

Insper

Engenharia Mecatrônica

Relatório Final de Iniciação Tecnológica

Diogo Nobre de Araújo Cintra

Orientador: Prof. Fábio Bobrow

Controle vetorizado de empuxo baseado em dispositivos flexíveis para sistemas
propulsivos

São Paulo

2022

Resumo

Neste trabalho, foi realizado a modelagem e controle de um protótipo (veículo de testes) com um *Thrust Vector Control* (TVC), o qual é comumente utilizado no controle de atitude/orientação de satélites e foguetes. Existem diversos mecanismos capazes da realizar tal controle, o mais comum dentre eles é a plataforma Stuart. Dito isso, este trabalho buscou mecanismos alternativos capazes de realizar este controle de atitude.

Em parceria com o *Marshall Space Flight Center* (NASA), a *Brigham Young University*⁶ desenvolveu um mecanismo flexível capaz de controlar a orientação de um vetor, sem a necessidade de componentes complexos como: fuso, engrenagem, rolamento e lubrificações periódicas.

Dessa forma, o veículo de testes desenvolvido, fez o uso deste mecanismo flexível para controlar a orientação do empuxo gerado pelo seu sistema de propulsão, resultando no controle a dinâmica de atitude do veículo.

Para tal fim, com o auxílio das equações de Newton-Euler, foi realizado a modelagem do sistema e sua linearização. Adiante, foram utilizadas duas estratégias de controle, controlador PD com a representação no espaço de estados (REE) da planta linearizada e o compensador com realimentação completa dos estados estimados com a REE identificada experimentalmente. Ao final deste processo, o compensador com realimentação completa dos estados estimados demonstrou-se muito superior ao controlador PD.

Palavras-chave: Sistemas flexíveis, Controle de atitude, Observador de estados, Identificação de sistema, Equações de Newton-Euler, Controle vetorizado de empuxo.

Abstract

TVC (Thrust Vector Control) systems are used to change a vehicle's orientation in space and have been operating in rockets, satellites and missiles. Such systems are of utmost importance to ensure the correct positioning of such vehicles and are the aim of the present study. However, there are many types of TVC in the aerospace industry and the most famous one is the Stuart Platform. Based on that, this project researched alternative mechanisms that can do the same.

The Marshall Space Flight Center (NASA) and Brigham Young University⁶ have developed a flexible mechanism capable of controlling a vector orientation. The best thing about this mechanism is the flexible connections instead of complex components such as ball screws, gears, bearings, and regular lubrication like Stuart Platform. Therefore, the prototype (test vehicle) has developed with this flexible mechanism as the TVC, which was used to control the thrust orientation provided by the propulsion system.

In order to do that, Newton-Euler equations were used to model the prototype's dynamics, then they were linearized and turned into the state space representation. Furthermore, the classic PD and a full estimated states feedback compensator with the state space representation from a time series identification were used to control the prototype.

In the end, both control strategies were tested under different initial conditions to evaluate the transient behavior. The full estimated states feedback compensator was able to stabilize the prototype and achieved a faster response.

Keywords: Compliant Mechanism, Attitude controller, Estimators, System identification, Newton-Euler equations, Thrust Vector Control.

Sumário

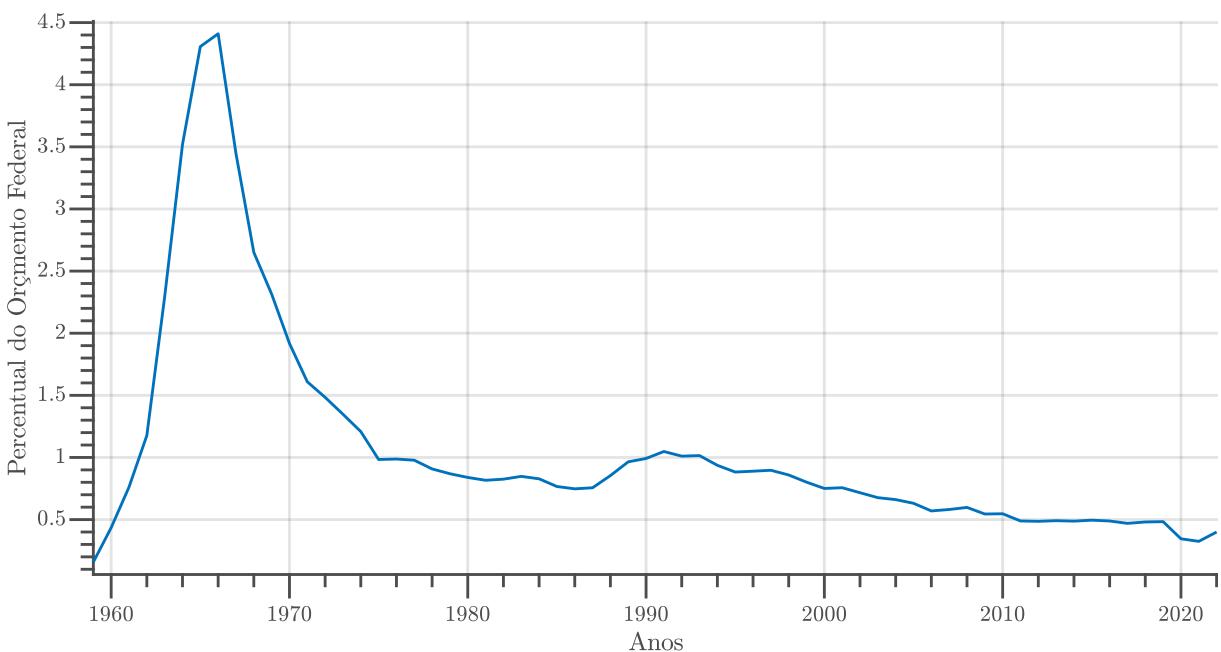
1	Introdução	5
2	Objetivo	7
3	Teoria	8
3.1	Modelagem	9
3.1.1	Matriz de rotação	11
3.1.2	Equações cinemáticas	12
3.1.3	Equações cinéticas	12
3.1.4	Linearização	14
4	Estratégias de controle	16
4.1	Regulador PD	16
4.2	Identificação da planta via resposta temporal	19
4.3	Controlador com realimentação dos estados estimados	23
5	Construção física	27
5.1	Partes mecânicas	28
5.2	Partes eletrônicas	33
5.3	<i>Firmware</i>	38
6	Resultados	39
7	Conclusão	40
	Referências	42

1 Introdução

Durante a guerra fria, os Estados Unidos e a antiga União Soviética entraram em uma competição tecnológica pela conquista da órbita terrestre, que mais tarde ficou conhecida como “corrida espacial”.

Em 1958, a NASA (National Aeronautics and Space Administration) foi fundada como uma resposta aos grandes avanços aeroespaciais da URSS, com um orçamento anual de cerca de 0,1% do orçamento federal. Após contínuas vitórias aeroespaciais da URSS (primeiro satélite em 1957, primeiro homem em órbita em 1961 e primeira “caminhada espacial” em 1965), o então presidente americano, John F. Kennedy, fez um icônico discurso (“o homem vai pousar na lua e no final da década de 60”) e aumentou o orçamento da NASA para mais de 4%, conforme mostra a Fig. 1.

Figura 1 - Orçamento anual destinado a NASA



Fonte: Dreier, Casey. "Historical NASA Budget Data". The Planetary Society

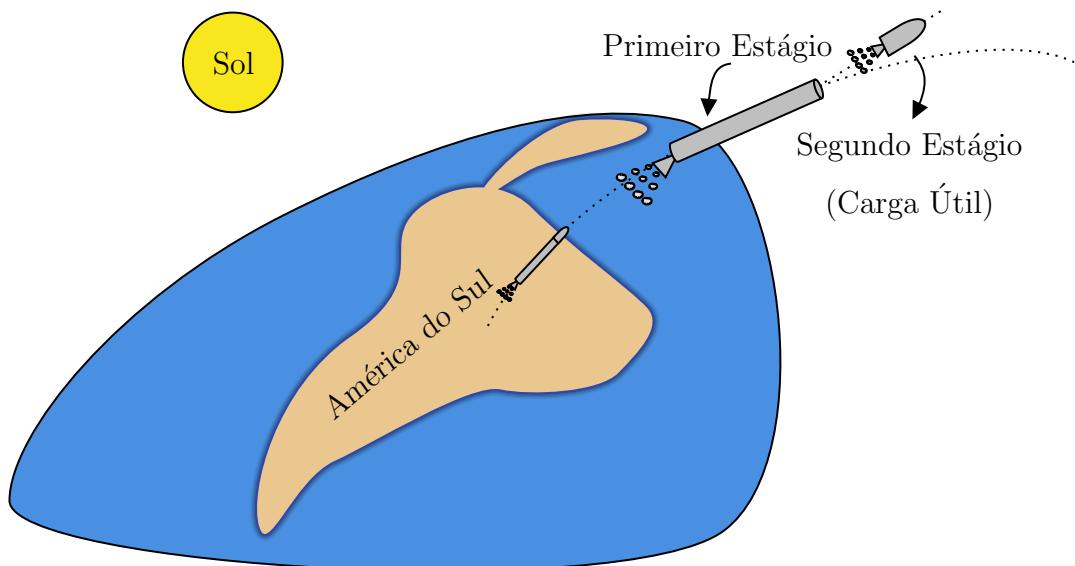
Isso possibilitou incríveis avanços no setor aeroespacial americano, sendo o mais notável a chegada do homem à Lua, em 1969, durante as missões Apollo. No entanto, após esse feito, o orçamento da NASA despencou e se estagnou abaixo de 1%. Tal situação ocorreu devido aos elevados custos de lançamento e baixo retorno.

A NASA até chegou a desenvolver uma aeronave espacial reutilizável para reduzir os custos, o Space Shuttle, o qual teve um papel importantíssimo na exploração espacial,

como, por exemplo, a construção da ISS (International Space Station) e o lançamento do telescópio espacial Hubble. No entanto, como apenas o segundo estágio (aeronave que navega no espaço) era reutilizável, cada lançamento custava em média US\$ 450 milhões³. Todo o programa do Space Shuttle custou aproximadamente US\$ 209 bilhões⁵, o que fez com que a NASA encerrasse as atividades dessa aeronave depois de apenas 30 anos.

Após o Space Shuttle, nenhum outro foguete ou aeronave espacial reutilizável ganhou espaço no orçamento da NASA. Foi apenas em 2015 que a empresa privada norte-americana SpaceX desenvolveu e provou sua tecnologia de foguetes com o primeiro estágio (responsável por vencer quase que 100% da atração gravitacional gerada pela terra) reutilizável, o que até então era considerado impossível por muitos engenheiros e cientistas. Na Fig. 2, pode-se observar o que normalmente é o primeiro e o segundo estágio em um foguete.

Figura 2 - Separação dos estágios de um foguete



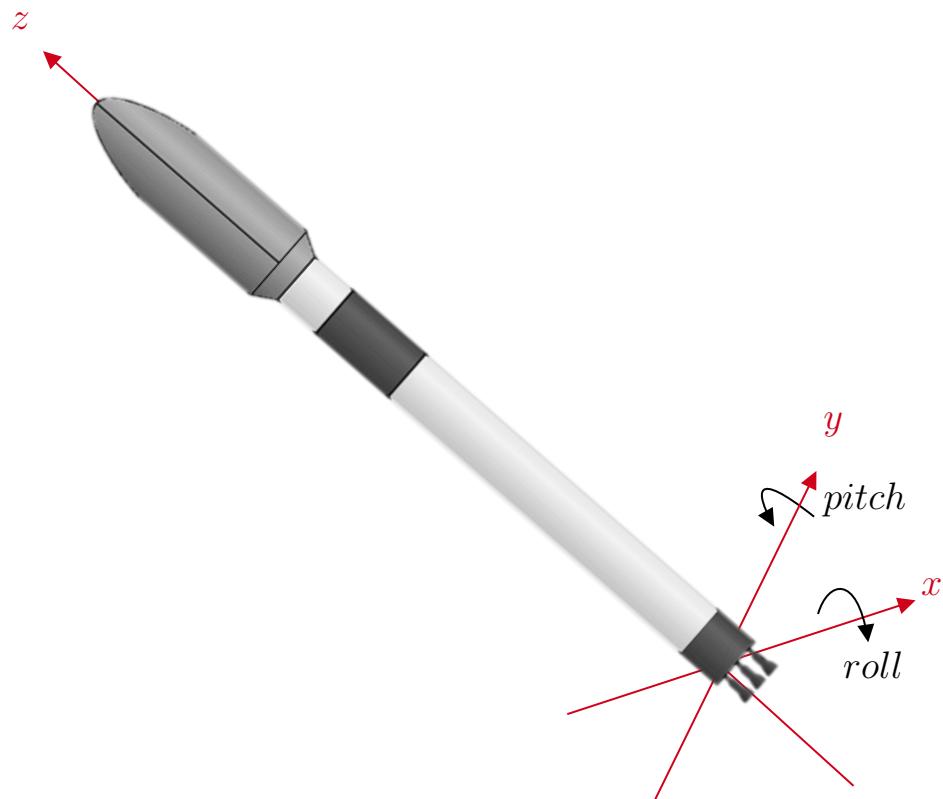
Fonte: Autor próprio.

Tornar um foguete reutilizável implica em recuperá-lo com segurança e completamente funcional após o lançamento. Diferentemente do segundo estágio (aeronave), que pode ser projetado para aterrissar em uma pista como um avião, o primeiro estágio (tanque de combustível), por ter um formato cilíndrico, precisa aterrissar da mesma forma que decolou, na vertical. Para cumprir esse requisito, os engenheiros da SpaceX desenvolveram com sucesso todo um sistema de controle de atitude (orientação) e posição do primeiro

estágio do foguete, especificamente para a aterrissagem. Tal feito permitiu que o custo médio de lançamento do Falcon 9 fosse de apenas US\$ 62 milhões².

O sistema de controle de altitude de um foguete ou *Thrust Vector Control* (TVC), consiste em manipulador que altera a direção do empuxo gerado pelos motores para ajustar a altitude e velocidade angular do veículo, controlando os ângulos de rolagem e de inclinação, conforme ilustra a Fig. 3.

Figura 3 - Momentos que o TVC pode controlar



Fonte: PNGWING

O TVC já é usado há décadas no lançamento de foguetes, mas foi apenas recentemente que ele começou a ser utilizado também na aterrissagem dos mesmos.

2 Objetivo

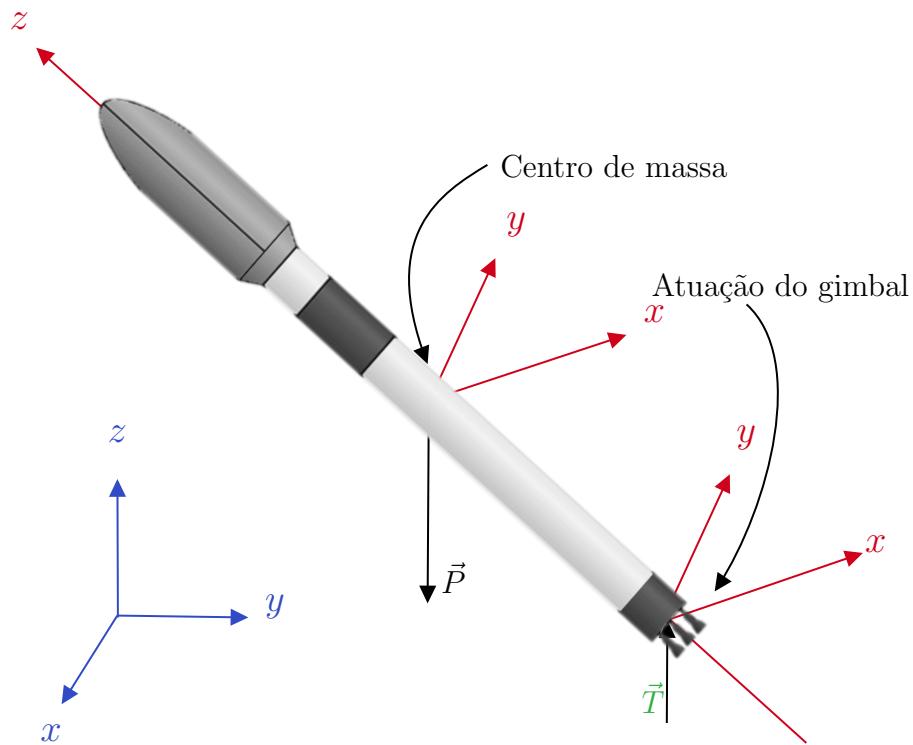
O objetivo desse trabalho é projetar e implementar o sistema de controle TVC em um veículo de testes. Por se tratar de um tema de elevada complexidade, o projeto foi dividido em duas partes: A e B. Na parte A, foi realizada toda a modelagem teórica da

dinâmica do veículo de testes, seguida do desenvolvimento do controlador de atitude e testes no *Simulink/MATLAB*. Já na parte B, foi desenvolvido um veículo de testes e os controladores foram implementados.

3 Teoria

Com o auxílio da Fig. 4, pode-se compreender as forças que atuam no sistema estudado. Este sistema apresenta apenas duas forças principais, a força peso \vec{P} , que atua no centro de massa do veículo, e a força de empuxo \vec{T} , gerada pelo sistema de propulsão do veículo e responsável pelo controle de sua atitude e trajetória de um foguete.

Figura 4 - Diagrama de corpo livre de uma representação do veículo de testes



Fonte: Autor próprio.

Como o objetivo é simplificar a modelagem de um foguete, foram feitas algumas considerações: é um sistema invariante no tempo (grandezas como massa e gravidade não variam), forças de arrasto e de sustentação foram desconsideradas. Com o objetivo de facilitar a modelagem do sistema, a cor **vermelha**, indica um vetor no sistema de coordenadas móvel e a cor **azul**, indica um vetor no sistema de coordenadas fixo ou inercial.

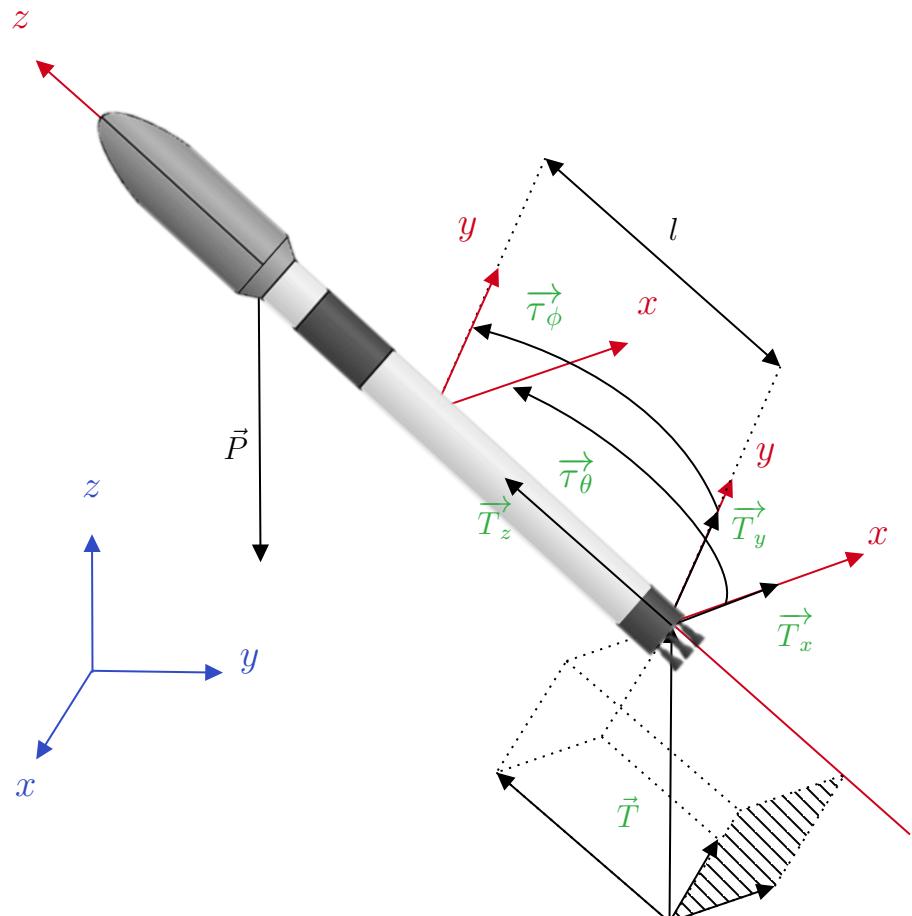
Além disso, forças e torques representados no sistema de coordenadas móvel recebem a cor verde, os demais torques ou forças não recebem uma cor especial.

3.1 Modelagem

O vetor da aceleração da gravidade sempre aponta em direção do centro da terra, portanto ele foi descrito em relação ao referencial inercial fixado na terra. Já a força de empuxo \vec{T} e os torques $\vec{\tau}$ gerados por ela são convenientemente descritos em relação ao referencial móvel, fixado no veículo.

Antes de apresentar os vetores de forças que atuam no sistema, visualizar a decomposição da força de empuxo \vec{T} é de extrema importância. A Fig. 5 revela com mais detalhes as forças e os sentidos dos torques.

Figura 5 - Diagrama de corpo livre detalhado de uma representação do veículo de testes



Fonte: Autor próprio.

No desenvolvimento da modelagem, os ângulos ϕ , θ e ψ foram utilizados para descrever

a atitude do veiculo de testes. Por outro lado, os ângulos γ e δ na Fig. 6, foram utilizados para descrever a orientação necessária do vetor \vec{T} , para que seja possível controlar o sistema.

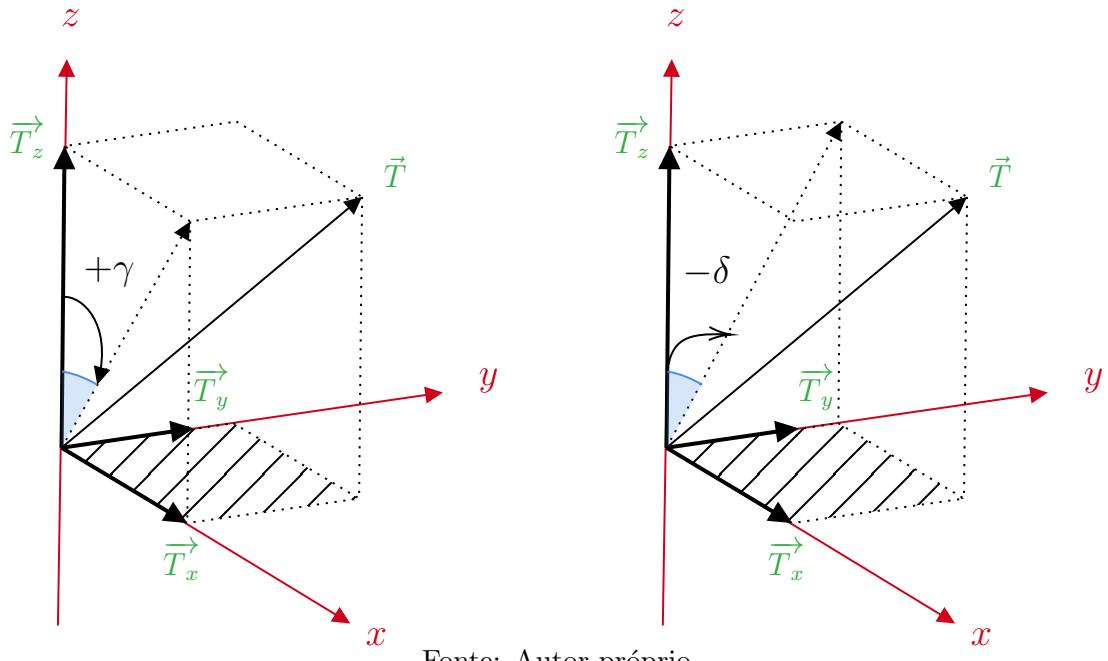
Dessa forma, já é possível descrever com clareza o vetor da gravidade, da força de empuxo e dos torques:

$$\vec{g} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} \quad \vec{T} = \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \quad \vec{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_\phi \\ \tau_\theta \\ 0 \end{bmatrix}$$

Logo, já é possível visualizar que o sistema apresentado na Fig. 5, possui 3 forças de entrada (T_x , T_y e T_z), conforme a Fig. 6.

Figura 6 - Detalhe dos ângulos da decomposição da força de empuxo \vec{T}

(a) Decomposição da força de empuxo em zx (b) Decomposição da força de empuxo em zy



Fonte: Autor próprio.

É importante dizer que, o veiculo de testes ilustrado na Fig. 5, apresenta uma dinâmica 3D com 6 graus de liberdade (3 de translação e 3 de rotação). Dessa forma, para descrever o movimento 3D do veiculo foram aplicadas duas vezes as equações de Newton-Euler para cada grau de liberdade, ou seja, no final desta seção serão obtidas 12 equações (6 equações cinemáticas e 6 equações cinéticas).

3.1.1 Matriz de rotação

Segundo o matemático Leonhard Euler (1707 - 1783), para descrever a orientação de um vetor \vec{r} , que pertence ao sistema de coordenadas móvel, em um sistema de coordenadas inercial, são necessários apenas de três ângulos, os ângulos de Euler. Em outras palavras, a orientação do vetor \vec{r} , pode ser descrita por uma sequência de três rotações dos eixos do sistema de coordenadas móvel, em torno dos eixos do sistema de coordenadas inercial.

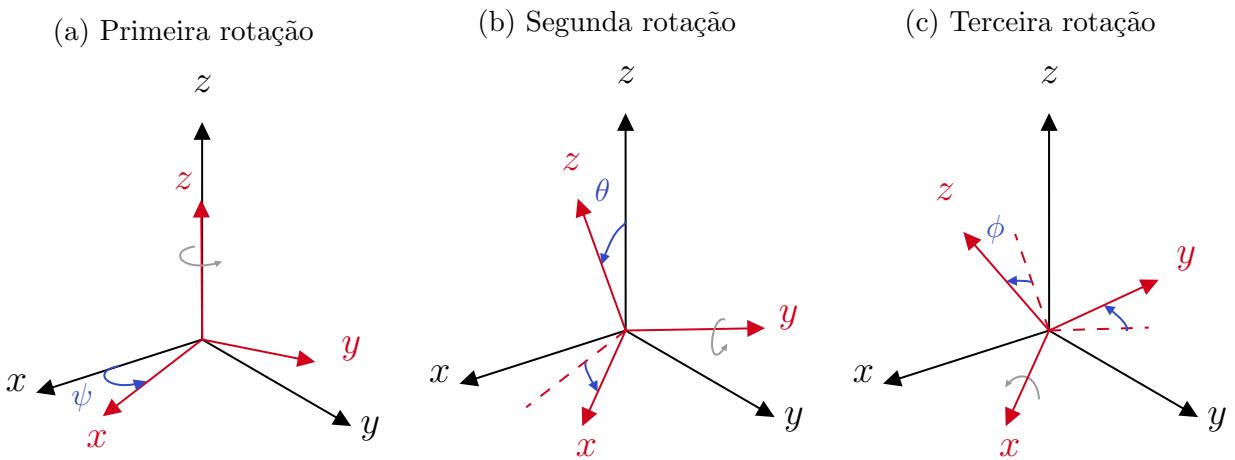
Dessa forma, para poder representar um vetor qualquer \vec{r} no sistema de coordenadas móvel \vec{r} , basta multiplicá-lo pela matriz de rotação R ,

$$\vec{r} = R\vec{r}' \quad (1)$$

a qual é composta pela matriz de rotação individual de cada sequência de rotação. Para contornar o problema da singularidade dos ângulos de Euler, foi escolhida a sequência de rotação $z-y-x$:

1. Rotação em torno de z - ψ yaw (Fig. 7a)
2. Rotação em torno de y - θ pitch (Fig. 7b)
3. Rotação em torno de x - ϕ roll (Fig. 7c)

Figura 7 - Ângulos de Euler



Fonte: Autor próprio.

Optou-se por utilizar a regra da mão direita para compreender os sinais dos sentidos das rotações, logo as matrizes de rotação para cada eixo e a matriz de rotação total são

respectivamente:

$$R_{z_\psi} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad R_{y_\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad R_{x_\phi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ -\cos \phi \sin \psi + \sin \phi \sin \theta \cos \psi & \cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \theta \sin \psi & \sin \phi \cos \theta \\ \sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi & -\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix}$$

A matriz R é ortonormal, ou seja, sua inversa (R^{-1}) é igual a sua transposta (R^T), isto quer dizer que, caso seja necessário descrever um vetor \vec{r} em relação ao sistema de coordenadas inercial, deve-se:

$$\begin{aligned} R^T \vec{r} &= R^T R \vec{r} \\ \vec{r} &= R^T \vec{r} \end{aligned} \tag{2}$$

3.1.2 Equações cinemáticas

É preferível descrever as equações cinemáticas em relação ao referencial inercial, pois elas retornam a orientação (3) e a posição (4) do veículo de testes.

Dessa forma, conforme foi descrito por Bobrow¹[p.15-17], a Eq. 3 pode ser utilizada para descrever as velocidades angulares, em função dos ângulos de Euler:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos \theta} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \phi \sin \theta & \cos \phi \sin \theta \\ 0 & \cos \phi \cos \theta & -\sin \phi \cos \theta \\ 0 & \sin \phi & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \tag{3}$$

Por outro lado, para descrever a posição do veículo de testes, basta realizar o mesmo procedimento realizado na Eq. 2 e então:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = R^T \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} \tag{4}$$

3.1.3 Equações cinéticas

As equações cinéticas são melhor representadas em relação ao referencial móvel (fixado no veículo de testes), pois nele que estão fixados os sensores (giroscópio, acelerômetro, proximidade, etc.).

Para poder encontrar as equações cinéticas do veiculo de testes (considerando-o um corpo rígido), foram utilizadas as equações de Newton-Euler:

$$\dot{\vec{v}} = -\vec{\omega} \times \vec{v} + \frac{1}{m} \Sigma \vec{T} \quad (5)$$

$$\dot{\vec{\omega}} = -I^{-1}(\vec{\omega} \times I\vec{\omega}) + I^{-1}\Sigma\vec{\tau} \quad (6)$$

Dessa forma, basta substituir as resultantes das forças e dos torques nas equações 5 e 6, respectivamente:

$$\begin{aligned} \dot{\vec{v}} &= -\vec{\omega} \times \vec{v} + \frac{1}{m}(-m\vec{g} + \vec{T}) \\ \dot{\vec{v}} &= -\vec{\omega} \times \vec{v} - R\vec{g} + \frac{1}{m}\vec{T} \\ \begin{bmatrix} \dot{v}_x \\ \dot{v}_y \\ \dot{v}_z \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{v}_x \\ \dot{v}_y \\ \dot{v}_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\omega_y v_z + \omega_z v_y + g \sin \phi + \frac{1}{m} T_x \\ -\omega_z v_x + \omega_x v_z - g \sin \phi \cos \theta + \frac{1}{m} T_y \\ -\omega_x v_y + \omega_y v_x - g \cos \phi \cos \theta + \frac{1}{m} T_z \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \dot{\vec{\omega}} &= -I^{-1}(\vec{\omega} \times I\vec{\omega}) + I^{-1}\Sigma\vec{\tau} \\ \begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \frac{1}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_{zz}} \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{xx}\omega_x \\ I_{yy}\omega_y \\ I_{zz}\omega_z \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \frac{1}{I_{xx}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{I_{yy}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_{zz}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_y l \\ -T_x l \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{T_y l}{I_{xx}} & -\frac{(I_{zz}-I_{yy})}{I_{xx}}\omega_z\omega_y \\ -\frac{T_x l}{I_{yy}} & -\frac{(I_{xx}-I_{zz})}{I_{yy}}\omega_x\omega_z \\ 0 & -\frac{(I_{yy}-I_{xx})}{I_{zz}}\omega_x\omega_y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

Portanto, considerando as forças que atuam sobre o veiculo de testes, as Eq. 7 e Eq. 8, representam a cinética do sistema.

3.1.4 Linearização

O objetivo deste trabalho não é explorar técnicas avançadas de controle, dito isso, controladores não-linear não foram explorados. Logo, a linearização do sistema se faz necessária. No entanto, antes de realizá-la, as equações cinemáticas e cinéticas, que compõe a dinâmica do sistema são:

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= v_x \cos \theta \cos \psi + v_y \cos \theta \sin \psi - v_z \sin \theta \\
 \dot{y} &= v_x (-\cos \phi \sin \psi + \sin \phi \sin \theta \cos \psi) + v_y (\cos \phi \cos \psi + \sin \phi \sin \theta \sin \psi) + v_z \sin \phi \cos \theta \\
 \dot{z} &= v_x (\sin \phi \sin \psi + \cos \phi \sin \theta \cos \psi) + v_y (-\sin \phi \cos \psi + \cos \phi \sin \theta \sin \psi) + v_z \cos \phi \cos \theta \\
 \dot{\phi} &= \omega_x + \omega_y \sin \phi \tan \theta + \omega_z \cos \phi \tan \theta \\
 \dot{\theta} &= \omega_y \cos \phi - \omega_z \sin \phi \\
 \dot{\psi} &= \omega_y \sin \phi \sec \theta + \omega_z \cos \phi \sec \theta \\
 \dot{v}_x &= -\omega_y v_z + \omega_z v_y + g \sin \phi + \frac{1}{m} T_x \\
 \dot{v}_y &= -\omega_z v_x + \omega_x v_z - g \sin \phi \cos \theta + \frac{1}{m} T_y \\
 \dot{v}_z &= -\omega_x v_y + \omega_y v_x - g \cos \phi \cos \theta + \frac{1}{m} T_z \\
 \dot{\omega}_x &= \frac{T_y l}{I_{xx}} - \frac{(I_{zz} - I_{yy})}{I_{xx}} \omega_z \omega_y \\
 \dot{\omega}_y &= -\frac{T_x l}{I_{yy}} - \frac{(I_{xx} - I_{zz})}{I_{yy}} \omega_x \omega_z \\
 \dot{\omega}_z &= -\frac{(I_{yy} - I_{xx})}{I_{zz}} \omega_x \omega_y
 \end{aligned}$$

Para poder realizar a linearização, pode-se considerar que os estados do sistema então muito próximos do ponto de equilíbrio, por exemplo, quando as velocidades angular forem quase nulas e os ângulos próximos de zero. Assim, as seguintes aproximações são válidas:

$$\omega_x \omega_y \approx 0$$

$$\cos \phi \approx 1$$

$$\sin \phi \approx \phi$$

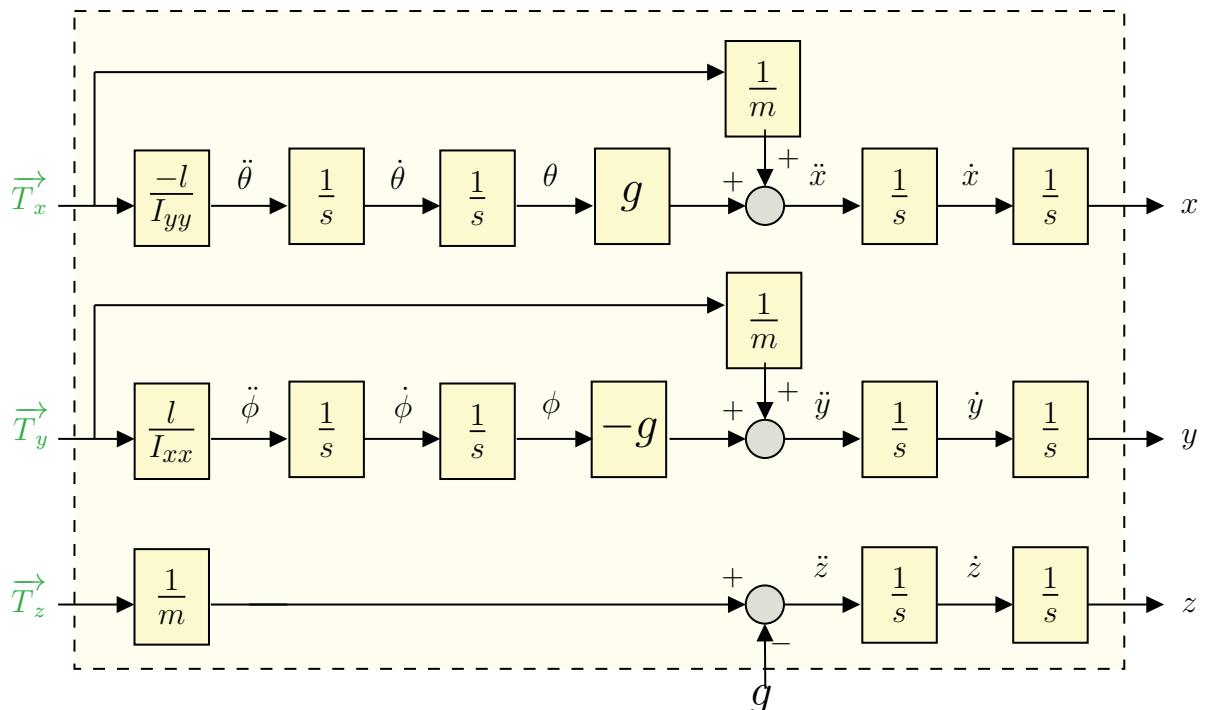
Após realizar as aproximações necessárias, as equações linearizadas do sistema são:

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= v_x & \dot{v}_x &= g\theta + \frac{1}{m}\vec{T}_x \\
 \dot{y} &= v_y & \dot{v}_y &= -g\phi + \frac{1}{m}\vec{T}_y \\
 \dot{z} &= v_z & \dot{v}_z &= -g + \frac{1}{m}\vec{T}_z \\
 \dot{\phi} &= \omega_x & \dot{\omega}_x &= \frac{1}{I_{xx}}\tau_\phi \\
 \dot{\theta} &= \omega_y & \dot{\omega}_y &= -\frac{1}{I_{yy}}\tau_\theta \\
 \dot{\psi} &= \omega_z & \dot{\omega}_z &= 0
 \end{aligned}$$

No modelo linearizado, a aceleração angular $\dot{\omega}_z$ é nula e isso ocorre, pois nenhuma força aplicada no veículo de testes causa algum torque no eixo z .

Por fim, outra maneira de representar a dinâmica do sistema é através do diagrama de blocos na Fig. 8.

Figura 8 - Diagrama de blocos linearizado do veículo de testes



Fonte: Autor próprio.

4 Estratégias de controle

Durante o processo de desenvolvimento do controlador adequado para estabilizar o sistema, foram exploradas duas técnicas de controle moderno. A primeira abordagem fez o uso de um controlador PD via realimentação de estados usando a lei de controle $u = -\mathbf{Kx}$.

Após a implementação da primeira abordagem, verificou-se que o comportamento real e modelado tiveram grandes divergências, o que levou a necessidade de realizar a identificação da planta. Dessa forma, a segunda abordagem de controle levou em consideração apenas a representação no espaço de estados (REE) identificada. Além disso, a segunda abordagem fez o uso de um observador de estados, com o objetivo de melhor estimar os estados da planta identificada.

Para ambas as estratégias de controle, foi considerado a Tab. 1 como requisito de desempenho do projeto.

Tabela 1 - Requisitos de desempenho

	T_s (s)	$OS(\%)$
Parâmetros	$\leq 1,5$	$\leq 1,0$

Fonte: Autor próprio.

Foi considerado que o sistema é de segunda ordem e linear, logo, as equações 9 e 10, foram utilizadas para encontrar o valor dos polos desejados da malha fechada do sistema, conforme a Eq. 11.

$$\omega_n = \frac{4}{T_s \zeta} \quad (9)$$

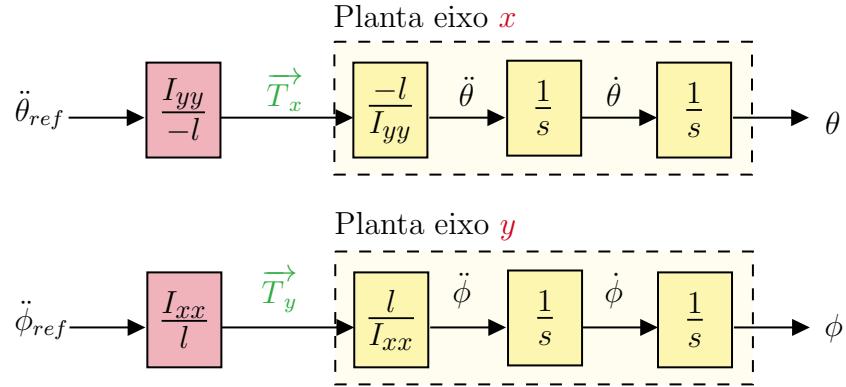
$$\zeta = \frac{-\log \frac{OS}{100}}{\sqrt{\pi^2 + (\log \frac{OS}{100})^2}} \quad (10)$$

$$s = -\omega_n \zeta \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} = -2,667 \pm 1,819j \quad (11)$$

4.1 Regulador PD

Conforme foi apresentado no inicio da seção de modelagem (3.1), não é possível controlar diretamente o ângulo ψ , ou seja, o controlador de atitude irá atuar somente no controle dos ângulos ϕ e θ . A dinâmica de atitude desses ângulos é representada pelo diagrama de blocos da Fig. 9.

Figura 9 - Idealização da malha de controle de atitude



Fonte: Autor próprio.

Com o diagrama de blocos da Fig. 9, fica evidente a representação no espaço de estados, do ângulo θ (Eq. 12 e 13) e do ângulo ϕ (Eq. 14 e 15).

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_\theta} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{l}{I_{yy}} \end{bmatrix}}_{B_\theta} T_x(t) \quad (12)$$

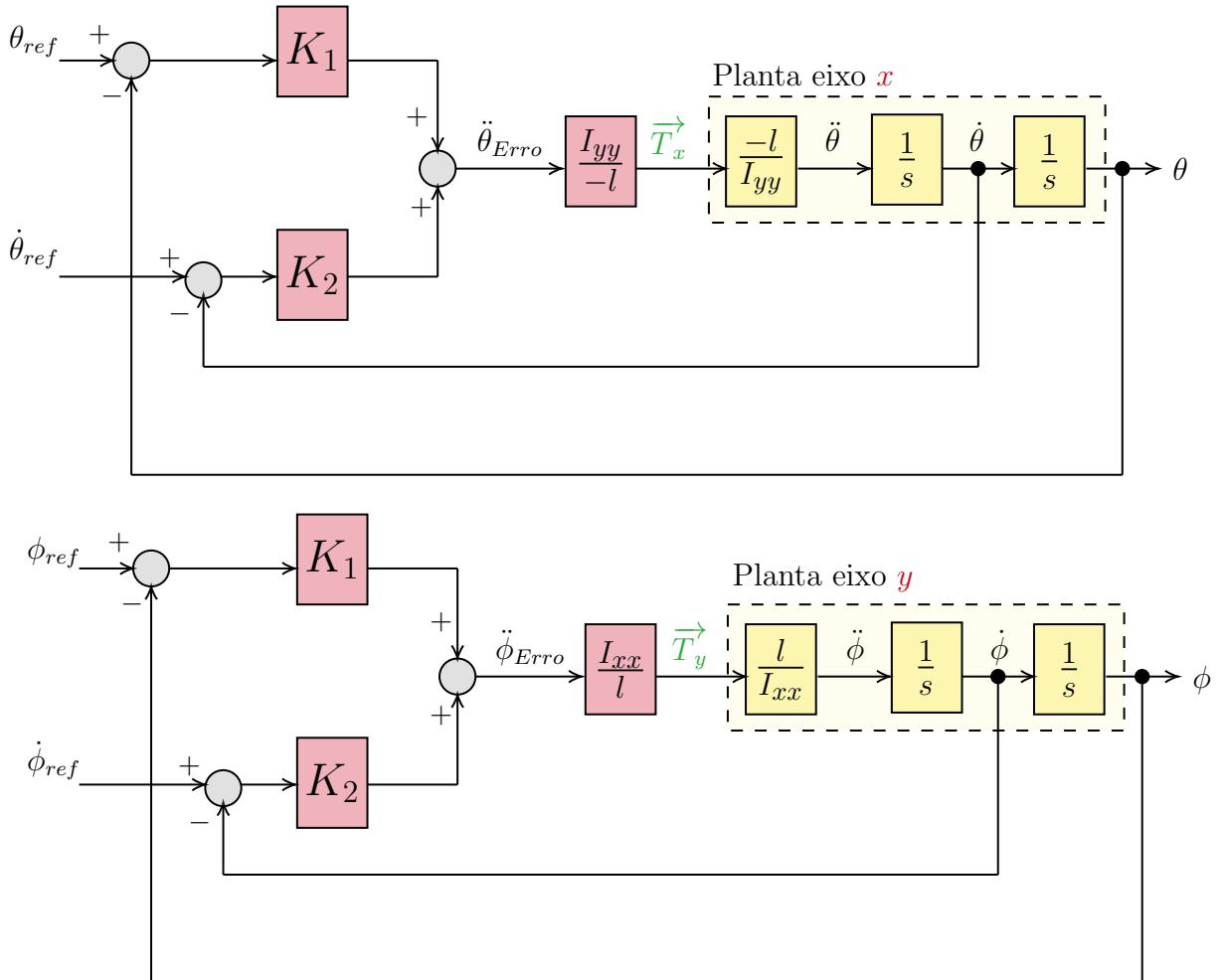
$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_\theta} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_\phi} \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{l}{I_{xx}} \end{bmatrix}}_{B_\phi} T_y(t) \quad (14)$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_\phi} \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ao fechar a malha dos eixos, fica evidente que o sistema é do tipo do MIMO (“Multiple-input and multiple-output”), como mostra a Fig. 10.

Figura 10 - Diagrama de blocos da malha de controle de atitude



Fonte: Autor próprio.

Dessa forma, foi necessário utilizar a lei de controle $u = -\mathbf{Kx}$, para controlar o sistema. O desenvolvimento algébrico para encontrar a matriz A_{mf} de malha fechada foi detalhado abaixo:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + Bu$$

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + BK(x_{ref} - \mathbf{x})$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \underbrace{(A - BK)}_{A_{mf}} \mathbf{x} + \underbrace{BK}_{B_{mf}} x_{ref}$$

O benefício de utilizar a lei de controle mencionada é que os polos do sistema em malha fechada, não ficam mais restritos ao lugar geométrico das raízes. Portanto, para

encontrar os ganhos K_1 e K_2 , que aloquem os autovalores da matriz a A_{mf} conforme os polos da Eq. 11, basta encontrar o vetor de ganhos K que satisfaça a Eq. 16.

$$\left| sI - (A - BK) \right| = 0 \quad (16)$$

Após resolver a Eq. 16, os coeficientes foram comparados com o polinômio característico (Eq. 17) de segunda ordem e os ganhos K_1 e K_2 , foram encontrados em função de ω_n e ζ :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0, \quad (17)$$

onde os ganhos do controlador são:

$$K_1 = \omega_n^2 = 10,42$$

$$K_2 = 2\zeta\omega_n = 5,33$$

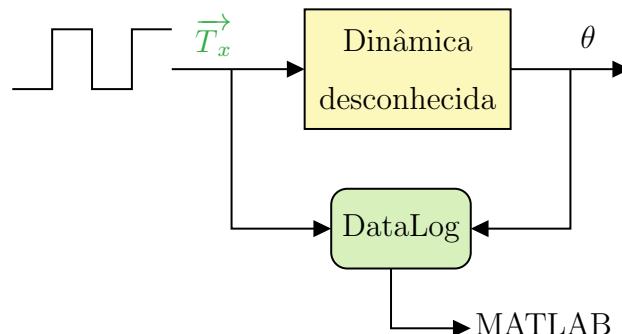
Com os ganhos calculados, este controlador regulador de estados foi implementado e avaliado quanto aos requisitos da Tab. 1, na Sec. 6.

4.2 Identificação da planta via resposta temporal

Como o comportamento da planta real divergiu significativamente do comportamento esperado em simulação, foi necessário encontrar um modelo que melhor representasse a dinâmica da planta.

O primeiro passo foi aplicar uma série de pulsos com largura e amplitude conhecidas¹ e salvar os dados de entrada e saída, como mostra a Fig. 11.

Figura 11 - Idealização da malha de controle de atitude

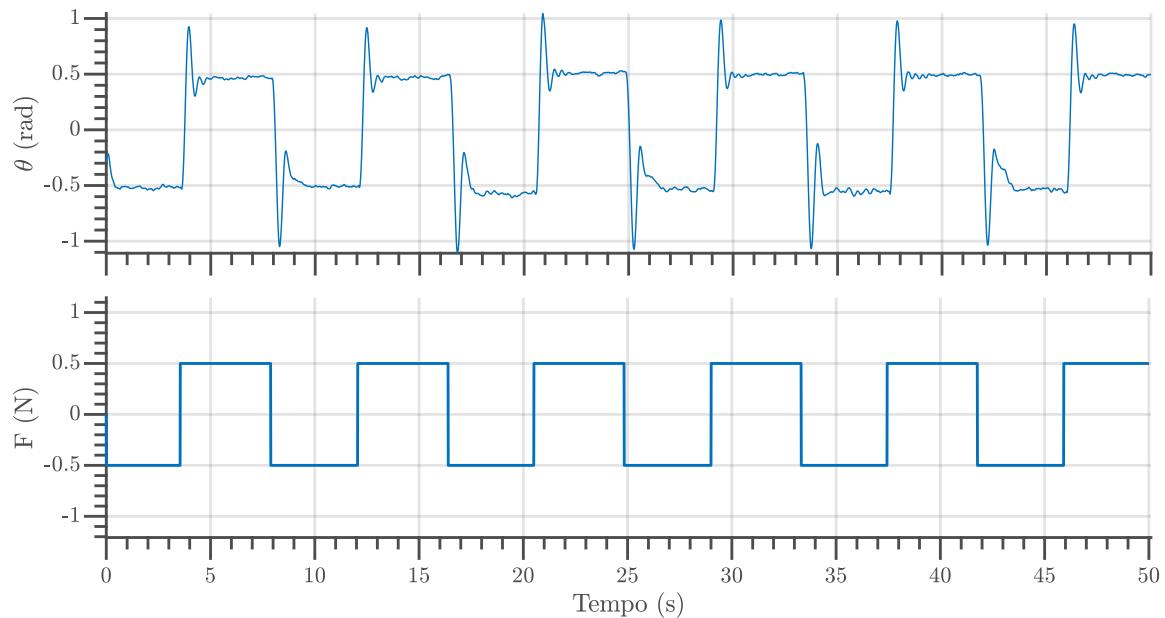


Fonte: Autor próprio.

¹Pulsos: 15,0s;Amplitude: 1,0 indo de [-0,5;0,5]

Após este processo, os dados coletados foram tradados² para permitir um ajuste adequado, como mostra a Fig. 12.

Figura 12 - Dados tratados prontos para serem usados na identificação da planta

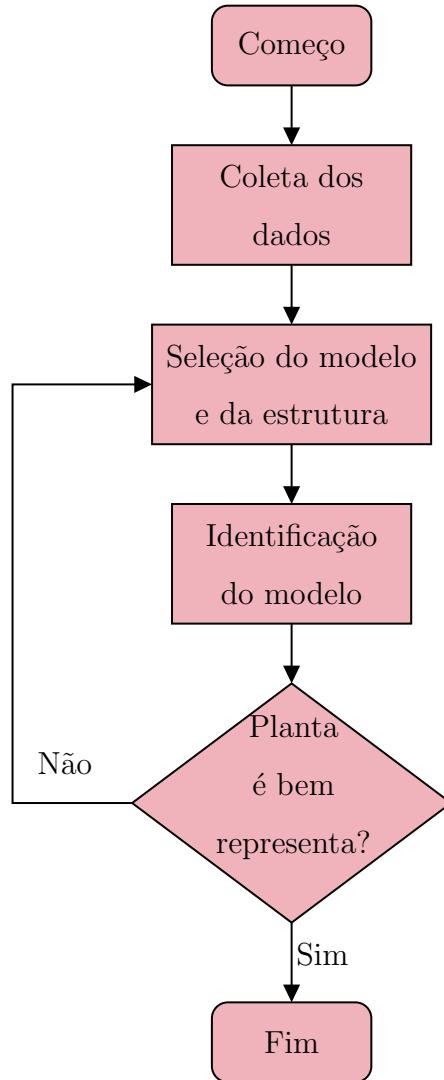


Fonte: Autor próprio (MATLAB).

Através da ferramenta *Identification Systeam Toolbox* do MATLAB, do fluxograma da Fig. 13 e do conhecimento fornecido pela *playlist* do Brian Douglas em parceiria com o MATLAB, foi iniciado o processo iterativo de identificação. Vale ressaltar que, devido aos parâmetros construtivos do sistema de propulsão, a planta pode ser identificada em malha aberta. Ademais, a escolha da amplitude do sinal de entrada, foi pautada pela não saturação do atuador e pela extração máxima da dinâmica da planta, como mostram os picos de sobressinal da Fig. 12.

²Remoção da média e separação dos dados entre treino e validação; neste trabalho, 66% dos dados coletados foram usados para treino e 33% foram usados para validação.

Figura 13 - Estratégia adotada para a identificação da planta em malha aberta



Fonte: Autor próprio.

Com base na modelagem do sistema em REE na Subseção 4.1, foi escolhido um modelo de segunda ordem, com a estrutura de REE na forma canônica e não foi considerado a presença de distúrbio. Portanto, a representação encontrada é mostrada na Eq. 18 e Eq. 19.

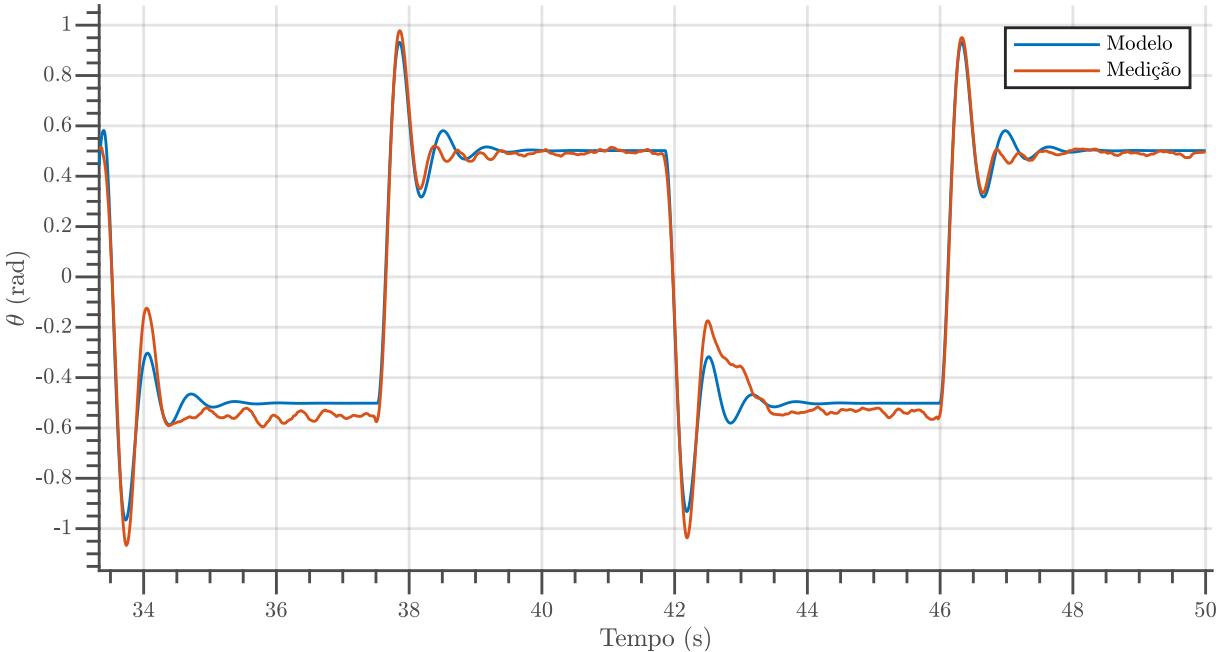
$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -97,79 & -5,14 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -0,49 \\ 100,7 \end{bmatrix} T_x(t) \quad (18)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Para poder verificar se a REE encontrada representa bem a dinâmica da planta, foi feito uma comparação entre os dados de θ_{medido} com o θ simulado, para o mesmo sinal de

entrada. Como a Fig. 14 mostra, o modelo encontrado representou muito bem a dinâmica da planta com os dados de validação, atingindo um *fit* de 89,29%.

Figura 14 - Comparação entre o modelo encontrado com os dados medidos



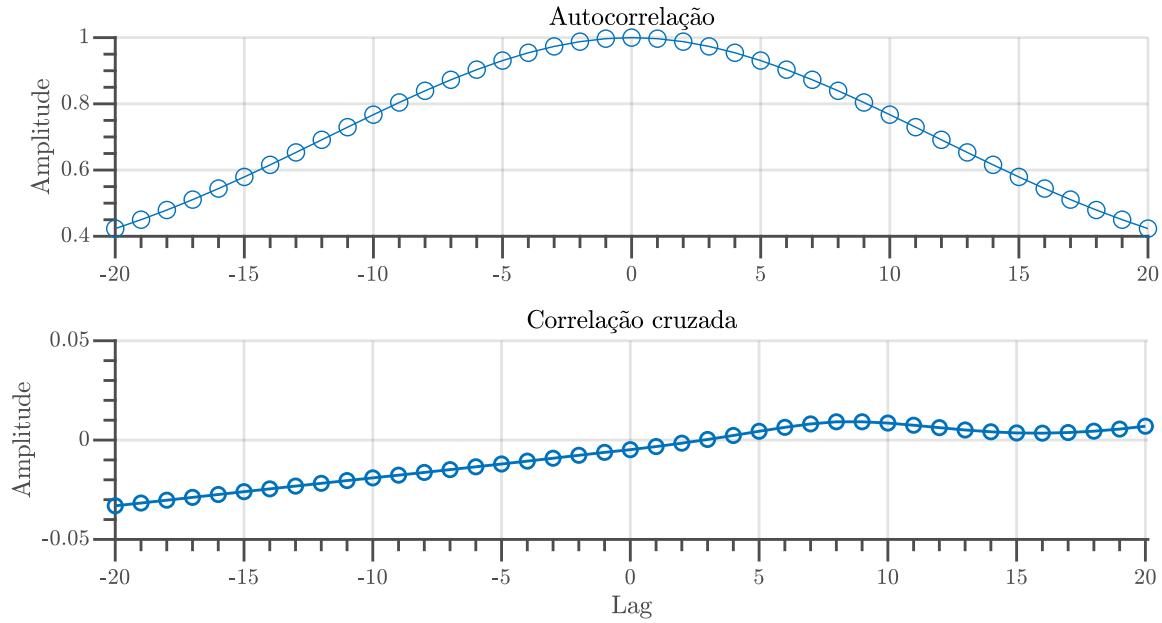
Fonte: Autor próprio (MATLAB).

No entanto, ainda é necessário analisar os resíduos do modelo encontrado, com o objetivo de verificar a necessidade do ajuste do modelo encontrado levando em consideração um modelo de distúrbio. Como pode-se notar na Fig. 15, a correlação cruzada entre os resíduos e a entrada é baixa, ou seja, o modelo é bom e não é necessário mudar sua ordem ou estrutura.

Por outro lado, a presença de autocorrelação entre os resíduos indica que um modelo de distúrbio deve ser implementado, com o objetivo de eliminar a autocorrelação entre os resíduos, o que acarretará numa melhora no modelo ajustado.

Os modelos *ARMA1*, *ARMA2* e *fixed* de distúrbio do *toolbox*, foram implementados e comparados com o modelo sem distúrbio. No entanto, não houve uma melhora no ajuste (menor que 1,0%) que justificasse este aumento de complexidade do modelo. Dessa forma, o modelo com distúrbio foi descartado e o controlador/observador foram projetados levando-se em consideração as Eq. 18 e Eq. 19.

Figura 15 - Visualização dos resíduos do modelo encontrado

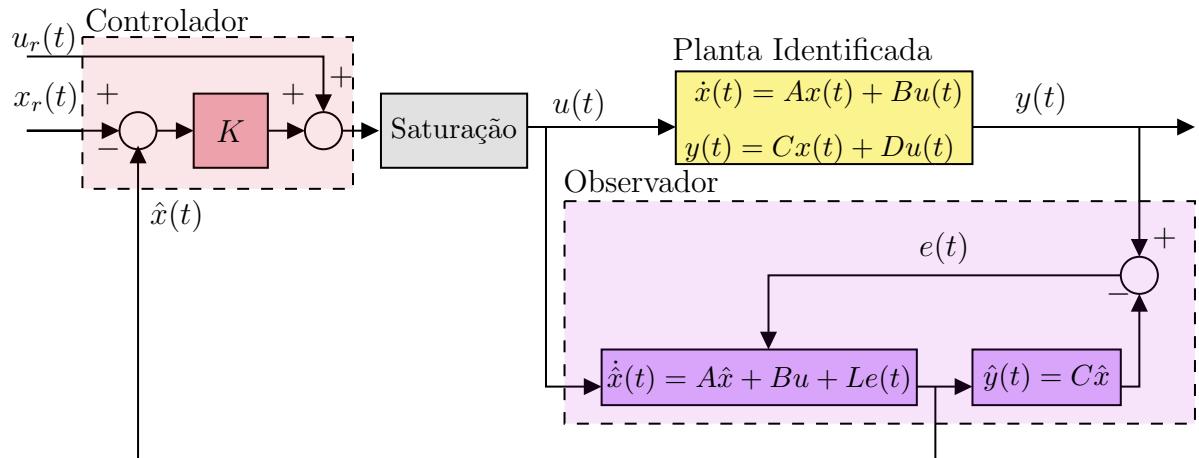


Fonte: Autor próprio (MATLAB).

4.3 Controlador com realimentação dos estados estimados

Com o objetivo de aumentar a robustez do compensador e devido a impossibilidade da medição correta da velocidade angular do sistema por problemas com a IMU, esta segunda estratégia de controle levou em consideração o projeto do observador de estados. Com o auxílio da Fig. 16 e com o desenvolvimento algébrico nesta subseção, pode-se concluir que o projeto do controlador e do observador, podem ser feitos separadamente.

Figura 16 - Diagrama de blocos do controlador implementado em conjunto do observador



Fonte: Autor próprio.

O ponto de partida foi definir o erro entre estado medido e observado como: $e_x = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$, logo, a lei de controle $u = -\mathbf{K}\mathbf{x}$, pode ser reescrita:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - e_x$$

$$u = -\mathbf{K}(\mathbf{x} - e_x)$$

e a representação no espaço de estados da planta também pode ser modificada:

$$\begin{aligned} \text{Planta} & \left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + Bu \\ y = C\mathbf{x} \end{array} \right. \\ \text{Modificação} & \left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = (A - B\mathbf{K})\mathbf{x} + B\mathbf{K}e_x \\ y = C\mathbf{x} \end{array} \right. \end{aligned} \quad (20)$$

A representação no espaço de estados da dinâmica do observador, pode ser escrita como:

$$\text{Observador} \left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = A\hat{\mathbf{x}} + Bu + G(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{\mathbf{x}} \end{array} \right.$$

Ao subtrair a dinâmica da planta com a dinâmica do observador, pode-se encontrar a dinâmica da evolução do erro:

$$\underbrace{(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}})}_{e_x} = A\underbrace{(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})}_{e_x} - GCe_x \quad (21)$$

$$(y - \hat{y}) = Ce_x \quad (22)$$

Por fim, basta unir as Eq. 20 e Eq. 21, para encontrar a dinâmica do compensador:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{e}_x \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (A - B\mathbf{K}) & B\mathbf{K} \\ \mathbf{0} & (A - GC) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ e_x \end{bmatrix}$$

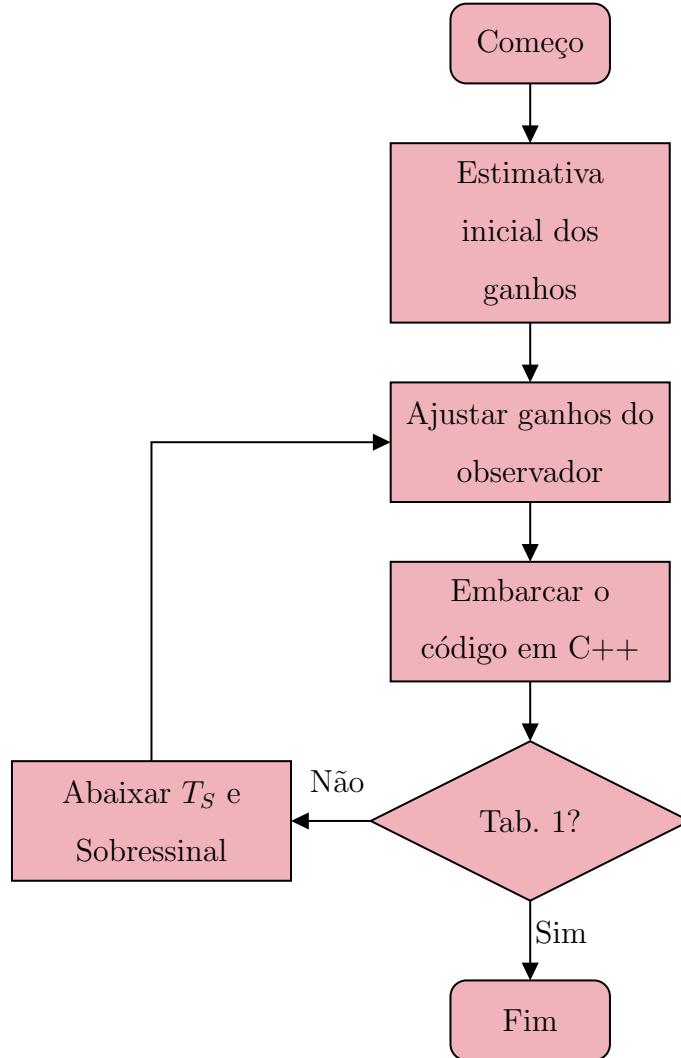
Como a matriz \mathbf{H} é triangular superior, para realocar os autovalores da mesma, basta encontrar os vetores \mathbf{G} e \mathbf{K} que satisfaçam a Eq. 23 e Eq. 24. Dessa forma é possível concluir que, os autovalores do observador e do regulador, podem ser realocados sem se auto-influenciarem.

$$\left| sI - (A - B\mathbf{K}) \right| = 0 \quad (23)$$

$$\left| sI - (A - CG) \right| = 0 \quad (24)$$

O primeiro passo para realocar os autovalores, foi colocá-los nos mesmos locais da Eq. 11. O procedimento iterativo adotado para encontrar a melhor realocação dos autovalores da matriz A_{mf} , encontra-se detalhado na Fig. 17.

Figura 17 - Fluxograma adotado para poder atingir os requisitos de desempenho do projeto



Fonte: Autor próprio.

O resultado final do vetor de ganhos \mathbf{K} foi encontrado na Eq. 25.

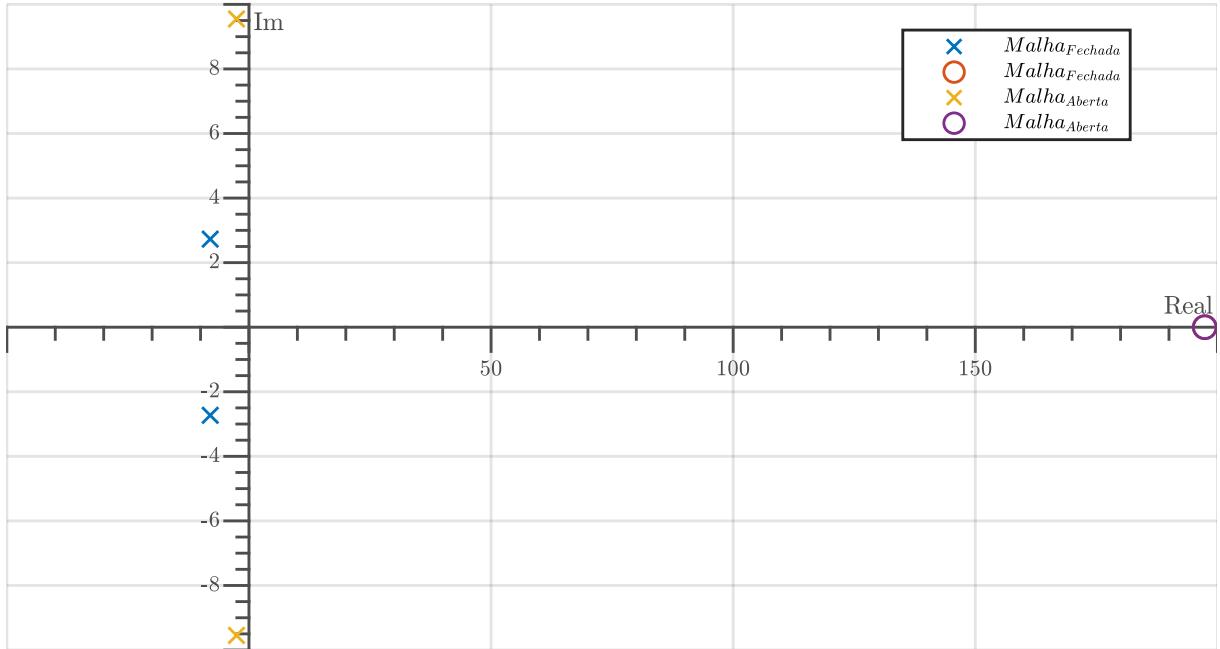
$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0,321 & 0,106 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Adiante, a Fig. 18 compara a posição de malha aberta dos polos e zeros, com a melhor posição encontrada quando a malha é fechada com o vetor de ganhos \mathbf{K} , os quais são: $(-7,99 \pm 2,72i)$.

Com os ganhos do controlador definidos, foi iniciado o projeto do observador de estados. O processo para encontrar o melhor ganho \mathbf{G} que satisfaça a Eq. 24 e que torne os autovalores da A_{mf} do observador suficientemente mais rápidos que os autovalores da A_{mf} da planta, não envolveu um processo iterativo.

Arbitrariamente, foi definido que os autovalores da A_{mf} do observador, devem ser 5

Figura 18 - Polos e zeros da malha aberta e fechada



Fonte: Autor próprio (MATLAB).

vezes maior que a parte real dos polos dominantes ($\underbrace{-7, 99}_{\text{Parte real}} + 2, 72i$) de malha fechada da planta, ou seja, os polos devem estar sobrepostos em $-40, 00$.

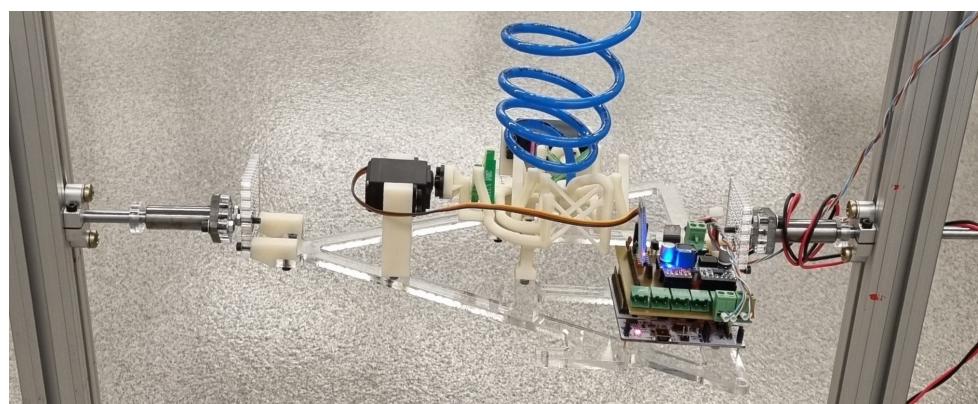
Não obstante, a determinação dos autovalores da A_{mf} do observador se restringiu a apenas polos reais, pois não foi desejado uma resposta oscilatória dos estados estimados. Dessa forma, o vetor de ganhos \mathbf{G} foi encontrado na Eq. 26.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 74, 85 \\ 1116, 86 \end{bmatrix} \quad (26)$$

5 Construção física

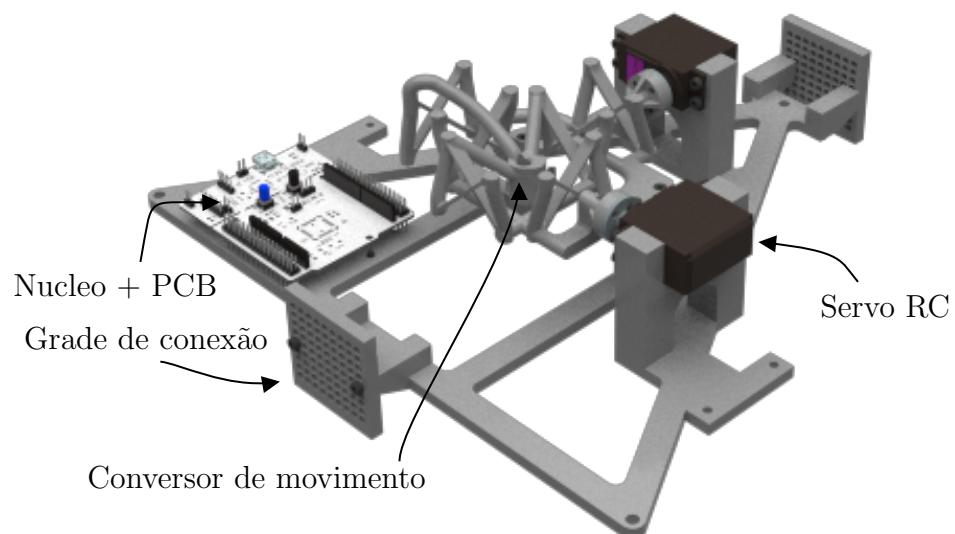
Para poder validar e implementar os controladores desenvolvidos na Sec. 4, foi desenvolvido o veículo de testes (vide Fig. 19 e Fig. 20), o qual tem a função de emular a dinâmica simplificada de um foguete ou satélite. Posteriormente, foi desenvolvida a base de testes, a qual tem a função de suportar o veículo de testes e permitir com facilidade as interações feitas nos controladores de atitude. Esta seção detalha as justificativas e escolhas mecânicas (Subseção 5.1), eletrônica (Subseção 5.2) e de *software* (Subseção 5.3).

Figura 19 - Veículo de testes



Fonte: Autor próprio.

Figura 20 - Montagem em CAD do veículo de testes



Fonte: Autor próprio (NX).

5.1 Partes mecânicas

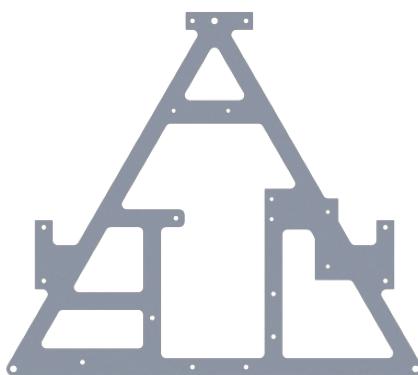
As partes mecânicas do veículo foram modeladas com o *software* NX da Siemens. Algumas peças foram cortadas a laser em acrílico e impressas em 3D utilizando o polímero ABS e a impressora da Stratasys.

Os principais componentes mecânicos/estruturais são:

- 1 Mesa estrutural
- 2 Suporte para os atuadores
- 2 Suportes para o conversor de movimento
- 1 Conversor de movimento (TVC)
- 1 Sistema de prolusão
- 2 Grades de conexão para a base de testes

Uma das partes fundamentais do veículo de testes é a mesa estrutural (Fig. 21), pois ela tem a função de unir e dar rigidez ao sistema. Foram realizados dois testes, o primeiro com um acrílico de 3 mm e o segundo com um acrílico de 6 mm. Apesar de mais massa, o acrílico de 6 mm apresentou rigidez muito superior ao de 3 mm.

Figura 21 - Unidade estrutural (Mesa)

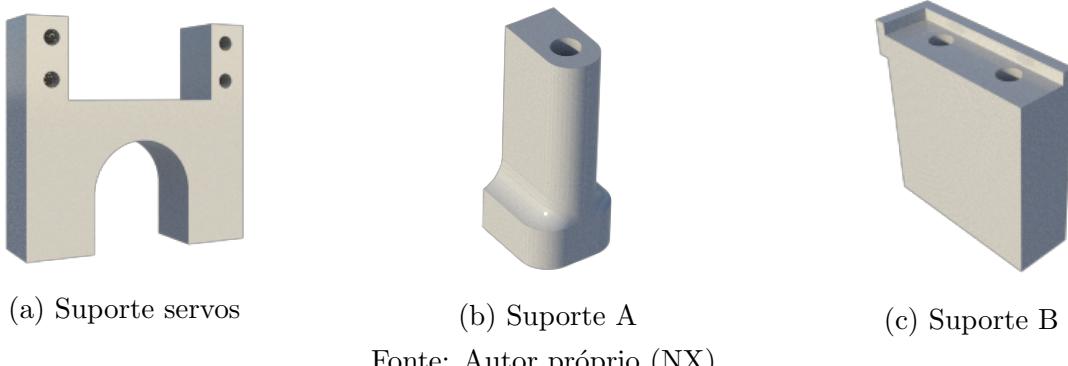


Fonte: Autor próprio (NX).

Os suportes dos atuadores (Fig. 22a) são responsáveis por agrupa-los a mesa, permitindo o alinhamento necessário entre os eixos dos atuadores e os respectivos eixos do conversor de movimento (Fig. 24). Outra parte essencial para garantir o alinhamento dos eixos durante a montagem do sistema, são os suportes do conversor de movimento

(Fig. 22b e Fig. 22c), pois além deles serem responsáveis por unir o conversor de movimento a mesa, eles promovem a rigidez ao sistema.

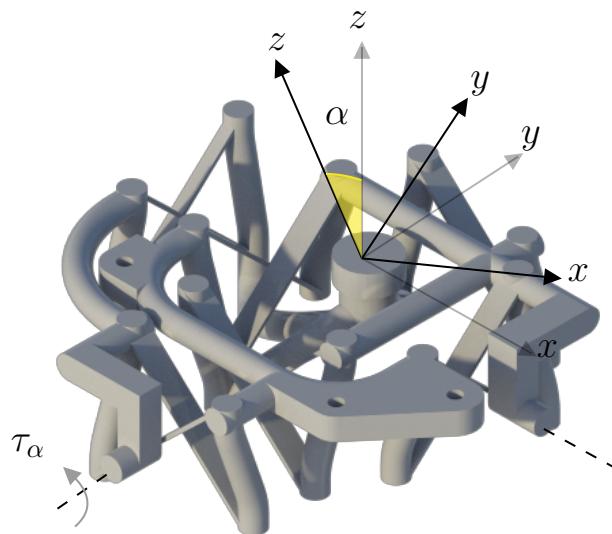
Figura 22 - Suportes de fixação



Fonte: Autor próprio (NX).

Adiante, o item mecânico que gerou toda a narrativa para o desenvolvimento deste trabalho, o conversor de movimento. Como é ilustrado na Fig. 23, quando é aplicado um torque τ_α em um dos eixos do dispositivo, ele é flexionado de modo a causar um deslocamento angular α no seu ponto central, o que permite controlar as forças \vec{T}_x , \vec{T}_y e \vec{T}_z , mediante a decomposição da força \vec{T} (normal a superfície indicada na Fig. 24).

Figura 23 - Dinâmica do conversor de movimento

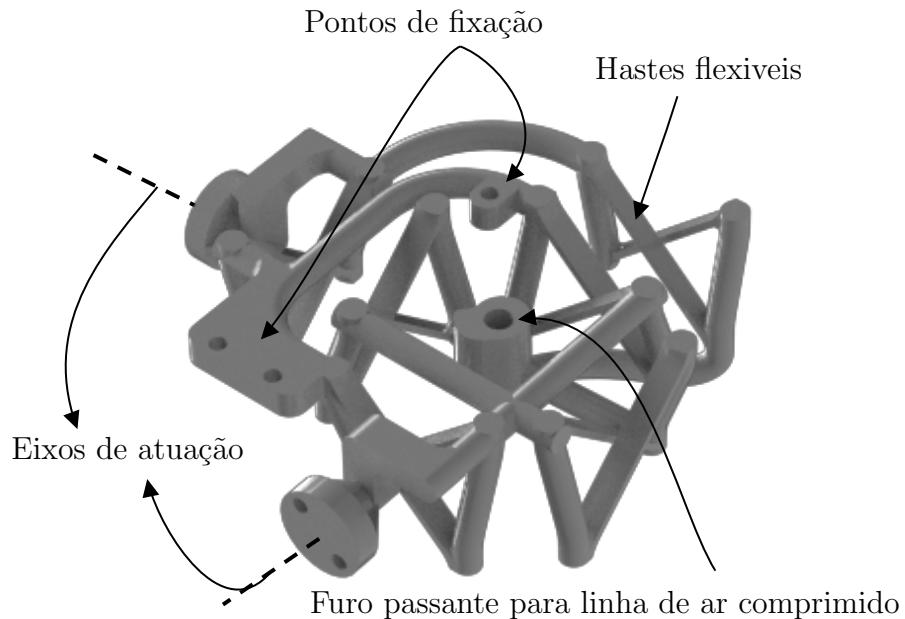


Fonte: Autor próprio (NX).

O modelo 3D do conversor mecânico foi retirado da plataforma GRABCAD e desenvolvido pelo *Marshall Space Flight Center* (NASA) em conjunto da *Brigham Young University*. No artigo original⁶, a versão final do conversor de movimento foi desenvol-

vida em titânio, no entanto o modelo utilizado neste projeto foi feito em ABS, devido ao menor custo de manufatura. Foram feitas diversas adaptações nas espessuras das hastes, nos pontos de fixação, nos eixos de conexão com os atuadores e adaptação para o sistema de propulsão. A versão final do conversor de movimento encontra-se na Fig. 24.

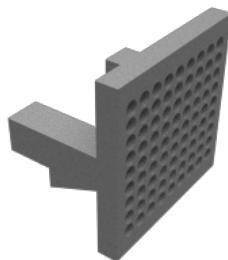
Figura 24 - Modelo 3D da versão adaptada do conversor de movimento



Fonte: Autor próprio (NX).

O último componente desenvolvido neste projeto, foram as grades de conexão (vide Fig. 25). Sua função é realizar a interface entre o veículo de testes com o eixo passante, o qual foi utilizado para encontrar o centro de massa do veículo. Isto permitiu a realização dos testes e identificação do sistema.

Figura 25 - Grade de conexão



Fonte: Autor próprio (NX).

Para poder simular a propulsão de foguetes e satélites, este projeto utilizou ar comprimido e uma válvula 5/3 vias para fazer o controle do fluxo de ar. A válvula não foi

especificada e comprada, foi fornecido apenas o modelo MPYE-5-1/8-HF-010-B, como mostra a Fig. 26.

Figura 26 - Válvula utilizada para controlar o ar comprimido



Fonte: Festo.

Esta válvula é controlado por uma tensão continua de 0-5v, a qual é proporcional ao fluxo de saída. Sua fixa técnica fornece apenas uma curva que relaciona tensão com fluxo de ar. Porém, o interesse é encontrar uma relação direta entre tensão na válvula e força em Newtons.

Para extrair esta equação, foi feito o experimento ilustrado na Fig. 27 que, de forma sucinta, quando uma tensão era aplicada na válvula, a força exercida pelo jato de ar na balança era alterada e o valor lido era anotado.

Figura 27 - Experimento para coletar os dados do sistema de propulsão



Fonte: Autor próprio.

Como o controle da válvula é feito por uma tensão contínua, foi necessário utilizar um conversor digital-analógico (detalhado na Fig. 34). O conversor utilizado é capaz de variar a tensão de 0v à 5v, através de um comando digital do tipo *float* que varia de 1,0 à 0,0. Portanto, foi aplicado um sinal 0,05, 0,1, 0,15..., até 1,0 e os respectivos valores de força foram guardados.

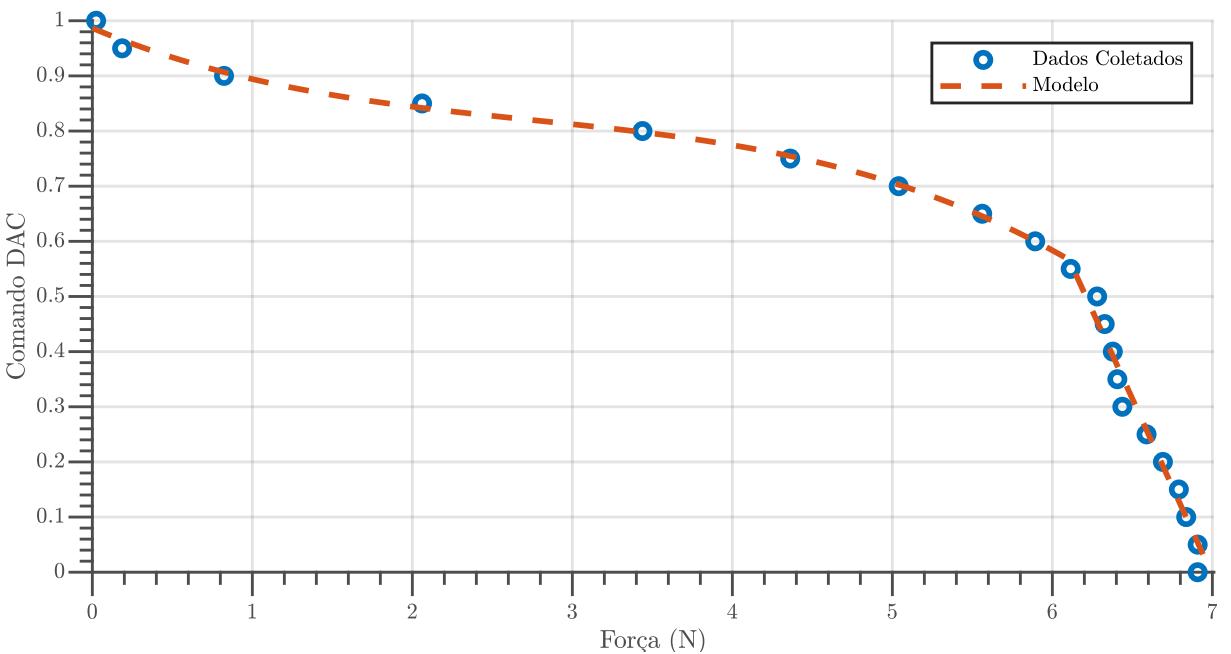
Após diversos testes de modelos, o melhor ajuste foi um polinômio de segundo grau e um de primeiro grau, conforme a regra da Eq. 27.

$$\begin{cases} DAC(F) = -0,004F^3 + 0,03F^2 - 0,12F + 0,98; & Se F \leq 6,1 \\ DAC(F) = -0,63F + 4,46; & Se F > 6,1 \end{cases} \quad (27)$$

Como pode-se observar na Fig. 28, apesar da descontinuidade esperada, o modelo ajustado obteve um bom comportamento para a faixa de dados de interesse.

No entanto, apenas uma comparação visual não basta para justificar o uso de um modelo específico. Dito isso, foi feita uma análise de *BLAND-ALTMAN*, análise de correlação e a análise do viés de proporção (a qual analisa se a diferença entre o modelo e os dados reais possuem algum viés de sempre estarem acima ou abaixo da média).

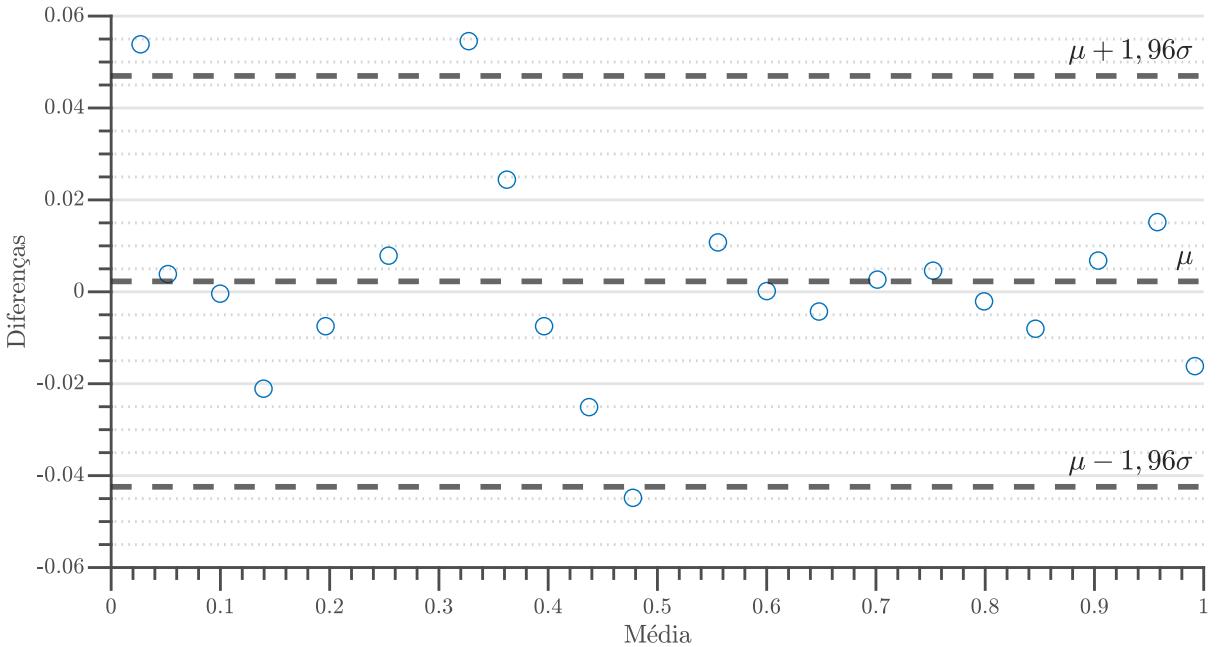
Figura 28 - Comparação entre o modelo ajustado com os dados de validação



Fonte: Autor próprio (MATLAB).

Com a Fig. 29 é possível concluir que, apesar de alguns valores estarem fora do intervalo de 95% de confiança, a grande maioria está dentro do intervalo de confiança, corroborando para um bom ajuste.

Figura 29 - Gráfico de *BLAND-ALTMAN*



Fonte: Autor próprio (MATLAB).

Além disso, foi realizado o teste T, o qual verifica se as diferenças (medição/modelo) são estatisticamente diferentes de zero. Quando a hipótese nula das diferença serem estatisticamente diferente de zero é refutada, significa que as diferenças são sim próximas de zero e o modelo ajustado com os dados de validação, possuem concordância. O resultado deste teste resultou em um valor-P igual a 0,65, portanto, maior que 0,05, refutando a hipótese nula.

Por fim, foi realizado o teste de viés de proporção, o qual revelou uma significância da média de 0,37, ou seja, maior que 0,05 e comprovando que o modelo ajustado não possui um viés de sempre estar acima ou abaixo da média.

5.2 Partes eletrônicas

O sistema eletrônico desenvolvido neste projeto consiste em componentes pré fabricados e uma PCB (*Printed Circuit Board*) para fazer a interface desses componentes com o microcontrolador.

Os principais componentes eletrônico são:

- 2 Servos RC
- 1 Módulo *Bluetooth*

- 1 Microcontrolador (MCU)
- 1 Regulador de tensão DC-DC
- 1 Conversor Digital-Analógico (DAC)
- 1 *inertial measurement unit* (IMU)³

O atuador escolhido para o conversor de movimento, foi o servos RC, pois ele já é desenvolvido para aplicações como aeromodelismo, onde a massa, torque e a precisão de posicionamento são variáveis de extrema importância. Foi desenvolvida uma extensa pesquisa a respeito do melhor servo, levando-se em consideração sua massa, velocidade, torque máximo, precisão e preço. O modelo escolhido foi o MG996R da fabricante *Tower-Pro* (vide Fig. 30). A principal razão de sua escolha foi a relação preço/torque e sua disponibilidade no Brasil.

Figura 30 - Servo MG996R



Fonte: RoboCore.

Durante o *brainstorming* das possíveis necessidades do veículo de testes, foi levantado a questão de como seria feito a coleta de dados do sistema. A melhor solução encontrada foi a tecnologia *bluetooth*. Seu uso se fez necessário para evitar o uso de cabos durante a aferição de dados do dispositivo. Com base na disponibilidade no mercado, baixo custo e fácil uso, foi escolhido o módulo *bluetooth* da Fig. 31.

³Circuito integrado que normalmente é acompanhado dos sensores de aceleração, velocidade angular (giroscópio) e magnetômetro

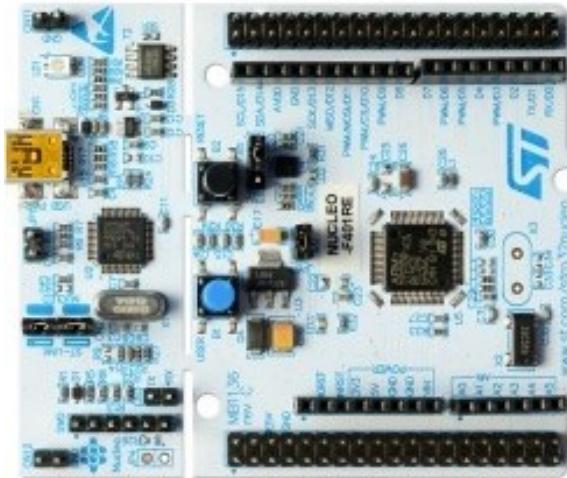
Figura 31 - Módulo *bluetooth* BLE V4.0 HM-10



Fonte: HM-10.

A escolha do microcontrolador foi baseada na disponibilidade de microcontroladores no Brasil, poder de processamento, memória *flash* e compilador. Dito isso, o microcontrolador escolhido foi o STM NUCLEO-F401RE (NUCLEO), o qual possui um ARM Cortex M4 com $84MHz$ de *clock* e $512kbytes$ de memória *flash*. Além disso, este microcontrolador foi escolhido, pois ele é compatível com o compilador Mbed Studio IDE, onde o *Firmware* (vide Subseção 5.3) do projeto foi desenvolvido.

Figura 32 - STM NUCLEO-F401RE



Fonte: STMicroelectronics.

Para poder garantir a tensão e corrente adequadas para o funcionamento dos servos, foi necessário acrescentar o regulador de tensão DC-DC *Step-Down* (vide Fig. 33a), criando um barramento de $6v$. Além disso, foi acrescentado um outro regulador de tensão (vide Fig. 33b) de $9v$, com o objetivo de alimentar corretamente o MCU.

Figura 33 - Reguladores de tensão utilizados no projeto



(a) DC-DC *Step-Down* LM2596

(b) Regulador fixo L7809

Fonte: LM2596, L7809.

Como foi dito na Subseção 5.1, para controlar a válvula (principal componente do sistema de propulsão), foi necessário o uso de um conversor digital-analógico. Devido ao seu baixo custo e boa bibliografia, foi escolhido o modelo da Fig. 34.

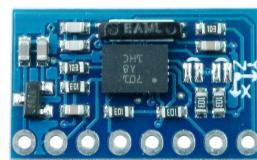
Figura 34 - Conversor digital-analógico



Fonte: MCP4725.

Por fim, para poder controlar a atitude do dispositivo é necessário conhecer os atuais ângulos de Euler do dispositivo. Para isso, foi utilizada a unidade inercial BNO055 (vide Fig. 35) da fabricante *Bosch*. Este módulo pode combinar os dados dos sensores de aceleração, giroscópio e magnetômetro para calcular os ângulos, o que facilitou sua codificação e implementação.

Figura 35 - Unidade inercial

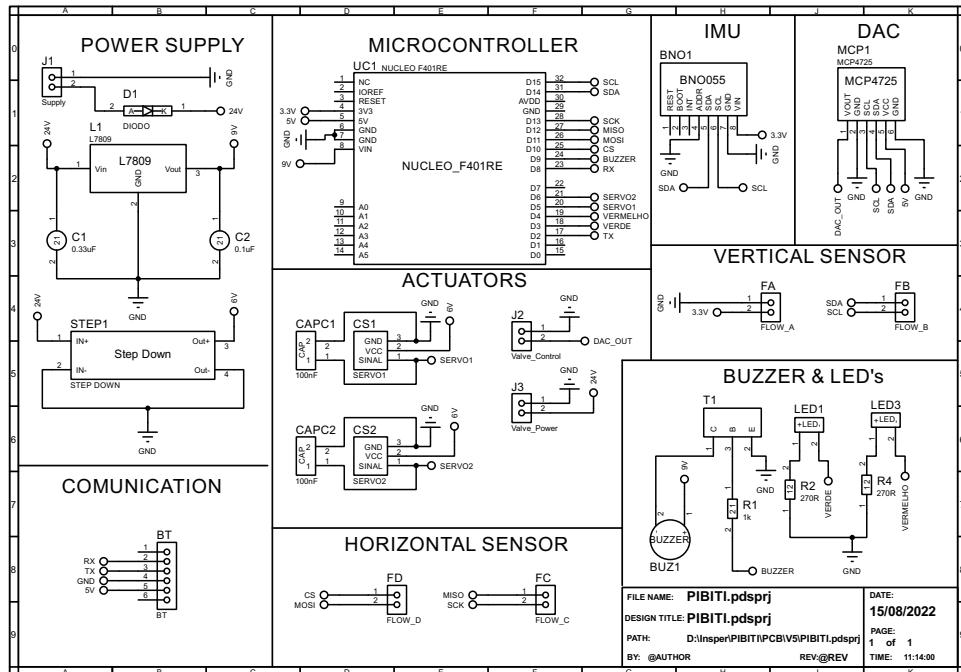


Fonte: BNO055.

A interface entre esses componentes com o MCU, foi feita por meio de uma PCB no *software* Proteus, conforme o diagrama eletrônico da Fig. 36, o qual possibilitou a

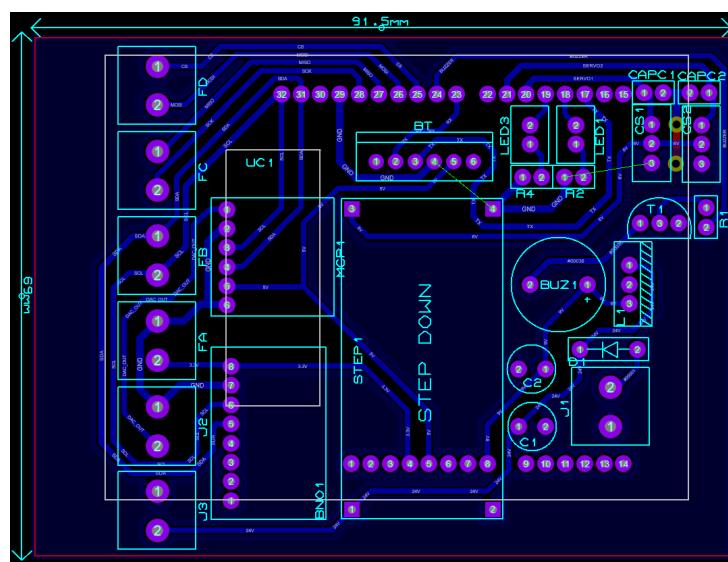
fabricação da PCB, conforme a Fig. 37. No diagrama é possível notar a presença de outros sensores, pois em um trabalho futuro, o dispositivo desenvolvido neste trabalho pode ser expandido para um foguete.

Figura 36 - Diagrama elétrico



Fonte: Autor próprio.

Figura 37 - Placa de interface com o MCU



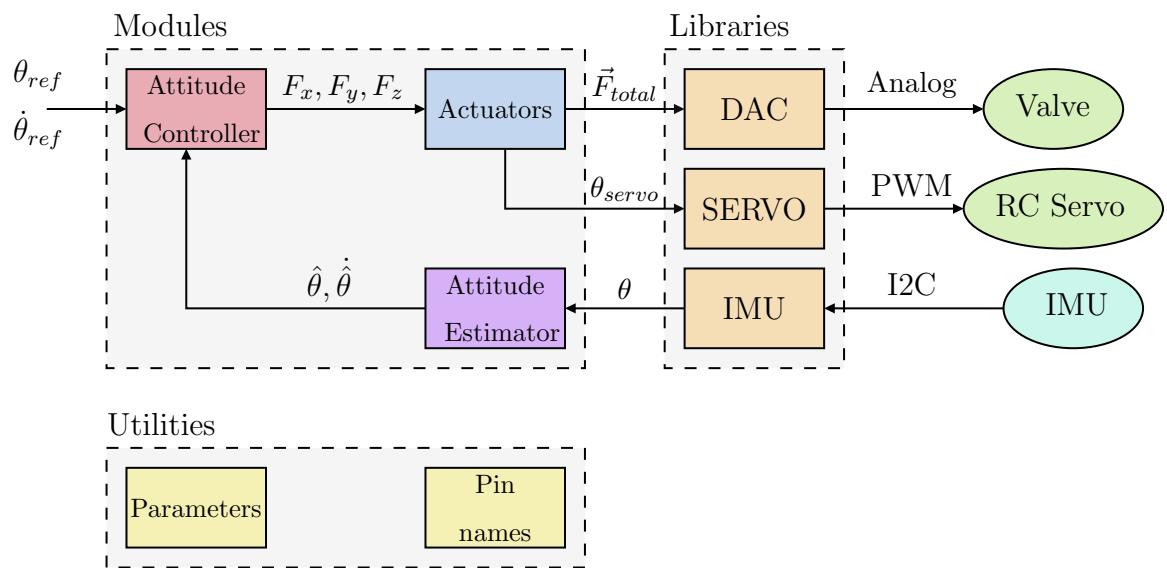
Fonte: Autor próprio.

5.3 Firmware

Para implementar toda teoria de controle, observador e modelos desenvolvidos neste trabalho, foi desenvolvido um *firmware* em C++, com o auxilio da IDE Mbed Studio.

Foi utilizado a técnica de programação orientada a objeto, a qual foi dividida em três partes principais: *utilities*, *libraries* e *modules*, conforme a Fig. 38.

Figura 38 - Diagrama de blocos do *firmware* do projeto



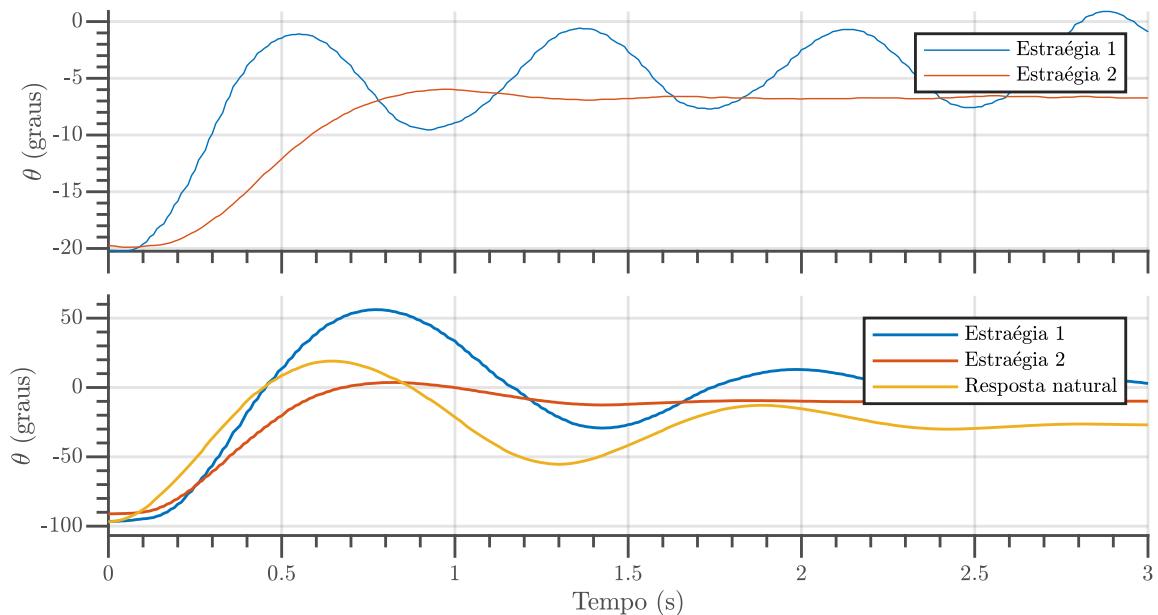
Fonte: Autor próprio (GitHub).

Para implementar o estimador de atitude, as equações da dinâmica do observador foram discretizadas utilizando o método de *Tustin*, devido ao seu melhor comportamento no domínio da frequência. As equações discretizadas foram implementadas com o uso do método *Direct One*⁴.

6 Resultados

Após realizar a implementação do controlador regulador de estados PD e do compensador com realimentação completa dos estados estimados, foi avaliado a resposta do dispositivo para duas condições iniciais: $\theta_0 = -20^\circ$ e $\theta_0 = -100^\circ$. Os dados foram coletados e mostrados na Fig. 39.

Figura 39 - Comportamento do sistema com as condições de -20° e -100°



Fonte: Autor próprio (MATLAB).

Como pode-se observar, o regulador PD não estabilizou o sistema mais rápido do que a resposta natural do sistema, para as condição inicial de -100° . Vale ressaltar que, a resposta natural do sistema só é estável devido ao tubo de ar comprimido que é conectado ao sistema, o qual tem a tendência de sempre aplicar uma força contrária ao movimento do mesmo, como é o caso de uma mola. Por outro lado, quando a dinâmica da planta foi melhor compreendida e o compensador mais robusto utilizado na estratégia 2 foi implementado, a resposta transitória obteve uma expressiva melhora.

7 Conclusão

Durante os experimentos com o veículo de testes utilizando o controlador PD, verificou-se que a dinâmica modelada e linearizada não correspondia com o observado. Isto ocorreu devido a influência da rigidez e possivelmente da massa do tubo de ar comprimido, conectado ao veículo. Dessa forma, foi necessário realizar a identificação temporal da dinâmica do veículo, a qual resultou em um modelo já esperado de segunda ordem. Logo, a REE da planta identificada foi utilizada para desenvolver o compensador com realimentação completa dos estados estimados.

Após a implementação da segunda estratégia, verificou-se que, embora mais complexa, ela foi capaz de controlar a dinâmica do sistema. No entanto, é possível notar que o erro em regime permanente ainda está presente e sua principal causa é o atrito entre o eixo e a grade de conexão.

Neste trabalho, não foi abordado um modelo de cancelamento de atrito, uma vez que, quando o dispositivo estivesse pairando no ar, não teria influencia desse atrito. Por outro lado, uma melhoria futura deste trabalho, seria abordar um modelo simplificado do cancelamento de atrito, para melhor avaliar o erro em regime permanente do compensador e acrescentar uma ação integral, de modo a deixar o controlador mais robusto.

Como pode-se notar ao longo do projeto, todo o trabalho foi desenvolvido em cima de apenas um grau de liberdade, controlando apenas o ângulo θ , contudo, este foi apenas o primeiro passo. Além de realizar melhorias no compensador de atitude, em um futuro trabalho é fundamental replicar toda as estratégias para o outro grau de liberdade, de modo a controlar também o ângulo ϕ .

Com os dois ângulos sendo controlados de maneira satisfatória, o projeto pode ser estendido aos controladores da dinâmica de posicionamento vertical e horizontal. Para tanto, a interface com o MCU desenvolvida neste projeto (Fig. 37 e Fig. 36) já possui conexões para tal feito, com a possibilidade do uso dos sensores da *bitcraze*.

Para poder abordar o controle do posicionamento vertical, basta criar mais uma malha de controle, considerando a entrada da planta como a força \vec{T}_z e duas saídas \dot{z} e z . No entanto, a dinâmica linear da planta no eixo Z (vide Fig. 8), pode ser influenciada pelo tubo de ar comprimido, de modo a não ser dispersível, vindo a ser necessário mais uma identificação da planta para este eixo.

Em contrapartida, a malha fechada do controle de atitude, deve ser acoplada a malha

de posicionamento horizontal e efeitos de acoplamento devem ser levados em consideração, por exemplo, o projeto do compensador horizontal deve ser consideravelmente mais lento que a dinâmica do controlador de atitude. Ademais, com a identificação da dinâmica completa (θ e ϕ) de atitude, especula-se que o modelo linear do comportamento linear em X e Y (vide Fig. 8), pode ser utilizado sem grandes preocupações.

Referências

- 1 BOBROW, Fábio. **Controle de um pêndulo invertido com 6 graus de liberdade e rodas de reação.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica com Ênfase em automação e controle) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.
- 2 FALCON 9 and Falcon Heavy launch services and capabilities. **SpaceX**, 2022. Disponível em: [\[https://www.spacex.com/media/Capabilities&Services.pdf\]](https://www.spacex.com/media/Capabilities&Services.pdf). Acesso em: 15 jan. 2022.
- 3 HOW much does it cost to launch a Space Shuttle? **NASA**, 2017. Disponível em: [\[https://www.nasa.gov/centers/kennedy/about/information/shuttle_faq.html#10\]](https://www.nasa.gov/centers/kennedy/about/information/shuttle_faq.html#10). Acesso em: 15 abr. 2021.
- 4 III, Julius Orion Smith. Introduction to Digital Filters with Audio Applications. **Stanford**, 2007. Disponível em: [\[https://ccrma.stanford.edu/~jos/fp/Direct_Form_I.html\]](https://ccrma.stanford.edu/~jos/fp/Direct_Form_I.html). Acesso em: 20 jul. 2022.
- 5 MALIK, Tariq. NASA's Space Shuttle by the Numbers: 30 Years of a Spaceflight Icon. **Scientific American**, 2011. Disponível em: [\[https://www.scientificamerican.com/article/nasas-space-shuttle-numbers/\]](https://www.scientificamerican.com/article/nasas-space-shuttle-numbers/). Acesso em: 29 abr. 2021.
- 6 MERRIAM, E. G.; JONES, J. E.; HOWELL, L. L. Monolithic 2 DOF fully compliant space pointing mechanism. **Mech. Sci.**, v. 4, p. 381–390, 2013.