

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CAMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA**

THAINE MARTINI

**SISTEMA DE CONTROLE DE UM CONJUNTO GERADOR PARA
UMA AERONAVE REMOTAMENTE PILOTADA**

FLORIANÓPOLIS, 2025.

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA
CATARINA – CAMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA**

THAINE MARTINI

**SISTEMA DE CONTROLE DE UM CONJUNTO GERADOR PARA
UMA AERONAVE REMOTAMENTE PILOTADA**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido
ao Instituto Federal de Educação, Ciência e
Tecnologia de Santa Catarina como parte
dos requisitos para obtenção do título de
Engenheiro em Eletrônica.

Orientador:

Prof. Flabio A. B. Batista, Dr.

Coorientador:

Prof. Leandro Medeiros Sebastião, Me.

FLORIANÓPOLIS, 2025.

FICHA DE IDENTIFICAÇÃO DA OBRA ELABORADA PELA AUTORA

Martini, Thaine
SISTEMA DE CONTROLE DE UM CONJUNTO GERADOR PARA UMA AERONAVE
REMOTAMENTE PILOTADA / Thaine Martini ; orientador, Flabio
Alberto Bardemaker Batista, coorientador, Leandro Medeiros
Sebastião, 2025.
66 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Instituto Federal
de Santa Catarina, Campus Florianópolis, Graduação em Engenharia
eletronica, Florianópolis, 2025.

Inclui referências.

1. Engenharia eletronica. 2. Sistema de controle. 3. RPA . 4.
Motor híbrido. 5. Drone. I. Alberto Bardemaker Batista, Flabio .
II. Medeiros Sebastião, Leandro. III. Instituto Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia eletronica. IV. Título.

SISTEMA DE CONTROLE DE UM CONJUNTO HÍBRIDO PARA UMA AERONAVE REMOTAMENTE PILOTADA

THAINE MARTINI

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título de Engenheira em eletrônica e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso Engenharia Eletrônica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 31 de julho, 2025.

Banca Examinadora:

Documento assinado digitalmente
 FLABIO ALBERTO BARDEMAKER BATISTA
Data: 29/08/2025 15:26:28-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Flabio A. B. Batista, Dr.



LEANDRO DE MEDEIROS
SEBASTIAO:05195787913
2025.08.29 15:16:26 -03'00'

Leandro Medeiros Sebastião, Me.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Documento assinado digitalmente
 DANIEL LOHMANN
Data: 29/08/2025 18:38:45-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Daniel Lohmann, Me.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Documento assinado digitalmente
 JULIO FELLER GOLIN
Data: 29/08/2025 16:04:25-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Júlio Feller Golin, Me.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Dedico este trabalho a minha família
e aos amigos que fiz na faculdade.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família, principalmente aos meus pais Francisco e Sueli, que me forneceram apoio e estrutura durante o curso. Em particular a minha irmã, Bruna, que me incentivou e me acompanhou durante parte do curso.

Agradeço aos meus orientadores, Flávio e Leandro, que me ajudaram a tornar esse trabalho real. Aos meus colegas que desprenderam tempo para me auxiliar com a mecânica do projeto, Jean Monteiro e ao professor Fontanella.

Agradeço aos meus amigos que fiz na faculdade, que tornaram essa trajetória mais agradável. Principalmente ao Eduardo, a Diana e a Giovanna, que estão comigo desde o início.

Ao Laboratório de drones, que completou a minha graduação e me fez viver momentos inesquecíveis. Obrigada aos meus amigos de laboratório Leonardo, Jean, João Pedro, Rafael e a Sofia. Aos professores que colaboram com o meu aprendizado Maikel, Leandro, Rafael e Gabriel.

E por último agradeço ao Instituto Federal de Santa Catarina e todos os professores do departamento acadêmico de eletrônica que de alguma forma contribuíram para minha formação.

“A teoria sem a prática de nada vale,
a prática sem a teoria se torna cega”
- V. L. Lênin

RESUMO

Este trabalho aborda o desenvolvimento e a validação experimental de um sistema de controle projetado para um conjunto híbrido. Este conjunto é composto por um motor de combustão interna e um motor sem escovas (BLDC), configurado para operar como gerador elétrico. Inicialmente, realizou-se uma revisão bibliográfica sobre sistemas de controle e as características operacionais de motores, fundamentando as bases teóricas do projeto. A metodologia exploratória e experimental guiou a concepção e a implementação do sistema. As simulações e os cálculos do controle foram conduzidos no MATLAB, enquanto a implementação prática foi realizada no microcontrolador Texas Instruments TMS320F280025C, utilizando o ambiente de desenvolvimento Code Composer Studio. Como parte do sistema, um hardware eletrônico condiciona o sinal para o microcontrolador. Os resultados obtidos demonstram a viabilidade e a eficácia do sistema de controle proposto para essa arquitetura híbrida.

Palavras-chave: Sistema de controle. RPA. Motor híbrido. Drone. Controlador PI.

ABSTRACT

This work describes the development and experimental validation of a control system for a hybrid unit. This architecture consists of an internal combustion engine and a brushless DC motor (BLDC), configured to operate as an electric generator. A literature review was initially conducted on PI control systems and the operational characteristics of motors, providing the theoretical foundation for the project. An exploratory and experimental methodology guided the design and implementation of the system. Control simulations and calculations were carried out using MATLAB, while the practical implementation was performed on the Texas Instruments TMS320F280025C microcontroller, using the Code Composer Studio development environment. The results obtained demonstrate the feasibility and effectiveness of the proposed control system.

Keywords: Control system, RPA, Hybrid motor, Drone, PI control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama Geral do Sistema	20
Figura 2 - Diagrama de Controle	21
Figura 3 - Esquema de propulsão	22
Figura 4 - Curva de descarga de uma célula LiPo	23
Figura 5 - Sistema de ignição.....	24
Figura 6 - Controle de aceleração	25
Figura 7 - Bancada do sistema híbrido.....	25
Figura 8 - Comparação do desempenho no domínio do tempo	27
Figura 9 - Resposta em Frequência de VCVS x MFB	28
Figura 10 - Arquitetura passa-baixa MFB.....	29
Figura 11 - Arquitetura passa-baixa Sallen-key.....	30
Figura 12 - Sistema de controle com realimentação	31
Figura 13 - Diagrama de blocos de um sistema de primeira ordem, quando $K=1$	33
Figura 14 - Curva exponencial de resposta ao degrau unitário	33
Figura 15 - Sistema de controle PI	35
Figura 16 - Servossistema do tipo 1	37
Figura 17 - Circuito de condicionamento da tensão	40
Figura 18 - Tensão no barramento sem filtro	42
Figura 19 - Filtro passa-baixa MFB Bessel	42
Figura 20 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,25\ \Omega$, desacelerando	43
Figura 21 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,25\ \Omega$, acelerando	43
Figura 22 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,43\ \Omega$, acelerando	44
Figura 23 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,43\ \Omega$, desacelerando	44
Figura 24 - Tensão no filtro MFB com carga de $1\ \Omega$, desacelerando	44

Figura 25 - Tensão no filtro MFB com carga de 1 Ω , acelerando	45
Figura 26 - Controlador atuando na planta G_1	48
Figura 27 - Controlador atuando na planta G_2	48
Figura 28 - Controlador atuando na planta G_3	49
Figura 29 - Controlador atuando na planta G_4	49
Figura 30 - Controlador atuando na planta G_5	50
Figura 31 - Controlador atuando na planta G_6	50
Figura 32 - Tensão V_{bus} na entrada do ADC	52
Figura 33 - Tensão V_{bus} na entrada do ADC do controlador.....	53
Figura 34 - Tensão V_{bus} na entrada do ADC	54
Figura 35 - Saída da planta com variação de carga aleatória	54
Figura 36 - Sinal do ADC e na saída do controlador	55
Figura 37 - saída da planta	56
Figura 38 - saída da planta mostrando o <i>wind up</i>	57
Figura 39 - Saída do controlador com anti-wind up e alteração aleatória da carga ..	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Descrição das portas do microcontrolador.....	33
Tabela 2 – Parâmetros da planta.....	38

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	15
1.2	Definição do Problema	16
1.3	Objetivo Geral.....	17
1.4	Objetivos Específicos	17
1.5	Estrutura do Trabalho.....	18
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	19
2.1	Descrição do sistema	19
2.2	Aeronaves Remotamente Pilotadas (RPA)	21
2.3	Motores híbridos e suas aplicações em RPAS.....	22
2.4	Conjunto de teste.....	23
2.5	Filtros	26
2.5.1	Filtro Bessel Múltiplas Realimentações.....	28
2.5.2	Filtro passa-baixa Sallen-key	29
2.6	Sistemas de controle	30
2.6.1	Modelagem do sistema	32
2.6.2	Controlador PI	34
2.6.3	Aproximação bilinear.....	36
2.6.4	Wind-up em Controladores PI.....	36
2.6.5	Controlador no espaço de estados	37
3	METODOLOGIA	39
3.1	Hardware.....	39
3.2	Software	41
3.3	Determinação do modelo matemático da planta.....	41
3.4	Projeto do controlador.....	47
4	APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS.....	52
4.1	Análise e discussão dos resultados	52
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	59
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	59
	REFERÊNCIAS	61

APÊNDICES	64
------------------------	-----------

1 INTRODUÇÃO

A autonomia limitada é um dos principais desafios enfrentados pelas aeronaves remotamente pilotadas (RPA), restringindo significativamente seu tempo de voo. Para superar essa barreira, uma solução tecnológica promissora reside na implementação de sistemas de propulsão híbridos em série. Essa configuração utiliza um motor a combustão interna para tracionar um gerador (composto por um motor BLDC), que, por sua vez, alimenta o barramento principal de potência da aeronave. Tal abordagem se justifica pela elevada densidade energética dos combustíveis líquidos, que se mostra superior à capacidade das baterias atualmente disponíveis, permitindo voos mais longos e eficientes.

No entanto, a integração desses sistemas híbridos em RPAs não é trivial. Ela exige o desenvolvimento de dispositivos eletrônicos de controle sofisticados, capazes de gerenciar e estabilizar a tensão elétrica gerada. É crucial que o barramento de potência opere dentro de limites rigorosos para garantir a segurança e a funcionalidade da aeronave. Conforme destacado por Ogata (2010), a importância do controle automático transcende diversas áreas da engenharia e ciência:

"O controle automático é essencial em qualquer campo da engenharia e da ciência. O controle automático é um componente importante e intrínseco em sistemas de veículos espaciais, sistemas robóticos, modernos sistemas de manufaturas e quaisquer operações industriais que envolvam o controle de temperatura, pressão, humidade, viscosidade, vazão etc. É desejável que a maioria dos engenheiros e cientistas esteja familiarizada com a teoria e a prática de controle automático." (p. 1)

Em conjuntos híbridos, a regulação da tensão do barramento é alcançada variando a borboleta do carburador do motor a combustão. Este é controlado mecanicamente por um servomotor, que varia sua posição de acordo com a demanda instantânea de potência elétrica da aeronave. Este trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema de controle para a regulação da tensão no barramento de potência, visando assegurar o funcionamento estável do conjunto híbrido em aplicações de RPA.

1.1 Justificativa

A crescente demanda por Aeronaves Remotamente Pilotadas (RPAs) em diversas aplicações, como filmagens cinematográficas, monitoramento urbano e pulverização agrícola, tem impulsionado avanços tecnológicos. Uma das principais limitações que impede a expansão de suas capacidades e aplicações é a autonomia de voo, diretamente atrelada à capacidade das baterias. Atualmente, mesmo as baterias de alta performance oferecidas por líderes de mercado, como as da DJI, atingem um tempo máximo de voo de aproximadamente 45 minutos (DJI, 2025). Embora essa duração seja suficiente para missões de curta e média duração, ela se mostra insuficiente para operações que exigem o monitoramento de extensas áreas remotas ou de difícil acesso, onde a necessidade de recargas frequentes ou de transporte de múltiplas baterias compromete a viabilidade logística.

Diante desse cenário, a integração de sistemas de propulsão híbridos surge como uma solução para estender a autonomia das RPAs. Conforme reportado pela imprensa NSC (Bastos, 2024), um drone híbrido desenvolvido pelo IFSC já demonstrou capacidade de voo de até duas horas. Tal aumento de autonomia é crucial, permitindo que a aeronave, a uma velocidade média de 7 m/s, alcance distâncias superiores a 10 km, com tempo hábil para o retorno ao ponto de partida, sempre considerando a capacidade do sistema de comunicação da aeronave. A implementação dessa tecnologia abre novas possibilidades para aplicações críticas, como o transporte de ferramentas para locais isolados, inspeções em infraestruturas de difícil acesso e o monitoramento contínuo de áreas de preservação ambiental, onde a persistência no ar é fundamental.

No entanto, a utilização de um conjunto propulsor híbrido que utiliza um motor BLDC como gerador apresenta um desafio técnico inerente: a tensão fornecida ao barramento de potência é inversamente proporcional à carga demandada. Ou seja, quanto maior a demanda de corrente pelo sistema (carga), menor tende ser a tensão de saída do gerador. Para que os subsistemas da aeronave funcionem corretamente, é necessário que a tensão no barramento principal seja mantida em um valor constante de 48 V. Isso requer que o motor a combustão, que aciona o gerador BLDC, seja capaz de ajustar sua rotação e, consequentemente, a energia fornecida, de forma dinâmica e precisa conforme as variações da carga. A ausência de um controle sobre

essa relação inviabilizaria a operação do sistema. Portanto, o desenvolvimento de um sistema de controle para a regulação dessa tensão é crucial para garantir a estabilidade operacional e o pleno aproveitamento das vantagens oferecidas pelos sistemas híbridos em RPAs.

1.2 Definição do Problema

Para assegurar o funcionamento de um conjunto propulsor híbrido embarcado em Aeronaves Remotamente Pilotadas (RPAs), torna-se imperativa a implementação de um sistema de controle de tensão. A principal exigência é manter uma tensão constante em 48 V no barramento de potência que alimenta os subsistemas do drone, através do controle do motor a combustão. Qualquer desvio significativo dessa tensão exige uma ação corretiva imediata sobre o motor a combustão interna (MCI), que deve ser acelerado ou desacelerado dinamicamente para ajustar a geração de energia.

O componente crítico que dita a demanda de energia no barramento é o motor de propulsão elétrico do drone, que opera em uma faixa nominal de 48 V. Para a partida do MCI, são empregadas duas baterias de seis células (6S) conectadas em série que também emprega uma alimentação redundante para a aeronave. A proteção dessas baterias contra sobretensão é crucial, estabelecendo um limite superior de 50 V para a tensão do barramento. Ultrapassar esse limite pode comprometer a vida útil e a segurança das baterias e de outros componentes eletrônicos sensíveis.

A aceleração do motor a combustão é controlada por um servomotor MG995, que traduz o comando do sistema de controle em um posicionamento físico da válvula da borboleta. Embora a faixa ideal da largura de pulso para esse servo varie de 0,5 ms a 2 ms em uma frequência de 50 Hz, as limitações físicas impostas pela integração ao conjunto do drone restringiram sua operação a uma faixa mais estreita, de aproximadamente 1,6 ms a 2 ms.

Deve ser levado em conta o ambiente de operação do drone, pois, por estar no ar, qualquer instabilidade pode prejudicar gravemente a aeronave. O sistema de controle de tensão não pode simplesmente reagir de forma abrupta; ele deve ser devidamente amortecido para evitar oscilações bruscas e indesejadas na tensão de saída. Tais oscilações poderiam não apenas comprometer a integridade dos

equipamentos eletrônicos, mas também, e mais criticamente, desestabilizar o voo da aeronave, pondo em risco a segurança da missão e do próprio equipamento. Portanto, o projeto do controlador deve equilibrar a velocidade de resposta com a suavidade necessária para garantir a estabilidade dinâmica do sistema híbrido e, conseqüentemente, do drone em voo.

1.3 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema de controle para um conjunto gerador de energia, composto por um motor de combustão interna e um motor sem escovas (BLDC) atuando como gerador, capaz de manter a tensão do barramento constante para a alimentação contínua de um drone.

1.4 Objetivos Específicos

Para a realização do trabalho, são apresentados os seguintes objetivos específicos:

- a) Realizar uma revisão bibliográfica sobre sistemas de controle PI.
- b) Desenvolver e implementar a eletrônica de condicionamento de sinal necessária para a interface entre o gerador elétrico (BLDC) e o barramento de potência.
- c) Identificar a planta do sistema híbrido, estabelecendo a modelagem matemática e os parâmetros essenciais para o projeto do controlador.
- d) Projetar, otimizar e simular o sistema de controle, utilizando ferramentas computacionais como o MATLAB, para validação preliminar de seu desempenho em diferentes cenários de carga.
- e) Implementar o algoritmo do sistema de controle no microcontrolador Texas Instruments TMS320F280025C.
- f) Validar em bancada o desempenho do sistema de controle desenvolvido, avaliando sua capacidade de manter a tensão estável sob variações de carga.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em cinco capítulos, que guiam o leitor desde a contextualização do problema até as conclusões e sugestões para pesquisas futuras.

O capítulo 1, introdução, apresenta o contexto do trabalho, a problemática da autonomia dos RPAs, justifica a escolha do sistema híbrido e define o problema a ser abordado. Esclarece os objetivos gerais e específicos do estudo.

O Capítulo 2 estabelece a base conceitual do projeto, introduzindo teoricamente a classificação e as características de aeronaves, o comportamento do sistema a ser estudado e os fundamentos de sistemas de controle, com foco no controlador PI (Proporcional-Integral) e em outras técnicas que auxiliaram na composição deste trabalho.

A metodologia informa ao leitor como foi implementado o trabalho. Detalhando os sistemas de hardware e software utilizados, o processo de aquisição de modelagem da planta e a implementação do controlador.

O quarto capítulo se dedica a análise dos dados obtidos. Serão apresentados os resultados da implementação do controlador em bancada, aplicando uma discussão sobre o tema.

Por fim o quinto capítulo apresenta as conclusões do trabalho, avaliando o cumprimento do objetivo e expõe os desafios percorridos ao longo do trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo embasa o desenvolvimento do trabalho, discorre sobre as classificações de aeronaves, se aprofunda nas características de motores de combustão interna e motores BLDC operando como gerador, aborda os conceitos de sistema de controle PI fornecendo as ferramentas necessárias para a solução da problemática apresentada.

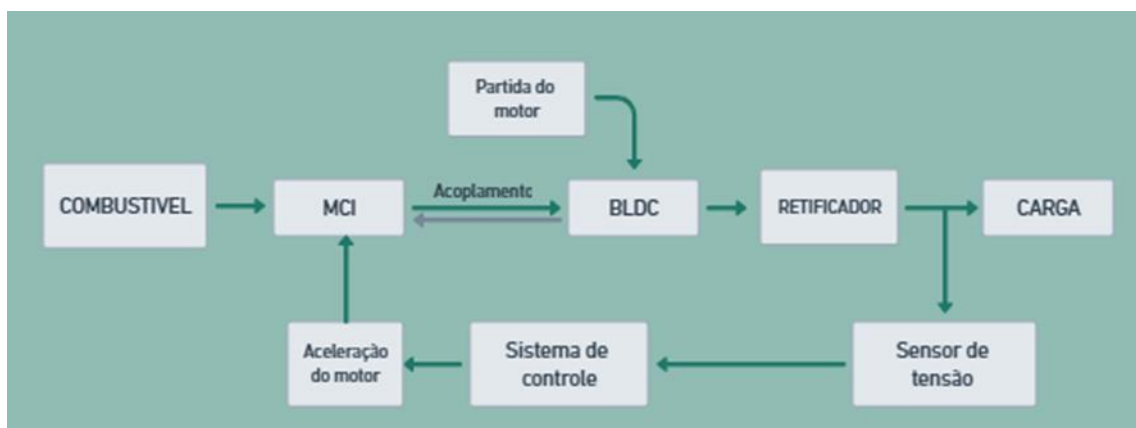
2.1 Descrição do sistema

Para o desenvolvimento do sistema de controle, foram definidos alguns requisitos iniciais que orientaram a implementação. Entre os requisitos funcionais, destacam-se: a utilização de um servomotor para controlar mecanicamente a borboleta do carburador do motor a combustão, utilizar a placa LaunchXL-F280025C como plataforma de controle, a geração de sinais de modulação por largura de pulso (PWM) para controlar o servomotor, a aquisição de sinais de realimentação por meio de entradas analógicas e a aplicação de estratégias de controle, visando garantir a operação adequada do sistema. Já entre os requisitos não funcionais, estabeleceu-se que o erro em regime permanente deve permanecer inferior a 5%, e que a implementação deve prezar pela estabilidade em toda a faixa de operação. Além disso, buscou-se manter o baixo custo do protótipo, utilizando de componentes encontrados com facilidade no laboratório de drones do IFSC.

A figura 1 representa o diagrama de blocos geral do sistema, que mostra um motor a combustão interna e a representação da fonte de energia, que consiste no combustível (para o tipo de máquina utilizado, gasolina com óleo dois tempos), esse motor é acionado por um motor BLDC que, após a partida da máquina térmica, se torna o gerador responsável pela energia elétrica que alimenta o sistema. O BLDC gera um sinal senoidal, que é submetido a um retificador e posteriormente é conduzido até a carga. No barramento do sistema é medida a tensão elétrica, que precisa se manter em torno de 48 a 50 V. Porém quando há variação de carga, a tensão tende a variar, para que isso não aconteça é preciso acelerar o MCI. Essa compensação é

feita por um sistema de controle que recebe o sinal da tensão e controla a aceleração do MCI.

Figura 1 - Diagrama Geral do Sistema

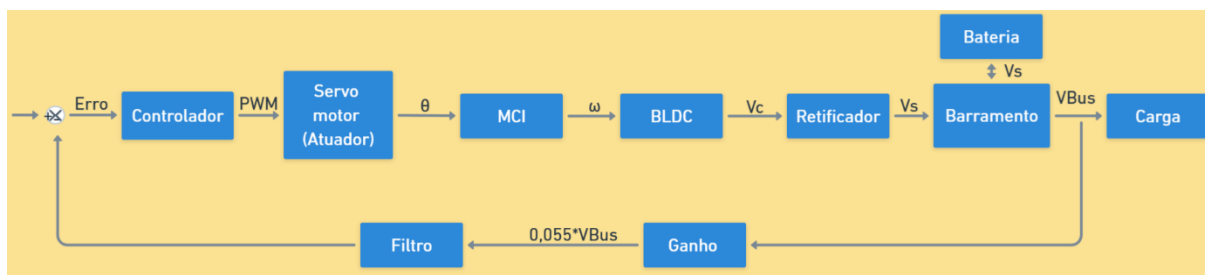


Fonte: Elaboração própria (2024)

Um diagrama mais detalhado do sistema é apresentado no Apêndice A, onde se destacam duas subseções principais: o sistema de partida e o de instrumentação. O sistema de partida utiliza um ESC (Electronic Speed Controller) para acionar o BLDC e, conseqüentemente, dar a partida no MCI. Já o sistema de instrumentação é responsável por monitorar e condicionar a tensão no barramento, que é necessária para o sistema de controle implementado.

O sistema de controle é descrito na Figura 2, com a representação do controlador, o servomotor como atuador que controla a velocidade do MCI. Como realimentação é monitorada a tensão do barramento CC, medida no final do processo.

Figura 2 - Diagrama de Controle



Fonte: elaboração própria (2024)

2.2 Aeronaves Remotamente Pilotadas (RPA)

No meio aeronáutico, diversas terminologias são empregadas para referenciar o que popularmente é conhecido como drone. Os acrônimos mais comuns incluem VANT (Veículo Aéreo Não Tripulado), UAV (*Unmanned Aerial Vehicle*) e RPA (*Remotely Piloted Aircraft*). A Agência Nacional de Aviação Civil (ANAC) define VANT como toda aeronave projetada para voar sem piloto a bordo e que não se destina a fins recreativos. A sigla UAV, por sua vez, é definida pela Organização da Aviação Civil Internacional (ICAO) como uma aeronave completamente pilotada remotamente ou completamente autônoma. Para o presente trabalho, a nomenclatura adotada é RPA (*Remotely Piloted Aircraft*), que, segundo a ANAC, constitui uma subcategoria de VANT, caracterizada pela pilotagem do veículo a partir de uma estação de controle remota.

A ANAC categoriza essas aeronaves em classes distintas, baseadas no Peso Máximo de Decolagem (PMD):

Classe 3: RPAs com PMD entre 250 gramas e 25 quilogramas.

Classe 2: RPAs com PMD entre 25 quilogramas e 150 quilogramas.

Classe 1: RPAs com PMD superior a 150 quilogramas.

É importante notar que RPAs com menos de 250 gramas, embora pertencentes à Classe 3, estão sujeitos a requisitos regulatórios simplificados. Para aplicações agrícolas, a legislação apresenta particularidades: as aeronaves, sem limite de peso estabelecido, devem operar sob as condições de Linha de Visada Visual (VLOS - Visual Line of Sight) ou Linha de Visada Visual Estendida (EVLOS - Extended

Visual Line of Sight), que exigem que o piloto mantenha contato visual direto com a aeronave, mesmo com o auxílio de observadores. Além disso, a altura de voo não deve exceder 400 pés acima do nível do solo.

Existe diversidade de estilos e configurações de RPAs, com variações que incluem aeronaves de asa fixa, com diferentes configurações de rotores e até projetos híbridos, tornando difícil a definição de um padrão único. A aeronave que serve de base para este trabalho possui seis rotores, com configuração em formato 'X'. Essa aeronave é projetada para operar em cenários BVLOS (Beyond Visual Line of Sight), o que significa que sua pilotagem pode ocorrer fora do campo de visão direto do operador.

2.3 Motores híbridos e suas aplicações em RPAS

Em um sistema de propulsão híbrido, duas ou mais fontes de energia são embarcadas para fornecer potência à aeronave. No contexto deste trabalho, o foco recai sobre a combinação de combustível (para um motor de combustão interna) e baterias. O sistema empregado é de configuração em série, onde o motor de combustão interna (MCI) aciona um gerador elétrico (motor BLDC). A energia elétrica gerada alimenta os motores de propulsão da aeronave e, simultaneamente, recarrega o banco de baterias, ou a bateria pode suprir o barramento de potência em caso de demanda elevada. Tal arquitetura é particularmente vantajosa para multirotores, e sua representação esquemática é ilustrada na Figura 3.



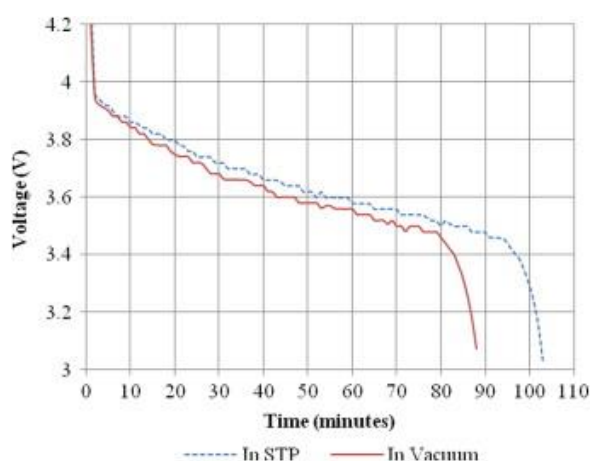
Fonte: Elaboração própria (2025)

A presença do banco de baterias neste arranjo confere uma redundância operacional crucial para a aeronave. Dessa forma, a bateria pode atuar como um

sistema de suporte, fornecendo energia para um pouso de emergência seguro caso o motor a combustão apresente alguma falha inesperada. O sistema utiliza duas baterias de polímero de lítio (LiPo) de 6S (seis células em série) cada, conectadas em série para formar um conjunto de 12S. Para uma bateria LiPo de 12S, o estado de carga (SoC) de 100% corresponde a aproximadamente 50,4 V (4,2 V por célula).

A Figura 4 ilustra a curva de descarga típica de uma célula de bateria LiPo, evidenciando sua natureza não linear. Observa-se que em 4 V por célula, ponto que o sistema de controle deve se manter constante para que obtenha 48 V totais, está próxima da tensão de carga máxima. Essa estratégia de manter a tensão próxima ao pico de carga das baterias garante que elas permaneçam substancialmente carregadas, permitindo uma resposta a variações de demanda de potência.

Figura 4 - Curva de descarga de uma célula LiPo



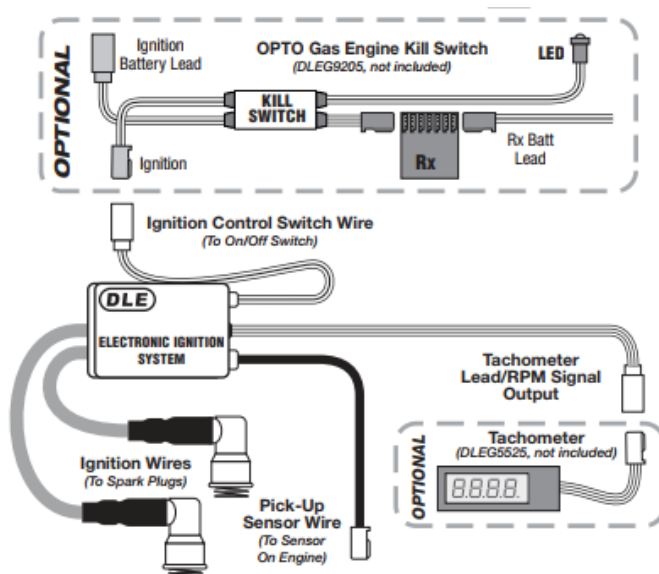
Fonte: NAVARATHINAM; LEE; CHESSER (2011, p. 1757).

2.4 Conjunto de teste

O presente trabalho utilizou o motor a combustão interna DLE35, acoplado mecanicamente ao motor sem escovas, que atua como gerador. A potência máxima entregue por esse conjunto, operando no ponto de 6000 RPM (rotações por minuto), que corresponde à rotação máxima do MCI, conforme sua folha de dados, é de aproximadamente 2500 Watts.

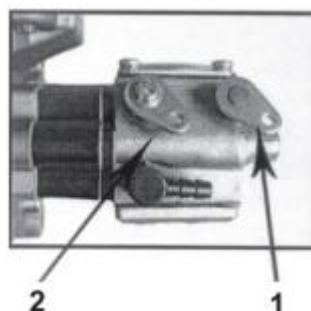
Para a ignição do sistema, é utilizada uma bateria de 3 células (aproximadamente 12 V), um controlador eletrônico de velocidade (ESC) que alimenta com 5 V um receptor de rádio controle, o qual estabelece a comunicação entre o usuário e o kill switch responsável por acionar o sistema. O sistema de ligação da ignição utilizado no sistema é apresentado na figura 5.

Figura 5 - Sistema de ignição



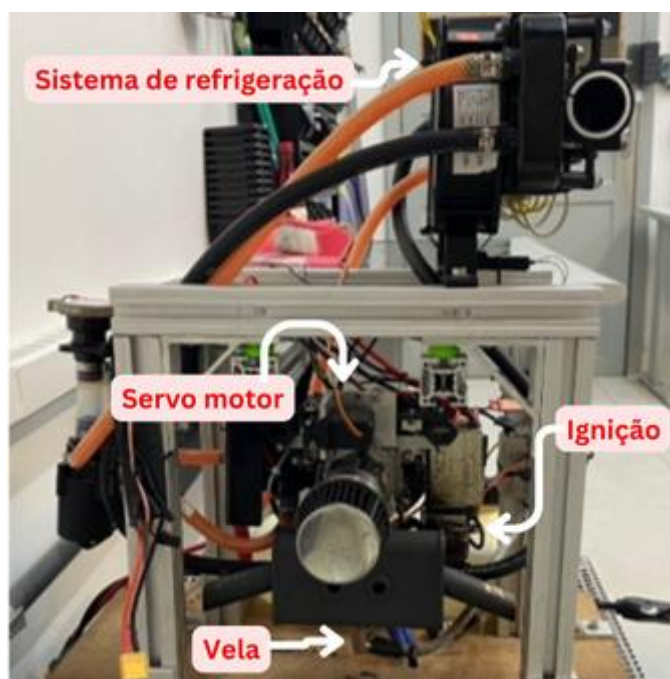
Fonte: folha de dados DLE60

O motor de combustão funciona com carburador e, por isso, para controlar a rotação é acoplado um servomotor MG 995 na alavanca indicado com o número 2 na figura 6. O servo faz o controle da borboleta do carburador, ajustando a quantidade de ar que o que entra no motor, quanto mais ar, mais combustível e maior vai ser a velocidade do motor. Esse sistema não funciona com a rotação completa do servo, pois possui limitações físicas na estrutura, operando em limites de 1,6 ms a 2 ms.

Figura 6 - Controle de aceleração

Fonte: folha de dados DLE35RA

Para a caracterização e estudo do conjunto, uma bancada de testes foi desenvolvida e fabricada no laboratório de drones do IFSC. A construção dessa bancada foi realizada pelos então bolsistas Jean Monteiro e Arthur Loss. Este equipamento tem sido fundamental para a condução de diversos experimentos em projetos do laboratório, incluindo os testes que compõem este trabalho de conclusão de curso. A bancada em questão está ilustrada na figura 7.

Figura 7 - Bancada do sistema híbrido

Fonte: Elaboração própria (2025)

O conjunto completo de testes é composto pela bancada da figura 7, um osciloscópio, uma placa de condicionamento de sinal junto com um microcontrolador (TMS280025C), uma multímetro para monitorar a tensão instantânea e uma carga resistiva. A carga resistiva possui um sistema com disjuntores para associar em paralelo os resistores, sendo possível aumentar ou diminuir a carga conforme a necessidade. Ela também dispõe de ventilação forçada e um circuito de monitoramento de tensão e corrente, por isso ela é alimentada na rede e acaba transferindo ruído para o sistema.

2.5 Filtros

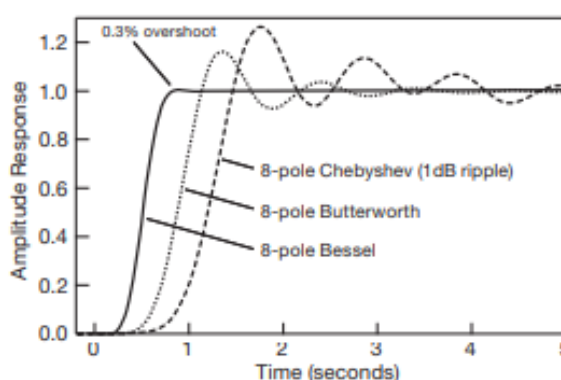
Durante a aquisição dos sinais de realimentação do sistema, observou-se a presença significativa de ruído, o que comprometeu a qualidade da medição. Esse efeito pôde ser identificado pela elevada variabilidade do sinal em torno do valor médio esperado, resultando em uma relação sinal-ruído (SNR) reduzida. Em outras palavras, a amplitude do ruído se mostrou suficientemente próxima da amplitude do sinal útil, dificultando a extração de informações confiáveis para o controle. A consequência prática foi a necessidade de considerar estratégias de filtragem, de modo a aumentar a razão sinal-ruído e, conseqüentemente, melhorar a robustez da modelagem do sistema.

A seleção dos filtros no sistema foi realizada considerando a disponibilidade de componentes no laboratório de drones do IFSC e a complexidade de implementação. No contexto deste trabalho, a análise se concentra exclusivamente em filtros passa-baixa. Essa escolha é justificada pela necessidade de atenuar ruídos de alta frequência presentes nos sinais de medição do conjunto gerador e da carga resistiva. O sinal a ser avaliado no sistema de controle é extremamente ruidoso e sua oscilação acaba desaparecendo em meio ao ruído, dificultando a análise sem um circuito que atenuar os sinais indesejados.

Conforme Horowitz e Hill (2015), um filtro com resposta de amplitude plana ainda pode apresentar uma fase não linear, resultando em atrasos de tempo desiguais para

diferentes componentes de frequência dentro da banda passante. Isso compromete diretamente a integridade temporal do sinal analisado. Os filtros do tipo Bessel apresentam uma relação aproximadamente linear entre fase e frequência, o que equivale a um atraso de grupo constante e à preservação da forma de onda original, sem distorções. Embora apresentem uma transição mais gradual entre a banda passante e a banda de atenuação, essa limitação é aceitável, pois o foco está na fidelidade temporal e não na rejeição agressiva de frequência. A figura 8 compara os três tipos filtros mais comuns e demonstra como o tipo Bessel é superior quando o desempenho no domínio do tempo é importante.

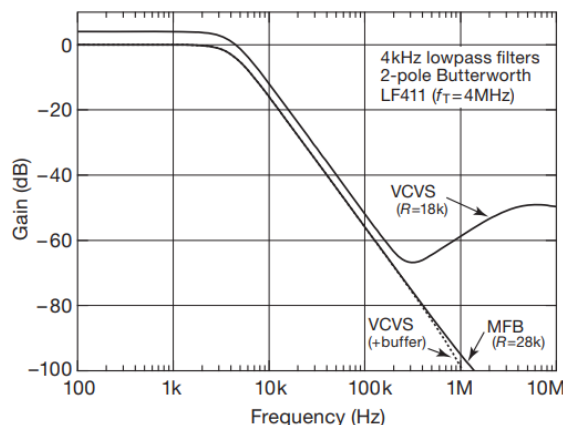
Figura 8 - Comparação do desempenho no domínio do tempo



Fonte: HOROWITZ; HILL (2015, p. 405).

Na topologia do filtro foi comparado dois tipos mais simples de filtro ativo, o Múltiplas Realimentações (MFB) e o *Sallen-and-Key* (VCVS). Segundo Horowitz e Hill (2015) na topologia *Sallen-and-Key* e em altas frequências o filtro pode sofrer uma degradação, pois o aumento da impedância de saída do amplificador operacional permite que o sinal de entrada se acople à saída através do primeiro capacitor do filtro. Esse efeito é demonstrado na figura 9.

Figura 9 - Resposta em Frequência de VCVS x MFB



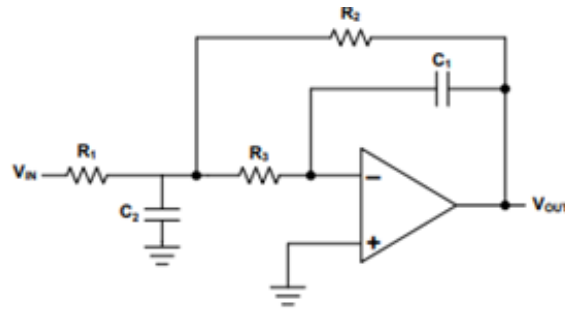
Fonte: HOROWITZ; HILL (2015, p. 414).

Embora filtros digitais sejam uma ferramenta amplamente utilizada para a mitigação de ruídos em sistemas de controle, sua aplicação não foi considerada neste trabalho. Filtros digitais, como os do tipo passa-baixa, médias móveis ou mesmo filtros projetados em função da resposta em frequência desejada, permitem atenuar componentes de alta frequência indesejados do sinal, melhorando a relação sinal-ruído e garantindo medições mais consistentes. Embora o microcontrolador utilizado tenha capacidade de exercer esse tipo de tarefa, optou-se por não incluir a etapa de filtragem digital, priorizando soluções de condicionamento analógico e análise direta dos sinais adquiridos, como o foco principal deste trabalho foi a implementação e análise do controlador.

2.5.1 Filtro Bessel Múltiplas Realimentações

A topologia de filtro passa-baixa ativo de Múltiplas Realimentações (MFB) é apresentada na Figura 10. Sua frequência de corte (f_c) pode ser calculada conforme a Equação 1. Nessa topologia é importante ressaltar que a alimentação do amplificador operacional precisa ser simétrica e que seu ganho será negativo.

Figura 10 - Arquitetura passa-baixa MFB



Fonte: KARKI (2023, p. 9).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (1)$$

Para o filtro assumir que é do tipo Bessel, necessariamente ele precisa de um fator de qualidade (Q) igual a 0,5773. A equação que permite o cálculo desse fator para a arquitetura de Múltiplas Realimentações (MFB) é apresentada na Equação 2. O ganho do sistema é dado pela equação 3.

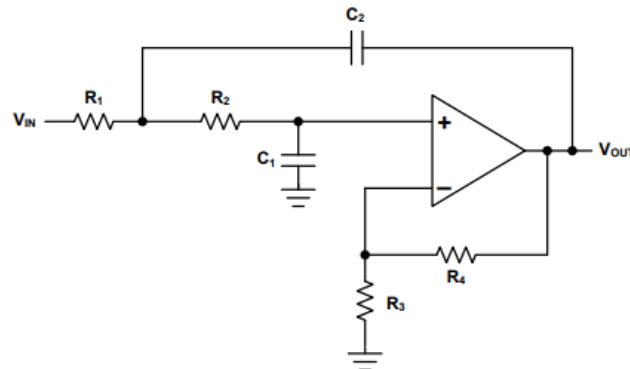
$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_1 R_3 + C_1 R_2 + C_1 R_3 (-K)} \quad (2)$$

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

2.5.2 Filtro passa-baixa Sallen-key

O filtro passa-baixa Sallen-Key possui a arquitetura apresentada na figura 11. Se diferencia do MFB pelo fato de possuir apenas uma realimentação sendo mais simples de ser implementado e possui uma alimentação simples.

Figura 11 - Arquitetura passa-baixa Sallen-key



Fonte: KARKI (2023, p. 8).

A equação da frequência de corte e o coeficiente Q se assemelham com as equações do MFB e podem ser descritas conforme as equações de número 4 e 5, respectivamente. O ganho deste filtro pode ser descrito como a equação 6.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2 (1-K)} \quad (5)$$

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \quad (6)$$

2.6 Sistemas de controle

Segundo Ogata, 1998, os sistemas de controle são responsáveis por melhorar sistemas dinâmicos, melhoria na produtividade, aliviar trabalhos enfadonhos e repetitivos de rotina e entre outros, se tornando um processo de extrema importância para a indústria atual. Para que seja possível discutir os conceitos de controle, alguns termos foram definidos por Ogata, 1998, sendo eles:

- Variável controlada e variável manipulada: a variável controlada é a grandeza ou a condição que é medida e controlada. A variável manipulada é a grandeza ou condição ajustada pelo controlador com o objetivo de influenciar o valor

da variável controlada, com objetivo de corrigir ou limitar o valor medido em relação ao valor desejado.

- Sistemas a controlar (planta): Qualquer objeto físico ou um conjunto de itens que se deseja controlar.

- Processos: Toda a operação a ser controlada

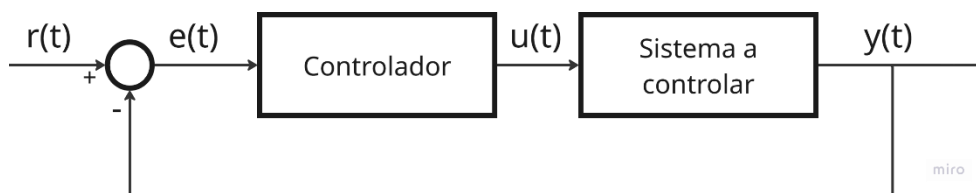
- Sistemas: A combinação de componentes que atuam em conjunto e realizam um certo objetivo.

- Distúrbios ou perturbação: Um sinal que afeta a variável de saída de um sistema.

- Controle com realimentação ou malha fechada: Uma operação que utiliza de distúrbios para diminuir a diferença entre o sinal de saída e o sinal de referência.

Um sistema de controle pode se apresentar em malha aberta ou fechada, ou seja, sem ou com realimentação. Um sistema de malha aberta não deve satisfazer plenamente os requisitos de desempenho do sistema, Golnaraghi e Kuo, 2012, trazem como comparativo um sistema de marcha lenta de um carro, enquanto em malha aberta não é possível prever quando um torque de carga é aplicado, fazendo com que a velocidade diminua, a malha fechada recebe o sinal da velocidade e regula a borboleta para manter uma velocidade constante. O sistema de malha fechada é demonstrado na figura 12.

Figura 12 - Sistema de controle com realimentação



Fonte: Elaboração própria (2025)

No projeto de controladores, é prática comum optar pelo controlador mais simples capaz de atender às especificações do sistema. Para o presente trabalho, foram adotados dois tipos de controle: um controlador PI, escolhido por sua facilidade de implementação e eficiência em eliminar o erro em regime permanente, e um

controlador baseado em alocação de pólos para o servossistema, que permite especificar a resposta dinâmica desejada, garantindo controle da posição do motor. A combinação dessas estratégias possibilita avaliar diferentes abordagens de controle, comparando desempenho, estabilidade e comportamento dos sistemas frente às variações do sinal.

2.6.1 Modelagem do sistema

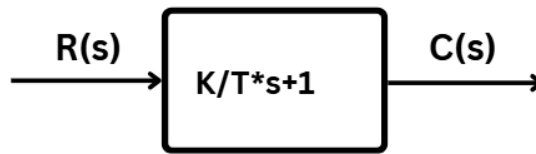
Por se tratar de um sistema de natureza complexa, cuja descrição interna matemática seria de difícil determinação, optou-se por adotar uma abordagem de modelagem baseada nos sinais de entrada e saída. Conforme descrito por Lathi (2007), essa estratégia permite tratar o sistema como uma “caixa-preta”, na qual apenas sinais observáveis podem ser utilizados, tornando possível representar o comportamento do sistema a partir da descrição entrada-saída. A aplicação desse método experimental possibilitou a obtenção de uma função de transferência representativa da planta, fornecendo subsídios para o projeto de ajuste do controlador, sem a necessidade de conhecer detalhadamente as equações internas do motor de combustão ou do servomecanismo empregado.

O sistema considerado neste trabalho apresenta comportamento característico de uma planta de primeira ordem, ou seja, sua resposta dinâmica pode ser descrita por uma função de transferência de primeira ordem, com um único pólo dominante. Essa simplificação permite projetar controladores de forma mais direta, utilizando parâmetros como ganho e constante de tempo para ajustar o desempenho desejado em termos de velocidade de resposta e erro em regime permanente. Um sistema de primeira ordem é representado pela relação de entrada e saída dada na equação 7.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{Ts+1} \quad (7)$$

O diagrama de blocos correspondente a um sistema de primeira ordem, considerando $K=1$, é apresentado na Figura 13.

Figura 13 - Diagrama de blocos de um sistema de primeira ordem, quando $K=1$



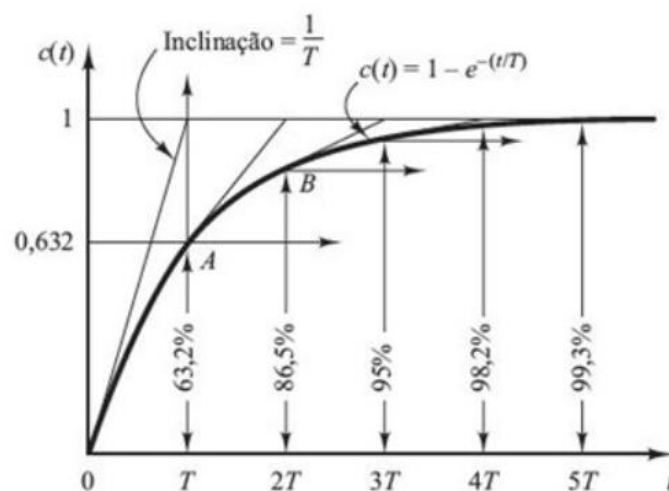
Fonte: Elaboração própria (2025)

Para se obter o modelo matemático de uma planta, pode-se aplicar um sinal de entrada, seja de impulso, rampa ou degrau e analisar a resposta de saída. O ganho do sistema é obtido com a variação da entrada pela variação da saída do sistema, demonstrado pela equação 8.

$$K = \frac{\Delta c}{\Delta r} \quad (8)$$

Ogata (2010), avalia o T da função de transferência de primeira ordem como o tempo da exponencial, onde em uma resposta ao degrau unitário o T é igual ao tempo em 0,632 da amplitude, isso é representado na figura 14.

Figura 14 - Curva exponencial de resposta ao degrau unitário



Fonte: OGATA (2010, p. 148)

Dessa forma, a metodologia adotada permite obter uma representação matemática da planta, mesmo sem o conhecimento da sua estrutura interna. A caracterização do sistema como uma planta de primeira ordem fornece parâmetros, como ganho e constante de tempo. Com essa abordagem, é possível conduzir a implementação do sistema de controle.

2.6.2 Controlador PI

Um controlador PI é composto por uma constante de proporcionalidade que relaciona a saída do controlador com a entrada do controlador e pela integral do sinal de entrada. Assim, a função de transferência de um controlador PI pode ser expressa pela equação 9.

$$G_c(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (9)$$

Em uma forma fatorada o controlador PI é representado pela equação 10, onde o Ti é a constante de tempo de integração representada pela equação 11.

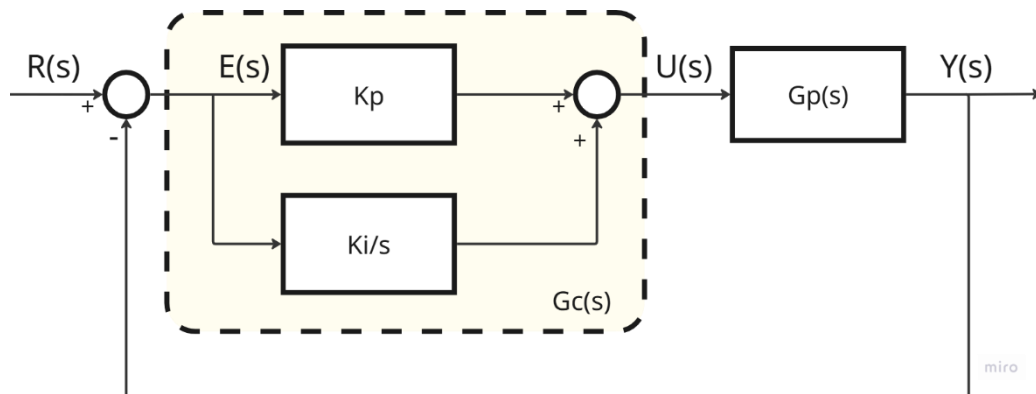
$$C(s) = Kp \left(1 + \frac{1}{Ti \cdot s} \right) \quad (10)$$

Onde,

$$Ti = \frac{Kp}{Ki} \quad (11)$$

É possível analisar que o controlador PI é composto por duas parcelas independentes, a proporcional ao erro e a integral do erro. A estrutura referente a equação 9 pode ser observada na figura 15.

Figura 15 - Sistema de controle PI



Fonte: Elaboração própria (2025)

A ação proporcional tem como objetivo corrigir a variável de processo, após receber o erro entre a referência e o sinal medido, uma nova posição é encontrada e aplicada. A ação integral é aplicada adicionalmente a ação proporcional, com o objetivo de eliminar o erro no regime permanente (GOLNARAGHI e KUO, 2012).

Para projetar um controlador PI, é fundamental determinar os valores do ganho proporcional (K_p) e do ganho integral (K_i). A abordagem apresentada considera que o pólo da planta será cancelado pelo zero do controlador e que o sistema equivalente em malha fechada terá uma nova constante de tempo (T_{eq}). Essa metodologia se chama cancelamento de pólos e zeros. Para o cálculo de K_p define-se de forma a normalizar a resposta do sistema, compensando o ganho e o tempo da planta conforme a equação 12. Onde o K_a representa o ganho do atuador e o T_{eq} significa a constante de tempo do sistema em malha aberta.

$$K_p = \frac{T_i}{T_{eq} \cdot K \cdot K_a} \quad (12)$$

A equação 9 pode ser descrita como a equação 13.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = \frac{K_p}{T_i} \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \quad (13)$$

A função de transferência do controlador PI pode ser expressa de diversas maneiras, sendo a Equação 13 uma representação comum. Com base nela, e na

relação entre as constantes do controlador, o ganho integral (K_i) é definido pela Equação 14, que o relaciona ao ganho proporcional (K_p) e à constante de tempo integral (T_i). Assim, obtém-se a Equação 14.

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (14)$$

2.6.3 Aproximação bilinear

É comum transformar sistemas de controle analógico para sistemas digitais. Para que isso ocorra e as características sejam mantidas é utilizado um curto período de amostragem e aproximações discretas. Uma técnica de aproximação discreta é a aproximação por integração numérica. Existem vários métodos para realizar essa aproximação. Neste trabalho será apresentada a aproximação bilinear, também chamada de método trapezoidal ou Tustin.

Em um sistema digital a entrada e saída são medidos em T espaços de tempo e esse período é suficientemente pequeno. Assim é possível obter uma equação de diferenças que aproxima a relação do sinal de entrada e sua integral (ARAÚJO, 2007). O método bilinear corresponde à equação de diferenças 15, dessa forma as características do sistema contínuo permanece no sistema discreto.

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (15)$$

2.6.4 Wind-up em Controladores PI

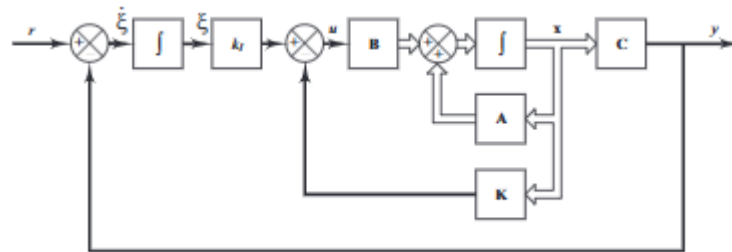
Todos os atuadores possuem limitações físicas e em alguns casos o controlador atinge essas barreiras, quando isso acontece a realimentação quebra e o circuito opera como uma malha aberta. Se um sistema com integrador está sendo utilizado, ele continua a ser integrado, como consequência o sistema fica perdido por um período de tempo até que volte a ser controlado, esse efeito é chamado de wind-up (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).

A maneira mais simples de impedir que o *wind-up* ocorra é limitar a integral quando o atuador atingir a saturação. Fazer com que o sistema não sature é um dos meios para evitar o *wind-up*.

2.6.5 Controlador no espaço de estados

Neste trabalho será discutido o projeto de servossistema do tipo 1, quando a planta não possui integrador. Uma forma básica do integrador do tipo 1 é mostrado na figura 16.

Figura 16 - Servossistema do tipo 1



Fonte: Ogata (2010, p. 676)

A modelagem do sistema dinâmico é realizada na forma de espaço de estados, conforme o diagrama apresentado na Figura 16, e é descrita pelas equações 16, 17, 18 e 19. Nesse contexto, x representa o vetor de estado, u o sinal de controle, y a saída do sistema, ξ a saída do integrador e r o sinal de referência. As matrizes A , B e C são constantes, sendo A de dimensão $n \times m$, B de dimensão $n \times 1$ e C de dimensão $1 \times m$.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (16)$$

$$y = Cx \quad (17)$$

$$u = -Kx + Ki\xi \quad (18)$$

$$\dot{\xi} = r - y = r - Cx \quad (19)$$

Quando $\dot{x}$ é completamente controlável a função de transferência da planta pode ser descrita como na equação 20.

$$Gp(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (20)$$

O sistema pode ser escrito em uma forma aumentada como demonstra a equação 21.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \quad (21)$$

3 METODOLOGIA

Este trabalho tem como objetivo desenvolver e validar um sistema de controle estável para um conjunto híbrido utilizado em uma aeronave remotamente pilotada. Foi realizada uma revisão bibliográfica sobre sistemas híbridos e suas aplicações em aeronaves, uma pesquisa sobre filtros ativos passa-baixa e um estudo de sistemas de controle, com foco no controlador PI (Proporcional-Integral). A pesquisa é caracterizada como quantitativa e experimental, baseando-se em testes conduzidos em bancada para a obtenção de seus resultados.

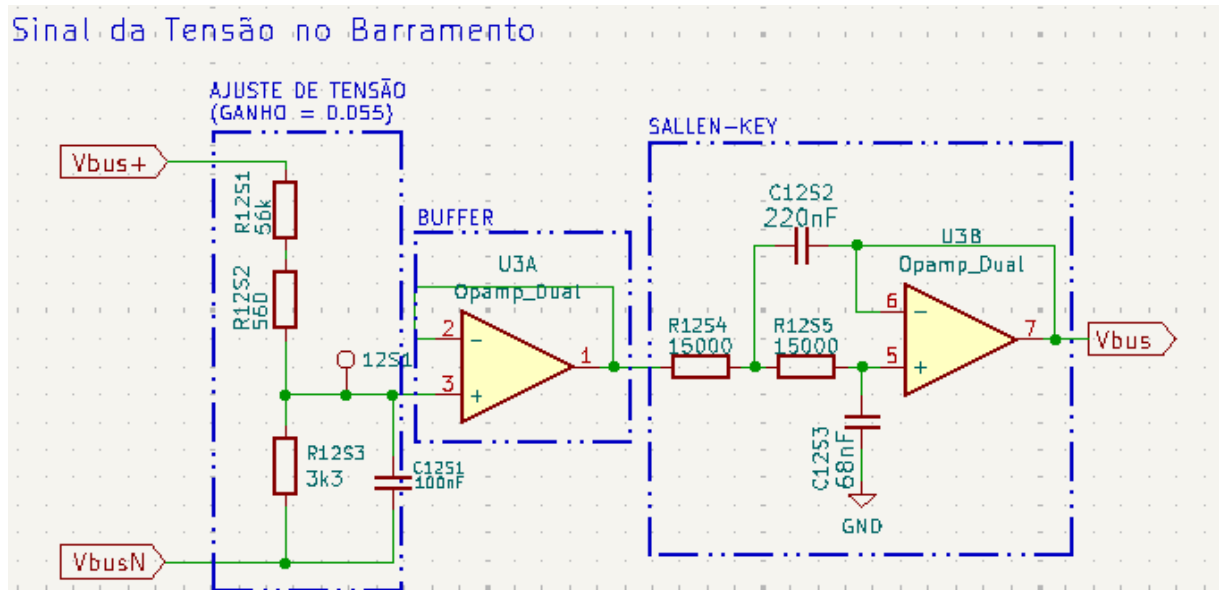
3.1 Hardware

O hardware eletrônico utilizado para o condicionamento dos sinais analisados neste trabalho foi desenvolvido na disciplina de projeto integrador 3. A placa possui várias funções que não foram utilizadas para o controle, por isso nesse tópico só será analisada a parte referente ao sistema de controle que foi implementado. No apêndice B está apresentado o esquemático completo da placa.

A placa de circuito impresso projetada pela autora, possui um conector AS150U para receber uma bateria 12S, prevista para uma tensão de aproximadamente 50 V quando totalmente carregada. Para o gerador é utilizado um conector EC5. Um dos objetivos dessa placa é distribuir a potência para os rotores do drone, porém nesse trabalho se utilizou uma carga resistiva para simular os rotores. Para o monitoramento da tensão de alimentação dos rotores (V_{bus}), foi projetado um circuito de condicionamento desse sinal.

O circuito de condicionamento da tensão está apresentado na figura 17, que possui um divisor resistivo para limitar a tensão máxima em 3,3 V, que é o limite da porta do microcontrolador, o ganho desse divisor é de 0,055. Também possui um filtro passa-baixa sallen-key com uma frequência de corte de 8 Hz e um *buffer* entre o divisor e o filtro. Esse circuito é baseado na estrutura da placa eletrônica empregada no drone e nos componentes que estavam à disposição.

Figura 17 - Circuito de condicionamento da tensão



Fonte: Elaboração própria (2025)

Para o microcontrolador, as portas utilizadas são descritas na Tabela 1. Para a escolha das portas foi levado em conta o melhor posicionamento para o *layout* da placa respeitando as características das portas.

Tabela 1 - Descrição das portas do microcontrolador

PINO DO F280025C	SINAL
PINO 24 (ADCINA3)	Tensão no barramento
PINO 40 (GPIO 00)	PWM de controle do servo (acelerador do sistema)
PINO 19 (GPIO 05)	Pulso de indicação

Fonte: Elaboração própria (2025)

3.2 Software

Para determinar o modelo matemático da planta foi desenvolvido um software com base nos códigos de guia do usuário disponibilizados pela Texas Instruments (TEXAS INSTRUMENTS, 2023), que ajudou a implementar o controlador. O software implementa um sinal PWM (Pulse Width Modulation) com frequência de 50 Hz, cuja largura de pulso varia entre 1,6 ms e 2 ms. Esse limite é em consequência a limitações físicas do ambiente em que o servomotor está inserido. Para monitorar quando ocorria a variação da largura de pulso no osciloscópio, foi utilizada uma saída digital que mudava seu estado junto com a alteração da largura de pulso do servo.

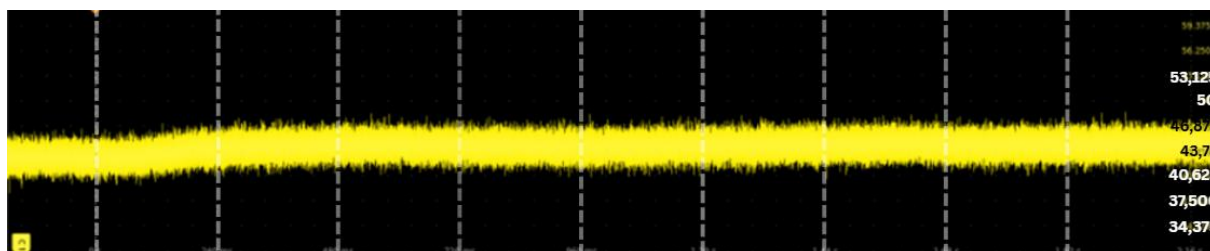
O *software* do controlador possui uma porta de leitura do ADC, que monitora a tensão do barramento do sistema. O período de amostragem desse ADC é de 35 ms e utiliza um segundo PWM para realizar a interrupção do ADC. Para a alteração da posição do servomotor, é utilizado o mesmo código que foi descrito para encontrar o modelo matemático da planta.

3.3 Determinação do modelo matemático da planta

Para o projeto de controle uma etapa importante é a definição do modelo matemático da planta do sistema, que neste trabalho é composto pelo motor de combustão interna e o gerador. Para modelar essa planta, foi utilizada a bancada de teste e um código utilizando as funções da biblioteca DriverLib, fornecida pela Texas Instruments para os microcontroladores da linha C2000 (TEXAS INSTRUMENTS, 2023). Esse código mantém o sistema sem realimentação, mas gera um degrau na aceleração do sistema.

Em um primeiro momento, foram realizados testes monitorando a tensão no barramento. Os sinais medidos apresentaram um ruído excessivo, o que dificultou a extração dos parâmetros necessários. A figura 18 apresenta a tensão no barramento do sistema sem filtro, a linha pontilhada informa o momento em que aconteceu a aceleração no sistema.

Figura 18 - Tensão no barramento sem filtro

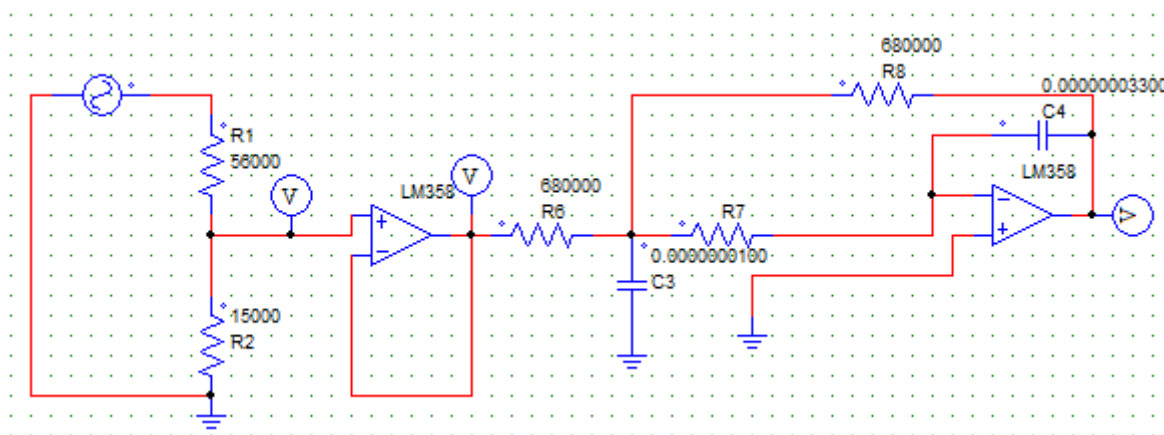


Configuração: 240 ms/div (horizontal), 3,125 V/div (vertical).

Fonte: Elaboração própria

Em virtude da alta propagação de ruído do sinal de saída, foi implementado o filtro MFB. O filtro tem como característica ser passa-baixa do tipo Bessel. Conforme o circuito pode ser analisado na figura 19. O circuito possui um divisor de tensão para não ultrapassar a tensão máxima do amplificador operacional, com o ganho de 0,21. Com o intuito de separar os circuitos foi adicionado um *buffer* e então implementado o filtro.

Figura 19 - Filtro passa-baixa MFB Bessel



Fonte: Elaboração própria (2025)

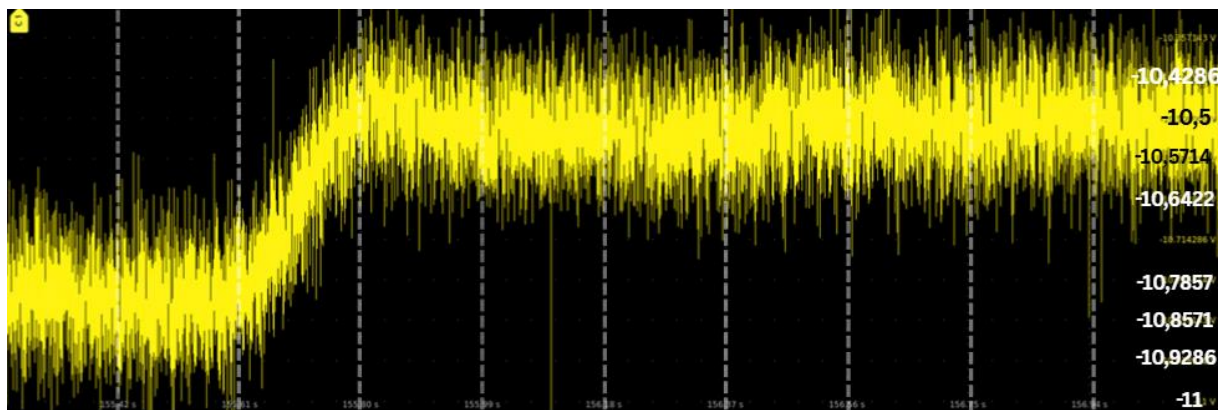
Utilizando as equações informadas na seção 2.4.1, a frequência de corte e o fator Q são respectivamente, 2,34 Hz e 0,57 e seu cálculo pode ser observado nas equações 22 e 23. O circuito foi validado no *software* PSIM antes de ser implementado. É importante ressaltar que o ganho desse filtro é unitário e negativo.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{680*10^3*226,8*10^3*100*10^{-9}*100*10^{-9}}} = 2,34 \text{ Hz} \quad (22)$$

$$Q = \frac{\sqrt{680*10^3*132,6*10^3}}{226,8*10^3+680*10^3+226,8*10^3*(-1)} = 0,57 \quad (23)$$

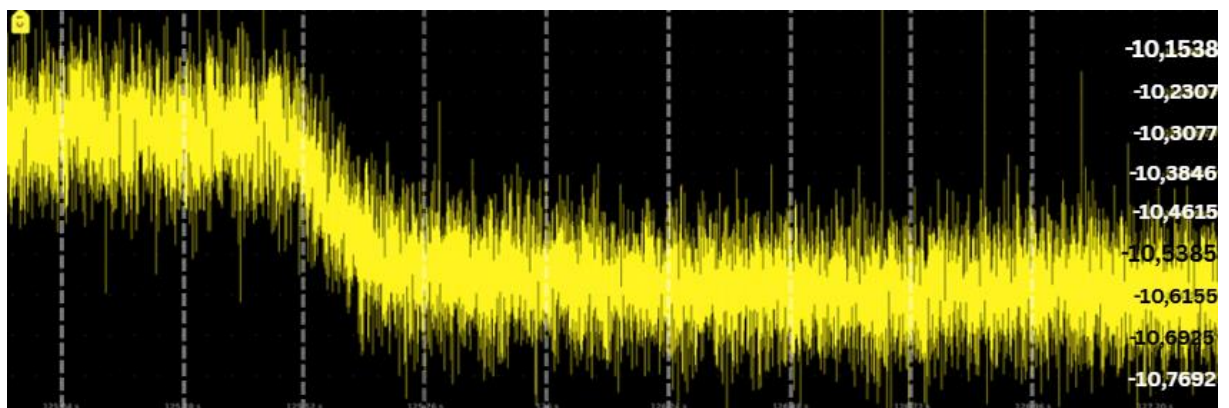
Nesse contexto se monitora a saída da planta em duas partes, quando a aceleração foi alterada de mínima para máxima e novamente quando alterada de máxima para mínima. Essa ação se repetiu 3 vezes, cada uma com cargas distintas, sendo elas 1,25 Ohm, 1,43 Ohm e 1 Ohm, relatado pelas figuras 20, 21, 22, 23, 24 e 25.

Figura 20 - Tensão no filtro MFB com carga de 1,25 Ω , desacelerando



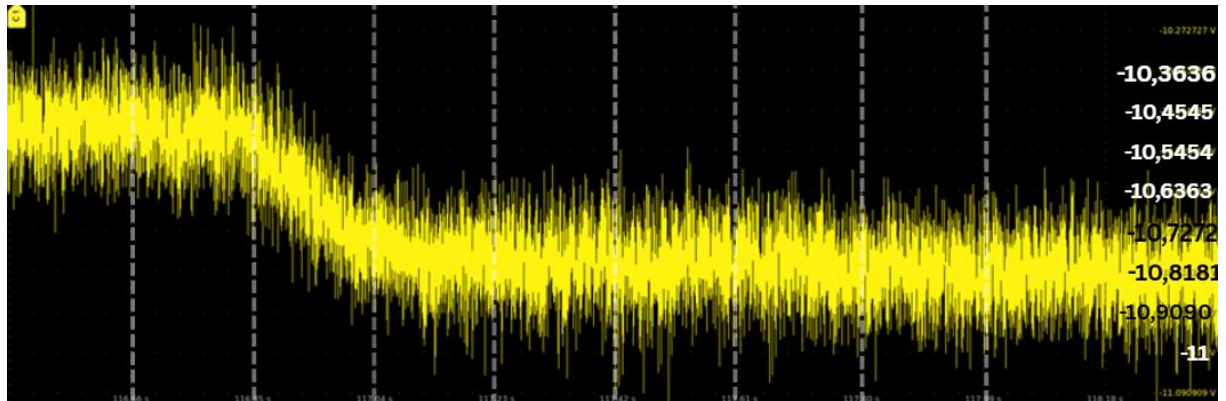
Configuração: 119 ms/div (horizontal), 0,0714 V/div (vertical).
Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 21 - Tensão no filtro MFB com carga de 1,25 Ω , acelerando



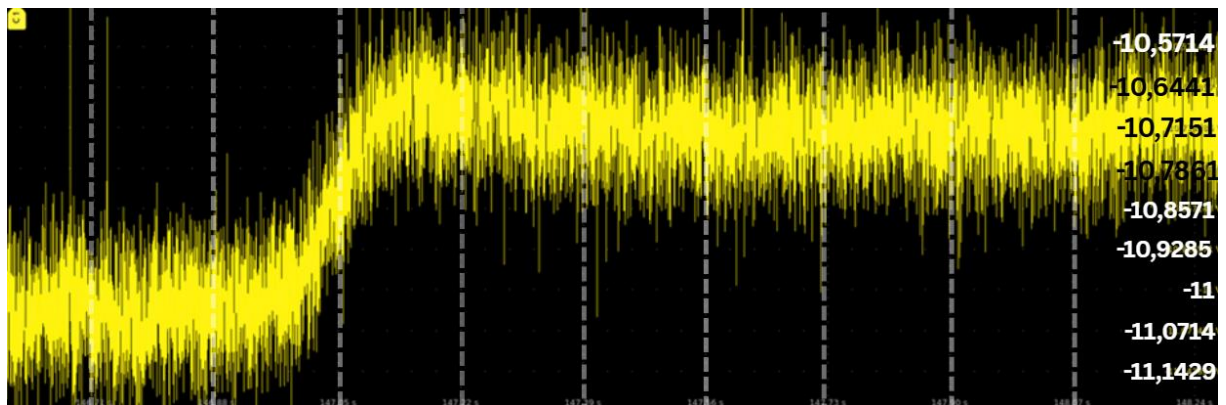
Configuração: 24 ms/div (horizontal), 77 mV/div (vertical).
Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 22 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,43 \Omega$, acelerando



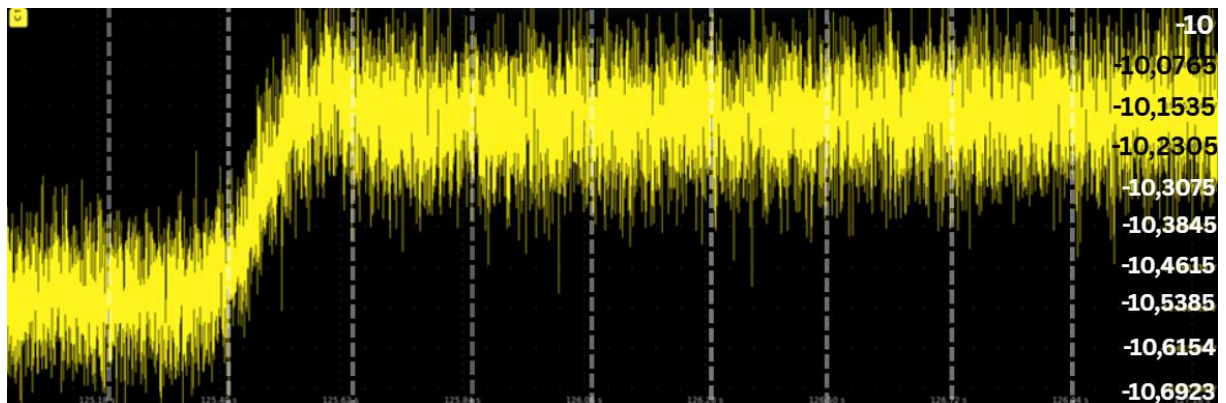
Configuração: 19 ms/div (horizontal), 90 mV/div (vertical).
 Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 23 - Tensão no filtro MFB com carga de $1,43 \Omega$, desacelerando



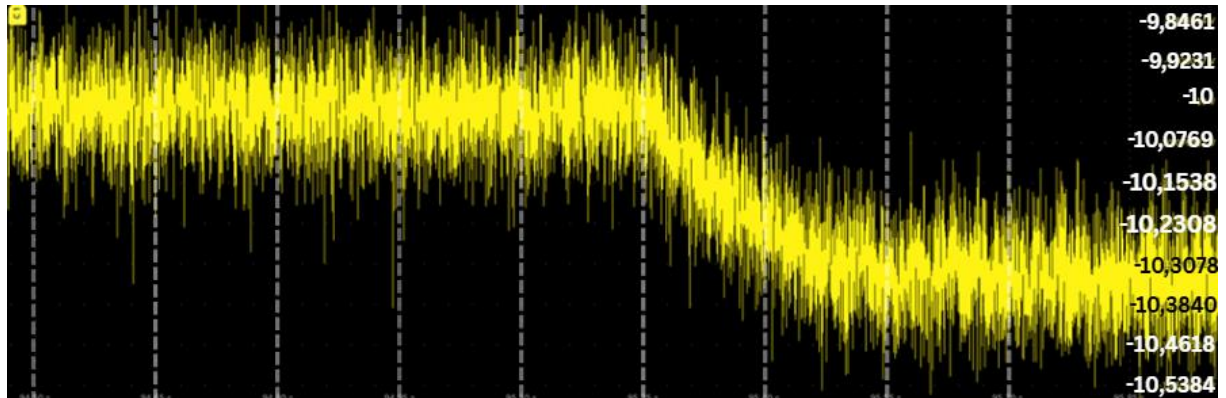
Configuração: 17 ms/div (horizontal), 71 mV/div (vertical).
 Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 24 - Tensão no filtro MFB com carga de 1Ω , desacelerando



Configuração: 22 ms/div (horizontal), 77 mV/div (vertical).
 Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 25 - Tensão no filtro MFB com carga de $1\ \Omega$, acelerando



Configuração: 15 ms/div (horizontal), 77 mV/div (vertical).

Fonte: Elaboração própria (2025)

A partir das formas de onda apresentadas, é possível estimar a função de transferência da planta, conforme discutido na Seção 2.5.1. Sabe-se que o degrau aplicado ocorre entre 57300 e 56250 ciclos de clock. Os valores de tensão inicial (V_i) e final (V_f) foram aproximados com base na análise visual do sinal. A constante de tempo (T) foi aproximado um valor de acordo com a figura 14 enquanto o ganho estático (K) foi calculado utilizando a equação 8. Os parâmetros identificados para cada planta, com base nas respectivas figuras, estão organizados na Tabela 2, onde P_i é a posição inicial do servo e P_f é a posição final do servo.

Tabela 2 - Parâmetros da planta

Fig.	Vi (V)	Vf (V)	Pi	Pf	3T (s)	T (s)	K
20	51,39	49,70	56250	57300	0,34	0,1133	-0,0016
21	48,42	50,27	57300	56250	0,31	0,104	-0,0018
22	49,69	51,20	57300	56250	0,35	0,1167	-0,0014
23	52,40	50,71	56250	57300	0,357	0,119	-0,0016
24	49,88	48,06	56250	57300	0,308	0,1027	-0,0017
25	47,33	48,94	57300	56250	0,3	0,1	-0,0015

Fonte: Elaboração própria (2025)

Com esses parâmetros é calculada a função de transferência de cada forma de onda. As funções de transferência estão referenciadas nas equações 24, 25, 26, 27, 28 e 29 seguindo a ordem das figuras.

$$G_1(s) = \frac{-0,0016}{0,1133 \cdot s + 1} \quad (24)$$

$$G_2(s) = \frac{-0,0018}{0,104 \cdot s + 1} \quad (25)$$

$$G_3(s) = \frac{-0,0014}{0,1167 \cdot s + 1} \quad (26)$$

$$G_4(s) = \frac{-0,0016}{0,119 \cdot s + 1} \quad (27)$$

$$G_5(s) = \frac{-0,0017}{0,1027 \cdot s + 1} \quad (28)$$

$$G_6(s) = \frac{-0,0015}{0,1 \cdot s + 1} \quad (29)$$

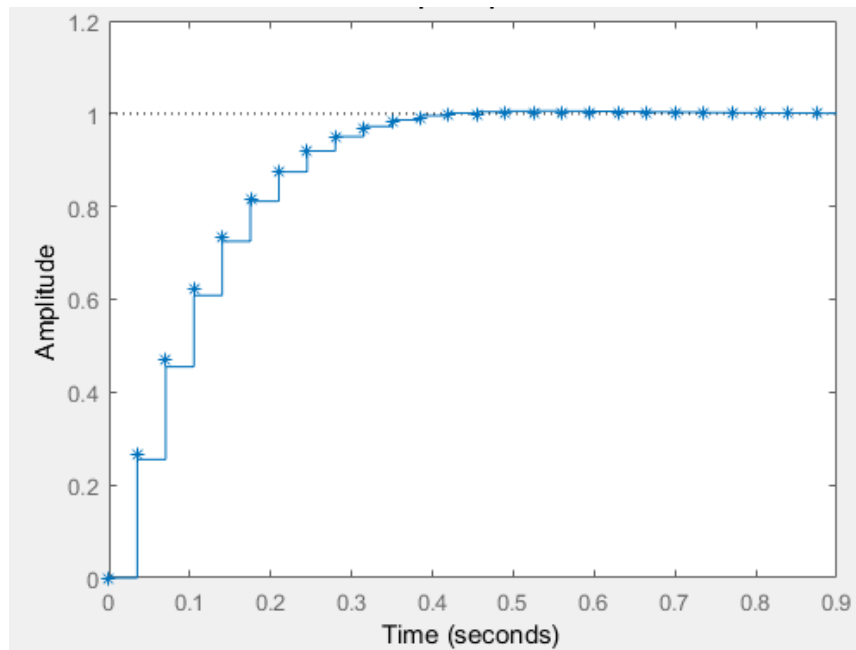
3.4 Projeto do controlador

O projeto do controlador foi fundamentado na análise das seis curvas de resposta ao degrau obtidas experimentalmente para o conjunto gerador, as quais representam as diferentes condições operacionais da planta. A metodologia de sintonia empregada seguiu os princípios de projeto de controladores discutidos na seção 2.5.3. Os cálculos e as simulações para a determinação dos parâmetros do controlador foram realizados utilizando um *script* no MATLAB (MATHWORKS, 2023).

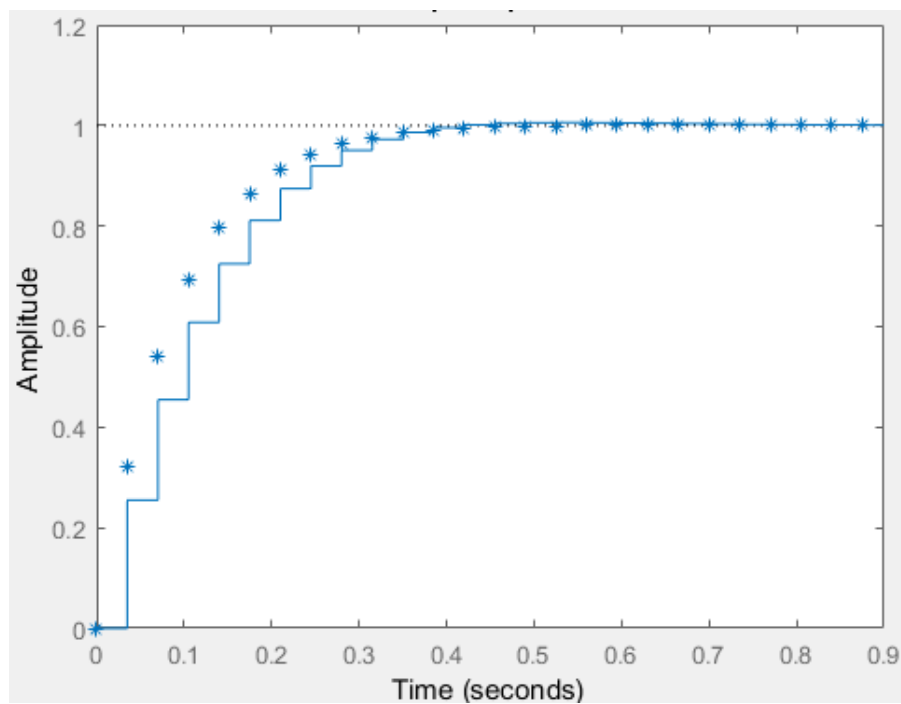
A análise dos resultados obtidos nas simulações demonstra que o controlador PI projetado com base na planta $G_4(s)$ apresentou um melhor desempenho frente às demais condições operacionais representadas pelas outras plantas. Observou-se que, mesmo com variações nos parâmetros dinâmicos do sistema, a ação de controle foi capaz de manter a tensão do barramento dentro da faixa desejada, com boa rejeição a perturbações e baixo sobressinal. A escolha de um período de amostragem de 35 ms mostrou-se eficaz para garantir a estabilidade do sistema e reduzir os efeitos de overshoot.

A estratégia de projeto consistiu em sintonizar o controlador PI (Proporcional-Integral) com base nos parâmetros de um modelo da planta $G_4(s)$. Para assegurar a adaptabilidade da solução proposta. A mesma ação de controle foi avaliada ao ser aplicada às demais plantas. Este procedimento permitiu simular e analisar o comportamento do controlador diante das variações nas características do sistema que podem ocorrer em uma operação real.

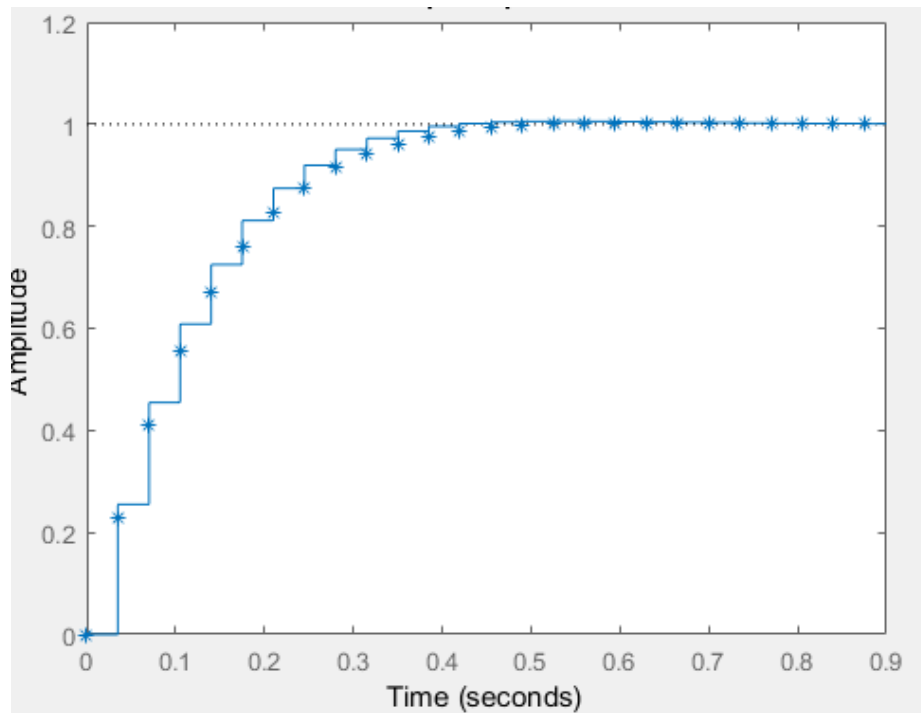
A seguir nas figuras 26, 27, 28, 29, 30 e 31 mostram a resposta ao degrau do sistema em malha fechada utilizando o controlador PI implementado de forma discreta por equações recursivas. A curva azul contínua representa a simulação direta usando o modelo discreto da função de transferência, enquanto os pontos marcados com asteriscos correspondem à resposta gerada pela equação recursiva, considerando cada planta.

Figura 26 - Controlador atuando na planta G_1 

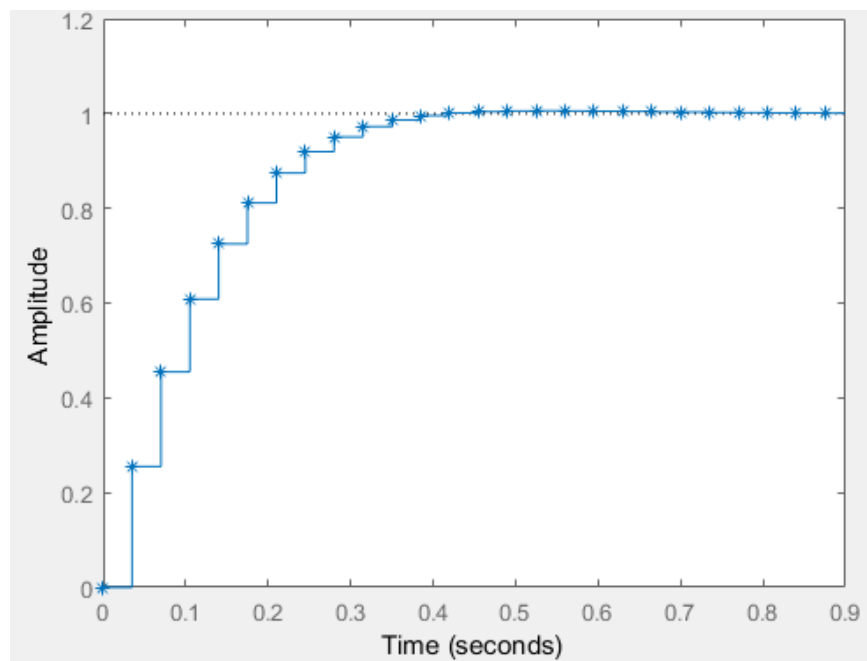
Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 27 - Controlador atuando na planta G_2 

Fonte: Elaboração própria (2025)

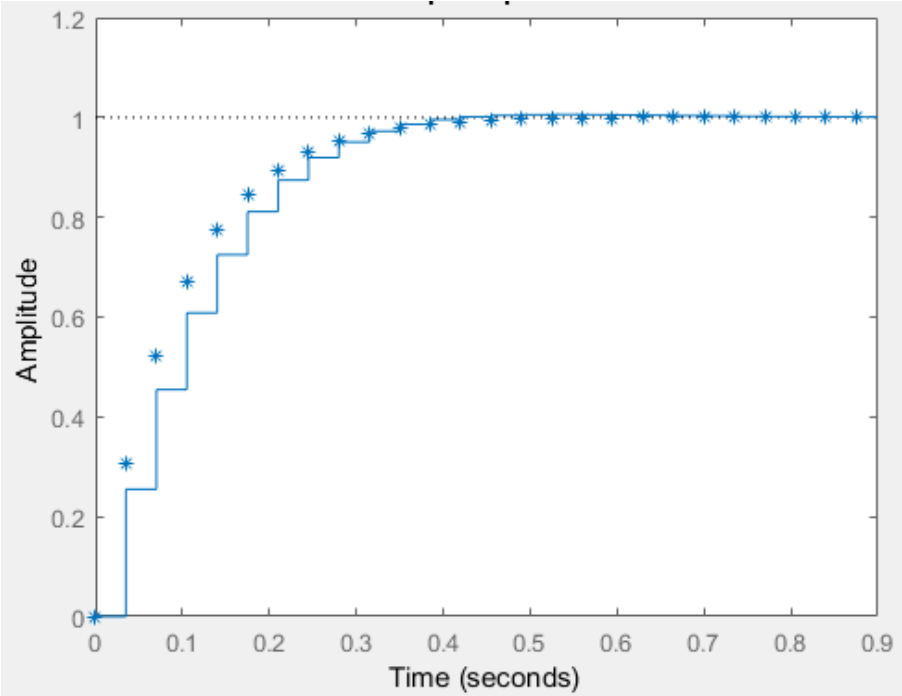
Figura 28 - Controlador atuando na planta G_3 

Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 29 - Controlador atuando na planta G_4 

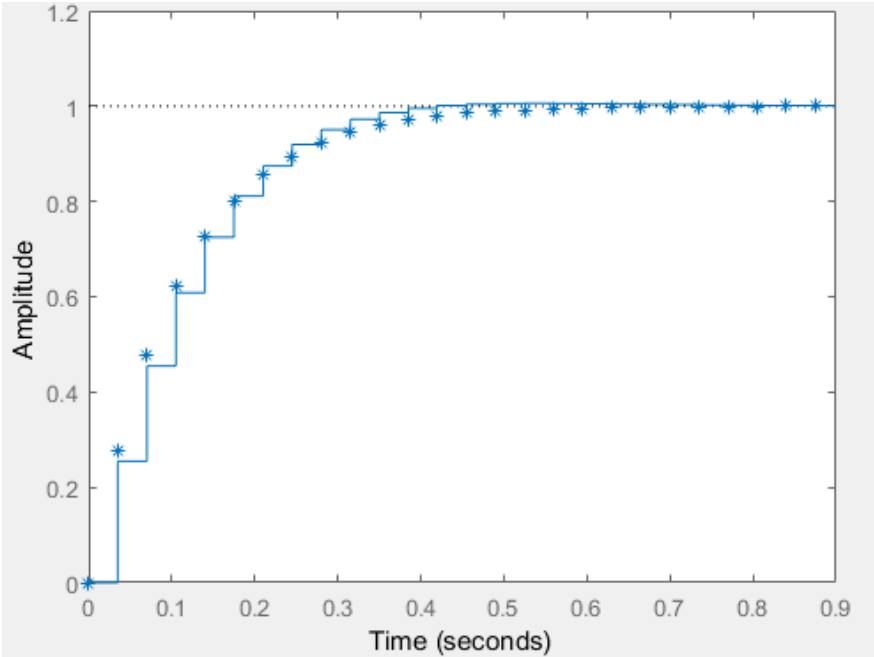
Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 30 - Controlador atuando na planta G_5



Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 31 - Controlador atuando na planta G_6



Fonte: Elaboração própria (2025)

Observa-se que o sistema apresenta resposta monótona crescente, sem sobressinal e com tempo de acomodação inferior a 0,5 s, o que caracteriza uma resposta do tipo superamortecida ou criticamente amortecida. A coincidência entre a simulação da função de transferência e a resposta obtida via equações recursivas indica que a implementação digital está correta e bem ajustada ao modelo projetado.

Esse teste valida a discretização escolhida (com período de amostragem $T=35$ ms) e comprova a eficácia do controlador PI no controle de sistemas de primeira ordem. Além disso, demonstra que mesmo com a troca da planta de projeto o controlador manteve a estabilidade e desempenho desejado, evidenciando o bom funcionamento à variação de parâmetros. Assim, conclui-se que a estratégia de sintonia aplicada resultou em um controlador com boa capacidade de generalização, adequado para lidar com a variabilidade do conjunto gerador híbrido

4 APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo dedica-se à apresentação dos resultados obtidos a partir da metodologia detalhada no Capítulo 3. Serão exibidos os dados coletados durante as etapas de simulação do controlador, que validaram o desempenho do sistema de controle de tensão para o conjunto. Será avaliada a eficácia do controlador e indicará a manipulação para que a tensão no barramento (V_{bus}) seja mantida em 48 V e rejeite as perturbações de carga.

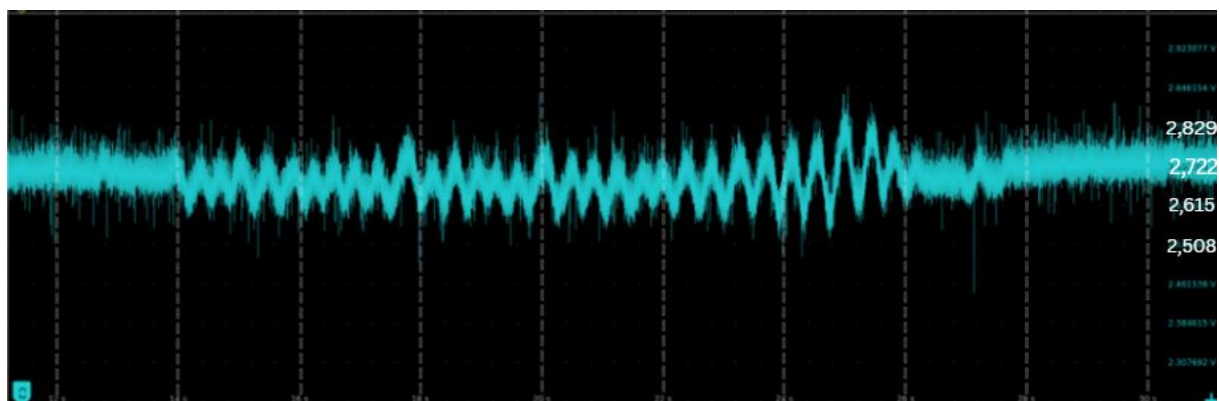
4.1 Análise e discussão dos resultados

O controlador foi implementado no controlador acoplado ao hardware eletrônico. Adicionalmente foi imposto uma saturação para que o servo acelerador não sature. A equação 30 é a primeira ação de controle a ser testada.

$$u = (-11363 * erro) + (8021 * erro_{anterior}) + u_{anterior} \quad (30)$$

Apesar dessa ação de controle ser calculada e simulada, quando implementada possui um comportamento oscilatório como mostra o trecho retirado de um dos testes feitos com tal equação demonstrado na figura 32.

Figura 32 - Tensão V_{bus} na entrada do ADC

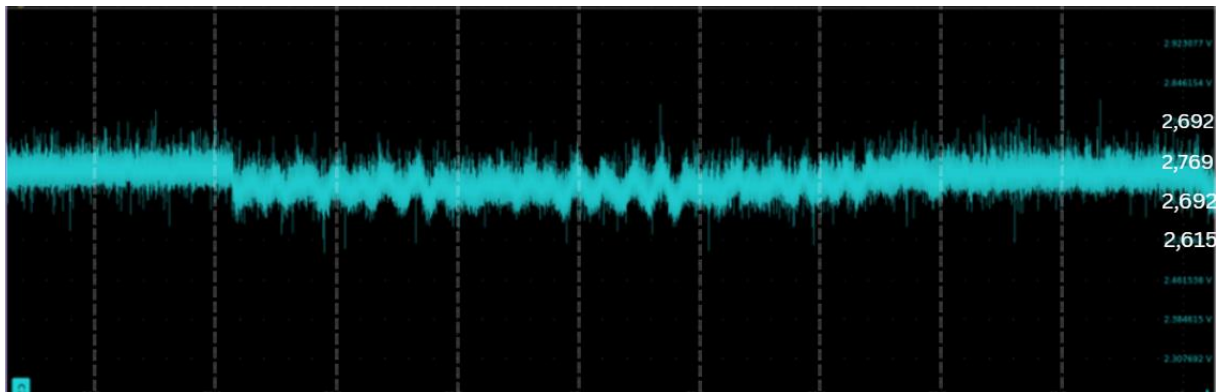


Verifica-se que o sistema está oscilando através da figura 32. Para encontrar a equação que estabilize o sistema foi preciso diminuir pela metade a ação de controle calculada, em resposta a isso obteve-se a equação 31.

$$u = (-5681 * erro) + (4010 * erro_{anterior}) + u_{anterior} \quad (31)$$

Na figura 33, identifica que o sistema continua com comportamento oscilatório, porém apresenta melhorias em comparação com o controlador anterior.

Figura 33 - Tensão Vbus na entrada do ADC do controlador



Configuração: 2,2 s/div (horizontal), 77 mV/div (vertical).

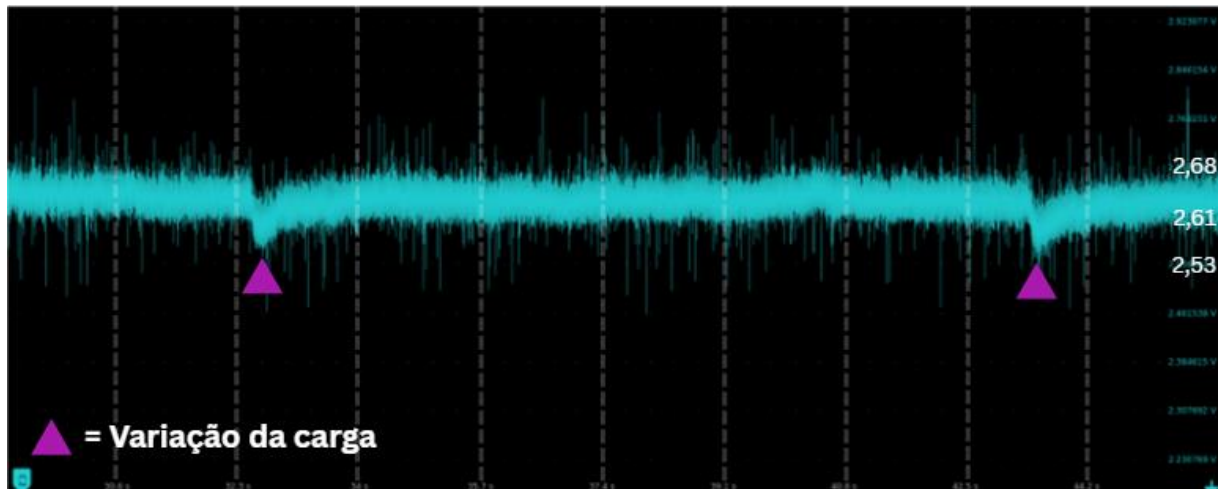
Fonte: Elaboração própria (2025)

Para diminuir as oscilações verificadas no caso anterior, foi projetado um novo controlador mais lento, com uma nova constante de tempo igual a oito vezes a constante de tempo do sistema original, resultando na lei de controle apresentada na equação 32.

$$u = (-1420 * erro) + (1002 * erro_{anterior}) + u_{anterior} \quad (32)$$

O funcionamento deste controlador foi visível presencialmente, em análise ao som, ao movimento do servo utilizado como acelerador e com o sinal gerado no barramento, como mostra a figura 34.

Figura 34 - Tensão Vbus na entrada do ADC

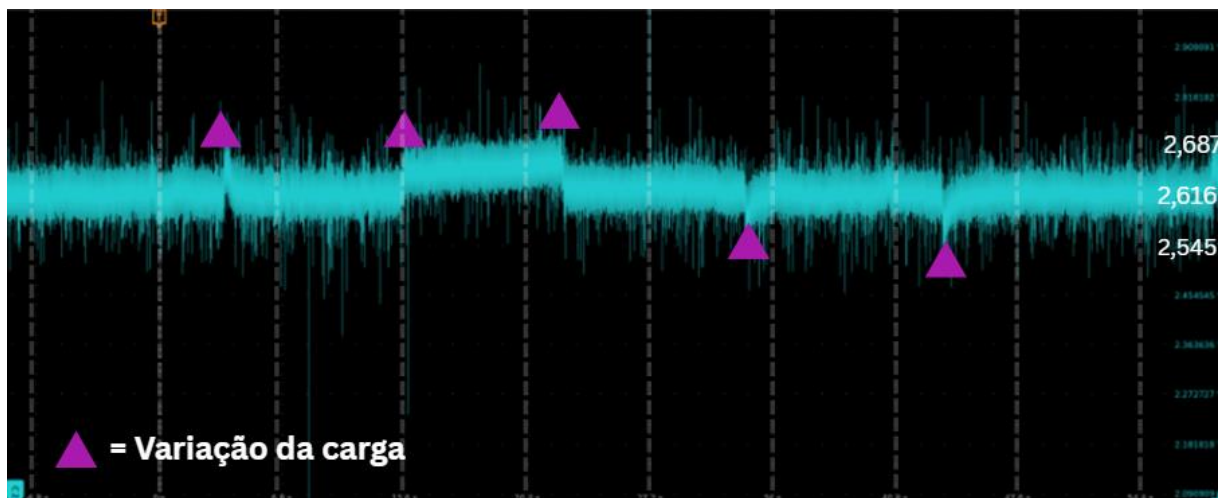


Configuração: 1,7 s/div (horizontal), 77 mV/div (vertical).

Fonte: Elaboração própria (2025)

Para uma análise mais eficiente, foi realizado um teste com uma variação de carga aleatória. Esse ensaio é demonstrado na figura 35. Outro sinal interessante para este trabalho é a saída do controlador (a variação da posição do servo acelerador) em comparação com o sinal do ADC. Esses sinais se encontram na figura 36. A curva em destaque, que atinge o limite superior do gráfico, representa o momento em que o sinal de controle satura, indicando que o atuador atingiu seu limite físico de operação.

Figura 35 - Saída da planta com variação de carga aleatória



Configuração: 6,8 s/div (horizontal), 71 mV/div (vertical).

Fonte: Elaboração própria (2025)

Figura 36 - Sinal do ADC e na saída do controlador



Fonte: Elaboração própria (2025)

Na figura 36, o círculo vermelho aponta uma região de saturação do servo, os triângulos informam quando ocorreram a variação de carga e a linha preta indica a tensão de referência 2,64 V que é equivalente a 48 V no barramento. Como pode ser analisado, o controlador cumpre o seu papel de manter a tensão em 48 V, mesmo com a variação intensa de carga. Outro ponto interessante é que ele respeita os limites físicos do sistema e se mantém dentro da faixa estipulada, porém é importante estudar os conceitos de anti-wind-up para que a incrementação da integral no controlador PI, não afete a estabilidade do sistema.

Outro teste realizado teve como objetivo validar a estratégia de controle tipo servomecanismo do tipo 1, implementada no espaço de estados, aplicada a uma planta sem integrador. O projeto dos ganhos foi realizado em ambiente MATLAB (MathWorks, 2023) e as equações utilizadas são descritas nas equações 33, 34 e 35.

$$up = -(-4261) * y \quad (33)$$

$$ui = -14920,7410 * \xi \quad (34)$$

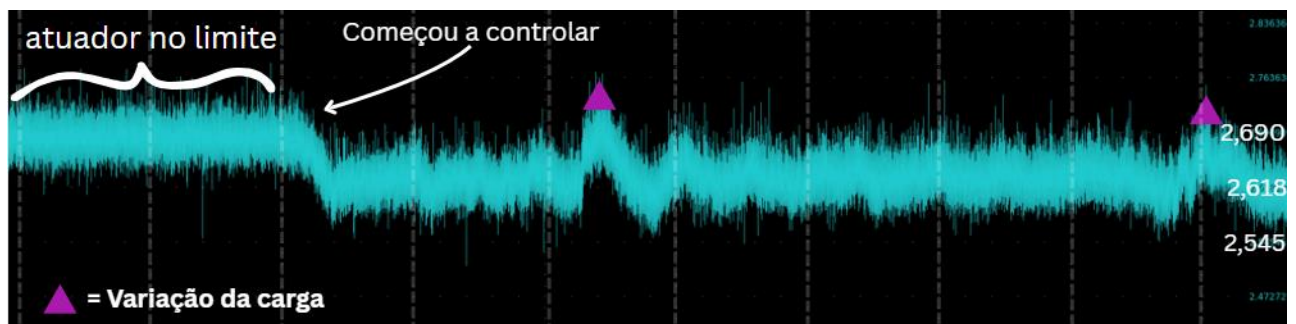
$$u = u_p + u_i \quad (35)$$

A Equação 36 descreve a atualização da diferença entre a referência e o valor real obtido.

$$\xi = T * \dot{\xi}_{anterior} + \xi_{anterior} \quad (36)$$

Na sequência dos experimentos, foi aplicado o controlador tipo servomecanismo do tipo 1 em bancada, utilizando a implementação embarcada previamente descrita. A Figura 37 apresenta o sinal adquirido durante esse teste, evidenciando o comportamento do sistema diante da referência e de variações de carga.

Figura 37 - saída da planta



Configuração: 3,2 s/div (horizontal), 72 mV/div (vertical).

Fonte: Elaboração própria (2025)

Na parte inicial do sinal (à esquerda da figura), observa-se que o atuador permaneceu saturado por alguns instantes, indicando que a saída do sistema encontrava-se fora da faixa de controle e o integrador ainda não havia acumulado erro suficiente para trazer a atuação para dentro da faixa efetiva.

A partir do ponto indicado como "Começou a controlar", o controlador passa a atuar, estabilizando a saída em torno da referência. Nota-se uma redução significativa na amplitude das oscilações após esse ponto, o que indica que o sistema entrou na faixa linear de controle e passou a operar com menor oscilação. As setas com triângulos azuis indicam momentos em que houve variação de carga na planta. Mesmo diante dessas perturbações a atuação da ação integrativa foi fundamental para a rejeição do distúrbio e a manutenção do rastreamento da referência.

Outra técnica de controle foi aplicada ao sistema, desta vez utilizando a aproximação bilinear, com separação explícita entre as componentes proporcional e integrativa da ação de controle. A modificação no sistema, previamente testado, é descrita nas Equações 37, 38 e 39:

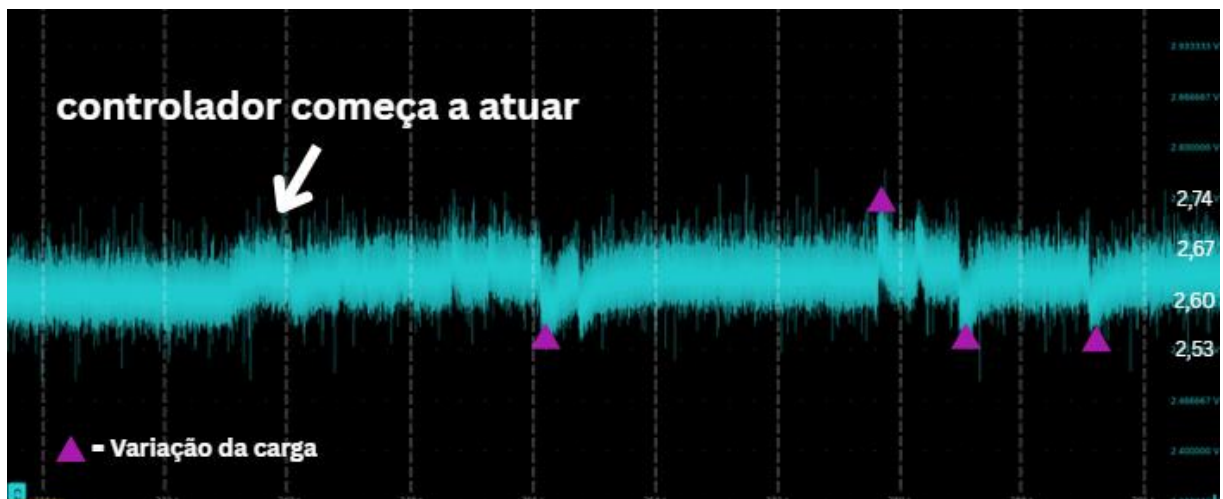
$$u_p = -1420 * erro \quad (37)$$

$$u_i = -11936,5928 * T * erro_{anterior} + u_{i_{anterior}} \quad (38)$$

$$u = u_p + u_i \quad (39)$$

Nessa estrutura o efeito de *wind-up* é bem visível, logo ao iniciar o sistema o controlador demora a se estabilizar. Quando estável, se acaso o servossistema saturar o controlador se perde novamente. Esse efeito é bem visível na figura 38, que representa a tensão do barramento em cima do controlador, no início, mesmo com a tensão abaixo do desejável (2,64 V) a controlador não atua, apenas após um tempo ele consegue estabilizar e então manter a tensão em 2,64 V.

Figura 38 - saída da planta mostrando o *wind up*



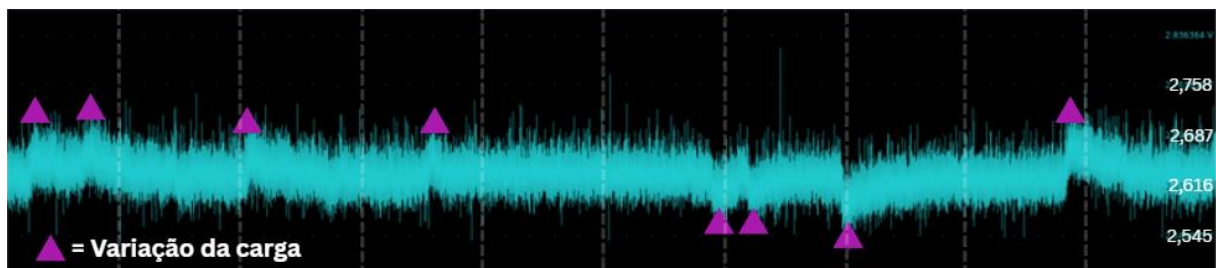
Configuração: 8 s/div (horizontal), 7 mV/div (vertical).
Fonte: Elaboração própria (2025)

No início da curva, mesmo com a tensão do barramento abaixo da referência (2,64 V), o controlador não atua de imediato. O sinal de controle só se torna

efetivo após certo tempo, quando a ação integrativa acumulada atinge um valor suficiente para superar a limitação do atuador. Após esse ponto, o sistema estabiliza e passa a manter a tensão de barramento próxima do valor de referência.

Para reduzir os efeitos indesejados do wind-up, foi adicionada uma estratégia de limitação no integrador, de forma que, ao atingir os limites físicos do atuador, a componente integrativa seja mantida constante, impedindo sua continuação indevida. Essa modificação teve impacto positivo na resposta do sistema, como pode ser observado na Figura 39, onde o comportamento é menos oscilatório após variações de carga.

Figura 39 - Saída do controlador com anti-wind up e alteração aleatória da carga



Configuração: 3,4 s/div (horizontal), 71 mV/div (vertical).
 Fonte: Elaboração própria (2025)

Com a estratégia de anti-windup implementada, o controlador passa a atuar de forma eficaz desde o início da operação, impedindo o acúmulo excessivo da ação integrativa durante os períodos de saturação do atuador. Isso garante uma resposta mais rápida, evitando os atrasos observados anteriormente.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O desenvolvimento e a implementação de um controlador PI aplicado a um conjunto híbrido, formado por um motor de combustão interna acoplado a um gerador elétrico, demonstraram ser uma solução viável para aplicações em RPAs que demandam maior autonomia e estabilidade no fornecimento de energia. Ao longo do projeto, foi possível compreender com mais profundidade os desafios relacionados à aquisição de sinais e a relevância de um controle preciso da tensão do barramento para assegurar o desempenho adequado do sistema.

A presença do fenômeno de wind-up foi evidenciada durante os testes, especialmente quando o servo permanecia por longos períodos saturado. A introdução de uma estratégia de anti-windup se mostrou fundamental para melhorar a resposta dinâmica, reduzindo oscilações e garantindo que a saída do sistema permanecesse próxima da referência mesmo diante de perturbações.

As simulações, realizadas no ambiente MATLAB (MathWorks, 2023), forneceram a base para a escolha dos parâmetros do controlador PI, que foram posteriormente implementados no *software*. Apesar das dificuldades encontradas durante a aquisição de sinais e da necessidade de realizar melhorias na filtragem, os resultados obtidos validam o modelo proposto e indicam um caminho para aplicações futuras.

Portanto, a análise prática dos diversos controladores implementados contribuiu para validar os conceitos simulados previamente, além de reforçar a importância de considerar os limites físicos da planta na etapa de projeto e implementação dos controladores. Os resultados apresentados demonstram que, com os ajustes adequados, é possível obter um desempenho estável, robusto e seguro para o sistema em questão.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros, fica a melhoria no hardware e na aquisição da amostra, utilizando uma carga mais robusta que gere menos

interferência nas formas de ondas. Melhorias no hardware eletrônico, como mudança no filtro do ADC.

Adicionalmente, o teste embarcado em uma aeronave é interessante para a validação do sistema como um todo. Aconselha-se a redução significativa da placa eletrônica para facilitar sua integração ao drone.

Para tornar o sistema mais valioso, é sugerido adicionar algumas funções extras, como proteção de sobretensão, controlador de carga de bateria e um sistema de injeção eletrônica.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE AVIAÇÃO CIVIL (ANAC). Classes de drones. ANAC, 2024. Disponível em: <https://www.gov.br/anac/pt-br/assuntos/drones/classes-de-drones>. Acesso em: 26 jun. 2025.

AGÊNCIA NACIONAL DE AVIAÇÃO CIVIL (ANAC). *Regulamento Brasileiro de Aviação Civil Especial (RBAC-E) nº 94/2017: aeronaves não tripuladas*. Brasília, DF: ANAC, 2017. Disponível em: <https://www.anac.gov.br/assuntos/legislacao/legislacao-1/rbha-e-rbac/rbac/rbac-e-94>. Acesso em: 26 jun. 2025.

ARAÚJO, F. M. U. Sistemas de Controle. Natal, RN: 2007. Disponível em: <https://www.dca.ufrn.br/~meneghet/FTP/Controle/scv20071.pdf>. Acesso em 22 de jul. 2025.

ASTROM, K.J.; HAGGLUND, T. PID Controllers Theory, Design and Tuning. 2nd Edition, Instrument Society of America, Research Triangle Park. 1995.

BASTOS, Angela. Pesquisadores de SC criam primeiro drone multirrotor do país capaz de voar até duas horas. *NSC Total*, 22 mar. 2023. Disponível em: <https://www.nsctotal.com.br/noticias/pesquisadores-de-sc-criam-primeiro-drone-multirrotor-do-pais-capaz-de-voar-ate-duas-horas>. Acesso em: 1 jun. 2025.

BHATTACHARJEE, Pratyush; SAHU, Pabitra. *Discrete PI controller with novel anti-windup scheme for charging LiPo battery in UAV: a simulation study*. [S. l.]: ResearchGate, 2022. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/361531871>. Acesso em: 21 jul. 2025.

DJI. Drones com as melhores baterias: conheça as top 5. *Loja Dji*, 2023. Disponível em: <https://blog.lojadji.com.br/drones-com-as-melhores-baterias/>. Acesso em: 1 jun. 2025.

DLE. *DLE60 - User Manual*: DLE Engines. Disponível em: <https://www.dle-engines.com/dle60>. Acesso em: 25 jun. 2025.

DLE. *DLE35RA - User Manual*: DLE Engines. Disponível em: https://boomarc.com/Product_Instructions/DLE35RA_Eng.pdf. Acesso em: 25 jun. 2025.

HOROWITZ, Paul; HILL, Winfield. *The Art of Electronics*. 3. ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2015.

INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION (ICAO). Circular 328 AN/190: Unmanned Aircraft Systems (UAS). Montreal: ICAO, 2011.

KARKI, Jim. *Active Low-Pass Filter Design*. Dallas, TX: Texas Instruments, fev. 2023. (Application Note, SLOA049D). Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/sloa049d/sloa049d.pdf?ts=1749391503500>. Acesso em: 26 maio de 2025

KUO, Benjamin C. *Automática: teoria e aplicações*. Tradução de Carlos A. A. Kaestner e Sérgio H. Valente. 2. ed. São Paulo: Edgard Blücher, 2003.

LATHI, B. P. *Sinais e sistemas lineares*. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.

MATHWORKS. MATLAB – MathWorks. Versão R2023b. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2023.

NAVARATHINAM, Nimal; LEE, Regina; CHESSER, Hugh. Characterization of Lithium-Polymer batteries for CubeSat applications. *Acta Astronautica*, v. 68, p. 1752-1760, 2011. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S009457651100067X>. Acesso em: 03/07/2025. DOI: 10.1016/j.actaastro.2011.02.004.

OGATA, Katsuhiko. *Engenharia de controle moderno*. Tradução de Newton O. de Sá. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

SINGH, Pratik; KUMAR, Raj; RAJ, Ankit. *Review of hybrid electric powered aircraft, its conceptual design and energy management methodologies*. *Materials Today: Proceedings*, v. 62, p. 5617–5621, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.03.728>. Acesso em: 24 jun. 2025.

TEXAS INSTRUMENTS. PID Control Using TMS320F2802x. Disponível em: https://dev.ti.com/tirex/explore/nodenode=A__ACe.7BITm6wmInpQwTYm8Q__c2000ware_devices_package__coGQ502__LATEST. Acesso em: 15 jul. 2025.

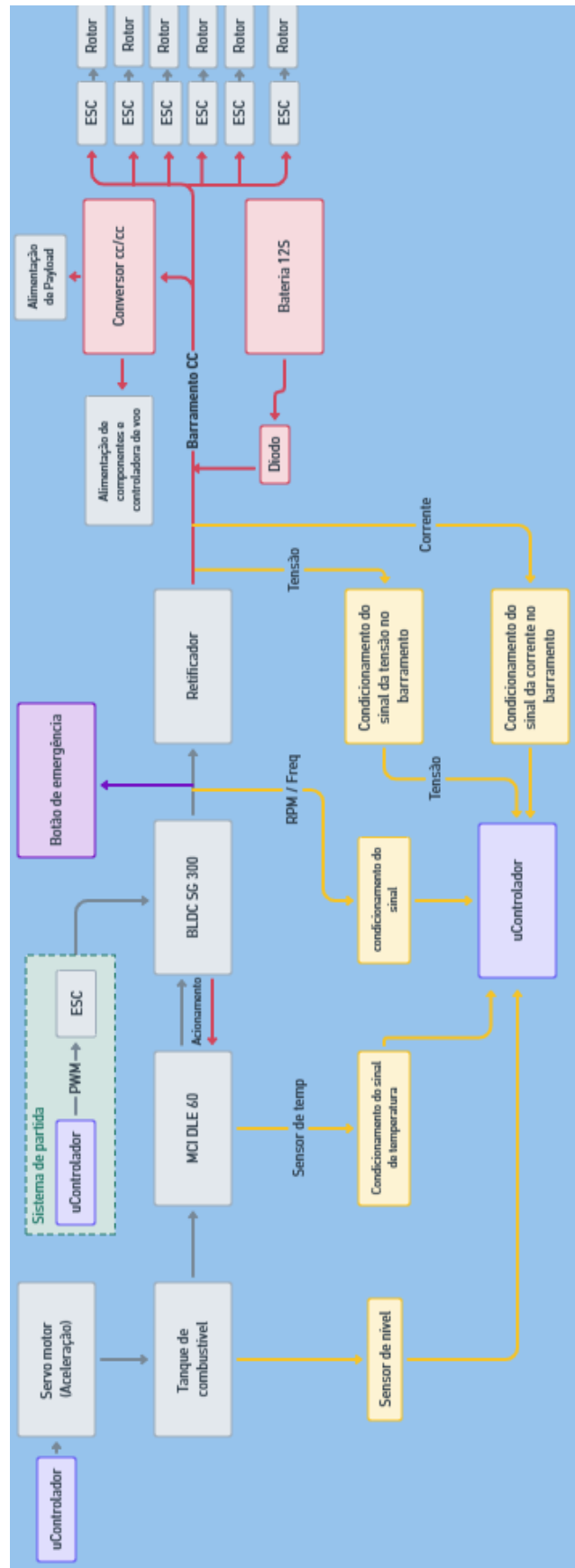
TEXAS INSTRUMENTS. C2000 Peripheral Driver Library (DriverLib). Disponível em: https://software-dl.ti.com/C2000/docs/software_guide/c2000ware/drivers.html.

Acesso em: 15 jul. 2025.

XIE, Ye et al. Review of hybrid electric powered aircraft, its conceptual design and energy management methodologies. Chinese Journal of Aeronautics, v. 34, n. 4, p. 432-450, 2021.

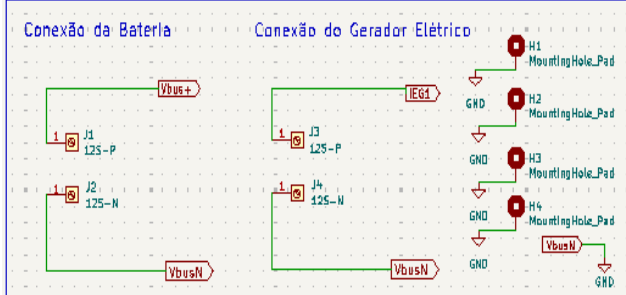
APÊNDICES

APÊNDICE A – Diagrama detalhado do sistema

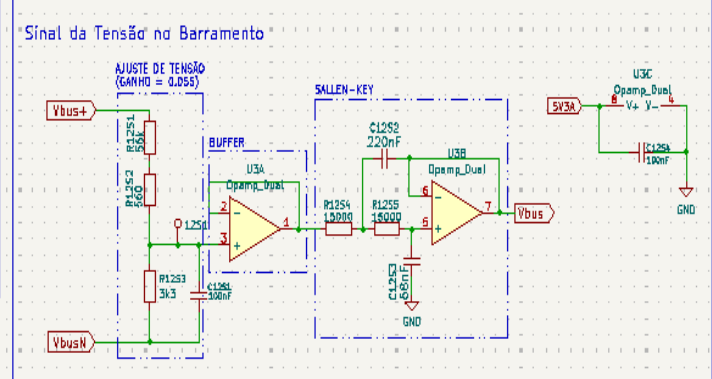


APÊNDICE B - Esquemático da placa eletrônica

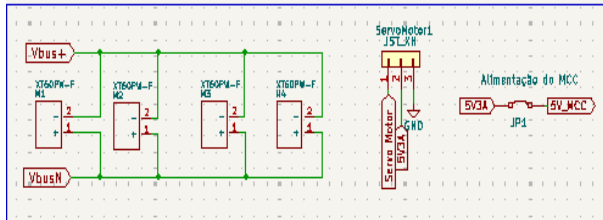
Alimentação do sistema



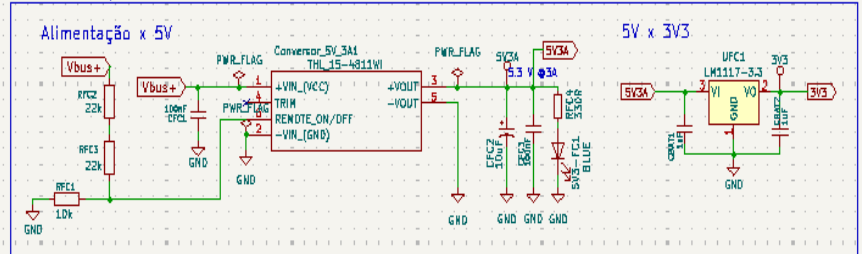
Condicionamento de sinal



Conexões



Circuitos de potência



MCU - F20025C

