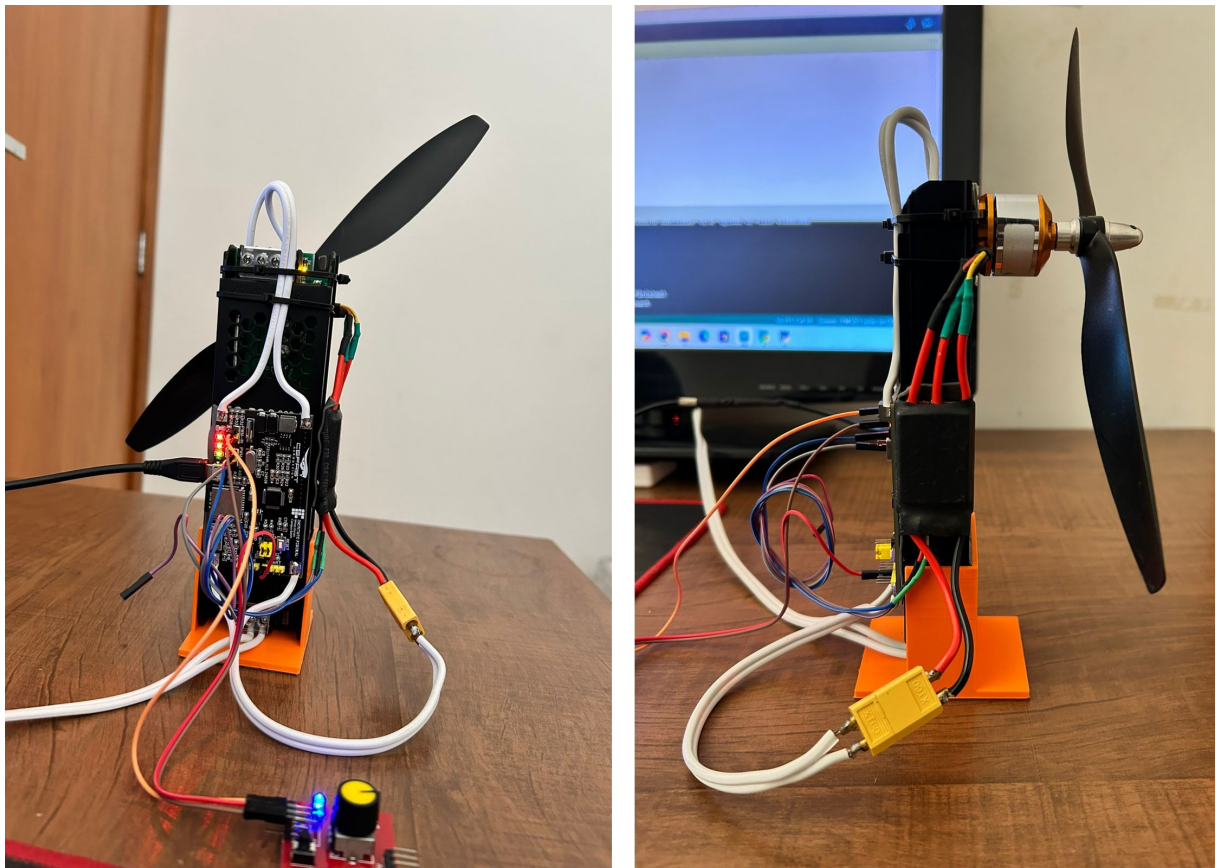
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com o motor de alto torque, o controlador apresentou desempenho consistente ao longo dos três ensaios realizados, conforme evidenciado na Tabela 12. Para o *setpoint* de 200 W, a potência máxima registrada foi de 204,42 W, resultando em erro absoluto de 4,42 W, equivalente a 2,21%. No segundo ensaio, com referência de 400 W, o sistema estabilizou em 406,88 W, reduzindo o erro percentual para 1,72%. Já no teste com *setpoint* de 600 W, a potência atingiu 612,97 W, ocasionando erro de 12,97 W, correspondente a 2,16%. Esses resultados evidenciam que, mesmo diante de maiores exigências de torque e demanda energética, o controlador manteve a potência próxima ao valor desejado, com desvios inferiores a 3% em todos os casos, demonstrando boa precisão, estabilidade e capacidade de acompanhamento da referência.

4.2.2 Resultados com motor de Baixo torque.

Os testes com o motor de baixo torque foram realizados utilizando um motor de 1000 KV, amplamente empregado em pequenos VANTs devido à sua alta rotação por Volt e baixo momento de torque. Os ensaios foram conduzidos com uma fonte chaveada de 12 V, capaz de fornecer até 30 A de corrente. A bancada de testes é demonstrado pela Figura 46.

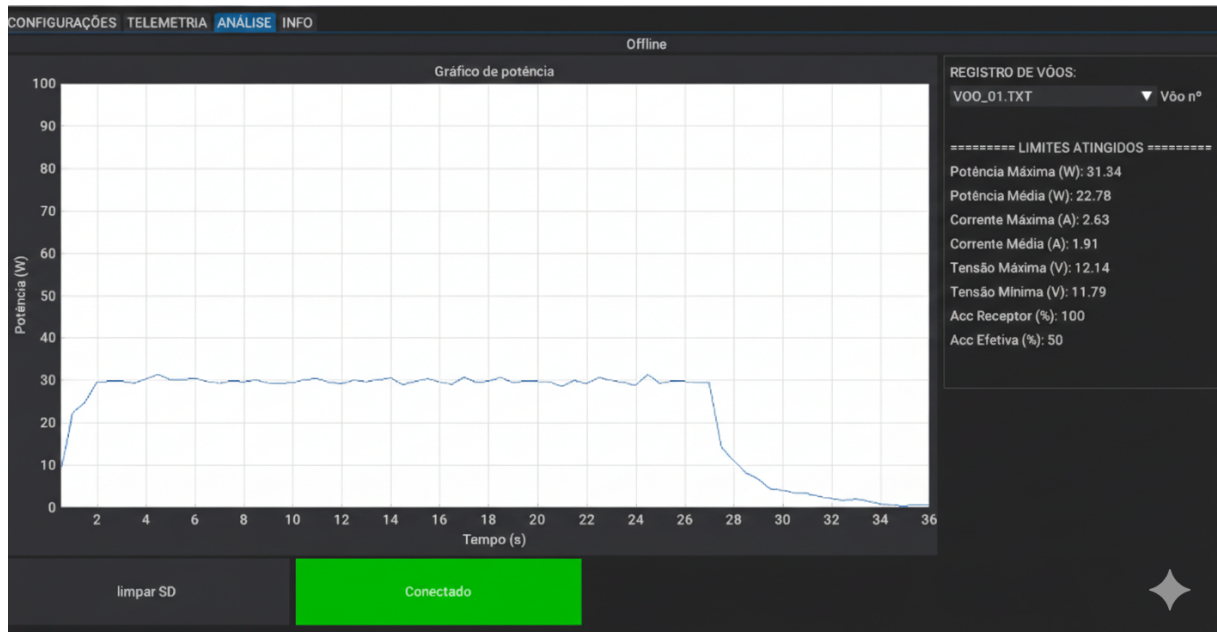
Figura 46 – Bancada de testes com motor de 1000 KV.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

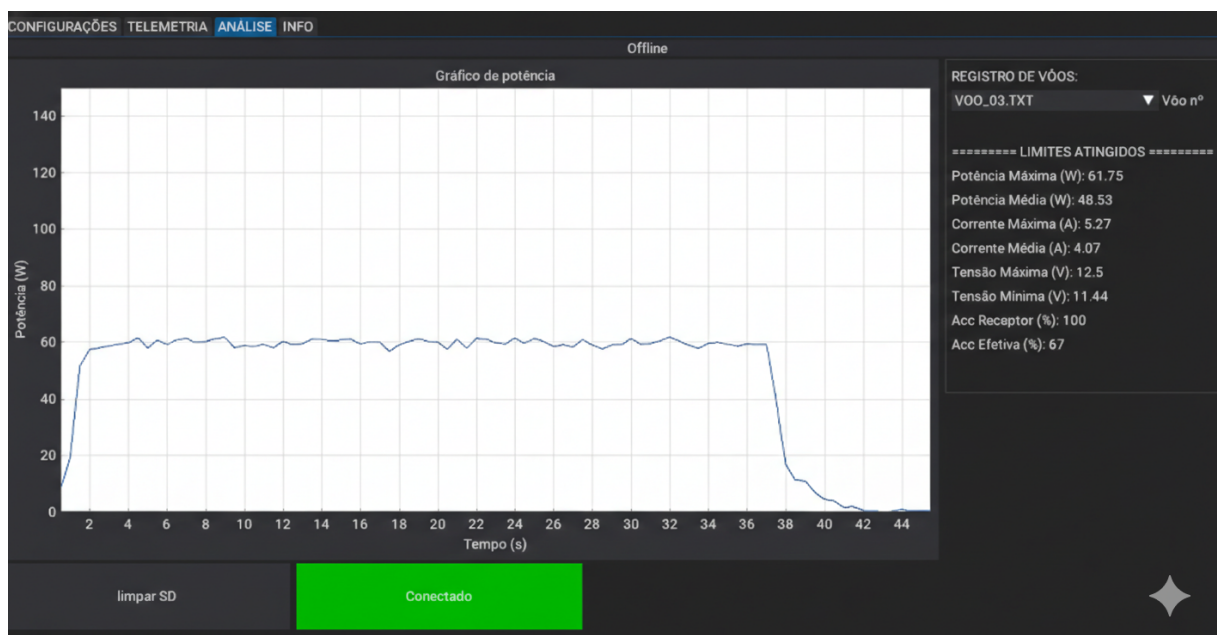
Os testes realizados com o motor de baixo torque utilizaram exatamente os mesmos valores de K_p , K_i e K_d adotados nos ensaios com o motor de alto torque, permitindo uma comparação direta do comportamento do controlador frente a diferentes características mecânicas do conjunto motor-hélice. As Figuras 47, 48 e 49 apresentam os resultados obtidos nesses ensaios, com *setpoints* definidos em 30 W, 60 W e 100 W, respectivamente.

Figura 47 – Resultado do teste com setpoint de 30 W.



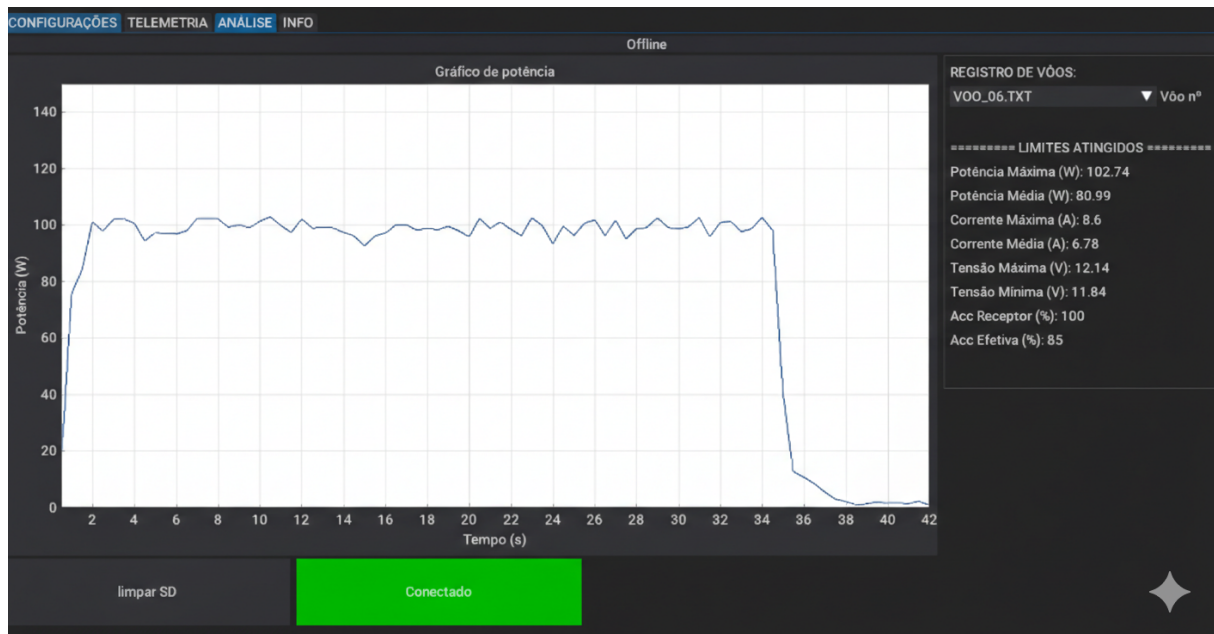
Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 48 – Resultado do teste com setpoint de 60 W.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 49 – Resultado do teste com setpoint de 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Tabela 13 – Resultados dos testes com motor de baixo torque.

Ensaio	Setpoint (W)	Potência Máxima (W)	Erro Absoluto (W)	Erro (%)
1	30	31.34	1.34	4.47%
2	60	61.75	1.75	2.92%
3	100	102.74	2.74	2.74%

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Os ensaios realizados com o motor de baixo torque demonstraram desempenho satisfatório do controlador proposto. Durante as etapas de testes, o sistema foi capaz de manter a potência próxima ao *setpoint* definido, ajustando o sinal de controle de forma estável e contínua. No primeiro ensaio, com *setpoint* de 30 W, a potência máxima registrada foi de 31,34 W, resultando em erro absoluto de 1,34 W, equivalente a 4,47%. Para o valor de referência de 60 W, o controlador estabilizou em 61,75 W, reduzindo o erro percentual para 2,92%. Já no terceiro teste, com *setpoint* de 100 W, obteve-se potência máxima de 102,74 W, correspondendo a um erro de 2,74%. Observou-se que as variações em torno do valor de referência permaneceram reduzidas, indicando baixo erro de acompanhamento e boa capacidade de compensação frente às oscilações naturais do conjunto motor–carga. Assim, os resultados confirmam a efetividade do controlador em regular a potência do sistema de propulsão, mantendo-a próxima ao valor estipulado e garantindo comportamento estável mesmo em níveis menores de demanda energética.

Nos ensaios realizados com o motor de maior torque e potência nominal, observou-se desempenho mais consistente do controlador. Esse comportamento pode ser atribuído, principalmente, à maior magnitude das grandezas elétricas envolvidas, como corrente e tensão, o que

resulta em sinais de medição com melhor relação sinal-ruído. Em motores de maior porte, as variações de potência produzem diferenças mais significativas nos sinais adquiridos pelos sensores, tornando o sistema menos suscetível a ruídos e quantização do conversor analógico-digital. Além disso, a maior inércia eletromecânica desses motores contribui para uma resposta mais suave do conjunto motor–carga, favorecendo a estabilidade do controle e a manutenção da potência próxima ao valor de referência ao longo dos ensaios.

4.2.3 Custos de desenvolvimento do projeto.

O desenvolvimento e a construção do controlador descritos neste trabalho envolveram a aquisição de diversos componentes. Embora apenas duas placas tenham sido montadas, os custos apresentados referem-se à produção de cinco placas, uma vez que alguns componentes e as próprias placas exigem a aquisição em quantidades superiores, em função de lotes mínimos de fornecimento. Ressalta-se que os custos podem ser reduzidos caso a produção seja realizada em maior escala. A Tabela 14 apresenta esses custos.

Tabela 14 – Custos estimados dos componentes do controlador.

Item	Quantidade	Custo (R\$)	Fornecedor
STM32F103CBT6	5	69,95	LCSC
Componentes da placa	1	107,80	LCSC
Placa de circuito impresso (PCB)	5	50,20	JLCPCB
Custo total	–	227,95	–

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi desenvolvido um controlador de potência configurável para sistemas de propulsão de aeromodelos, capaz de limitar e regular a potência elétrica entregue a motores brushless por meio do controle do sinal PWM aplicado ao ESC. O sistema integra medições de tensão e corrente, cálculo em tempo real da potência elétrica e atuação automática sobre o sinal acelerador. O *software* de parametrização e telemetria desenvolvido permitiu ao usuário a configuração dos parâmetros do controlador e o monitoramento das grandezas elétricas de forma intuitiva.

A validação experimental demonstrou que o controlador é capaz de manter a potência elétrica próxima ao valor de referência estabelecido durante os ensaios realizados. Os parâmetros adotados no controlador PID ($K_p = 1,5$, $K_i = 0,5$ e $K_d = 0,05$) apresentaram desempenho consistente nos seis *setpoints* avaliados. Para o motor de baixo torque, os testes nos *setpoints* de 30 W, 60 W e 100 W resultaram em erros percentuais de 4,47%, 2,92% e 2,74%, respectivamente. Já para o motor de alto torque, avaliado nos *setpoints* de 200 W, 400 W e 600 W, os erros percentuais permaneceram inferiores a 2,3%, com valores de 2,21%, 1,72% e 2,16%. Em ambos os casos, observou-se comportamento estável em regime permanente demonstrando capacidade de atuar sobre diferentes configurações eletromecânicas.

As leituras de telemetria, juntamente com os gráficos gerados pelo *software* de parametrização, comprovam a eficácia do sistema e fortalecem a validação do método proposto. A integração entre *hardware* dedicado, sensores de precisão, algoritmo PID e *software* de gerenciamento foi essencial para alcançar os objetivos propostos.

5.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade deste projeto, novas funções podem ser adicionadas ao *software* de parametrização, geração automática de relatórios de desempenho, análise comparativa entre diferentes ensaios e a inclusão de gráficos mais avançados que permitam visualizar tendências e identificar comportamentos críticos do motor e do ESC. A integração com plataformas externas, como *dashboards* online, aplicativos móveis ou sistemas de telemetria de terceiros, também representa uma evolução natural, permitindo que o controle e o monitoramento sejam realizados em tempo real com ainda mais praticidade.

Adicionalmente, a implementação de estratégias de controle mais avançadas, como controle adaptativo, bem como a otimização do *software* de parametrização e telemetria com recursos de registro de dados e análise pós-processamento, podem contribuir para a melhoria do desempenho e da robustez do sistema. Como extensão do *hardware* e do *firmware*, propõe-se a adição de múltiplos canais de controle, possibilitando a atuação simultânea sobre mais de um motor, o que ampliaria a aplicabilidade do controlador em configurações com múltiplos sistemas de propulsão.

Podem ser realizados ensaios adicionais para ampliar a validação do controlador em diferentes condições de operação. Entre eles, destacam-se testes com variação da tensão de alimentação, de modo a avaliar o comportamento do sistema ao longo do descarregamento da bateria, bem como ensaios com diferentes modelos de ESC e motores com características eletromecânicas distintas. Testes de longa duração também podem ser conduzidos para investigar a estabilidade do controlador e possíveis efeitos térmicos nos componentes eletrônicos.

REFERÊNCIAS

- ABBATE, C.; COLELLA, L.; FOLCO, R. D.; BUSATTO, G.; MARTANO, E.; PALAZZO, S.; SANSEVERINO, A.; VELARDI, F. An accurate switching current measurement based on resistive shunt applied to short circuit gan hemt characterization. **Applied Sciences**, v. 11, n. 19, p. 9138, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/app11199138>>. Citado na página 21.
- ALIAS, A. Overview of brushless d.c motor: Construction and application. **International Journal for Technological Research in Engineering**, v. 7, n. 8, April 2020. ISSN 2347-4718. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- ALLEGRO MICROSYSTEMS. **A8498 – Wide Input Voltage 3.0 A Step-Down Regulator**. Manchester, NH, USA, 2022. Document number MCO-0000859. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- AZEVEDO, R. d. M. **Control-board firmware: Firmware para controlador de potência configurável para aeromodelos**. 2026. Disponível em: <<https://github.com/RianMazevedo/Control-board-firmware/tree/main>>. Acesso em: jan. 2026. Citado na página 42.
- AZEVEDO, R. d. M. **FlightPower: Firmware e ferramentas para teste de controladores de potência**. 2026. Disponível em: <<https://github.com/RianMazevedo/flightpower>>. Acesso em: jan. 2026. Citado na página 45.
- D’SOUZA, A. V; RACHANA, R.; VAISHNAVI, L. G.; NESARA, V.; SAVYASACHI, G. K.; RAHUL, H. V. Electronic speed controllers: A review. **International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)**, p. 145–148, 2022. Citado na página 16.
- FLUKE CORPORATION. **Fluke 179 Multimeter User Manual**. Everett, WA, 2020. Acesso em: 19 out. 2026. Disponível em: <https://www.myflukestore.com/pdfs/cache/www.myflukestore.com/fluke/multimeter/179_efsp/manual/fluke_179_efsp_multimeter_manual.pdf>. Citado na página 48.
- GREEN, C. R. **Modeling and Test of the Efficiency of Electronic Speed Controllers for Brushless DC Motors**. Dissertação (Mestrado) — Faculty of California Polytechnic State University, 2015. Citado na página 18.
- HO, A. K. **Fundamentals of PID Control**. Fairfax, VA: PDH Online | PDH Center, 2020. PDHonline Course E331 (3 PDH). Disponível em: <<https://www.pdhonline.com>>. Acesso em: 25 out. 2025. Citado na página 26.
- HOLZMANN, G. J. **Design and Validation of Computer Protocols**. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1991. (Prentice Hall Software Series). Bell Laboratories, Lucent Technologies. Advisor: Brian W. Kernighan. ISBN 0-13-539925-4. Disponível em: <https://theswissbay.ch/pdf/Gentoomen%20Library/Networking/Design_and_Validation_of_Computer_Protocols_-_Gerard_Holzmann.pdf>. Citado na página 26.
- INSTRUMENTS, T. **An Engineer’s Guide to Current Sensing**. [S.l.], 2022. Acesso em: 19 out. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/eb/slyy154a/slyy154a.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- ISO 1745:1975. **Basic mode control procedures for data communication systems**. Geneva: [s.n.], 1975. Norma internacional que define os caracteres de controle STX e ETX para delimitação de mensagens. Disponível em: <<https://www.iso.org/standard/6429.html>>. Citado na página 26.

KAY, A.; WU, J. **Low-Side Current Shunt Op-Amp Circuit to Single-Ended ADC for Cost-Optimized Monitor**. Dallas, Texas, 2021. Data Converters. Document number: SBAA353A. Revised August 2021. Originally published June 2019. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 31.

KUO, B. C.; GOLNARAGHI, F. **Automatic Control Systems**. 9. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009. Citado na página 25.

LCSC ELECTRONICS. **Componentes eletrônicos – Catálogo online**. 2025. <<https://www.lcsc.com/>>. Acesso em: 26 out. 2025. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 34.

MALYSHEV, B. A.; TROSHIN, P. A.; ZANEGIN, S. Y.; SHISHOV, D. M. Research of electronic speed controllers designs and functional for unmanned aerial vehicles. **IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)**, 2024. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 17.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **24AA08/24LC08B – 8K I²C Serial EEPROM**. Chandler, Arizona, USA, 2011. Document number: DS21136W. Citado na página 32.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. California State Polytechnic University, Pomona. Tradução e revisão técnica de Jackson Paul Matsuura, Professor do Departamento de Sistemas e Controle do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA). Tradução da 6ª edição norte-americana. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

PETERSON, L. L.; DAVIE, B. S. **Computer Networks: A Systems Approach**. 6th. ed. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2022. Aborda conceitos de enquadramento de dados, incluindo o uso de caracteres STX e ETX em protocolos orientados por caracteres. ISBN 978-0128182000. Disponível em: <[https://unidel.edu.ng/focelibrary/books/114%20Computer%20networks%20a%20systems%20Approach%20by%20Larry%20L.%20Peterson,%20Bruce%20S.%20Davie%20\(z-lib.org\).pdf](https://unidel.edu.ng/focelibrary/books/114%20Computer%20networks%20a%20systems%20Approach%20by%20Larry%20L.%20Peterson,%20Bruce%20S.%20Davie%20(z-lib.org).pdf)>. Citado na página 26.

SAE BRASIL. **SAE Brasil AeroDesign**. 2022. <<https://saebrasil.org.br/programas-estudantis/aero-design-sae-brasil/>>. Acesso em: 22 nov. 2025. Citado na página 14.

SAE BRASIL. **27ª Competição SAE Brasil AeroDesign 2025: Classes Regular, Advanced e Micro – Regulamento da Competição**. 2025. Revisão 00. Elaborado pela Comissão Técnica da Competição. Acesso em: 22 fev. 2025. Disponível em: <<https://saebrasil.org.br/>>. Citado na página 14.

SHABANIAN, A.; TOUSIWAS, A. A. P.; POURMANDI, M.; KHORMALI, A.; ATAIEI, A. Optimization of brushless direct current motor design using an intelligent technique. **ISA Transactions**, Elsevier, v. 57, p. 311–321, July 2015. Citado na página 17.

SONG, S. Design of a low-current voltage dividers: a summer research final report. **Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of Michigan**, 2011. Citado na página 20.

STMICROELECTRONICS. **STM32F103 Reference Manual**. Geneva, Switzerland, 2021. RM0008, Rev. 30. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf>>. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 20 e 35.

STMICROELECTRONICS. **UM2448 – User Manual: STLINK-V3SET debugger/programmer for STM8 and STM32**. Geneva, Switzerland, 2025. Rev 9 – April 2025. Available at: <https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2448-stlinkv3set-debuggerprogrammer-for-stm8-and-stm32-stmicroelectronics.pdf>. Citado na página 29.

TOMAZ, J. S.; SILVA, V. V. R. e. Otimização da estratégia de controle via computação evolutiva. **Revista Ciências Exatas**, Universidade de Taubaté (UNITAU), Taubaté, v. 2, n. 1, 2008. Laboratório de Sistemas e Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del Rei. Citado na página 25.

WELLISH, I. **Understanding microSD and SD cards: speeds, markings and more**. 2024. Acesso em: 25 out. 2025. Disponível em: <<https://cdn-learn.adafruit.com/downloads/pdf/understanding-microsd-and-sd-cards-speeds-markings-and-more.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

ZHAO, L. Structural design of an electrically erasable eeprom memory cell. **World Journal of Engineering and Technology**, Scientific Research Publishing, v. 8, p. 179–187, 2020. ISSN 2331-4249. Citado na página 22.