

Henrique Mark dos Santos Correa

# **Sistema Birrotor didático para Prática de Controle Discreto**

Brasil

2024

Henrique Mark dos Santos Correa

## **Sistema Birrotor didático para Prática de Controle Discreto**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à coordenação do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade do Estado do Amazonas como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Universidade do Estado do Amazonas - UEA

Escola Superior de Tecnologia - EST

Programa de Graduação

Orientador: Marivan Silva Gomes, Msc.

Coorientador: Diego de Araújo Carvalho, Msc.

Brasil

2024

## Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
**Sistema Integrado de Bibliotecas da Universidade do Estado do Amazonas.**

H519ss    Correa, Henrique Mark dos Santos  
            Sistema birrotor didático para prática de controle  
            discreto / Henrique Mark dos Santos Correa. Manaus :  
            [s.n], 2024.  
            68 f.: color.; 297 cm.

TCC - Graduação em Engenharia de Controle e  
Automação; - Universidade do Estado do Amazonas,  
Manaus, 2024.

Inclui bibliografia

Orientador: Marivan Silva Gomes

Coorientador: Diego de Araújo Carvalho

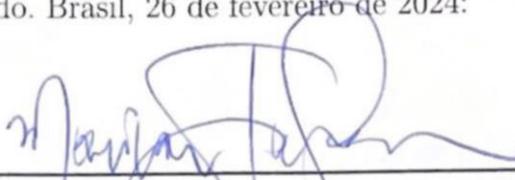
1. Bancada Didática. 2. Birrotor. 3. Controlador  
PID. 4. Controlador LQR. I. Marivan Silva Gomes  
(Orient.). II. Diego de Araújo Carvalho (Coorient.). III.  
Universidade do Estado do Amazonas. IV. Sistema  
birrotor didático para prática de controle discreto

Henrique Mark dos Santos Correa

## Sistema Birrotor didático para Prática de Controle Discreto

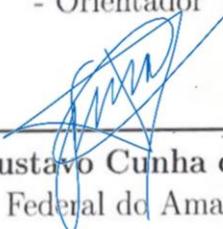
Trabalho de Conclusão de Curso submetido à coordenação do curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade do Estado do Amazonas como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Trabalho aprovado. Brasil, 26 de fevereiro de 2024:



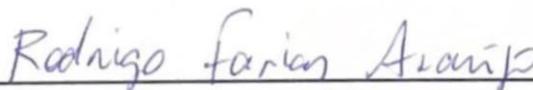
---

**Marivan Silva Gomes, Msc.**  
Universidade do Estado do Amazonas (UEA)  
- Orientador



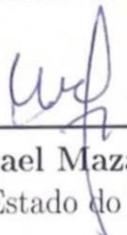
---

**Prof. Dr. Gustavo Cunha da Silva Neto**  
Universidade Federal do Amazonas (UFAM)



---

**Prof. Dr. Rodrigo Farias Araújo**  
Universidade do Estado do Amazonas (UEA)



---

**Prof. Dr. Israel Mazaira Morales**  
Universidade do Estado do Amazonas (UEA)

Brasil  
2024

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,  
quando pequenas, sonharam em se tornar engenheiros.*

# Agradecimentos

Agradeço, em primeiro lugar, ao Eterno por me dar forças para concluir essa jornada, e cuidar de mim em uma forma bondosa cada momento da minha vida através de minha família.

Agradeço à Anahí Cavalcante, minha esposa, por todo o amor e carinho incondicionais, auxiliando nos momentos difíceis e compartilhando sorrisos nos momentos alegres dessa caminhada.

Agradeço, principalmente, aos meus orientadores prof<sup>o</sup>. MsC. Marivan S. Gomes, MsC. Diego A. Carvalho, pela paciência, pela competência e a dedicada orientação no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todos os membros da equipe do Núcleo de Robótica e Automação, em especial ao Prof. MsC Marcelo Maia e à Prof. MsC Railma Lima pelo apoio incondicional à minha carreira, e a todos os professores da coordenação de Engenharia de Controle e Automação, que contribuíram para que a produção de trabalhos acadêmicos sempre aborde assuntos inovadores, em especial ao prof<sup>o</sup>. Dr. Almir Kimura, que não desistiu de me incentivar a produzir este trabalho e sempre com conselhos sinceros e eficazes, ao prof<sup>o</sup>. Dr. Rodrigo Araújo, que me apresentou um novo olhar para área de controle e me incentivou na ideia deste projeto, e ao prof<sup>o</sup> Dr. Israel Mazaira pelas contribuições à pesquisa na área de identificação de sistemas, e projeto de controladores PID e LQR.

Agradeço aos meus amigos de turma, que por diversas vezes contribuíram com informações importantes para o desenvolvimento deste trabalho, e por tornar o período de graduação algo extremamente agradável, entre eles João Aristeu, Sandro Azevedo, Kauê Martins, Gustavo Henrique, Paulo Rodrigo, Jonathas Henrique, Laís Freitas, Vitoriano Casas, Eduardo Guimarães, Marcos Vinicius, e Victor Silva.

Agradeço especialmente à Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas (UEA), que através de sua extensa e moderna estrutura laboratorial permitiu a aplicação prática dos conhecimentos adquiridos, para o meu desenvolvimento como profissional.

Agradeço, também, aos funcionários da UEA, que batalham todos os dias para tornar a universidade um ambiente propício para o desenvolvimento dos alunos.

*“Não vos amoldeis às estruturas deste mundo,  
mas transformai-vos pela renovação da mente,  
a fim de distinguir qual é a vontade de Deus:  
o que é bom, o que Lhe é agradável, o que é perfeito.  
(Bíblia Sagrada, Romanos 12, 2)*

# Resumo

O Controle Automático foi um marco para indústria e tecnologia moderna, contudo, as abordagens de aplicação prática destas teorias em laboratório possuem algumas barreiras, como a instabilidade, as não-linearidade, e a necessidade do modelo da planta do sistema, algo que impede, em um primeiro momento, que os estudantes de engenharia possam ter experiência fora do ambiente de simulação. Para contornar estas dificuldades, as universidades adquirem sistemas físicos vendidos comercialmente, porém o custo é muito alto. Tendo isto em vista, o presente trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema físico que simula o problema de regulação dos aeromodelos birrotores, onde as asas devem entrar em equilíbrio. Para isso será desenvolvido o modelo mecânico, e este será integrado a uma interface de interação que irá mostrar através de gráficos as respostas do sistema, também permitindo a alteração dos parâmetros de controle em tempo-real. Outra adição do trabalho será realizar a identificação do sistema, para permitir que novos controladores sejam projetados pelos estudantes de engenharia. Por fim, será desenvolvido um controlador PID para validar o funcionamento, assim como um controlador LQR para verificar as diferenças em tempo-real.

**Palavras-chaves:** Bancada didática. Birrotor. Controle PID. Controle LQR.

# Abstract

The automatic control was an important milestone for industry and modern technology, however, the implementation and practical usage of these theories face some barriers, such as instability, nonlinearities, and the need of the system model, something that prevents, at first, that engineering students can have experience outside the simulation environment. To circumvent these difficulties, the universities acquire physical systems sold commercially, but the cost is very high. With this in mind, the present work aims to develop a system that simulates the problem of regulation of the birrotor model aircraft, where the wings must come into balance. A mechanical model will be developed, and this will be integrated to an interaction interface where the system time-response will be shown graphically, also allowing the alteration of the control parameters in real-time. This work covers the system identification as well, which will allow future students to design new controllers for the system. Finally, it will be developed a PID controller to validate the operation, as well as an LQR controller to analyze the differences in real-time.

**Key-words:** Didactic workbench. Birrotor. PID Control. LQR Control

# Lista de ilustrações

Figura 1	– Diagrama interno Motor BLDC	20
Figura 2	– Comutação de sinais Motor BLDC.	21
Figura 3	– Circuito elétrico equivalente do motor BLDC.	22
Figura 4	– Diagrama de blocos modelagem do motor BLDC.	24
Figura 5	– Modelo do Problema de Regulação birrotor linear	25
Figura 6	– Modelo do Problema de Regulação birrotor não-linear	27
Figura 7	– Funcionamento do giroscópio	28
Figura 8	– Funcionamento do acelerômetro	29
Figura 9	– Cálculo dos ângulos com acelerômetro	30
Figura 10	– Exemplo de uso Simulink	32
Figura 11	– Exemplo de uso LabVIEW	33
Figura 12	– Motor Brushless A2212/13T	34
Figura 13	– ESC Simonlk 30A	35
Figura 14	– Tubo de fibra de carbono	35
Figura 15	– MPU6050	36
Figura 16	– Diagrama de Pinos MPU6050	36
Figura 17	– Microcontrolador MyRIO-1900	37
Figura 18	– Diagrama de pinos MyRIO-1900	37
Figura 19	– Diagrama da arquitetura da solução	38
Figura 20	– Modelagem 3D no Autodesk Fusion	39
Figura 21	– Modelo 3D Motor BLDC e Encoders	39
Figura 22	– Modelo 3D Finalizado	40
Figura 23	– Confecção da Base	40
Figura 24	– Confecção da haste central	41
Figura 25	– Comparação modelagem e construção mecânica	41
Figura 26	– Diagrama do Circuito Eletrônico	42
Figura 27	– Esquema ilustrativo do circuito eletrônico	43
Figura 28	– Disposição dos cabos de comunicação	43
Figura 29	– Circuito interno de alimentação e emergência	44
Figura 30	– Conjunto painel elétrico e MyRIO-1900	44
Figura 31	– Diagrama VI para configuração inicial	45
Figura 32	– Diagrama de Blocos Filtro Complementar	46
Figura 33	– Gráfico de comparação da medida dos Sensores	47
Figura 34	– Diagrama VI para Filtragem de dados	48
Figura 35	– Diagrama VI para comando dos atuadores	48
Figura 36	– Interface para Identificação e validação de modelos	49

Figura 37 – <i>Dados de Entrada e Saída para o Sistema Birrotor</i> . . . . .	50
Figura 38 – <i>Interface para projeto e validação de controladores PID 2 DOF</i> . . . . .	51
Figura 39 – <i>Algoritmo para PID 2-DOF discretizado</i> . . . . .	52
Figura 40 – <i>Projeto de controlador PID com SIMULINK 1</i> . . . . .	53
Figura 41 – <i>Projeto de controlador PID com SIMULINK 2</i> . . . . .	53
Figura 42 – <i>Projeto de controlador PID com SIMULINK 3</i> . . . . .	54
Figura 43 – <i>interface de projeto e validação de controladores por realimentação de estado</i> . . . . .	55
Figura 44 – <i>Diagrama VI do Controlador por Realimentação de Estados</i> . . . . .	55
Figura 45 – <i>Área para projeto de controlador LQR</i> . . . . .	56
Figura 46 – <i>Diagrama VI de Estimação dos ganhos ótimos</i> . . . . .	56
Figura 47 – <i>Resultado do desenvolvimento do sistema birrotor</i> . . . . .	57
Figura 48 – <i>Sistema birrotor em funcionamento</i> . . . . .	58
Figura 49 – <i>Validação da Identificação do Sistema</i> . . . . .	58
Figura 50 – <i>Resultado da Identificação do Sistema de 2° ordem</i> . . . . .	59
Figura 51 – <i>Resultado da Identificação do Sistema de 3° ordem</i> . . . . .	60
Figura 52 – <i>Resultado do Controlador PID</i> . . . . .	60
Figura 53 – <i>Resultado do Controlador PID com perturbações externas</i> . . . . .	61
Figura 54 – <i>Resultado do Controlador LQR</i> . . . . .	62
Figura 55 – <i>Resultado do Controlador LQR com perturbações externas</i> . . . . .	62

# Lista de abreviaturas e siglas

DOF	Degrees Of Freedom
ESC	Eletronic Speed Controller
FOG	Fiber-Optic-Gyroscope
IMU	Inertial Measurement Unit
LQR	Linear-Quadratic Regulator
PWM	Pulse Width Modulation
MEMS	Micro-ElectroMechanical System
VTOL	Vertical Take-Off and Landing

# Lista de símbolos

$x$	Matriz de Estados
$u$	Matriz de Entrada
$f_r$	Impulso do motor direito
$f_l$	Impulso do motor esquerdo
$\theta$	Ângulo central ( <i>Roll</i> )
$\omega$	Velocidade Angular ( <i>Roll</i> )

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	<b>Apresentação</b>	<b>15</b>
1.2	<b>Justificativa</b>	<b>16</b>
1.3	<b>Objetivos</b>	<b>17</b>
1.3.1	Objetivo Geral	17
1.3.2	Objetivos Específicos	17
1.4	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>18</b>
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b>	<b>19</b>
2.1	<b>Motor DC Brushless (BLDC)</b>	<b>19</b>
2.1.1	Princípio de Funcionamento	19
2.1.2	Modelagem Dinâmica	21
2.2	<b>Modelagem do Sistema Birrotor</b>	<b>24</b>
2.2.1	Abordagem Simplificada para modelo Linear	25
2.2.2	Abordagem Completa para Modelo Não-Linear	26
2.3	<b>Sensor Giroscópio e Acelerômetro</b>	<b>27</b>
2.3.1	Princípio de Funcionamento do Giroscópio	28
2.3.2	Princípio de Funcionamento do Acelerômetro	29
2.4	<b>Identificação de Sistemas</b>	<b>30</b>
2.4.1	Identificação pelo Método dos Mínimos Quadrados	31
2.5	<b>Controladores</b>	<b>31</b>
2.5.1	Controlador PID 2 DOF	31
2.5.2	Controlador LQR	31
2.6	<b>Softwares</b>	<b>32</b>
2.6.1	MATLAB	32
2.6.2	LabView	33
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>34</b>
3.1	<b>Materiais Utilizados</b>	<b>34</b>
3.1.1	Motor Brushless A2212/13T	34
3.1.2	ESC Simonlk 30A	34
3.1.3	Tubo de Fibra de Carbono	35
3.1.4	Giroscópio e Acelerômetro MPU6050	36
3.1.5	National Instruments myRIO-1900	37
3.2	<b>Arquitetura da solução</b>	<b>38</b>
3.2.1	Desenvolvimento Mecânico	38

3.2.2	Desenvolvimento Eletrônico . . . . .	42
3.2.3	Algoritmo para aquisição e filtragem do ângulo central . . . . .	45
3.2.3.1	Configurações Iniciais . . . . .	45
3.2.4	Algoritmo para comando dos atuadores . . . . .	48
<b>3.3</b>	<b>Interface para Identificação e Validação de Modelos . . . . .</b>	<b>49</b>
3.3.1	Identificação do modelo do Sistema birrotor . . . . .	50
<b>3.4</b>	<b>Interface para Projeto e Validação de Controladores PID . . . . .</b>	<b>51</b>
3.4.1	Projeto de controlador PID 2DOF . . . . .	52
<b>3.5</b>	<b>Interface para Projeto e Validação de Controladores por Realimen- tação de Estados (Full-State) . . . . .</b>	<b>54</b>
3.5.1	Projeto de Controlador LQR . . . . .	56
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO . . . . .</b>	<b>57</b>
4.1	Resultado do Desenvolvimento Mecânica e Eletrônica . . . . .	57
4.2	Resultado da Identificação do Sistema . . . . .	58
4.3	Resultado do controlador PID . . . . .	60
4.4	Resultado do controlador LQR . . . . .	61
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>64</b>
5.1	Trabalhos Futuros . . . . .	64
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>66</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Apresentação

O Controle Automático é uma área da ciência que utiliza a medição de grandezas físicas para atingir valores desejados, isto através de atuadores que são capazes de manipular estes aspectos físicos, sendo esta relação denominada dinâmica de um sistema, o qual pode ser um sistema mecânico, sistema elétrico, de fluido, térmico ou até mesmo a combinação de dois ou mais tipos de sistema. As teorias de controle moderno surgem para determinar métodos de análise e síntese de controladores baseados em modelagens do sistema, em geral, descritas por uma equação diferencial linear ou não-linear, mas não restringidas a isso, os quais são construídos através da análise física e matemática com o conhecimento geral dos parâmetros do sistema através de abordagens de caixa branca, ou obtendo dados de entrada e saída do sistema em abordagens de caixa preta através da identificação do sistema, também existindo soluções convergentes com o uso de projetos de caixa cinza e até mesmo utilizando dados adquiridos em tempo real para atualizar os parâmetros do sistema e controlador. O uso dessas técnicas em sistemas práticos foi um marco para indústria e tecnologia moderna (OGATA, 2010), sendo utilizado em sistemas de veículos espaciais, sistemas robóticos, modernos sistemas de manufatura e quaisquer operações industriais que envolvam o controle de temperatura, pressão, umidade, viscosidade, vazão, entre muitos outros.

Contudo, a aplicação prática das teorias de controle, como por exemplo o projeto de sistemas de controle pelo método de lugar das raízes, pelo método de resposta em frequência, bem como os projetos no espaço de estados, necessitam da modelagem da planta do sistema (DORF; BISHOP, 2013), algo que impede, em um primeiro momento, que os estudantes de engenharia possam ter a experiência de aplicar de fato os conhecimentos obtidos nas disciplinas do ensino superior, sendo dessa forma restringidos ao uso de instrumentos de simulação como o MATLAB, onde a planta é determinada previamente através de representações de funções de transferência ou na representação de espaço de estados e então utilizadas nos cálculos. Além disso os sistemas práticos são suscetíveis à presença de distúrbios, e de ruído na medição dos sensores, além de apresentar dinâmicas não-lineares, tornando complexa ou até inviável uma comparação com sistemas lineares das simulações durante as aulas ministradas.

Este ensino teórico das disciplinas de Controle, tanto em sistemas de tempo contínuo como em tempo discreto, requer um alto nível de abstração por parte do professor para apresentar conceitos como estabilidade, instabilidade, influência de polos e zeros, resposta em frequência, e aplicação de controladores. Esta abstração é elevada quando estes sistemas

de tempo contínuo são levados para o domínio discreto, com intuito de implementar em microcontroladores no âmbito do controle digital, pois são adicionados conceitos como frequência de amostragem, tempo de leitura e processamento dos sinais dos sensores, tempo de resposta dos atuadores, processamento do cálculo do sinal de controle, saturação de sinais, e outros elementos que podem transformar um controlador projetado em tempo contínuo em um controlador impraticável.

Ao desenvolver controladores na prática, através de microcontroladores, pelo fato de diversos sistemas serem instáveis e não-lineares, a aplicação de técnicas de controle torna-se complexa para ser abordada em sala de aula. Tendo isto em vista, o presente trabalho resolve desenvolver um sistema físico, com o auxílio de um sistema supervisorio, que facilite a didática do ensino de Controle Discreto, com uma aplicação real em um projeto de birrotor com duas hélices.

Através de um modelo físico projetado de um aeromodelo VTOL de duas hélices, restringido à 1 (um) grau de liberdade em um problema de regulação, parte-se da hipótese de que é possível facilitar o ensino da aplicação de um Projeto de Controle Discreto/Digital, através da integração da planta física em um ambiente controlado com um sistema supervisorio.

## 1.2 Justificativa

Outro fator que eleva a importância do aprendizado prático de controle discreto é a interferência do hardware escolhido no projeto do controlador, assim como os atuadores e a montagem mecânica utilizada, pois isto modifica os parâmetros da planta do sistema a ser controlado. As medidas dos sensores, na prática, possuem diversas interferências que diferem da aquisição ideal das medidas obtidas em simulação, existindo até mesmo diferença de desempenho do uso diferentes tipos de sensores, como avaliado por [Chulkovs, Grabs e Ipatovs \(2020\)](#), no caso da comparação entre o uso do sensor giroscópio com tecnologia MEMS e FOG, com uso em câmeras estabilizadas para aplicação cinematográfica.

Tendo em vista essa necessidade, diversas universidades adquirem modelos de planta vendidos comercialmente, os quais possuem a robustez necessária para o ensino de controle, porém o custo destes modelos é alto, ainda mais levando em consideração que a maior parte é vendida fora do Brasil.

Portanto, o presente trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema físico que simula o problema de regulação em um birrotor, onde simulam, de forma abstrata, asas que devem ficar em equilíbrio para levantar vôo, o qual é reduzido a um grau de liberdade para facilitar a prática do projeto de um controle digital, assim como um sistema supervisorio que é capaz de traduzir as respostas do sistema, e enviar as mudanças de parâmetro em tempo real para visualização dos impactos do controlador. Além disso,

para validação do sistema, como em um projeto real de controlador, será feita uma abordagem simples de identificação do sistema através do método dos mínimos quadrados com auxílio do MATLAB (AGUIRRE, 2014), aplicando dessa forma um controlador PID, e um controlador robusto LQR, os quais irão servir como exemplo para futuras aplicações, tanto de identificação de sistemas como de projeto de controlador digital.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema físico didático e um sistema supervisor para aprendizado de Controle Discreto simulando o problema de regulação de um aeromodelo VTOL de duas hélices.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

Com o intuito de alcançar o objetivo geral, são definidos alguns objetivos específicos, os quais são:

- a) Desenvolver o projeto mecânico do aeromodelo VTOL de duas hélices, tendo em vista a segurança e robustez para o uso em laboratório;
- b) Montar o circuito elétrico de ligação do microcontrolador, sensor giroscópio e motores de aeromodelos.
- c) Realizar simulações de validação do funcionamento dos sensores e atuadores;
- d) Desenvolver a interface de comunicação entre o sistema embarcado, MATLAB simulink e LabView para o sistema supervisor;
- e) Programar o microcontrolador com um algoritmo para receber os parâmetros de controle do sistema supervisor;
- f) Desenvolver sistema supervisor através do LabView com gráficos da resposta temporal, erro, PWM dos atuadores, e entradas de modificação dos parâmetros de controle;
- g) Realizar a identificação do sistema pelo método de mínimos quadrados estendido para projetos de controle;
- h) Implementação de controlador PID para demonstração do sistema;
- i) Implementação de controlador LQR para comparação de resultados;

## 1.4 Organização do Trabalho

Este trabalho é dividido em 3 partes essenciais, em que o capítulo 1 apresenta uma introdução ao trabalho, elencando os principais objetivos do projeto, bem como a motivação e as justificativas para sua elaboração através do embasamento em estudos anteriores e livros da área de controle. O capítulo 2 demonstra um referencial teórico com uma ampla pesquisa à respeito da modelagem física dos motores DC e do sistema birrotor como um todo, além de apresentar um estudo sobre os sensores, controladores discretos, e técnicas de identificação de sistemas utilizados. Através deste estudo, o capítulo 3 desenvolve a metodologia utilizada para atingir os objetivos expostos, enquanto o capítulo 4 exhibe os resultados finais obtidos do desenvolvimento do sistema birrotor didático. Por fim, o capítulo 5 encerra com as conclusões e discussões sobre os resultados, e apresenta tópicos para trabalhos futuros.

## 2 Referencial Teórico

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica do trabalho. Serão abordados conceitos referentes à construção do sistema birrotor, para compreensão do funcionamento e dinâmica dos motores DC Brushless (BLDC), os quais serão utilizados como atuadores do sistema, também serão abordados os princípios de funcionamento dos sensores utilizados, entre eles o sensor giroscópio, acelerômetro e encoder. Em seguida, será apresentada uma introdução à identificação de sistema pelo método dos mínimos quadrados, para dessa forma utilizá-los no projeto dos controladores digitais PID e LQR. Além disso, também são apresentados os softwares utilizados para simulação, projeto 3D e sistema supervisorio.

### 2.1 Motor DC Brushless (BLDC)

Um dos tipos de motores utilizados no mercado são os motores DC sem escovas, ou BLDC (BrushLess Direct Current) também chamados de motores síncronos trapezoidais, os quais utilizam o campo magnético do rotor e estator na mesma frequência. Este tipo de motor, diferente dos motores DC convencionais, não utiliza escovas para comutar seu movimento, para isso é necessário utilizar um chaveamento eletrônico das suas fases, podendo ser monifásico, bifásico ou trifásico, porém, dentre estes modelos o motor BLDC trifásico é o mais utilizado. (YEDAMALE, 2003).

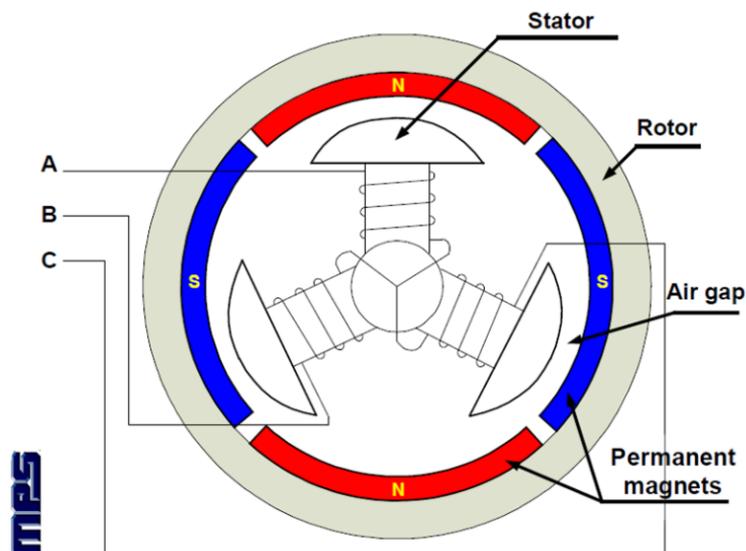
O motor BLDC possui algumas vantagens em relação aos outros tipos de motores, (BARATIERI, 2011) , tais como:

- Larga faixa de velocidade de rotação;
- Resposta dinâmica rápida;
- Peso e volume reduzido;
- Característica linear de torque x velocidade;
- Aumento da densidade de energia;
- Pouca manutenção pela ausência de comutadores com escovas;

#### 2.1.1 Princípio de Funcionamento

Este motor é constituído de duas partes, o estator e o rotor, o primeiro é formado por lâminas de aço que são combinadas com as bobinas axialmente através de ranhuras

Figura 1 – Diagrama interno Motor BLDC



Fonte: Vilma (2016)

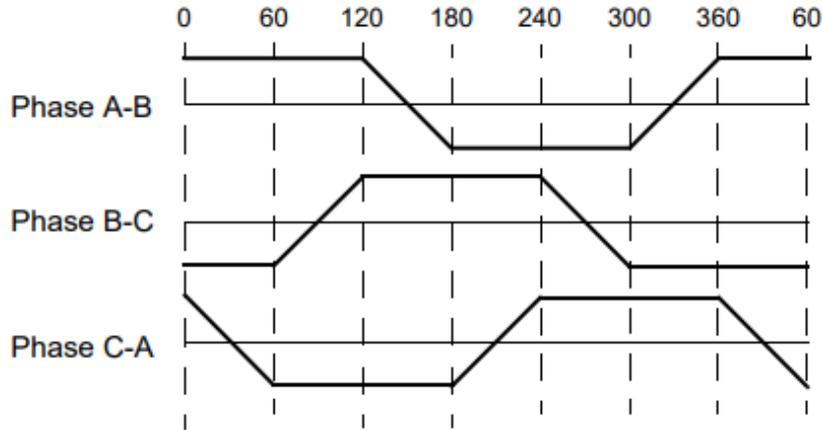
cortadas ao longo da parte interna como apresenta a Figura 1, se assemelhando ao de um motor de indução, porém, os enrolamentos não são colocados da mesma forma.

No caso dos motores BLDC utilizados em aeromodelos é utilizada a conexão em delta. Em cada um destes enrolamentos são colocadas várias bobinas interconectadas para formar um enrolamento em um número par de polos. Enquanto isso, o rotor é feito de ímãs permanentes e variam de quantidade em relação ao número de bobinas formados pelo estador, com polos norte e sul alternados um após o outro. O material escolhido para estes ímãs depende da densidade magnética necessária para realizar o movimento de rotação, influenciando também na relação tamanho/peso deste motor, tendo em vista a utilização em aeromodelos, este peso e tamanho influenciam diretamente no torque necessário para o voo e afetando também a carga da bateria necessária, por este motivo há um vasto investimento neste tipo de motor. (VILMA, 2016)

Ao contrário de um motor DC com escovas, a estrutura de troca entre as fases é feita eletronicamente através de um inversor de frequência trifásico, o qual tem como função transformar um sinal PWM (Pulse Width Modulation) em um sinal trapezoidal característico desse tipo de motor, apresentado na Figura 2.

Esse sinal PWM é utilizado de forma semelhante ao padrão aplicado nos servo motores, onde a frequência do sinal é de 50 Hz, e o período em que sinal possui um nível alto varia de  $1000\mu s$  até  $2000\mu s$ , diferente do uso normal do PWM em que o sinal varia de 0 até o período total da frequência. Conforme esse período aumenta, a taxa de comutação aumenta proporcionalmente, executando uma rotação de velocidade maior.

Figura 2 – Comutação de sinais Motor BLDC.



Fonte: [Yedamale \(2003\)](#)

Para que haja sincronia neste movimento, o circuito de comutação deve detectar a posição do motor, por isso a maioria dos motores BLDC possuem sensores Hall no estator, dessa forma, sempre que o polo magnético do rotor passa perto do sensor Hall, é dado um sinal de nível alto ou baixo, indicando que um polo norte ou sul está passando pelo sensor. Baseado na combinação dos sinais dos três sensores Hall, a sequência exata de comutação pode ser determinada. ([YEDAMALE, 2003](#))

### 2.1.2 Modelagem Dinâmica

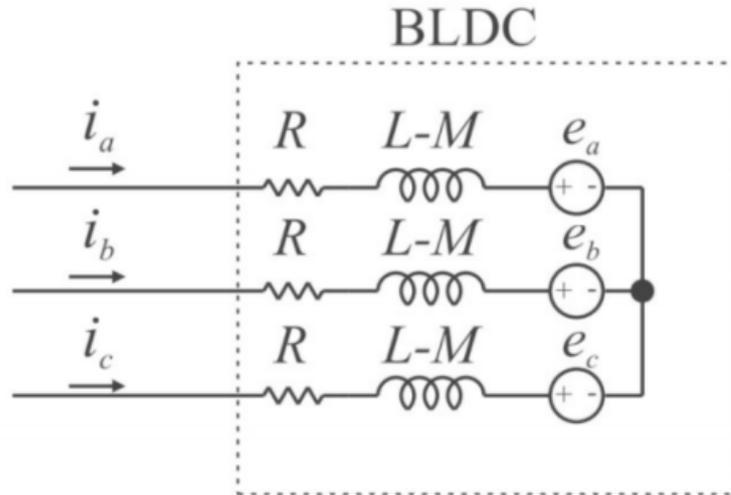
A constituição de um motor BLDC segue os mesmos parâmetros de um motor DC convencional, com a diferença de possuir três fases, cada uma atuando como um motor DC individual. A Figura 3 apresenta um circuito elétrico equivalente com os parâmetros simplificados.

$i_a, i_b$  e  $i_c$  são as correntes da fase,  $e_a, e_b$  e  $e_c$  são as FCEM de cada fase,  $R$  é a resistência de cada fase,  $L$  é a indutância própria da fase,  $M$  é a indutância mútua do BLDC.

Considerando o modelo simplificado de [Baratieri \(2011\)](#), que considera as resistências e indutâncias de cada fase são iguais, além de considerar que a corrente resultante da soma da influência de cada fase são iguais a zero, é possível obter a equação 2.1 da dinâmica elétrica para o motor BLDC, tendo como entrada as correntes e o ângulo desenvolvido pelo motor, resultando em:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ di_c/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \theta_r \\ e_b \theta_r \\ e_c \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Figura 3 – Circuito elétrico equivalente do motor BLDC.



Fonte: Vilma (2016)

Esta equação é semelhante a uma expansão da equação dinâmica do motor DC convencional e assim como este, o torque eletromagnético resultante da tensão aplicada pode ser descrito pela equação 2.2.

$$T_e = \frac{1}{\omega_r(t)} [e_a \theta_r i_a(t) + e_b \theta_r i_b(t) + e_c \theta_r i_c(t)] = K_t i(t) \quad (2.2)$$

$\omega_r$  é a velocidade angular desenvolvida pelo motor BLDC. Com isso é possível descrever a equação da dinâmica mecânica de velocidade e posição do motor nas equações 2.3 e 2.4, onde:

- $\omega_r$  = velocidade angular do motor, em  $rad/s$ ;
- $T_e$  = torque eletromagnético, em  $N.m$ ,
- $T_c$  é o torque da carga, , em  $N.m$ ;
- $J$  = momento de inércia resultante, em  $kg.m^2$ ;
- $P$  = número de pólos;

$$J \frac{d}{dt} \omega_r(t) = T_e - T_c - \omega_r(t) \quad (2.3)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r(t) = \frac{P}{2} \omega_r(t) \quad (2.4)$$

Com estas equações é possível montar uma função de transferência equivalente para o motor BLDC utilizando as equações dinâmicas do motor DC convencional, tendo em vista que a cada momento são utilizados duas bobinas simultaneamente, tendo como resultado a equação 2.5:

$$V_{ab}(t) = 2Ri(t) + 2(L - M)\frac{di(t)}{dt} + K_e\omega_r(t) \quad (2.5)$$

$$V_{ab}(t) = R_a i(t) + L_a \frac{di(t)}{dt} + K_e \omega_r(t) \quad (2.6)$$

Nesta equação, são utilizados os valores do modelo na equação 2.1, que pode ser simplificados utilizando  $R_a := 2R$  e  $L_a := 2(L - M)$ , tornando portanto a dinâmica elétrica do motor semelhante à dinâmica de um motor DC convencional.

Da mesma forma a equação da dinâmica mecânica é extraída da relação dos parâmetros relacionados ao torque e ao momento de inércia, e pode ser obtido a partir da segunda lei de newton, porém, o movimento de rotação possui uma componente de atrito viscoso, o qual atua como um amortecedor do sistema, logo a dinâmica mecânica pode ser expressa por:

- $J_t$  = Momento de Inércia Equivalente (Motor + Hélice), em  $kg.m^2$ ;
- $B$  = Coeficiente de Atrito Viscoso,
- $F$  = Coeficiente de Atrito Estático;
- $Kt$  = Constante de Torque;

$$J_t \frac{d\theta_r}{dt} + B\theta_r + F = K_t i(t) \quad (2.7)$$

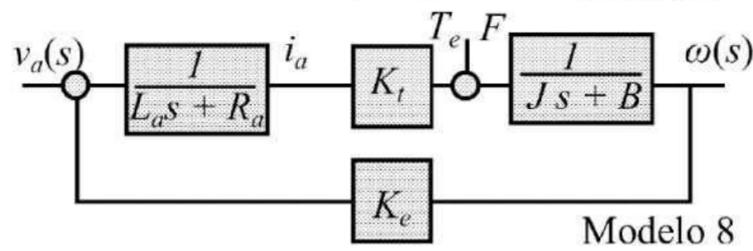
Substituindo a equação da dinâmica em relação à mecânica do motor 2.7 na equação da dinâmica em relação à elétrica do motor expressa na equação 2.6, obtem-se a função de transferência completa para um motor BLDC (BARATIERI, 2011), a qual foi organizada no diagrama de blocos da Figura 4:

Considerando:

- $V_a(s)$  = Tensão de entrada entre dois pólos, em  $V$
- $\omega_r(s)$  = Velocidade angular do motor, em  $rad/s$ ;

Isto resulta em uma função de transferência de segunda ordem, o qual representa a dinâmica completa do motor apresentada na equação 2.8, sem considerar não-linearidades relacionadas ao desgaste das bobinas, e turbulência na propulsão da hélice. Porém, para

Figura 4 – Diagrama de blocos modelagem do motor BLDC.



Fonte: Vilma (2016)

sistemas de motores em boas condições, e com alta rotação, os termos referentes ao coeficiente de atrito viscoso e o coeficiente de atrito estático tornam-se desprezíveis, podendo dessa forma considerar um sistema de primeira ordem, apresentado na equação 2.9:

$$G(s) = \frac{K_t}{L_a J_t s^2 + (R_a J_t + L_a B)s + (R_a B + K_e K_t)} \quad (2.8)$$

$$G(s) = \frac{K_e K_t / R_a J}{s + K_e K_t / R_a J} \quad (2.9)$$

## 2.2 Modelagem do Sistema Birrotor

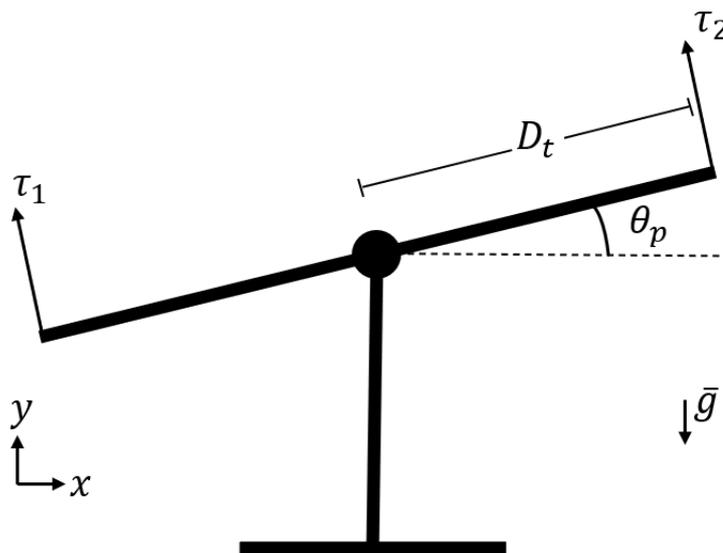
O presente trabalho, com o objetivo de melhorar a prática da aplicação de controladores discretos, divide em duas etapas a fase de modelagem dinâmica do sistema birrotor, a primeira sendo uma descrição simplificada do sistema birrotor para utilizar no projeto de controladores, pois, através de um sistema linear de 2º ordem, é possível utilizar as abordagens clássicas e lineares para síntese de controladores como PID e no espaço de estados, através da alocação de pólos ou utilizando a síntese de controladores LQR. As desvantagens dessa abordagem é a limitação do uso deste modelo, pois o mesmo não considera as dinâmicas não-lineares.

Devido ao bom desempenho e eficiência dos motores BLDC, a maioria das aplicações em drones quadricópteros encontrados na literatura utilizam este tipo de motor, como apresentado em Lopes et al. (2020), Almtireen (2018) e Quan (2017). Por este motivo é possível encontrar diversas referências ao modelo dinâmico de aplicações deste tipo de sistema, como drones quadrirotores, bancadas didáticas e projetos de sistemas birrotores. Em geral, a modelagem baseia-se na relação do modelo eletromecânico do motor BLDC que relaciona a tensão aplicada com o torque produzido pelo mesmo, que também é denominado como efeito de propulsão

### 2.2.1 Abordagem Simplificada para modelo Linear

Esta abordagem simplificada é muito utilizada na literatura em modelos de birrotores e em sistemas tipo TRAS (Twin-Rotor Aerodynamycal System), os quais são semelhantes à um helicóptero tendo 2 graus de liberdade. Alguns exemplos desta abordagem podem ser observadas nos trabalhos de [Lopes et al. \(2020\)](#) e [Zhu et al. \(2020\)](#), os quais utilizam devido a simplicidade e fácil dimensionamento de parâmetros em ambiente controlado, ou utilizando métodos baseados em dados experimentais. Esta abordagem é amplamente utilizada em bancadas didáticas para estudo de controle e mecatrônica, como apresentado nos recursos acadêmicos da implementação de bancadas da Quanser, os quais estão disponíveis em seu site sem custo, considerando o modelo Quanser Aero 2 ([QUANSER, 2024](#)), como apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Modelo do Problema de Regulação birrotor linear



Fonte: [Ugurlu, Kalkan e Saranli \(2021\)](#)

A modelagem utiliza o princípio da segunda lei de Newton, onde é definido que o somatório dos torques é igual ao momento de inércia do sistema vezes a aceleração angular, apresentado na equação 2.10.

$$J_d \ddot{\theta} = \sum \tau_i \quad (2.10)$$

$J_d$  é o momento de inércia equivalente do sistema, considerando que o conjunto é adotado como um corpo rígido,  $\theta_p$  é o ângulo de inclinação do sistema em relação ao eixo central. Para este caso, é considerado a influência do amortecimento viscoso ocasionado pela ar, sendo determinado pelo coeficiente de amortecimento viscoso  $D_p$ , e também

da rigidez em relação ao ângulo de inclinação, determinado por  $K_r$ , a equação dinâmica simplificada para um modelo linear é dada pela equação 2.11 (ZHU et al., 2020):

$$J_d \ddot{\theta} + D_p \dot{\theta} + K_r \theta = \tau_1 - \tau_2 \quad (2.11)$$

O modelo que representa a propulsão desempenhada pelos motores é determinada pelo coeficiente de propulsão  $K_p$ , proporcionalmente a tensão aplicada no motor. Por fim, como os dois atuadores influenciam o mesmo grau de liberdade, é utilizada uma constante  $T$  para fazer a oposição entre os motores opostos, como é amplamente utilizado no controle de drones (QUAN, 2017). Por este motivo é possível substituir  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , em que  $u(t)$  é a entrada.

$$\tau_1 = K_p D_t V_1(t) = K_p D_t (T + u(t)) \quad (2.12)$$

$$\tau_2 = K_p D_t V_2(t) = K_p D_t (T - u(t)) \quad (2.13)$$

$$J_d \ddot{\theta} + D_p \dot{\theta} + K_r \theta = K_p D_t (T + u(t) - T + u(t)) \quad (2.14)$$

$$J_d \ddot{\theta} + D_p \dot{\theta} + K_r \theta = 2K_p D_t u(t) \quad (2.15)$$

Com isso obtemos uma equação diferencial de segunda ordem, que pode ser escrita tanto como função de transferência na equação 2.16, como em espaço de estados na equação 2.17, para a síntese dos controladores:

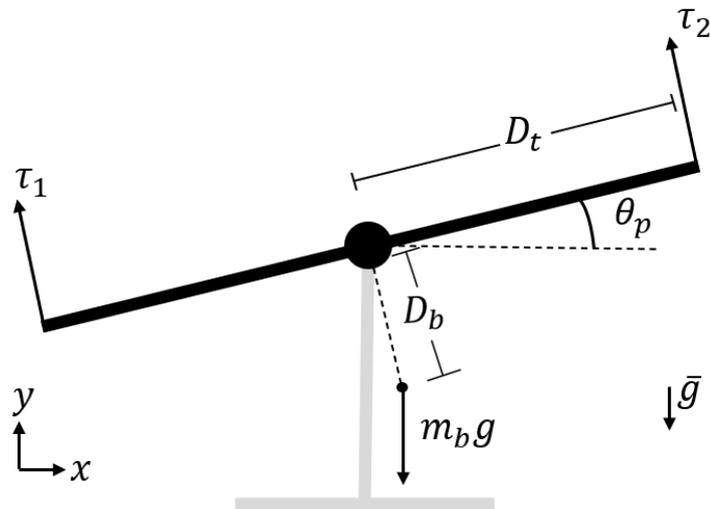
$$G_1(s) = \frac{\frac{D_t K_p}{J_p}}{s^2 + \frac{D_p}{J_p} s + \frac{K_s}{J_p}} \quad (2.16)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D_p}{J_p} & -\frac{K_s}{J_p} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D_t K_p}{J_p} \end{bmatrix} D = 0 \quad (2.17)$$

## 2.2.2 Abordagem Completa para Modelo Não-Linear

Ugurlu, Kalkan e Saranlı (2021) apresentam um modelo de um sistema de duas hélices plano, sem ponto de apoio, apresentado na Figura 6, o qual considera a componente do peso da barra no centro de massa, e, tendo em vista que existe uma variação de ângulo, esta força será modificada por componentes senoidais e cossenoidais, introduzindo não-linearidades no modelo.

Figura 6 – Modelo do Problema de Regulação birrotor não-linear



Fonte: Ugurlu, Kalkan e Saranli (2021)

Através desta modelagem física, é possível obter a dinâmica do sistema birrotor, isso igualando o somatório dos torques aplicados com o momento de Inércia do sistema vezes a aceleração angular, considerando o peso da barra (UUR TSAIKH; TENGIS; BATMUNKH, 2019).

$$\begin{aligned} \sum \tau &= I \ddot{\theta} \\ -d^2 m_1 \ddot{\theta} - d^2 m_2 \ddot{\theta} &= -d m_1 g \cos(\theta) - d m_2 g \cos(\theta) + l_1 f_r - l_2 f_l \end{aligned}$$

Esta equação evidencia que o sistema é não-linear, devido aos componentes cosenoidais, e através dela é possível construir um modelo para abordagem de espaço de estados no controlador LQR e também uma equação polinomial para a abordagem de controlador PID.

## 2.3 Sensor Giroscópio e Acelerômetro

A grandeza física que mede a rotação entre duas direções, a partir de um ponto central é definida como ângulo, e é uma característica fundamental na geometria e na trigonometria usado para descrever a posição relativa de objetos em um plano bidimensional ou em um espaço tridimensional. No sistema internacional de unidades, esta grandeza é expressa em  $[rad]$ , denominado radianos, e descreve a medida em relação à uma circunferência, porém, também é comum utilizar a notação  $[^\circ]$  graus.

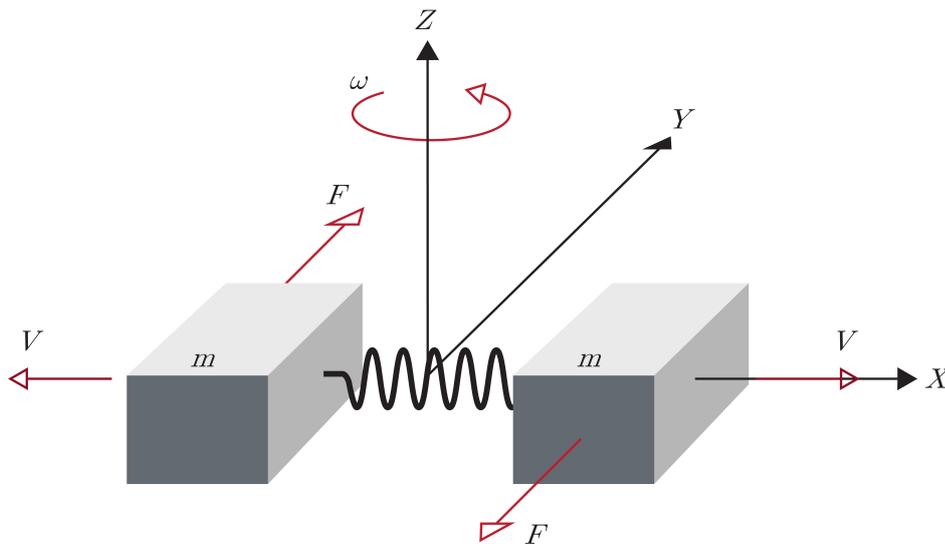
Para realizar a medição desta grandeza, bem como das medidas derivadas desta, existem algumas opções no mercado, entre elas o sensor giroscópio, sensor acelerômetro e sensor de velocidade de rotação através de um encoder.

### 2.3.1 Princípio de Funcionamento do Giroscópio

Segundo [Corke \(2017\)](#), os sensores giroscópios são utilizados para obter a taxa de rotação ou a velocidade angular de um corpo inercial em torno de um eixo específico, ele é amplamente empregado em uma variedade de aplicações, como sistemas de navegação, controle de veículos, estabilização de câmeras, dispositivos de realidade virtual e muitos outros. O termo giroscópio é oriundo de um antigo dispositivo que através do movimento de rotação e do fenômeno da conservação do momento angular é capaz de manter a orientação, mesmo com a aplicação de um torque externo.

Existem no mercado algumas formas de construção para o giroscópio, como os de construção mecânica, os fiber-optic gyroscope (FOG), ring-laser gyroscopes (RLGs), e o mais comum nas aplicações de baixo custo são os MEMS (Micro-Electro-Mechanical system), os quais possuem peças mecânicas dentro do chip, que são separados por um material diamagnético, permitindo que o espaço entre estas peças atue como um capacitor, como é mostrado na Figura 7.

Figura 7 – Funcionamento do giroscópio



Fonte: [vectornav \(2022\)](#)

Estes sensores são chamados de IMU's (Inertial Measurement Units), os quais, utilizam a inércia dos materiais para realizar a medida de grandezas físicas, neste caso, para realizar a medida da rotação do movimento o sensor capta o valor da capacitância entre os dois materiais, uma vez que ao desenvolver uma rotação as duas peças irão de movimentar em sentidos opostos devido a inércia dessas massas, variando a distância entre o centro das massas, e conseqüentemente, a capacitância. A partir desta medida é possível realizar uma relação proporcional entre a velocidade angular  $\omega_p(t)$ , e a medida do sensor. Em geral, este tipo de sensor possui uma baixa incidência de ruídos, pois, geralmente o eixo de movimento das peças é apenas um, eliminando vibrações provenientes de outras

direções, e caso seja um ruído no eixo das peças, este irá movimentar ambas as peças ao mesmo tempo, não variando a distância entre as peças.

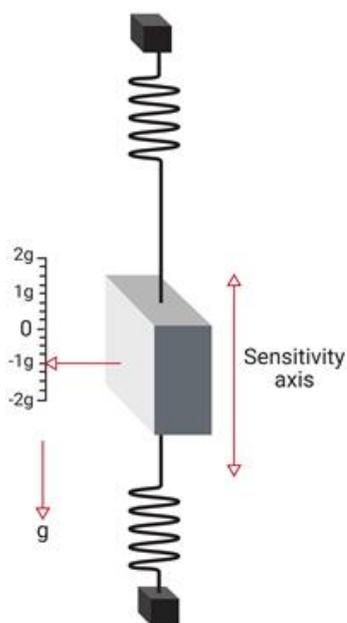
Além disso, é possível observar que o sensor mede a velocidade angular do movimento e não o ângulo do objeto referencial, portanto, é necessária integração dos valores medidos para obtenção do valor de ângulo.

$$\theta_p = \int_0^t \omega_p dx + C \quad (2.18)$$

### 2.3.2 Princípio de Funcionamento do Acelerômetro

Os sensores acelerômetros medem a aceleração dos corpos em determinada direção, portanto, mesmo que o objeto esteja parado em relação a terra, este está sujeito a aceleração da gravidade, com isso é possível medir tanto a aceleração do corpo, como o ângulo em relação a determinado eixo. Eles são essenciais em muitos contextos, incluindo GPS e dispositivos móveis, onde desempenham um papel fundamental na detecção de movimentos e orientação espacial, e seu princípio básico de funcionamento é baseado na segunda lei de Newton, que estabelece que a força aplicada a um objeto é diretamente proporcional à sua aceleração, onde os principais são os acelerômetros tipo piezoelétricos. Assim como o giroscópio, este sensor possui diversas formas de construção, sendo o mais comum a abordagem MEMS, utilizando um corpo suspenso por dois materiais elásticos com material dielétrico preenchendo o espaço como aponta a Figura 8.

Figura 8 – Funcionamento do acelerômetro

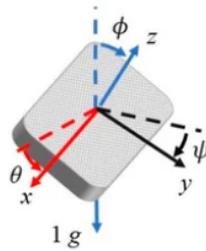


Fonte: [vectornav](#) (2022)

Quando o objeto de referência desempenha uma aceleração, o corpo central do sensor move-se na direção oposta por efeito da inércia, por este motivo o acelerômetro também é considerado um IMU, e este movimento varia a distância entre as duas paredes do sensor, por fim, estas distâncias variam a capacitância medida, a qual é diretamente proporcional a aceleração do corpo (CORKE, 2017).

Também é possível observar que a aceleração da gravidade também produz uma variação nestas distâncias, devido o peso do corpo central, com isso é possível calcular o ângulo do objeto de referência, como mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Cálculo dos ângulos com acelerômetro



Fonte: Corke (2017)

Aplicando as regras de trigonometria, tendo em vista que  $a_x$ ,  $a_y$  e  $a_z$  são as acelerações medidas em cada eixo do acelerômetro, é possível obter as equações para o valor de cada ângulo dos eixos referenciais X e Z, apresentados nas equações 2.19 e 2.20.

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{A_x}{\sqrt{A_y^2 + A_z^2}} \right) \quad (2.19)$$

$$\phi = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{A_y}{\sqrt{A_x^2 + A_z^2}} \right) \quad (2.20)$$

## 2.4 Identificação de Sistemas

Para aplicar os métodos de controle que resolvam o problema de regulação, é necessário obter o modelo que represente o sistema, sendo uma equação que a partir das entradas possa descrever a saída, no caso do sistema birrotor, a entrada é o PWM dos motores, e a saída é o ângulo central, para isso utiliza-se o processo de identificação do sistema. Para que seja possível identificar a planta do sistema, é necessário coletar os dados de entrada e saída, para desta forma, através de métodos matemáticos de otimização, encontrar os parâmetros que definem o sistema. Uma das ferramentas de identificação de sistemas é o método dos mínimos quadrados, assim como adaptações deste como no método dos mínimos quadrados estendido.

### 2.4.1 Identificação pelo Método dos Mínimos Quadrados

Com o objetivo de resolver o problema da polarização do método dos mínimos quadrados clássico, este método estendido leva em consideração um termo equivalente em natureza ao ruído do sistema, o qual é chamado de resíduo. Portanto, em cada iteração do mínimos quadrados estendidos, deve-se calcular uma estimação dos parâmetros a próxima rodada com a equação abaixo:

$$\hat{\theta} = (\psi^T \psi)^{-1} \psi^T y$$

Com este valor calculado de regressores é possível estimar qual será o resultado da próxima iteração, porém, como os regressores ainda estão se ajustando, haverá um resíduo entre a saída medida e o valor estimado como pode ser visto abaixo:

$$\xi = y - \psi \hat{\theta}$$

Com este resíduo, que é, em natureza, equivalente ao ruído, monta-se uma nova matriz de regressores. Isto realiza a identificação do sistema levando em consideração a interferência de ruídos no sistema.

$$\psi(k) = [y(k-1) \ y(k-2) \ \dots \ u(k-1) \ u(k-2) \ \dots \ \xi(k-1) \ \xi(k-2) \ \dots]$$

## 2.5 Controladores

A partir da planta identificada ou modelada, projeta-se um controlador no tempo contínuo, o qual é responsável por relacionar os sinais medidos com a atuação do controle, e depois utiliza-se métodos de discretização para aplicar no microcontrolador. Existem diversos controladores que podem ser implementados, porém, para validar o funcionamento do sistema didático, projetou-se o sistema supervisorio com enfoque no uso de um controlador PID, e após isso comparar com uma solução mais moderna através da abordagem de espaço de estados, no controlador LQR.

### 2.5.1 Controlador PID 2 DOF

O controlador PID é uma das formas de controle mais convencionais e clássicas, apesar de não ter um desempenho tão bom, este controlador é bem conhecido e aceito na indústria, por este motivo serve como base de comparação para outros modelos de controladores. Este pode ser implementado através da seguinte equação no tempo contínuo.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t)$$

### 2.5.2 Controlador LQR

O controlador Robusto LQR, é implementado a partir do cálculo da minimização da função de custo de controle, desta forma, encontrando a matriz de realimentação ótima

para realizar o controle por realimentação de estados. Essa função de minimização é dada por:

$$J(u(t)) = \int_0^{\infty} \left( x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) \right) dt$$

A resolução desta equação, encontrando as matrizes  $Q$  e  $R$ , dão origem a matriz de ganhos da realimentação de estados  $K_{LQR}$ , e com isso pode ser implementado com um controle por realimentação de estados da seguinte forma:

$$u(t) = -K_{LQR}x(t)$$

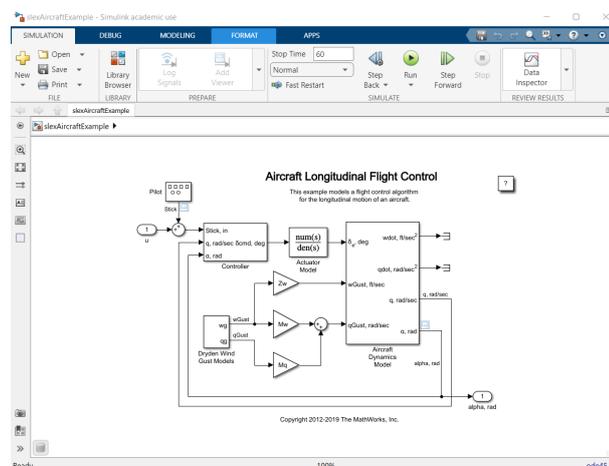
## 2.6 Softwares

Com o intuito de formar o sistema supervisorio, o qual tem como função apresentar em gráficos as respostas temporais do sistema, e também servir de ferramenta de entrada para os parâmetros de controle, para isso serão usadas duas ferramentas, o MATLAB simulink e LabView.

### 2.6.1 MATLAB

O Simulink é uma ferramenta do MATLAB que cria um ambiente para diagramas de blocos, onde é possível projetar sistemas com modelos multidomínios. Seu principal objetivo é a simulação de sistemas para garantir parâmetros e métodos, antes de construir um modelo de hardware, que por muitas vezes são caros e não podem ser desperdiçados, diferente dos blocos de simulação que são descartáveis. A Figura 10 apresenta uma aplicação do simulink em desenhar o modelo de controle de aeronave.

Figura 10 – Exemplo de uso Simulink



Fonte: [MATLAB \(2022\)](#)

Esta ferramenta tem como principal função realizar o projeto dos controladores a partir do sistema identificado, bem como comparar com os dados obtidos em tempo

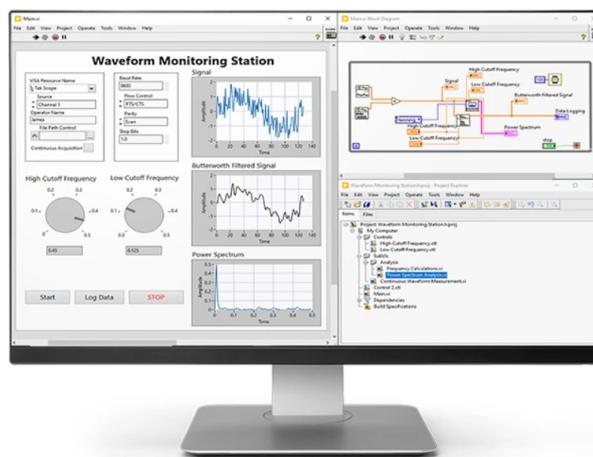
real através de uma comunicação serial. O simulink é utilizado como sistema supervisorio dos modelos comerciais da Quanser (LOPES et al., 2020), e por este motivo, há muitos exemplos de aplicação fornecidos na internet.

## 2.6.2 LabVIEW

O LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench), da National Instruments, é um ambiente de programação gráfica no qual a linguagem G (baseado em fluxo de dados) é utilizada, sendo este fortemente utilizado na indústria de desenvolvimento e automação de sistemas, como em testes de fim de linha, simulação, sistemas de medição e controle, além de aplicação de teste HIL (hardware in the loop) e SIL (software in the loop), com uma fácil integração com o hardware, permitindo receber informações obtidas do sistema em tempo-real, por este motivo também é utilizado no desenvolvimento de sistemas supervisórios.

O ambiente de programação em LABVIEW integra bibliotecas com diversos protocolos de comunicação, permitindo a integração com o hardware em diversas aplicações de engenharia, como através de RS232, USB/Serial e também ETHERNET. Esta também reduz a dificuldade de programação através de uma divisão em diagrama de blocos funcionais, os quais são oriundos de bibliotecas que podem ser adicionadas ao software, como por exemplo a comunicação com Arduino. A Figura 11 apresenta a interface do LabVIEW, dividida no ambiente onde é feita a programação através do diagrama da linguagem G, e ao lado tem-se a interface de interação.

Figura 11 – Exemplo de uso LabVIEW



Fonte: [NationalInstruments \(2022\)](#)

Este programa será utilizado para apresentação dos gráficos durante a execução do programa para monitoramento do sistema, bem como a interface para envio de novos parâmetros do controlador.

## 3 Materiais e Métodos

### 3.1 Materiais Utilizados

Para construir o modelo da planta física deste birrotor, serão utilizados alguns componentes, atuadores, e sensores, bem como os materiais necessários para a construção mecânica e elétrica.

#### 3.1.1 Motor Brushless A2212/13T

Para servir como atuador deste sistema, utilizou-se o motor Brushless A2212/13T, o qual é amplamente utilizado no aeromodelismo (TSERENDONDOG et al., 2016), isto devido ao seu baixo peso e alta capacidade de produzir torque. Este é apresentado na Figura 12.

Figura 12 – *Motor Brushless A2212/13T*



Fonte: [ActionModelismo \(2022\)](#)

O peso total do motor é de 47g, algo que reduz seu impacto na planta do sistema, em contrapartida, segundo seu datasheet cada motor é capaz de erguer entre 300 e 800g, portanto sua capacidade de gerar embuxo é bem alta.

#### 3.1.2 ESC Simonk 30A

Para realizar o controle de velocidade dos motores brushless, é necessário utilizar um ESC. apresentado na Figura 13, o qual é um circuito capaz de receber sinais PWM, e converter, através de uma fonte de energia que em geral é uma bateria, este sinais para corrente. Logo ele é capaz de variar a corrente no enrolamento do motor brushless, variando

dessa forma proporcionalmente a velocidade de rotação do motor, podendo ser considerada uma dinâmica linear.

Figura 13 – ESC Simonlk 30A



Fonte: [BauruModelismo](#) (2022)

### 3.1.3 Tubo de Fibra de Carbono

Uma das variáveis que é capaz de aumentar os efeitos das não-linearidades na planta do sistema é o peso do conjunto, por este motivo, com o intuito de diminuir essa influência, optou-se por construir a haste do sistema birrotor com tubos de fibra de carbono, o qual é formado por uma fibra sintética, composta de finos filamentos de 5 a 10 micrômetros de diâmetro, os quais são entrelaçados para formar uma camada de 2 mm, utilizados para formação de tubos, como apresenta a Figura 14.

Figura 14 – Tubo de fibra de carbono



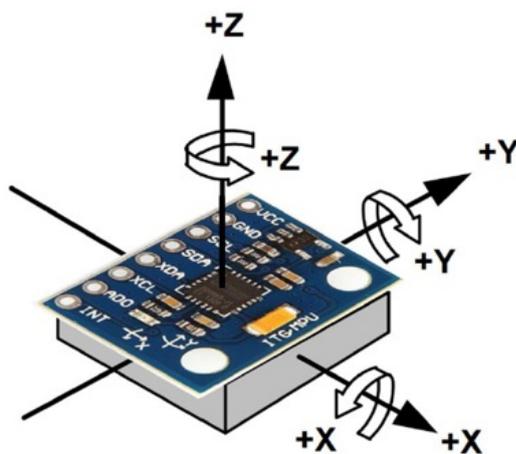
Fonte: [LocalMaker](#) (2022)

Apesar da leveza do material, este tubo é capaz de suportar uma alta carga de tensão devido a estrutura deste compósito. Por este motivo, muitos aeromodelos utilizam para montagem de hastes e envergaduras.

### 3.1.4 Giroscópio e Acelerômetro MPU6050

O sensor MPU6050, evidenciado na Figura 15, é um IMU - *Inertial Measurement Unit*, ou seja, é um sensor capaz de medir os movimentos do mesmo, através de um sensor giroscópio, que mede as velocidades angulares dos três eixos *roll*, *pitch* e *yaw*, e possui também um sensor acelerômetro, capaz de medir as acelerações retilíneas nos eixos  $E_x$ ,  $E_y$  e  $E_z$ , senso capaz de medir 6 (seis) graus de liberdade.

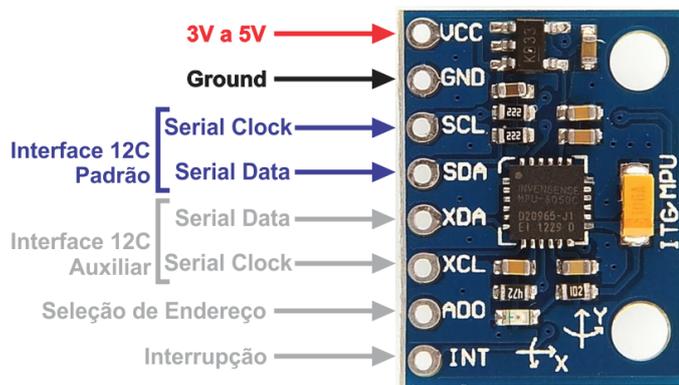
Figura 15 – MPU6050



Fonte: [arduinoOmega](#) (2021)

Com as medidas destes sensores internos é possível utilizar uma combinação de, filtro complementar, com a soma dos valores, elevando a qualidade do sinal capturado e diminuindo a interferência de ruídos na medição deste ângulo central, tanto para as interferências de alta frequência em relação à vibração do sensor acelerômetro, como o acúmulo de erro do sensor giroscópio. A Figura 16 apresenta o diagrama de pinos deste sensor, o qual utiliza a comunicação I2C, e alimentação de 5V.

Figura 16 – Diagrama de Pinos MPU6050



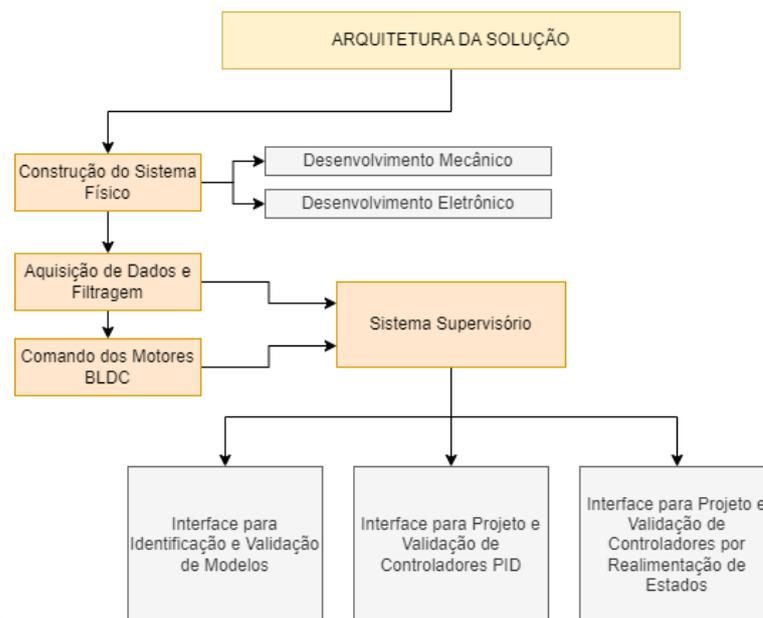
Fonte: [arduinoOmega](#) (2021)



## 3.2 Arquitetura da solução

Com o objetivo de desenvolver uma bancada didática, o processo de desenvolvimento foi dividido em algumas etapas, onde inicialmente é construído o sistema físico em seu aspecto mecânico e ligações eletrônicas, em seguida tem-se a estrutura de programação para aquisição de dados e envio de comando para o sistema físico, conforme apresentado na Figura 19

Figura 19 – Diagrama da arquitetura da solução



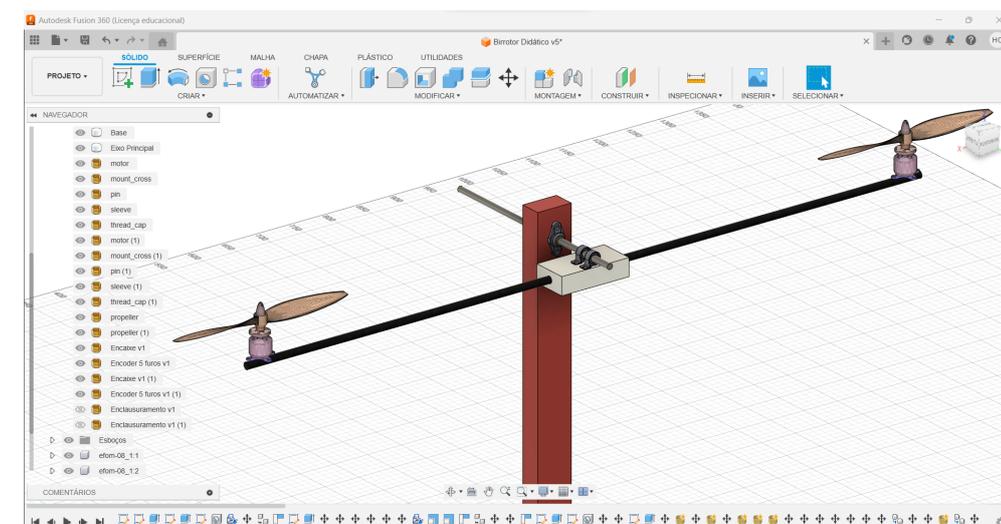
Fonte: Autoria Própria (2024)

Através destes módulos de entrada e saída de dados, é possível desenvolver o sistema supervisório responsável por realizar a comunicação entre o aluno e o sistema birrotor, e este é dividido em três interfaces, entre elas a interface para identificação e validação de modelos, a interface para projeto e validação de controladores PID e a interface para projeto e validação de controladores por realimentação de estados, onde cada uma será validada a partir de uma aplicação prática, consolidada nos resultados.

### 3.2.1 Desenvolvimento Mecânico

Para realizar a construção mecânica do protótipo físico do sistema birrotor, inicialmente realizou-se um projeto de modelagem 3D através do software CAD Autodesk Fusion 360, o qual é um software de modelagem, simulação e design de engenharia, sendo uma das ferramentas mais versáteis da Autodesk, devido a fácil utilização de suas ferramentas. Este modelo foi criado a partir de medidas pré-definidas em esboço. O processo de desenvolvimento pode ser observado na Figura 20.

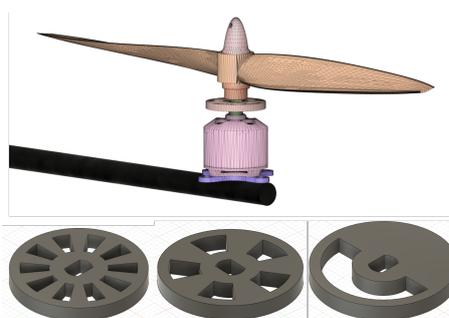
Figura 20 – Modelagem 3D no Autodesk Fusion



Fonte: Autoria Própria (2023)

O modelo possui uma haste horizontal de 1 metro de comprimento, tendo em cada uma das pontas os motores BLDC fixados através de parafusos allen, e é sustentado por dois rolamentos que impedem a rotação em torno do eixo vertical. Esta haste é fixada a base a partir de um eixo de aço de 8 mm de diâmetro, passando através dos rolamentos da base e da haste, o que permite de rotação no ângulo de pitch  $\theta$ .

Figura 21 – Modelo 3D Motor BLDC e Encoders

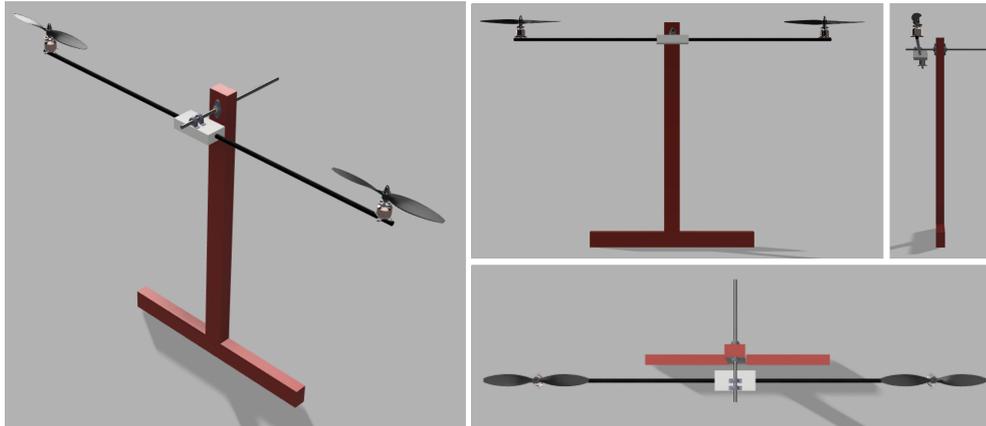


Fonte: Autoria Própria (2023)

O Motor BLDC foi acoplado a cada uma das pontas da haste, e a ele foi acoplado um conjunto de fixação da hélice, como é evidenciado no projeto da Figura 21, e com o intuito de acompanhar a velocidade do motor, foi acoplado um disco de encoder para ser utilizado posteriormente. Devido a alta velocidade do motor, modelou-se três tipos de disco de encoder, um de 10 furos, outro de 5 furo e o último de 1 furo, os quais foram confeccionados através de manufatura aditiva.

A modelagem final do sistema birrotor pode ser observado na Figura 22, em perspectiva.

Figura 22 – Modelo 3D Finalizado



Fonte: Autoria Própria (2023)

A partir da modelagem 3D do sistema birrotor com as medidas projetadas, construiu-se a base através de uma barra de ferro, com dimensões de 50 mm x 30 mm, em duas partes que foram soldadas com auxílio da equipe do núcleo de robótica, e então pintadas com spray vermelho, como pode ser visto na Figura 23.

Figura 23 – Confeção da Base



Fonte: Autoria Própria (2023)

A partir de um bloco de ACM foi confeccionada a haste central, onde fez-se um furo para passagem do tubo de fibra de carbono, em seguida realizou-se a fixação dos enrolamentos com o eixo central, e dos motores nas extremidades da hastes, da mesma forma as hélices foram acopladas ao eixo do motor BLDC. Na parte inferior do bloco de ACM foi colado uma protoboard para o posicionamento do sensor MPU6050.

Figura 24 – *Confeção da haste central*

Fonte: Autoria Própria (2023)

Por fim, a haste central foi acoplada nos dois enrolamentos fixados na base, como pode ser observado na Figura 25, que realiza a comparação entre o projeto de modelagem 3D e o sistema físico confeccionado.

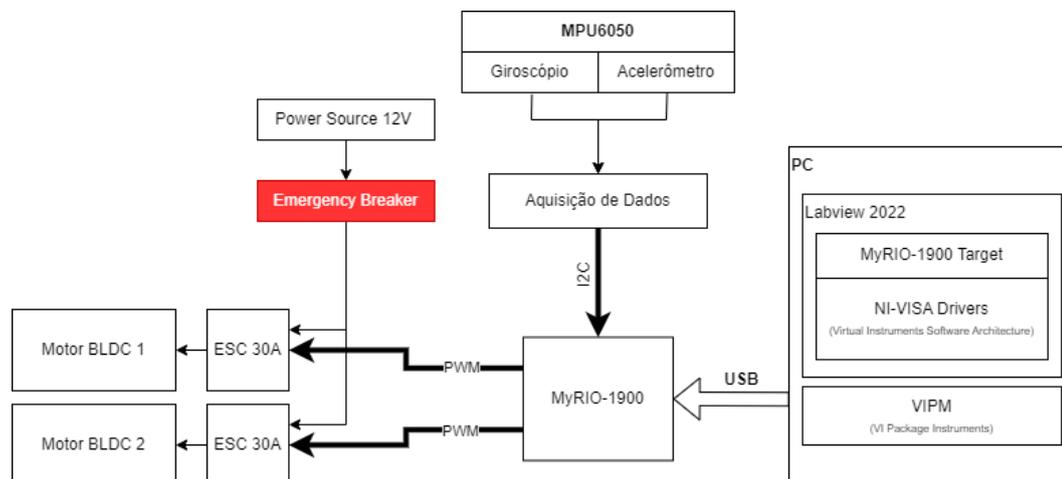
Figura 25 – *Comparação modelagem e construção mecânica*

Fonte: Autoria Própria (2023)

### 3.2.2 Desenvolvimento Eletrônico

Após realizar o desenvolvimento mecânico do sistema birrotor, seguiu-se para o desenvolvimento da eletrônica necessária para funcionamento da bancada didática. A Figura 26 apresenta um diagrama de blocos do projeto eletrônico para o sistema birrotor.

Figura 26 – Diagrama do Circuito Eletrônico



Fonte: Autoria Própria (2024)

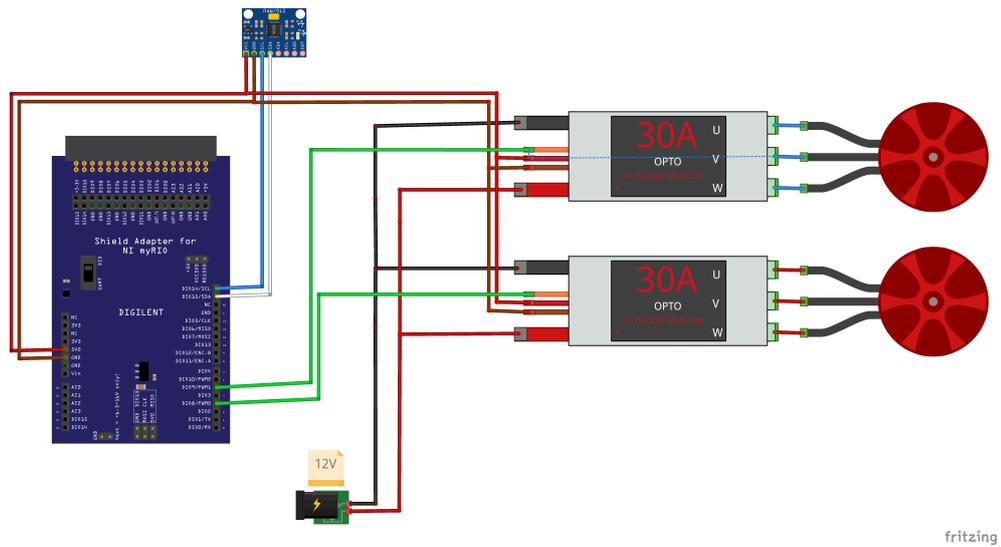
Para controlar os atuadores e receber os valores de cada sensor utilizou-se um microcontrolador MyRIO-1900. Foi realizada a construção de um painel para conectar os ESC's ao microcontrolador, o qual permite a conexão de diversas portas PWM. Estas saídas são conectadas no inversor trifásico ESC 30A, o qual é responsável por converter os valores de PWM para sinais trifásicos trapezoidais com tensão proporcional, sendo utilizados um deste modelo para cada motor do sistema birrotor. Através do barramento I2C foi conectado o sensor MPU6050, nas portas SDA e SCL do microcontrolador MyRIO-1900.

O Microcontrolador principal é conectado ao computador através de um cabo USB, utilizando o NI-VISA Drivers, o qual é responsável por disponibilizar os protocolos necessários para a comunicação, além da instalação do "LABVIEW MyRIO Toolkit", uma biblioteca com várias funções de uso do MyRIO. Através deste procedimento desenvolveu-se a programação de todas as etapas da bancada didática.

Além disso, para manter a segurança da aplicação, tendo em vista seu uso por alunos da graduação, e também a possibilidade de aplicar um controlador instável, o qual por algum motivo de falha elétrica possa causar algum dano na estrutura ou no usuário, instalou-se uma chave de emergência, o qual é conectado diretamente a fonte de alimentação, cortando dessa forma a fonte de energia dos inversores trifásicos. A Figura 27 apresenta um diagrama ilustrativo do circuito eletrônico.

Este circuito foi montado dentro de uma caixa de painel elétrico, e os cabos para comunicação com os motores BLDC e o sensor MPU6050 foram introduzidos na parte

Figura 27 – Esquema ilustrativo do circuito eletrônico



Fonte: Autoria Própria (2024)

interna da estrutura para diminuir o efeito do movimento dos cabos no movimento do sistema birrotor. A Figura 28 apresenta uma visualização da disposição dos cabos de comunicação.

Figura 28 – Disposição dos cabos de comunicação



Fonte: Autoria Própria (2024)

As ligações da fonte de alimentação e dos ESC's, bem como o sinaleiro e o botão de emergência foram depositados em um painel elétrico, o qual pode ser observado aberto na Figura 29.

Portanto, a configuração final do circuito eletrônico pode ser visto na Figura 30, onde o conjunto do painel e o microcontrolador pode ser movimentado para que a bancada didática possa ser transportada com facilidade.

Figura 29 – Circuito interno de alimentação e emergência



Fonte: Autoria Própria (2024)

Figura 30 – Conjunto painel elétrico e MyRIO-1900



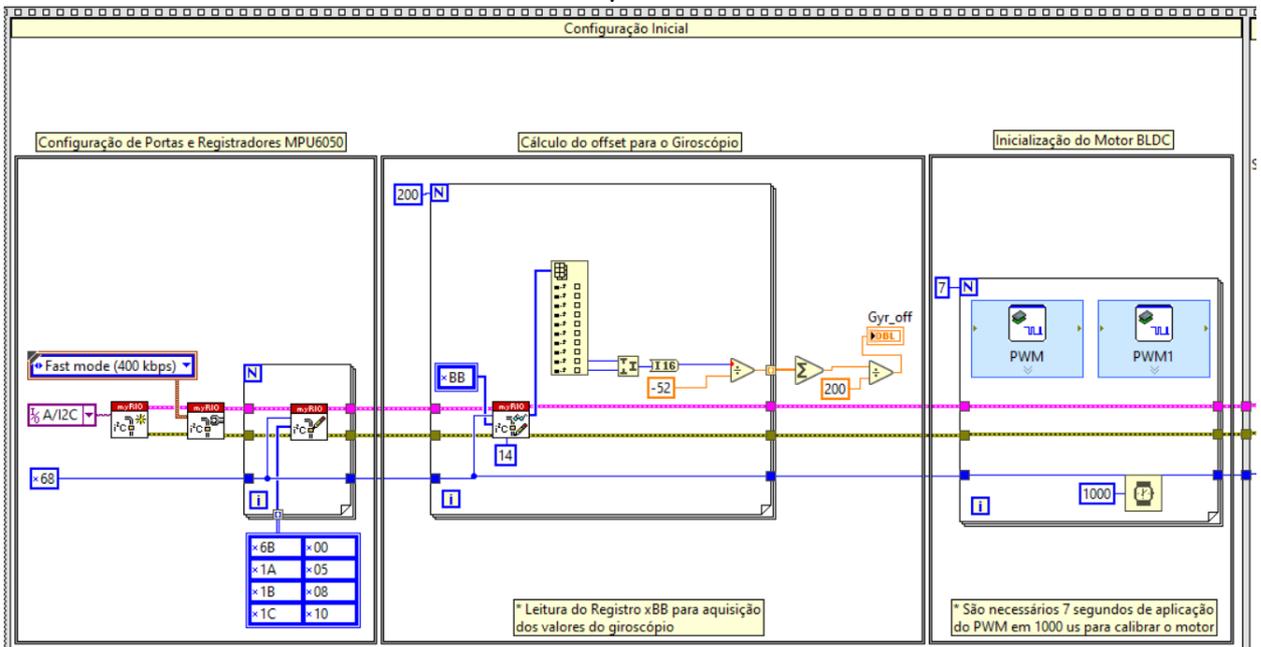
Fonte: Autoria Própria (2024)

### 3.2.3 Algoritmo para aquisição e filtragem do ângulo central

#### 3.2.3.1 Configurações Iniciais

Para realizar as configurações iniciais, desenvolveu-se um bloco de programação no Labview com auxílio dos componentes de utilização do MyRIO, os quais possuem blocos para utilização das portas I/O, comunicações SPI e Serial, bem como blocos de configuração da inicialização da comunicação I2C com o sensor MPU6050. Este pacote também possui blocos para inicializar as portas PWM dos motores BLDC. A Figura 31 apresenta o diagrama VI (Virtual Instrumentation) para configuração inicial.

Figura 31 – Diagrama VI para configuração inicial



Fonte: Autoria Própria (2024)

Além disso, este bloco é responsável por calcular o valor do offset do sensor giroscópio para medida da velocidade angular do eixo principal, pois este valor varia cada vez que o sistema é ligado, por este motivo são somados os primeiros 200 valores e então realizado o cálculo do valor médio, e então este valor é utilizado como valor de offset.

Por fim, é necessário calibrar os motores BLDC, os quais especificam em seu datasheet que deve ser aplicado um PWM constante com largura de pulso de 1000  $\mu s$  e uma frequência fixa de 50 Hz, padrão para o controle de servo motores e inversores trifásicos no caso do ESC.

O ângulo central do movimento de Pitch pode ser obtido através dos dois sensores incluídos no MPU6050 utilizando métodos diferentes. Para o sensor acelerômetro é possível

obter o ângulo central através do cálculo geométrico discutido na fundamentação teórica e apresentado abaixo, tendo em vista que este sensor retorna a aceleração relativa a cada eixo do sensor.

$$\theta_p = atan\left(\frac{Acc_y}{\sqrt{Acc_x^2 + Acc_z^2}}\right) \quad (3.1)$$

Este valor pode ser entendido como o ângulo do movimento de Roll, e possui uma alta precisão, porém é extremamente sensível a vibrações mecânicas, ou seja, a vibração é convertida em aceleração e interfere na aquisição do valor ângulo, portanto não é recomendado utilizar apenas este sensor para medição.

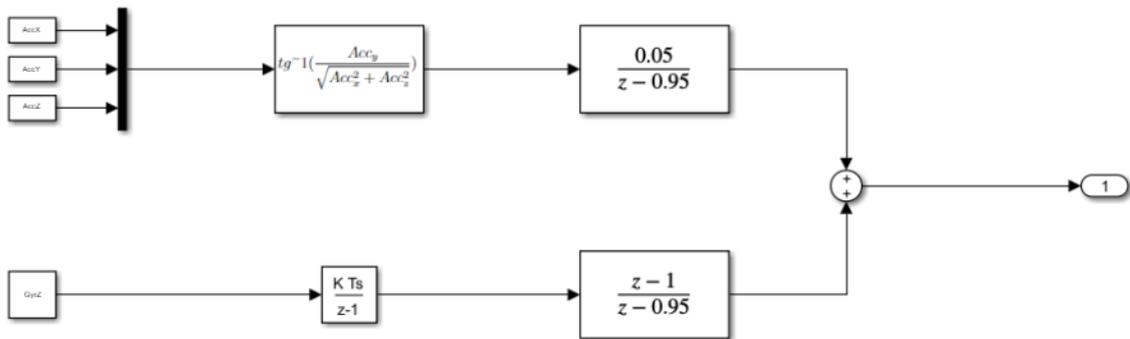
Para o sensor giroscópio, o próprio sensor retorna o valor da velocidade angular do eixo com uma boa precisão e com baixa interferência de ruídos de baixa frequência, e para obter o ângulo central utiliza-se a integral desta velocidade, como apresenta a equação 3.2

$$\theta_p = \int_0^t \omega_p dx + C \quad (3.2)$$

Porém, devido a característica integral desta função, pequenas variações na velocidade angular são somados ao valor resultate da operação no tempo  $t$ , isto indica que conforme o tempo avança existe uma taxa de arrasto do valor medido pelo sensor.

Para diminuir a interferência das vibrações do sistema no sensor acelerômetro é incluído um filtro discreto passa-baixa após o bloco de cálculo do ângulo central, da mesma forma para evitar que o valor medido sofra o arrasto inerente do sensor giroscópio utiliza-se um filtro discreto passa-alta neste valor calculado. A Figura 32 apresenta um diagrama de blocos do funcionamento deste filtro complementar.

Figura 32 – Diagrama de Blocos Filtro Complementar



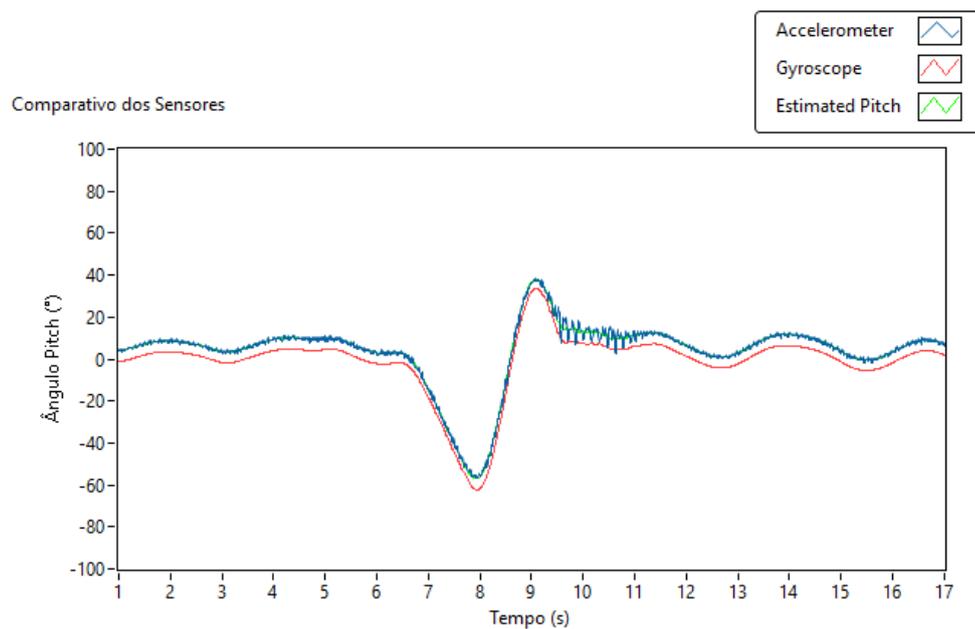
Fonte: Autoria Própria (2024)

Utilizando ganhos complementares nestes dois filtros, é possível somar os dois valores e recuperar um valor mais próximo da realidade, procedimento este chamado de

Filtro Complementar (CORKE, 2017). Com intuito de implementar este filtro no Labview, utilizou-se o bloco da biblioteca MyRIO de leitura do sensor MPU6050 através do I2C e aplicou-se o cálculo apresentado na Figura 32, o qual utiliza as equações 3.1 e 3.2 na forma discretizada para levar em consideração o tempo de amostragem que foi escolhido como sendo 10 ms.

A partir destes valores foi possível condensar um gráfico que relaciona as medidas do sensor acelerômetro, do sensor giroscópio, e o resultado do filtro complementar que pode ser observado no gráfico da Figura 33.

Figura 33 – Gráfico de comparação da medida dos Sensores

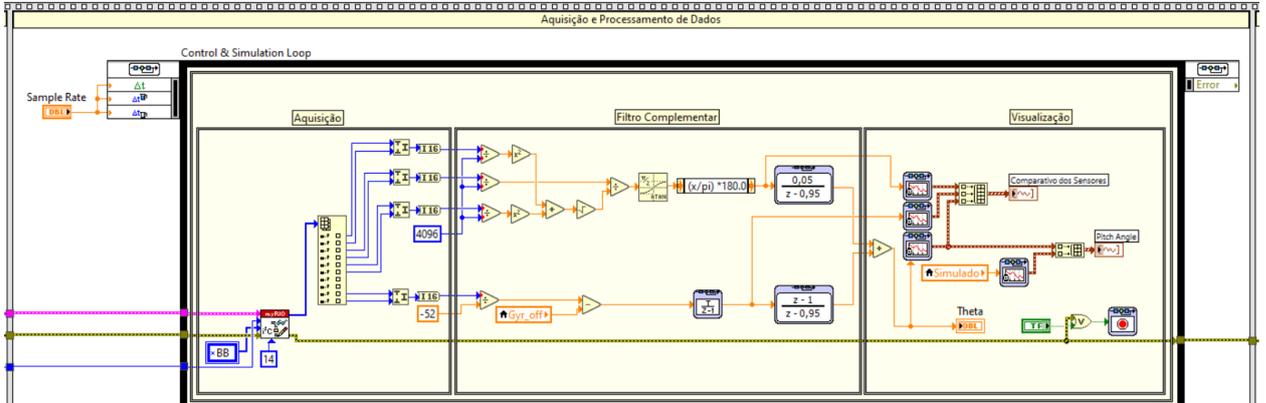


Fonte: Autoria Própria (2024)

Nesta Figura é possível observar que o sensor giroscópio acumula um erro constante a partir de seu processo de integração que aumenta a cada iteração, enquanto o sensor acelerômetro possui uma ótima aquisição central, porém, possui uma grande sensibilidade à vibração como pode ser observado entre 9 e 12 segundos, e, por fim, a partir destes dois sensores é possível estimar o valor de maneira mais precisa.

Este diagrama de blocos foi implementado no labview, como pode ser observado na Figura 34, com a adição da leitura dos sensores de encoder ópticos de cada um dos motores, para leitura da velocidade angular de rotação durante a execução. Estes valores obtidos foram ligados a blocos de gráficos para visualização dos valores durante a execução, para desta forma apresentar conceitos de controladores digitais.

Figura 34 – Diagrama VI para Filtragem de dados

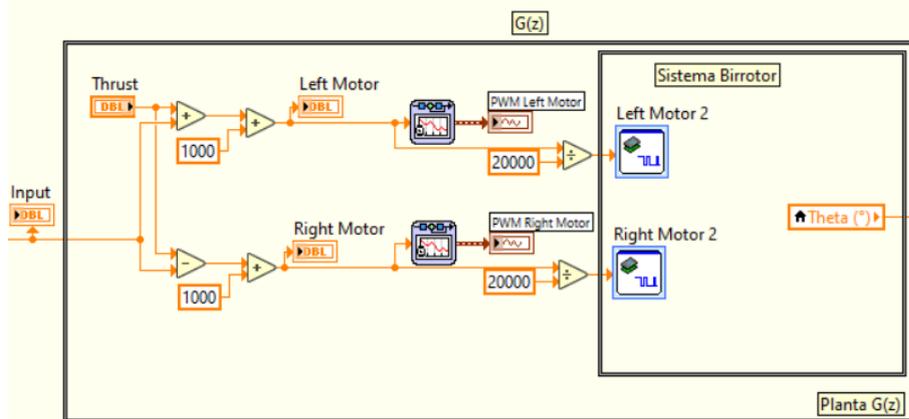


Fonte: Autoria Própria (2024)

### 3.2.4 Algoritmo para comando dos atuadores

Através do MyRIO, interface para comunicação com o sistema embarcado, utilizou-se os blocos de comando PWM, o qual interage com as portas digitais do arduino, permitindo utilizar a função de ajuste do duty-cycle de cada uma das portas. Para este projeto foram utilizadas as portas digitais 4 e 5, as quais foram configuradas para utilização com servo motores, isto indica que a frequência de saída está ajustada para 50 Hz, e o período de tempo que o sinal apresenta nível alto varia de 1000  $\mu$ s até 2000  $\mu$ s.

Figura 35 – Diagrama VI para comando dos atuadores



Fonte: Autoria Própria (2024)

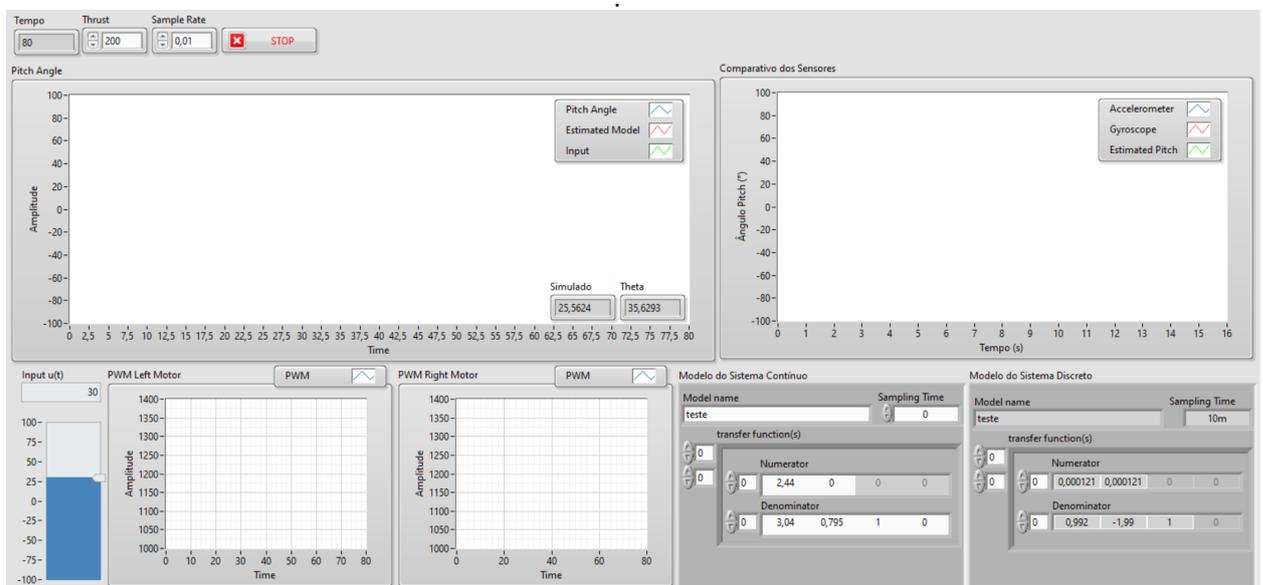
### 3.3 Interface para Identificação e Validação de Modelos

Tendo em vista a modelagem apresentada no referencial teórico para o sistema birrotor, existem duas abordagens para construção do modelo desta planta. A primeira é chamada de abordagem caixa-branca, onde todo o sistema é meticulosamente analisado, as medidas, peso, e coeficientes são obtidos experimentalmente para construir, através de uma análise do sistema dinâmico, as equações que descrevem o sistema.

A segunda abordagem é chamada de caixa-preta, onde, através da aquisição dos dados dos parâmetros de entrada e saída é possível utilizar técnicas de identificação de sistemas, sistematizadas em várias literaturas em especial na coletânea de técnicas apresentadas em [Aguirre \(2014\)](#). Portanto, o presente trabalho utilizou-se de técnicas de identificação através da estimulação do sistema em malha aberta e realizando o registro da resposta do mesmo.

Uma das vantagens de utilizar o LABVIEW e sua integração com o MyRIO, é a facilidade para obter tabelas com os dados necessários para identificação do sistema através da ferramenta de exportar dados de um gráfico pra o excel. Para isto desenvolveu-se uma interface para aquisição de dados para realização da identificação do sistema, apresentada na Figura 36

Figura 36 – Interface para Identificação e validação de modelos



Fonte: Autoria Própria (2024)

Esta interface apresenta 4 gráficos principais, onde o primeiro e principal é o gráfico que apresenta o ângulo central medido pelos sensores, o qual também possui dois outros

sinais relevantes, que são a variável de entrada, e um gráfico da estimativa de um modelo construído.

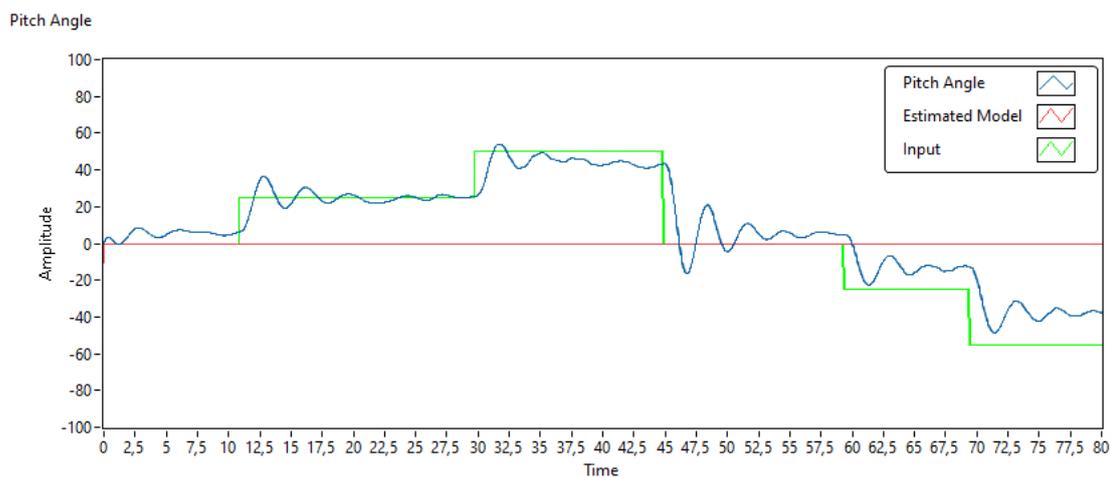
Na prática, inicialmente será aplicada uma entrada manualmente no sistema, para que seja feita a coleta de dados, neste momento ainda não há um modelo para ser validado, portanto, as variáveis de interesse são o sinal de entrada e a resposta em ângulo. Após isso estes dados podem ser exportados para Excel, e o processo de identificação pode ser feito através dos métodos mais comuns como através da técnica dos mínimos quadrados estendidos através do MATLAB.

Uma vez que o sistema é construído é monitorado em tempo real, é possível validar a acuracidade da identificação feita através do modelo obtido na identificação, o qual está no formato de função de transferência por padrão. Com estes dados é realizada a conversão para domínio discreto com tempo de amostragem definido, e então este modelo discretizado é aplicado durante a execução do programa, e então é possível comparar na prática qual se a identificação foi bem-sucedida.

### 3.3.1 Identificação do modelo do Sistema birrotor

Para validar o funcionamento da interface de identificação e validação de modelo, realizou-se um teste do sistema birrotor e foi realizada a coleta dos dados de entrada e saída apresentados na Figura 37.

Figura 37 – *Dados de Entrada e Saída para o Sistema Birrotor*



Fonte: Autoria Própria (2024)

Com estes dados obtidos a partir do Sistema Birrotor com uso da interface desenvolvida, foi possível aplicar estes dados na ferramenta de estimação de parâmetros através do MATLAB chamada de TFEST, a qual é responsável por estimar a função de transferência equivalente a esses dados. Tendo em vista o modelo apresentado no referencial teórico,

utilizou-se 2 polos e nenhum zero para representar o sistema, como pode ser observado na equação 3.3 e 3.4.

$$G_1(s) = \frac{2,44}{s^2 + 0,795s + 3,04} \quad (3.3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -0,795 & -3,04 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad -2,44] \quad D = 0 \quad (3.4)$$

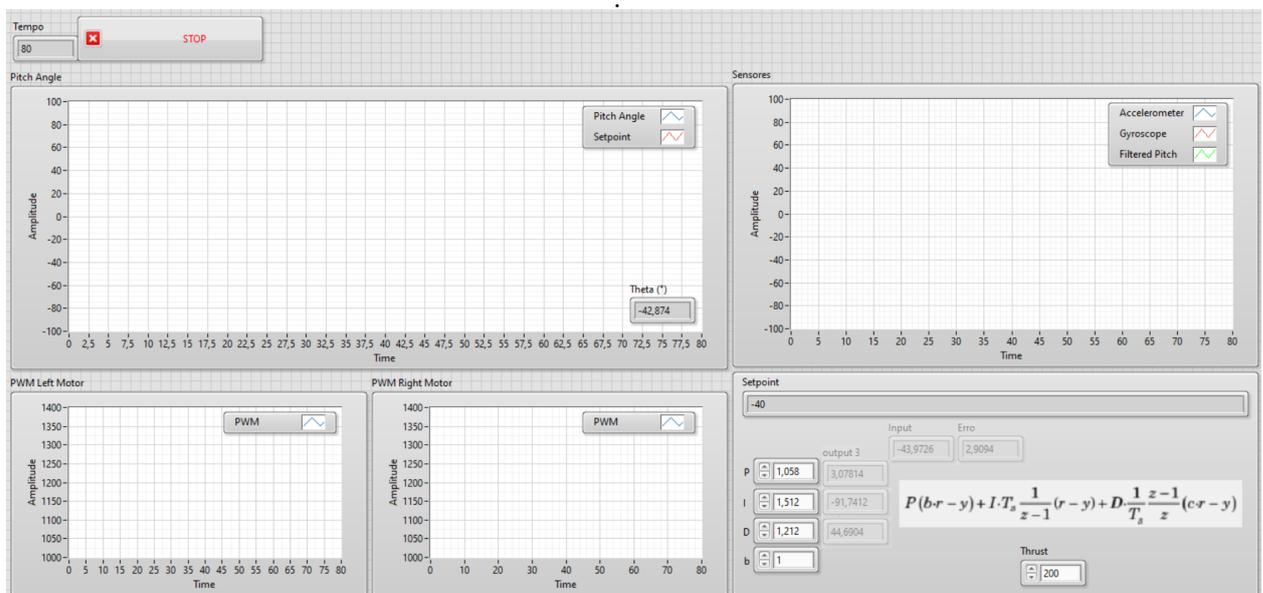
Este modelo contínuo do sistema birrotor será utilizado para o projeto dos controladores PID e LQR, portanto, a validação do mesmo foi necessária para o desenvolvimento das demais interfaces, e os gráficos de comparação, bem como a validação do mesmo podem ser conferidos nos resultados deste trabalho.

### 3.4 Interface para Projeto e Validação de Controladores PID

Após a identificação do sistema, tem-se a etapa de síntese dos controladores, e um dos principais controladores do mercado é o PID, por este motivo, uma interface que permita verificar a influência da variação dos parâmetros na planta, durante a execução de um teste pode ajudar no processo de compreensão do projeto de controladores.

Com isso foi desenvolvida a interface para projeto e validação de controladores PID, que pode ser observada na Figura 38.

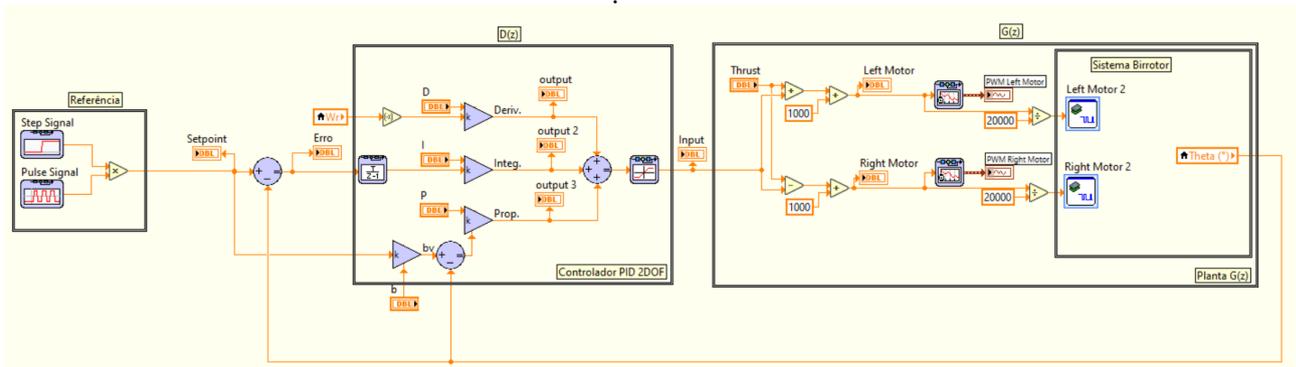
Figura 38 – Interface para projeto e validação de controladores PID 2 DOF



Esta interface é composta dos mesmos gráficos da interface anterior, porém, o gráfico principal apresenta uma comparação entre o valor de referência (SETPOINT) e o valor real medido, isto já incluindo a dinâmica do controlador escolhido, por isso, é possível alterar os valores dos parâmetros durante a execução do programa, além disso, é possível observar ao lado a influência dos ruídos e desvios nos sensores no gráfico ao lado, e também observar o sinal de comando que está sendo enviado para cada um dos motores, permitindo assim visualizar saturações, variações bruscas, entre outros.

A barra de controle possui diversas informações, como a equação generalizada do PID 2-DOF discreto, o qual permite criar controladores com feedforward, algo que é aplicável para diversos casos, e é uma variação do PID convencional. Além disso, o controlador já está descrito na forma discreta, permitindo que o aluno tenha contato com o controlador que de fato será aplicado no controlador. A Figura 39 apresenta o programa que controla esta interface.

Figura 39 – Algoritmo para PID 2-DOF discretizado



Fonte: Autoria Própria (2023)

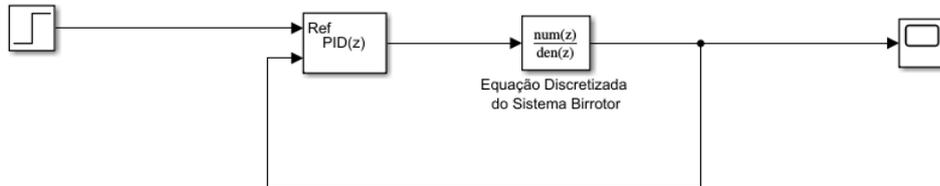
Este programa é escrito em uma linguagem visual que se assemelha com os diagramas de blocos que são estudados na teoria, e por isso, permite que haja uma familiaridade com o código gerado, permitindo que alterações neste algoritmo sejam se fácil implementação. O Controlador  $D(z)$  apresenta a forma padrão de cálculo de um controlador PID, porém os operadores são no domínio discreto  $Z$ , além disso existe um ganho que pode realizar uma relação alterável do erro com o operador proporcional, como pode ser visto na equação do PID 2DOF. O Sinal de entrada padrão para validação é um pulso de ondas quadradas que variam de 40 até -40

### 3.4.1 Projeto de controlador PID 2DOF

A partir do modelo identificado da planta discretizada, seguiu-se para o processo de síntese dos controladores, no qual utilizou-se as ferramentas de auto-tuning do controlador

no simulink. Este processo é feito, inicialmente, a partir da reprodução do modelo no simulink, no domínio discreto, como mostra a Figura 40.

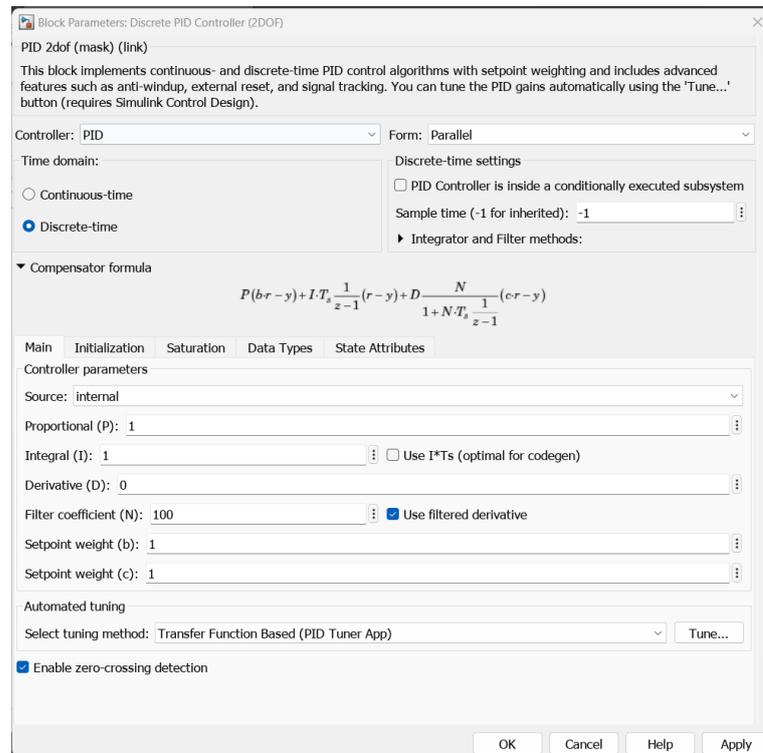
Figura 40 – Projeto de controlador PID com SIMULINK 1



Fonte: Autoria Própria (2023)

Em seguida, na aba das configurações do controlador PID 2DOF(z) evidenciada na Figura 41, utilizou-se a ferramenta de auto-tuning para determinar os valores das constantes do controlador PID.

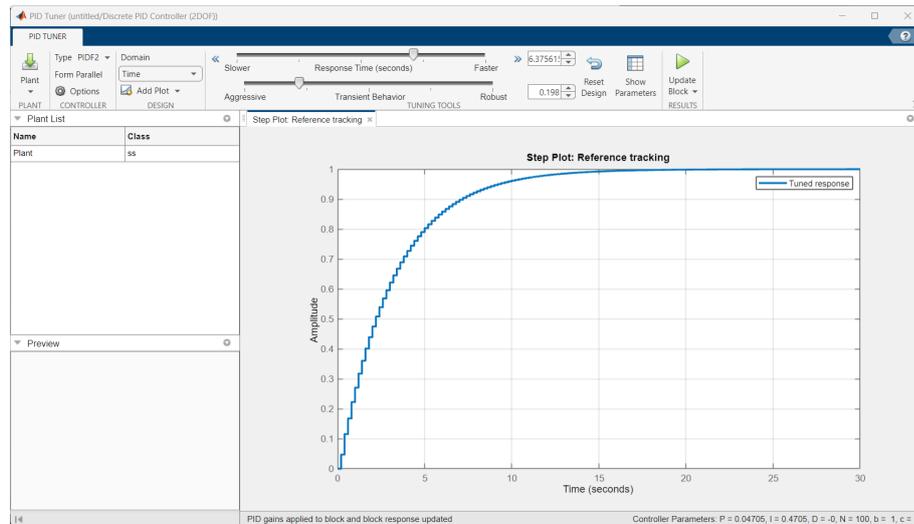
Figura 41 – Projeto de controlador PID com SIMULINK 2



Fonte: Autoria Própria (2024)

Por fim, a ferramenta apresenta as opções de utilizar o domínio da frequência e o domínio do tempo, no caso, utilizou-se o domínio do tempo, e foram calibrados os objetivos do controlador como pode ser observado na Figura 42 .

Figura 42 – Projeto de controlador PID com SIMULINK 3



Fonte: Autoria Própria (2024)

Os valores selecionados resultantes deste projeto foram estão apresentados abaixo:

$$K_p = 1,058$$

$$K_i = 1,512$$

$$K_d = 1,212$$

$$b = 1$$

$$c = 0$$

Estes valores atenderam as especificações de controle com tempo de acomodação menor que 3 segundos e porcentagem de overshoot menor que 10

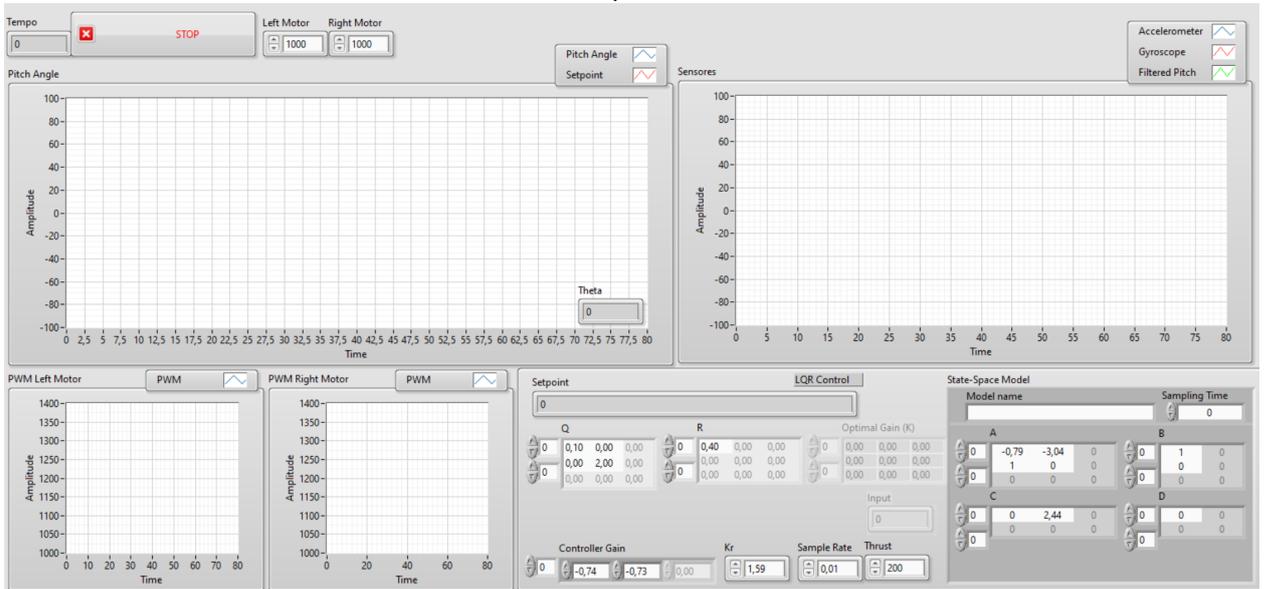
### 3.5 Interface para Projeto e Validação de Controladores por Realimentação de Estados (Full-State)

Outro controlador muito utilizado é o por realimentação de estados, portanto, desenvolveu-se uma interface para projeto e validação de controladores por realimentação de estado, ou seja, atribuem um ganho para cada um dos estados do sistema, que neste caso são o ângulo  $\theta$  e a velocidade angular  $\dot{\theta}$ .

A Figura 43 apresenta a interface gráfica para o projeto e validação de controladores por realimentação de estado, e assim como o controlador PID, esta interface apresenta quatro gráficos, dois dos sinais de entrada de cada motor, e o outro relacionando o sinal medido com o setpoint.

Além disso, esta interface possui uma barra para projetar controladores LQR através

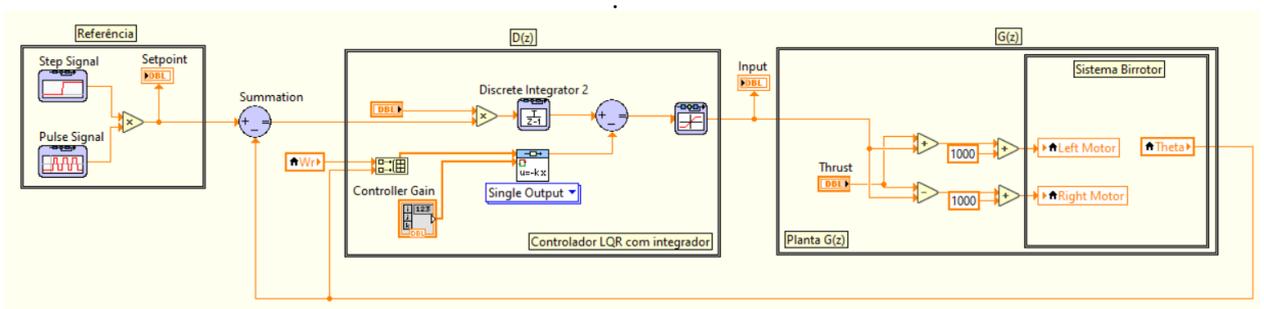
Figura 43 – interface de projeto e validação de controladores por realimentação de estado



Fonte: Autoria Própria (2024)

da alteração das matrizes  $Q$ ,  $R$  e as matrizes de estado do sistema birrotor, portanto, é possível escolher qual variável será penalizada em custo, tornando o processo de projeto do controlador LQR mais intuitivo. A Figura 44 apresenta o código que controla esta interface.

Figura 44 – Diagrama VI do Controlador por Realimentação de Estados



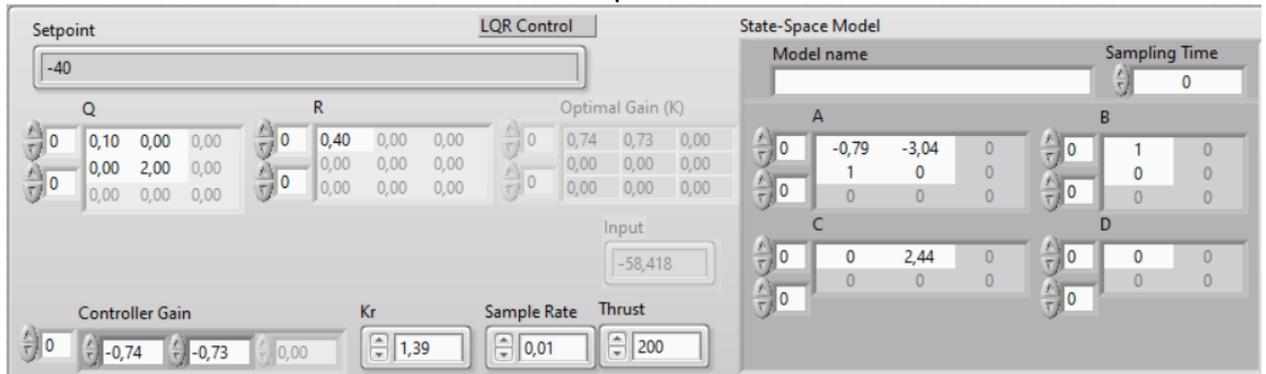
Fonte: Autoria Própria (2024)

Este algoritmo, assim como o do controlador PID, foi organizado de forma a facilitar a compreensão das etapas e das partes do diagrama de blocos no caso da realimentação de estados. Além disso este programa possui a aplicação de duas funções que auxiliam no desenvolvimento de controladore LQR, que é um integrador na entrada, e um ganho para entrada, para evitar erros estacionários.

### 3.5.1 Projeto de Controlador LQR

Para realizar o projeto do controlador LQR, utiliza-se a própria plataforma do LABVIEW, onde são determinadas as funções Q e R, os quais são utilizados para gerar os ganhos ótimos para serem aplicados na realimentação de estados. A barra para projeto de controlador LQR pode ser visto na Figura 45.

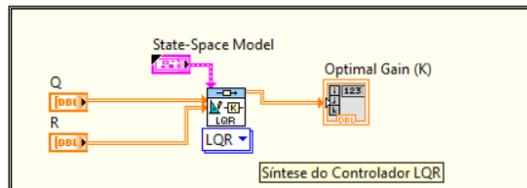
Figura 45 – Área para projeto de controlador LQR



Fonte: Autoria Própria (2024)

O algoritmo responsável por gerar os ganhos ótimos para a matriz de realimentação de estados, pode ser vista na Figura 46.

Figura 46 – Diagrama VI de Estimação dos ganhos ótimos



Fonte: Autoria Própria (2024)

Os ganho resultantes podem ser vistos abaixo:

$$K_{optimalGain} = [0, 74 \ 0, 73]$$

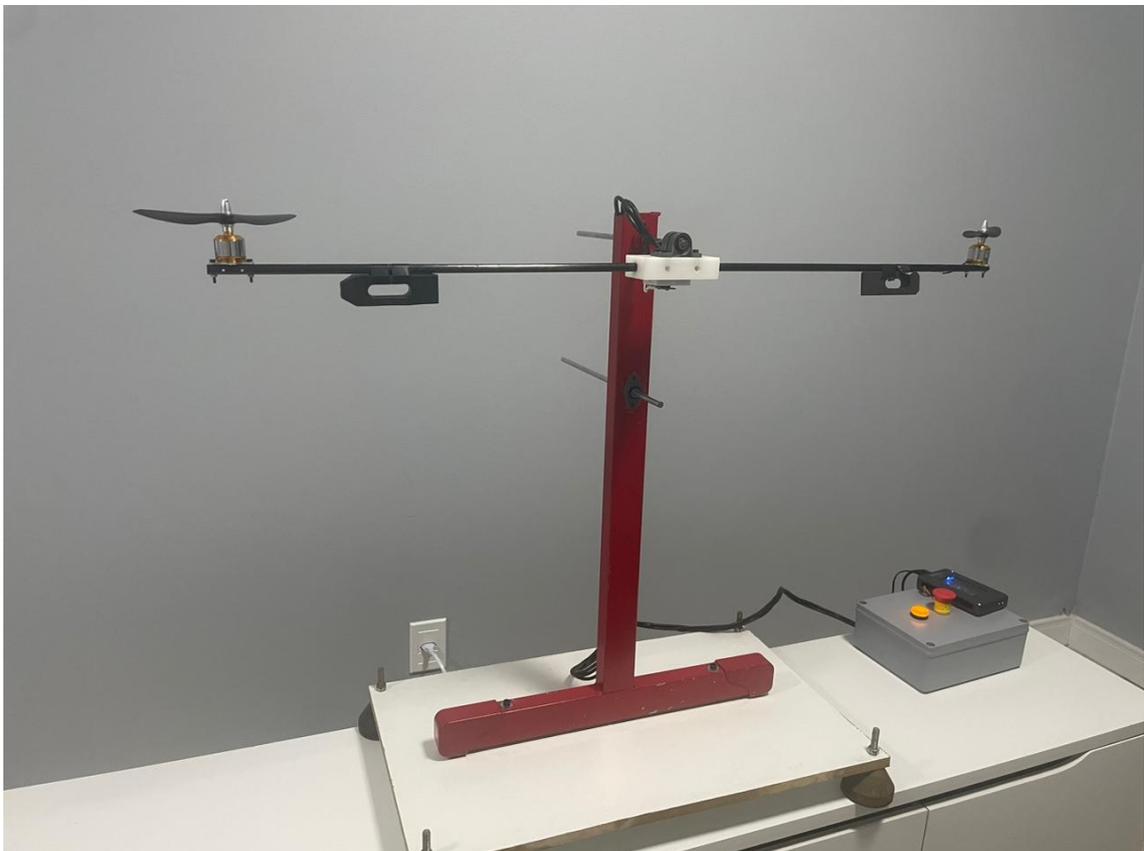
## 4 Resultados e Discussão

Nesta seção está a comparação dos resultados obtidos, bem como as principais conclusões após o desenvolvimento do trabalho, onde é apresentado uma primeira observação a respeito do resultado da construção mecânica, além do resultado do processo de identificação do sistema através da estimação dos parâmetros, e por fim analisa o desempenho dos controladores através das interfaces desenvolvidas para o sistema birrotor

### 4.1 Resultado do Desenvolvimento Mecânica e Eletrônica

Após concluída a construção das peças e agrupamento, apesar de muitas dificuldades para manipular os materiais como Metalon e Fibra de carbono, o resultado completo pode ser visualizado na Figura 47, onde é possível ver que foi adicionado uma base móvel para o sistema, dessa forma ele pode ser transportado para sala de aula sem problemas, devido a necessidade de estar fixo em um ambiente para diminuir a vibração do sistema.

Figura 47 – *Resultado do desenvolvimento do sistema birrotor*



Fonte: Autoria Própria (2024)

A Figura 48 apresenta o sistema birrotor em funcionamento, onde é possível visualizar a inclinação de  $40^\circ$  sendo mantida.

Figura 48 – Sistema birrotor em funcionamento

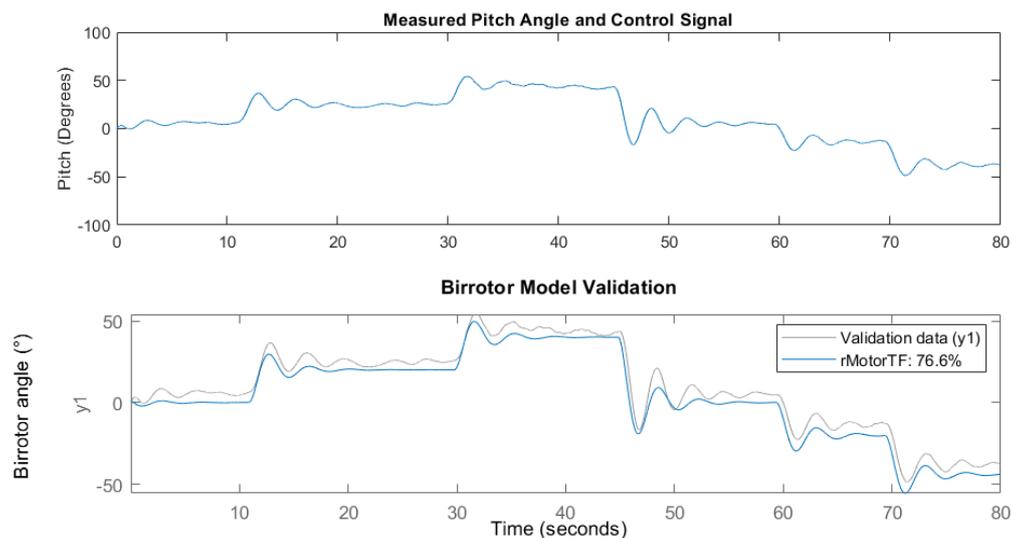


Fonte: Autoria Própria (2024)

## 4.2 Resultado da Identificação do Sistema

Como foi apresentado no desenvolvimento da interface de identificação e validação de modelo, o sistema foi estimulado com um sinal enviado de forma manual para o birrotor, e após verificar a resposta, estes dados foram enviados para o MATLAB para realizar a identificação do sistema, e o resultado da acurácia dele pode ser vista na Figura 49.

Figura 49 – Validação da Identificação do Sistema



Fonte: Autoria Própria (2024)

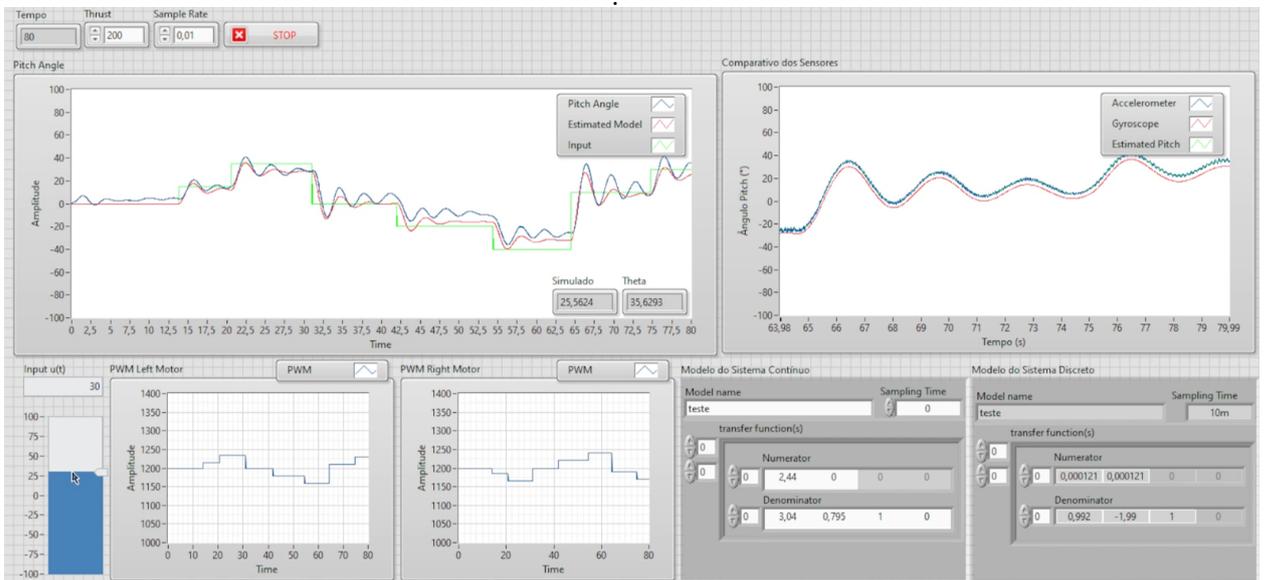
Esta estimação de modelo resultou em uma acurácia de 76,6%, a qual é representada na seguinte função de transferência e equação de espaço de estados, os quais foram utilizados para o projeto dos controladores PID e LQR.

$$G_1(s) = \frac{2,44}{s^2 + 0,795s + 3,04} \quad (4.1)$$

$$A = \begin{bmatrix} -0,795 & -3,04 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C = [0 \quad -2,44] \quad D = 0 \quad (4.2)$$

Para validar esse modelo, aplicou-se essa função de transferência na interface de identificação e validação de modelos, sendo este então discretizado e aplicado ao mesmo tempo que a simulação ocorria, como pode ser observado na Figura 50. Com isso tem-se uma boa ideia de o quanto este modelo é similar ao modelo físico original. Pode-se perceber que o sinal acompanha as proximidades do sinal original, mas a diferença ainda é bem grande, porém, mesmo assim, este modelo foi o suficiente para gerar dois controladores com um bom desempenho.

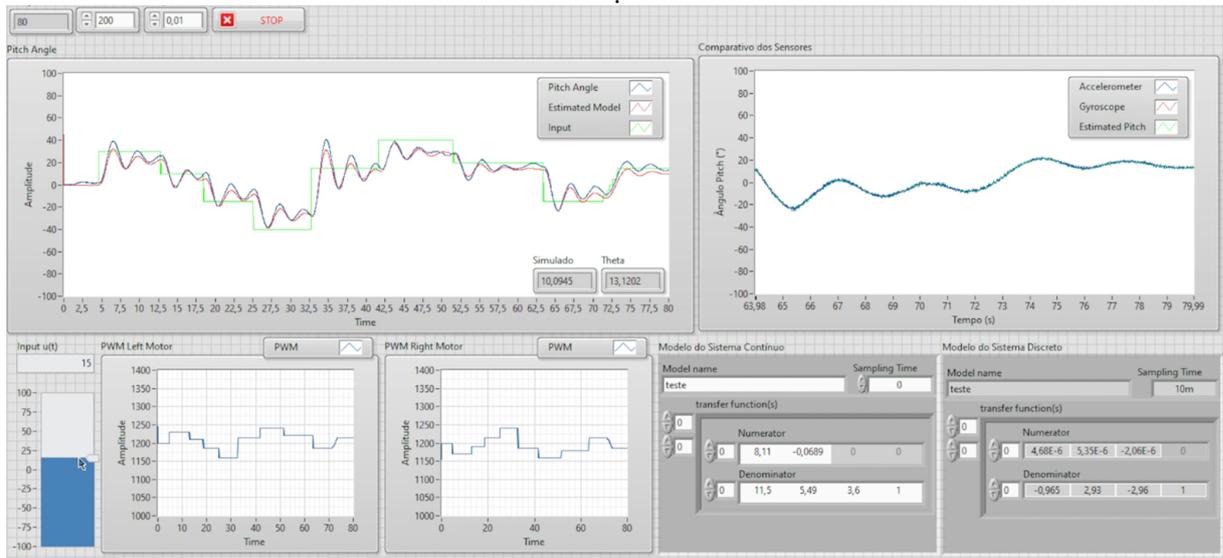
Figura 50 – Resultado da Identificação do Sistema de 2° ordem



Fonte: Autoria Própria (2024)

Esta diferença acontece devido as não-linearidades que foram desprezadas durante a modelagem deste sistema. Para verificar outras possibilidades de modelagem que não são referentes ao modelo apresentado neste trabalho, testou-se estimar um modelo de 3° ordem, o qual foi aplicado de forma semelhante na interface, tendo em vista que esta estimação possui 91,4% de acurácia, e o resultado pode ser visto na Figura 51

Figura 51 – Resultado da Identificação do Sistema de 3º ordem

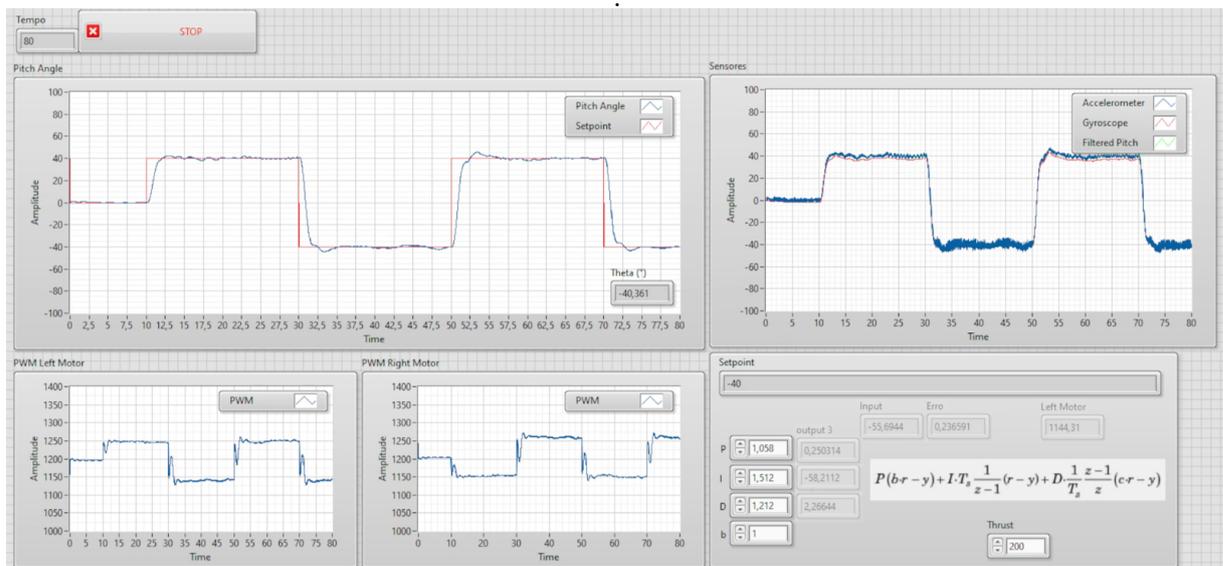


Fonte: Autoria Própria (2024)

### 4.3 Resultado do controlador PID

As Figuras abaixo realizam uma comparação dos resultados práticos do controlador PID, a uma mesma entrada que varia de 40º a -40º em intervalos de 20 segundos. A Figura 52 apresenta este resultado deste controlador na interface desenvolvida.

Figura 52 – Resultado do Controlador PID

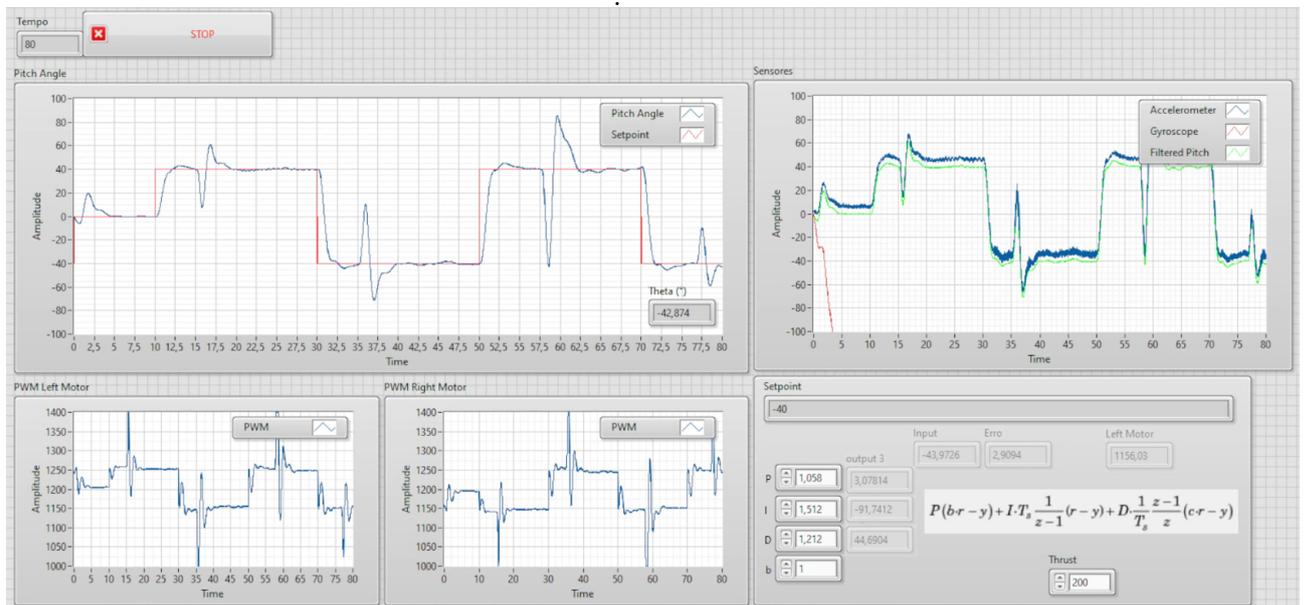


Fonte: Autoria Própria (2024)

Tendo em vista que o controlador foi projetado para um modelo linear, as dinâmicas não lineares tendem a mudar a condição vista em simulação, para o resultado prático. Também é possível observar que este controlador é mais sensível ao ruído externo, mas o sinal permanece dentro de uma faixa aceitável.

Por fim, testou-se a resposta a uma perturbação externa pontual, para verificar o tempo de resposta deste controlador. A Figura 53 apresenta 5 perturbações causadas quando o controlador atinge o estado estacionário.

Figura 53 – Resultado do Controlador PID com perturbações externas

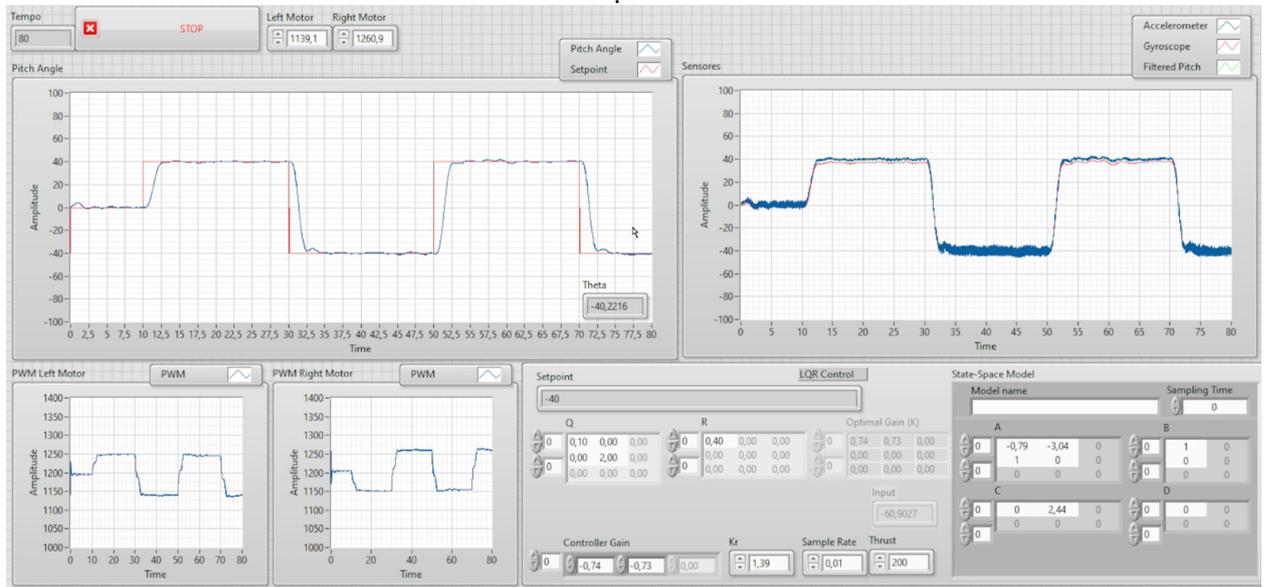


Fonte: Autoria Própria (2024)

## 4.4 Resultado do controlador LQR

De forma semelhante, para nível de comparação, aplicou-se uma mesma entrada que varia de  $40^\circ$  até  $-40^\circ$  em um intervalo de 20 segundos, e o resultado do sistema birrotor com o controlador LQR pode ser observado na Figura 54, espera-se que o controlador LQR seja menos suscetível ao ruído, devido a realimentação dos estados, e também por devido a sua formulação de ganho ótimo. Neste caso será feita uma comparação em relação ao controlador PID. Nesta imagem é possível observar que o controlador LQR, mesmo recebendo uma força externa maior em relação ao teste com o controlador PID, possui uma resposta em estado estacionário com menor variação de graus ao redor do setpoint, demonstrando uma maior estabilidade na prática.

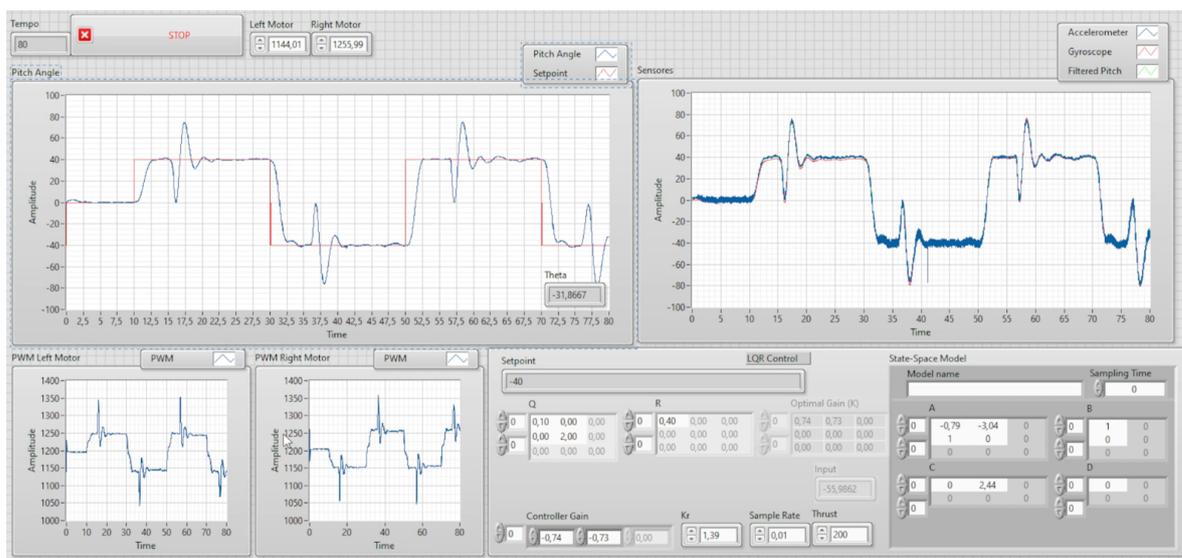
Figura 54 – Resultado do Controlador LQR



Fonte: Autoria Própria (2024)

Além disso pode-se observar que o sinal de controle deste é bem menor e menos variável que o sinal de controle do PID, isto indica que em comparação de gasto de energia, o controlador LQR possui uma economia maior, tendo um melhor desempenho. A Figura 55 apresenta a resposta à uma perturbação externa, de maneira semelhante ao caso anterior, realizou-se perturbações no momento em que o sistema estava em estado estacionário.

Figura 55 – Resultado do Controlador LQR com perturbações externas



Fonte: Autoria Própria (2024)

Apesar de a perturbação externa não ser controlada em termos numéricos, a tentativa de manter os mesmos padrões de força foi respeitado, e o que pode-se observar é a menor amplitude variação em um controlador LQR em comparação com o controlador PID. Todas estas análises foram facilitadas através do uso de uma bancada didática com aquisição de sinais durante a simulação, e com auxílio de um sistema supervisor.

## 5 Conclusão

Neste trabalho foi desenvolvido um sistema didático para ensino de controle embarcado, com auxílio de um sistema supervisor. Várias conclusões foram tomadas, entre elas que a utilização de uma bancada física proporciona uma experiência mais proveitosa para o aluno em relação a uma simulação ideal, pois no caso físico, vários fatores são apresentados que não são levados em conta durante uma simulação de rotina, como a discretização dos sinais, o ruído causado pelo ambiente, perturbações externas ao modelo imprevisíveis, bem como a possível falha mecânica de qualquer peça do modelo.

Isto torna o aprendizado de controle algo menos abstrato e pode incentivar os alunos a não desistirem de construir seus controladores. Além disso, um ensino de forma metódica e sistemática produz um efeito mais direcionado para a memorização dos aspectos práticos de um projeto de controle.

Outras discussões foram levantadas em relação ao uso de um modelo linear ideal, o qual não representa de maneira fidedigna o sistema didático, porém, para níveis iniciais de contato com o controle para sistemas dinâmicos não lineares, esta abordagem proporciona uma gama de conhecimento que pode ser a base para noções mais complexas que de outra forma não teriam. Outro ponto refere-se a possibilidade de expansão de métodos aplicados, tanto para identificação do sistema como para síntese de controladores ainda pode ser aplicado para o mesmo modelo proposto, uma vez que a maior parte das propostas mais avançadas, como controle robusto e controle não-linear utilizam a abordagem de controle por realimentação de estados, e tendo em vista que as interfaces foram desenvolvidos de maneira generalizada para aplicação de uma infinidade de controladores.

Ao fim, este projeto atendeu aos requisitos estabelecidos, e não apenas ajudou os pesquisadores envolvidos a evoluírem suas noções sobre controle, esta ferramenta pode ajudar a tornar mais fácil o ensino de uma área do conhecimento tão complexa e abstrata.

Com isso comprova-se a hipótese de que a construção de um sistema físico birrotor, com um sistema supervisor para melhorar a prática de identificação de sistemas e síntese de controladores, são uma ótima alternativa didática para elevar o ensino de controle no estado do Amazonas.

### 5.1 Trabalhos Futuros

Através da análise dos resultados obtidos e das conclusões obtidas neste trabalho, são apresentadas sugestões para trabalhos futuros nesta linha de pesquisa:

- 
- Aumentar um grau de liberdade para formar um sistema TRAS (2 DOF) (Twin-Rotor Aero-Dynamical System);
  - Trocar o microcontrolador utilizado por um compactRIO que é uma versão mais atualizada da National Instruments;
  - Melhorar identidade visual e código G com o uso LABVIEW NXG, o qual é a nova geração do software;
  - Utilizar um Encoder para medir o ângulo central para evitar ruídos;
  - Realizar a identificação de um sistema não-linear ARX e utilizar técnicas de linearização para obter um modelo mais aproximado do motor e do sistema birrotor;
  - Aplicar variação de parâmetros de ganho para projeto de controladores adaptativos;
  - Implementar outras análises para verificar parâmetros de robustez como desempenho nominal e estabilidade robusta;

# Referências

- ACTIONMODELISMO. *Motor A2212 13T 1000KV brushless drone F450 outrunner*. 2022. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://www.actionmodelismo.com.br/aeromodelismohelicopterosdronespecas/motora221213t1000kvbrushlessdronef450outrunneraeromodelos/>>. Citado na página 34.
- AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas - técnicas lineares e não lineares aplicadas a sistemas: Teoria e aplicação*. 4. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2014. ISBN 978-85-423-0079-6. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 49.
- ALMTIREEN, N. Linearized modelling and control for a twin rotor system. *Automatic Control and Computer Sciences*, v. 52, p. 539–551, 2018. Citado na página 24.
- ARDUINOOMEGA. *Entendo o funcionamento do sensor inclinação (Giroscópio) com Arduino*. 2021. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://blog.arduinoomega.com/5-passos-para-utilizar-o-sensor-de-inclinacao-giroscopio/>>. Citado na página 36.
- BARATIERI, C. L. *Controle de Velocidade sensorless de motores brushless DC submetidos a variações periódicas de carga*. 151 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 19, 21 e 23.
- BAURUMODELISMO. *ESC 30A Eletronic speed controller para avião/drone*. 2022. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://baurumodelismo.com.br/produto/esc-30a-electronic-speed-controller-para-aviao-drone.html>>. Citado na página 35.
- CHULKOV, D.; GRABS, E.; IPATOV, A. Comparison of mems and fog gyroscopes for daily use in camera stabilizing systems. In: *International Conference Electronics*. Lithuania: IEEE, 2020. v. 24, p. 1–4. ISSN 978-1-7281-5868-6. Citado na página 16.
- CORKE, P. I. *Robotics, Vision and Control: Fundamental Algorithms in Matlab*. 2. ed. US: Editora Springer, 2017. ISBN 978-3319544120. Citado 3 vezes nas páginas 28, 30 e 47.
- DORF, R.; BISHOP, R. *Sistemas de Controle Modernos*. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013. ISBN 978-85-2161-995-6. Citado na página 15.
- INSTRUMENTS, N. *myRIO-1900 Getting Started Guide and Specifications*. 2023. Acessado em 20 de outubro de 2023. Disponível em: <<https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/myrio-1900-getting-started/resource/376047d.pdf>>. Citado na página 37.
- INSTRUMENTS, N. *What Is myRIO?* 2023. Acessado em 20 de outubro de 2023. Disponível em: <<https://www.ni.com/en/shop/engineering-education/portable-student-devices/myrio-student-embedded-device/what-is-myrio.html>>. Citado na página 37.
- LOCALMAKER. *Tubo de Fibra de Carbono*. 2022. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://www.localmaker.com.br/materiais/tubos-de-fibra-de-carbono/>>. Citado na página 35.

- LOPES, A. N. et al. Sampled-data controller design with application to the quanser aero 2-dof helicopter. *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR)*, p. 1–6, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 33.
- MATLAB. *Simulink Model-Based Design*. 2022. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/products/simulink.html>>. Citado na página 32.
- NATIONALINSTRUMENTS. *What Is LabVIEW?* 2022. Acessado em 15 de outubro de 2022. Disponível em: <<https://www.ni.com/pt-br/shop/labview.html>>. Citado na página 33.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. ISBN 978-85-7605-810-6. Citado na página 15.
- QUAN, Q. *Introduction to Multicopter Design and Control*. 1. ed. Beijing: Editora Springer, 2017. ISBN 978-981-10-3381-0. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 26.
- QUANSER. *Academic Resources: Quanser Aero Labview Courseware*. 2024. Acessado em 20 de fevereiro de 2024. Disponível em: <<https://www.quanser.com/resource-type/academic-resources/>>. Citado na página 25.
- TSERENDONDOG, T. et al. State feedback control of unbalanced seesaw. *International Forum on Strategy Technology*, v. 11, n. 2, p. 566–570, 2016. Citado na página 34.
- UGURLU, H. I.; KALKAN, S.; SARANLI, A. Reinforcement learning versus conventional control for controlling a planar bi-rotor platform with tail appendage. *JOURNAL OF INTELLIGENT & ROBOTIC SYSTEMS*, v. 102, n. 4, 2021. ISSN 0921-0296. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 27.
- UUR TSAIKH, L.; TENGIS, T.; BATMUNKH, A. Control of seesaw balancing using decision boundary based on classification method. *International Journal of Internet, Broadcasting and Communication*, v. 11, n. 2, p. 11–18, 2019. Citado na página 27.
- VECTORNAV. *What is an inertial measurement unit?* 2022. Acessado em 20 de novembro de 2023. Disponível em: <<https://www.vectornav.com/resources/inertial-navigation-articles/what-is-an-inertial-measurement-unit-imu>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.
- VILMA, A. O. *Engenharia de Controle: fundamentos e aulas de laboratório*. 1. ed. Rio de Janeiro: Editora Elsevier, 2016. ISBN 978-85-352-4519-6. Citado 3 vezes nas páginas 20, 22 e 24.
- YEDAMALE, P. *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. 2003. Acessado em 29 de agosto de 2023. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.
- ZHU, Y. et al. A model-based approach for measurement noise estimation and compensation in feedback control systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 1–29, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
-