



Universidade Federal do Maranhão - UFMA
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia - CCET
Curso de Bacharelado em Engenharia Mecânica - CCEM

SINTONIA E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID PARA CONTROLE DE
POSIÇÃO ANGULAR EM UM AEROESTABILIZADOR MONOVARIÁVEL

São Luís / MA
2019



Universidade Federal do Maranhão - UFMA
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia - CCET
Curso de Bacharelado em Engenharia Mecânica - CCEM

SINTONIA E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID PARA CONTROLE DE
POSIÇÃO ANGULAR EM UM AEROESTABILIZADOR MONOVARIÁVEL

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Engenharia Mecânica da Universidade
Federal do Maranhão para a obtenção do título
de Bacharel em Engenharia Mecânica.

Discente - Álvaro José da Silva Costa

Orientador: Prof. Msc. Hilton Seheris da Silva Santos

São Luís / MA
2019

ÁLVARO JOSÉ DA SILVA COSTA

SINTONIA E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID PARA CONTROLE DE
POSIÇÃO ANGULAR EM UM AEROESTABILIZADOR MONOVARIÁVEL

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Engenharia Mecânica da Universidade
Federal do Maranhão para a obtenção do título
de Bacharel em Engenharia Mecânica.

Aprovado em 11 de julho de 2019.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Msc. Hilton Seheris da Silva Santos - Orientador
UFMA

Prof. Dr. Elson César Moraes
UFMA

Prof. Dr. Vilson Souza Pereira
UFMA

São Luís / MA
2019

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me guiar na finalização desse curso, mesmo em meio a muitas lutas.

Agradeço a minha família pelo constante apoio, mesmo em meio a muitas dúvidas minhas, sempre me lembrando porque e como eu cheguei até aqui.

Agradeço aos meus companheiros de curso, que juntamente comigo abraçaram a ideia de se formar em um curso novo, muitas vezes menosprezado por outras pessoas. Sem essas amizades, eu não conseguiria.

Agradeço aos meus demais amigos da faculdade, especialmente do Mover, que me ajudaram em muitas coisas, mantendo a caminhada na fé, lembrando que todas as coisas acadêmicas não são o grande objetivo da minha vida, mas sim honrar a Deus durante toda a minha vida.

Agradeço aos professores do curso de Engenharia Mecânica, que em muito me ensinaram não somente o obrigatório para me formar como engenheiro mecânico, mas também com ensinamentos fora da sala de aula, nunca deixando de trabalhar em prol do curso, buscando o melhor para os alunos.

Agradeço especialmente ao meu orientador que não me abandonou, pelo contrário, esteve presente, fazendo além do necessário.

Agradeço a todos os outros que de alguma forma colaboraram com minha caminhada ao longo do curso.

Resumo

O presente trabalho tem como foco o sistema de controle mecânico. Com os conteúdos pertinentes a Engenharia Mecânica, buscou-se explicar a necessidade de utilização de controladores do tipo PID em um aeroestabilizador monovariável para o controle da posição angular. Para isso foram estudados conceitos pertinentes a modelagem de sistemas mecânicos e métodos de sintonia de controladores, com o foco na metodologia de Ziegler-Nichols e na Técnica do Lugar Geométrico das Raízes (LGRs), e como projeta-se um sistema de controladores. Assim, projetou-se o sistema protótipo para realização da sintonia de controlador e análise de resultados para correções em trabalhos futuros, utilizando *hardwares* e *softwares* abordados no projeto, seguindo a metodologia e o plano de trabalho apresentado. Com isso chegou-se a conclusão que o método estudado é eficiente, podendo-se melhorar com o uso de outras tecnologias, como a utilização de redes neurais.

Palavras-chave: Aeroestabilizador, controladores PID, sintonia, sistema de controle, Ziegler-Nichols.

Abstract

The present work focuses on the mechanical control system. With the contents pertinent to Mechanical Engineering, we sought to explain the need to use PID controllers in a monovariate aero-stabilizer to control the angular position. In order to do so, concepts related to the modeling of mechanical systems and controller tuning methods were studied, with a focus on the Ziegler-Nichols methodology and the Roots Locus Method (RL), and how a system of controllers is designed. Thus, the prototype system was designed to perform controller tuning and analysis of results for corrections in future works, using *hardware* and *software* addressed in the project, following the methodology and work plan presented. This led to the conclusion that the method studied is efficient and can be improved with the use of other technologies, such as the use of neural networks.

Keywords: Aero-stabilizer, PID controllers, tuning, control system, Ziegler-Nichols.

Lista de Figuras

1.1	Vista lateral de um aeroestabilizador.	2
3.1	Representação de sistema de controle de malha aberta.	5
3.2	Representação de sistema de controle de malha fechada.	5
3.3	Resposta típica de um sistema PID de malha fechada.	8
3.4	Arduino Uno.	12
3.5	Cabos <i>jumpers</i>	13
3.6	Potenciômetro.	13
3.7	Capacitor.	14
4.1	Visão geral do aeroestabilizador	15
4.2	Base estrutural	16
4.3	Sistema de rolagem.	16
4.4	Motor Brushless	17
4.5	Electronic Speed Controller - ESC	17
4.6	Fonte de Alimentação	18
4.7	Hardware - Arduíno Uno	18
4.8	Sensor de Posição Angular - Potenciômetro	19
4.9	Sistema de controle de posição do aeroestabilizador	19
4.10	Esquema da modelagem linear do aeroestabilizador	22
4.11	Diagrama de bloco do sistema em malha aberta - SMA.	23
4.12	Diagrama de bloco do sistema em malha fechada - SMF.	24
4.13	Diagrama de bloco do sistema em malha fechada com PID - SMFPID.	24
4.14	Resposta do sistema em MA, MF e com Controle PID.	25
4.15	Curva de reação ilustrando os parâmetros R e ΔT	26
5.1	Resposta do Sistema em Malha Aberta - SMA.	28
5.2	Resposta do Sistema em Malha Fechada - SMF.	29
5.3	Resposta ao degrau do Sistema de Controle Com PID.	30
5.4	Resposta do sistema em MA, MF e com Controle PID.	31

Lista de Tabelas

3.1	Efeitos de alteração dos parâmetros do controlador PID.	8
4.1	Sintonia de PID por Ziegler-Nichols.	27
5.1	Valores obtidos para o SMF.	29
5.2	Valores obtidos para o SPID.	30

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Estado da Arte	1
1.2	Justificativas	1
2	OBJETIVOS	3
2.1	Objetivo geral	3
2.2	Objetivos específicos	3
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	4
3.1	Modelagem de Sistemas Mecânicos	4
3.2	Sistemas de Controladores Mecânicos	5
3.2.1	Introdução a Controladores	6
3.2.2	Controlador PID	7
3.3	Projeto de controle	9
3.3.1	Técnicas do lugar geométrico das raízes - TLGR's	10
3.3.2	Projeto via lugar geométrico das raízes	11
3.4	Aeroestabilizador	11
3.5	Arduino	12
4	MATERIAIS E MÉTODOS	15
4.1	Sistema experimental	15
4.1.1	Descrição do Aeroestabilizador	15
4.1.2	Procedimento inicial de operação	19
4.2	Modelagem Matemática da Planta	20
4.2.1	Função de transferência do Conjunto Eletromecânico	20
4.3	Desenvolvimento do controlador PID	22
4.3.1	Sintonia dos controladores PID	25
5	RESULTADOS OBTIDOS	28
5.1	Análise do Sistema em Malha Aberta - SMA	28
5.2	Análise do sistema em Malha Fechada - SMF	29
5.3	Análise do sistema com controle PID	30
6	CONCLUSÃO	32
6.1	Resultados obtidos com a implementação do controlador PID	32
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	32
	REFERÊNCIAS	34

1 INTRODUÇÃO

A humanidade sempre buscou novas formas de solucionar problemas existentes, continuamente desenvolvendo sistemas relacionados a diversas áreas, como indústria, meio ambiente e lazer. Continuamente, esses sistemas foram aprimorados, de uma forma a ter mais autonomia que inicialmente, podendo ser chamados de sistemas de controle. O controle automático de sistemas é parte importante de sistemas de veículos espaciais, robóticos, sistemas de manufatura e operações que envolvam controle de temperatura, pressão, velocidade e outras grandezas. Por ser essencial atualmente na engenharia, é necessário que os atuantes na área estejam bastante familiarizados. Há também aplicação de sistemas de controle em meios empresariais, podendo ser utilizados também no campo administrativo.

1.1 Estado da Arte

O primeiro exemplo de controlador automático que se tem conhecimento foi o regulador centrífugo construído por James Watt para o controle de velocidade de uma máquina a vapor no início da Revolução Industrial, no século XVIII. A partir daí, vários outros trabalhos importantes foram surgindo, com nomes importantes como Minorsky, Hazem e Nyquist, na década de 1920 e 1930, utilizando equações diferenciais para conseguir estabilidade no sistema, com variações nos parâmetros a serem controlados [1].

Os sistemas de controle são implementados com um arranjo lógico de processamento de sinal, convertendo os dados de entrada no que for determinado pela programação, minimizando erros. Dentre os vários tipos, há os controladores PID (Proporcional-Integral-Derivado), com uma aplicabilidade na maioria de sistemas de controle, sendo bastante aplicados na indústria. Um controlador PID também é aplicado quando um modelo matemático da planta não é conhecido, ajustados em campo com diferentes regras de sintonia sendo propostas, como a regra de Ziegler-Nichols, ou o método de resposta em frequência [2].

1.2 Justificativas

O desenvolvimento de sistemas de controle se faz necessária nos dias atuais, visando a evolução nas diversas áreas do conhecimento, como sistemas móveis, de transportes e industriais. Essa evolução tem influencia direta na economia e no cenário acadêmico. Na economia é possível otimizar os processos, enquanto no cenário acadêmico, busca-se suprir uma demanda de materiais didáticos cujos preços estão acima do orçamento de faculdades públicas. Um sistema relevante para estudos de modelagem e controle é o aeroestabilizador, como o mostrado na Figura 1.1, pois esse sistema permite-se o desenvolvimento de veículos aéreos não tripulados, aplicados em áreas militares, agricultura e aeromodelismo. De forma que a sintonia do controlador se torna imprescindível para um desempenho satisfatório nos projetos aeroespaciais.

Figura 1.1: Vista lateral de um aeroestabilizador.



Fonte: [3], pág 3.

Se um modelo matemático de planta pode ser obtido, então é possível aplicar técnicas de projeto para se determinar os parâmetros do controlador. Porém, se não houver modelo matemático simples, é necessário utilizar um método experimental de sintonia de controlador.

2 OBJETIVOS

2.1 Objetivo geral

Realizar a sintonia do controlador PID para controle de posição de um dispositivo angular móvel, buscando um erro mínimo.

2.2 Objetivos específicos

- Apresentar um referencial teórico a partir de bibliografias específicas sobre controladores PID;
- Desenvolver a planta do sistema do aeroestabilizador;
- Modelar o sistema eletromecânico da planta - aeroestabilizador;
- Montagem da planta protótipo;
- Sintonizar o controlador PID, utilizando *softwares* e *hardwares* apropriados.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção serão estudados aspectos da modelagem de sistemas mecânicos, assim como alguns tipos existentes, especificamente translação e rotação. Além disso, sua aplicação no uso de controladores mecânicos, e aspectos em relação a um projeto de controlador via método Ziegler-Nichols e a utilização do método do lugar geométrico das raízes.

3.1 Modelagem de Sistemas Mecânicos

É dado o nome de modelagem de sistemas mecânicos ao conjunto de equações que representa a dinâmica do sistema com precisão [1]. Existem várias técnicas de modelagem, utilizando leis de Newton, método de Lagrange, equações de Laplace e equações de Fourier. Para essa modelagem, é necessário listar algumas etapas, entre elas as seguintes [4]:

- Encontrar uma forma geral para a equação diferencial do sistema de acordo com os métodos descritos anteriormente;
- Em seguida encontrar a resposta do sistema, que se subdivide em solução livre e forçada.
- E por fim, através de uma excitação externa, gerar o comportamento do sistema.

Seguindo essas etapas, encontra-se os parâmetros necessários. Geralmente, esse parâmetros também são colocados em forma de equações representando espaços de estado, permitindo que sistemas de equações de qualquer ordem possam ser representado por equações de primeira ordem.

Uma outra etapa da modelagem de sistemas é a linearização para facilitar sua resolução, que obedece um princípio de homogeneidade e superposição. O método mais comum de linearização é o que usa expansão por séries de Taylor em torno do ponto de operação da planta. Os termos da derivada de segunda ordem e os acima dele são desprezados. Os resultados são relevantes apenas para pequenas variações no sistema, em torno do ponto de operação [5].

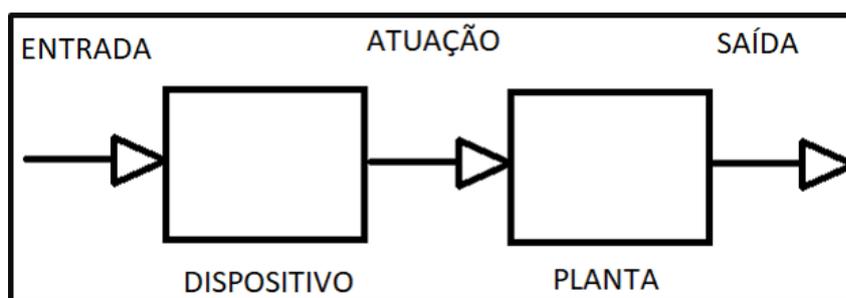
O método de Lagrange é utilizado seguindo o princípio da menor ação, definida como a integral no tempo de uma função chamada *lagrangeano*, definida como a energia cinética menos a potencial do sistema [6]. Assim como os outros métodos, também é utilizado para resolver problemas envolvendo sistemas mecânicos como os de translação, rotação e híbridos.

Um dos tipos de sistemas que pode ser modelado é um sistema mecânico de translação, que possui três componentes principais: massa, mola e amortecedor. Massa e mola são armazenadores de energia, enquanto amortecedor é um dissipador de energia. Assim como este, um sistema mecânico de rotação também possui três componentes principais: massa, mola e amortecedor. Porém, enquanto os sistemas de translação utilizam a força como grandeza principal, nos sistemas de rotação, é utilizado o torque, relacionado com o deslocamento angular e a velocidade angular. Em alguns casos, sistemas mecânicos possuem movimentos de rotação e translação [7]. No presente trabalho foi utilizado um sistema de rotação.

3.2 Sistemas de Controladores Mecânicos

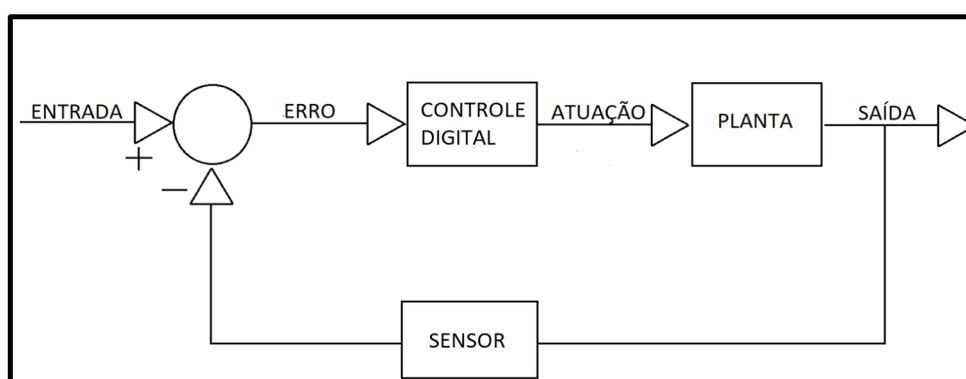
Um sistema de controle é definido como uma interconexão de componentes formando um sistema que produzirá uma resposta desejada ao sistema. Como a resposta ao sistema é conhecida, um sinal proporcional ao erro entre a resposta desejada e a resposta real é gerado. Tal sistema pode ser de malha aberta ou fechada, dependendo da existência ou não de realimentação. Sistemas com realimentação são denominados *sistemas de malha fechada* (SMF), e sistemas sem realimentação são os *sistemas de malha aberta* (SMA). Um sistema de malha aberta gera diretamente a saída em resposta a um sinal de entrada, mostrado na figura 3.1, enquanto um sistema de malha fechada, mostrado na figura 3.2, usa a medida do sinal de saída e a comparação com a saída desejada para gerar um sinal de erro que é usado pelo controlador para ajustar o atuador. As duas formas de controle são mostradas na forma de diagrama de blocos e de diagramas de fluxo de sinal [8].

Figura 3.1: Representação de sistema de controle de malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.2: Representação de sistema de controle de malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Pode-se dizer que o controle em malha fechada leva vantagem sobre o em malha aberta, principalmente porque possui maior robustez a perturbações e erros, menor sensibilidade do sistema a variações nos parâmetros do projeto, melhor atenuação do ruído de medida e fácil controle bem como ajuste da resposta transitória do sistema [1].

É chamado de sinal de perturbação um sinal que afeta o sinal de saída, de forma indesejada, por exemplo, o efeito do vento em um sinal via rádio, geralmente possuindo uma baixa frequência.

Então para que haja essa rejeição a perturbações, necessita-se de um ganho de malha grande sobre as frequências de interesse associadas com os sinais de perturbação esperados.

Define-se erro como a diferença entre o valor desejado e o valor obtido na saída. Em um sistema de malha fechada, é percebida a variação na saída do sistema e tenta-se corrigir, para que o erro seja reduzido ao mínimo. Uma sensibilidade menor significa que a razão entre a variação percentual da função transferência do sistema e a variação percentual da função transferência do processo é menor que em um sistema de malha aberta. Essa redução ocorre por causa do ganho de malha fechada.

A função de transferência é definida como a razão entre a transformada de Laplace de saída e a transformada de Laplace de entrada. Esta transformada é o melhor meio de representar entradas e saídas de um sistema [8].

O ganho de malha fechada também é um fator influenciador para que haja uma melhor atenuação do ruído medido, pois no sistema de malha fechada, este é pequeno. Isso significa que a magnitude deste é pequeno nas várias frequências, não importando se estas são altas ou baixas. Assim, deve-se buscar as frequências altas e baixas, ou seja, separar perturbações de ruídos de medida para que haja esse controle. Se não houver essas separações, o projeto torna-se mais difícil. Geralmente, o ruído predominante é causado pelo sensor de medida [8].

A característica básica da resposta transitória de um sistema de malha fechada está intimamente relacionada a localização dos polos da malha fechada [1]. É definido como resposta transitória a resposta como uma função do tempo. Essa resposta deve ser reajustada até que seja satisfatória, ou seja, até chegar a resposta desejada minimizando o erro. Em um sistema de malha aberta, se essa resposta não for obtida, o processo deve ser substituído. Já em um sistema de malha fechada, há a vantagem de reajustar a planta do processo.

Todas essas vantagens podem ser obtidas com o acréscimo da realimentação, porém percebe-se que com ela vem um aumento do número de componentes no processo, perda de ganho e possibilidade de instabilidade, pois um sistema de malha aberta tende a ser estável, enquanto o sistema de malha fechada pode ser instável. Todos estes fatores devem ser levados em consideração ao projetar-se um sistema de controle.

3.2.1 Introdução a Controladores

Existem vários tipos de controladores, simples ou complexos. Ao longo da história, buscava-se um sistema com realimentação. Em 1745 foi aplicado um controle de velocidade a um moinho de vento. Tal feito foi realizado por Edmund Lee, e funcionava com a observação da flexibilidade das pás de acordo com a velocidade do vento. Ventos fortes fletiam as pás para trás, enquanto ventos mais fracos deixavam uma área de pás maior disponível. No século XX houveram grandes avanços, como a utilização de controladores automáticos em sistemas de navios em sistemas aeronáuticos [9].

3.2.2 Controlador PID

O mais comum utilizado sistema de realimentação é um controlador de três termos ou controlador PID. É chamado de controlador PID aquele que utiliza os três termos, proporcional, integral e derivativo. Cada termo é simbolizado por uma constante na função de transferência. Assim, se a constante relacionada ao termo derivativo for nula, pode-se chamar o controlador de Proporcional-Integral ou controlador PI. Existem vários tipos derivados do controlador PID, como o já citado controlador PI, o controlador proporcional-derivativo (controlador PD), e os controladores de termos individuais: controlador proporcional, controlador integral e controlador derivativo [7].

Sobre o controlador proporcional é importante salientar que a saída do controlador é diretamente proporcional a sua entrada, sendo esta o sinal do erro $e(r(t) - y(t))$, de acordo com a Eq. (3.1):

$$u(t) = K_p e(t) = K_p (r(t) - y(t)) \quad (3.1)$$

onde K_p é chamado de ganho proporcional. A função de transferência do controlador $C(s)$ é descrita pela equação:

$$C(s) = K_p \quad (3.2)$$

A variável s é o valor do sinal pontual. Já a saída do controlador integral é proporcional a integral do sinal do erro com o tempo, de acordo com a Eq. (3.3):

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (3.3)$$

onde K_i é chamado de ganho integral. A função de transferência do controlador $C(s)$ no domínio da frequência é dado pela Eq. (3.4).

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (3.4)$$

A saída do controlador é proporcional a taxa de variação do erro e com o tempo, de acordo com a Eq. (3.5), no domínio do tempo:

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.5)$$

onde K_d é chamado de ganho derivativo. A função de transferência do controlador $C(s)$:

$$C(s) = K_d s \quad (3.6)$$

Com isso, a função de transferência do controlador PID é combinação dos termos proporcionais, integrais e derivativos:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.7)$$

Com base na Eq. (3.7) é possível calcular o controle proporcional-derivativo e proporcional-integral, igualando alguns termos a zero. Por exemplo, o controle proporcional-integral ocorre quando o termo de K_d é nulo, e o proporcional derivativo ocorre quando o termo K_i é nulo.

Por sua vasta utilização no meio industrial, o controlador PID possui alguns resultados previstos, quando se altera os parâmetros do controlador. Algumas alterações feitas alcançam o resultado mostrado abaixo na tabela 3.1:

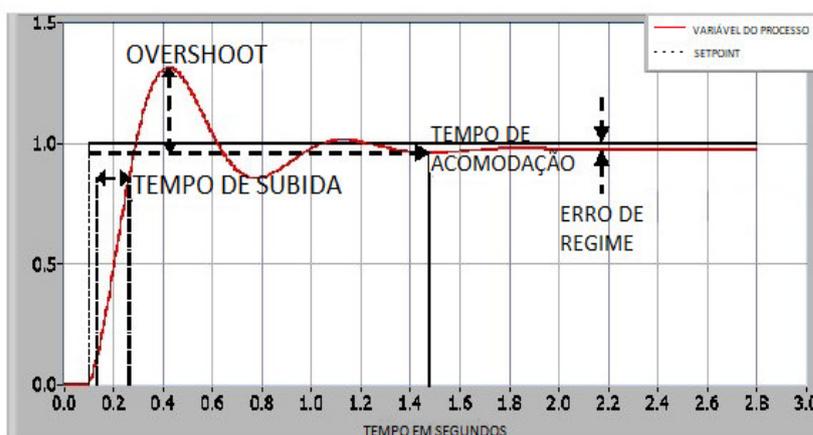
Tabela 3.1: Efeitos de alteração dos parâmetros do controlador PID.

Parâmetro	Tempo de Subida	Sobressinal	Tempo de acomodação	Erro de regime
K_p	Diminui	Aumenta	Ineficiente	Diminui
K_i	Diminui	Aumenta	Aumenta	Elimina
K_d	Ineficiente	Diminui	Diminui	Ineficiente

Fonte: [10]

O tempo de subida é o tempo que o sistema leva para ir de 10% até 90%. O sobressinal é o valor que a variável ultrapassa o valor final. Tempo de acomodação é o tempo para que a variável possa chegar até uma determinada faixa limitada pelo erro do regime. Esse erro de regime varia de acordo com os parâmetros e exatidão desejados. Esses parâmetros podem ser vistos na Figura 3.3:

Figura 3.3: Resposta típica de um sistema PID de malha fechada.



Fonte: Adaptado de [11].

Esse tipo de controlador é aplicado maioria dos sistemas de controle. É eficaz para sistemas onde o modelo matemático da planta não é conhecido, e métodos analíticos não podem ser utilizados. Porém, este método pode não proporcionar um controle ótimo em todos os casos, sendo necessário utilizar um método de otimização computacional [1].

Então, para obtenção desse controlador de forma diferente da analítica, regras de sintonia experimental foram desenvolvidas, selecionando parâmetros do controlador que alcançam o desempenho máximo. Entre os estudiosos da área, Ziegler e Nichols foram os maiores responsáveis, sugerindo regras para a sintonia de controladores PID baseada na resposta experimental ao degrau.

Sua curva de resposta foi desenvolvida a partir de um sistema de malha fechada, a qual foi obtida a partir de um ganho limite. Ziegler e Nichols simularam as equações de um sistema e foram ajustando os ganhos P, I e D até que a resposta desejada fosse obtida [12] [13] [1]. Também pode-se citar os métodos de sintonia de Astrom-Hagglund, Tyreus-Luyben, Cohen-coon, Fertick, Oscilação amortecida, entre outros [14] [15].

O método de Sintonia de Ziegler-Nichols é baseado na sugestão de valores para a constante proporcional, o tempo derivativo e o tempo integral para garantir uma situação estável no sistema. Também se determina o ganho crítico e o período de tempo crítico. Para o método de Ziegler-Nichols as seguintes etapas são realizadas [12] [13]:

1. É utilizado somente a ação de controle proporcional, definido o tempo integral no valor infinito, e o tempo derivativo com o valor nulo;
2. O controlador se mantém em malha fechada de forma automatizada;
3. O ganho do controlador é ajustado para um nível mínimo para evitar flutuações no sistema;
4. Aumenta-se o ganho em cada etapa, enquanto as flutuações se tornam constantes em amplitude e período.

Os ajustes do controlador são calculados para um ajuste ideal do controlador com base no ganho crítico e no período crítico, pois Ziegler e Nichols descrevem que em um controlador proporcional o ganho ideal corresponde ao valor da metade do ganho crítico. Com esse método eles observaram que as equações demonstravam eficientes valores de ajustes para controladores PID [12] [13] [1].

A escolha dos ganhos P, I e D é feita de modo a garantir que a malha fechada do sistema, responda de forma oscilatória e amortecida, com uma taxa de decaimento de 0.25, o que corresponde a um sistema de segunda ordem com constante de amortecimento de 0.21 [13] [1].

Outro método para sintonia é o de resposta em frequência, utilizado pelo fato da resposta a um sinal de entrada senoidal de um sistema linear com coeficientes constantes também ser um sinal de saída senoidal com a mesma frequência. Assim, define-se a resposta em frequência de um sistema como a resposta do regime permanente do mesmo a um sinal de entrada senoidal. Uma vantagem desse método é a disponibilidade de sinais de testes senoidais para várias faixas de frequência e amplitudes. Tal método é o mais confiável e simples para a análise experimental do sistema. Porém, possui a desvantagem da conexão indireta entre o domínio da frequência e o domínio do tempo [8]. Em ambos os métodos, para a otimização do sistema, pode-se utilizar programas de computador, como o MATLAB, criando-se algoritmos de otimização.

3.3 Projeto de controle

Para ser feito um projeto de controlador, algumas regras devem ser observadas na escolha de técnicas de desenvolvimentos. O projeto de um sistema de controle diz respeito à disposição da

estrutura do sistema, e à escolha de parâmetros de entrada e componentes, de forma a alcançar o objetivo do sistema. Ao se projetar um sistema de controle para alterar a resposta do sistema, é utilizado um compensador, um dispositivo que equaliza a deficiência de desempenho [9].

O desempenho de um sistema de controle pode ser descrito no domínio do tempo ou no domínio da frequência. Isso implica que o projeto de um sistema diz respeito à alteração dessas propriedades, e algumas técnicas foram desenvolvidas ao longo dos tempos, como o uso do Lugar Geométrico das raízes e diagrama de Bode. Também foram desenvolvidas estrutura de compensação, como utilização de compensação em cascatas e estruturas de integração [8].

3.3.1 Técnicas do lugar geométrico das raízes - TLGR's

A estabilidade relativa e o desempenho transitório de um sistema de controle em malha fechada estão diretamente relacionados com a posição das raízes em malha fechada da equação característica no plano s . Pode-se ver na literatura que um gráfico foi desenvolvido mostrando como as raízes da equação característica se movem, sendo este um método poderoso de análise e projeto para a estabilidade e a resposta transitória [8][9].

O *lugar geométrico das raízes* é o caminho das raízes da equação característica traçado no plano s à medida que um parâmetro do sistema é alterado. Este método, introduzido por Evans em 1948, possui a capacidade de resolver sistemas de ordem superior a 2. O lugar geométrico das raízes pode ser utilizado para descrever qualitativamente o desempenho de um sistema à medida que diversos parâmetros são alterados. Outra vantagem é a representação gráfica de estabilidade do sistema [8][9].

O lugar geométrico das raízes possui propriedades importantes para sua utilização. Dados os polos e zeros da função de transferência em malha aberta, um ponto no plano s estará sobre o lugar geométrico das raízes para um valor particular de ganho, K , se os ângulos dos zeros menos os ângulos dos polos, todos traçados até o ponto escolhido no plano s , totalizarem $(2K + 1)180$, em graus.

Para esboçar o lugar geométrico das raízes, é básico seguir cinco regras:

1. A primeira indica que o número de ramos do lugar geométrico das raízes é igual ao número de polos em malha fechada;
2. A segunda regra é a definição de que o lugar geométrico das raízes é simétrico em relação ao eixo real;
3. A terceira regra é que no eixo real, para $K > 0$, o lugar geométrico das raízes existe à esquerda de um número ímpar de polos e/ou zeros finitos em malha aberta sobre o eixo real;
4. A quarta regra é que o lugar geométrico das raízes se inicia nos polos finitos e infinitos da planta e termina nos zeros finitos e infinitos da planta;

5. A quinta regra indica que o lugar geométrico das raízes tende a retas assintóticas quando o lugar geométrico tende a infinito.

Além disso, a equação das assíntotas é dada pela interseção com o eixo real e o ângulo. Após o esboço feito, deve-se refina-lo determinando os ângulos de partida e de chegada de polos e zeros complexos, respectivamente. Para isso, alguns *softwares*, como o MATLAB, podem ser utilizados.

3.3.2 Projeto via lugar geométrico das raízes

Seguindo as regras para o lugar geométrico das raízes, é possível fazer um projeto de controlador. Porém, é necessário melhorar as respostas do sistema, visto que com o lugar geométrico das raízes pode-se esboçar uma ideia geral de resposta. Para obter-se a resposta em pontos específicos, alguns métodos foram desenvolvidos [8][9].

Se pudermos projetar para respostas transitórias que não estão sobre o lugar geométrico das raízes, a flexibilidade no projeto pode ser aumentada. Pode-se substituir o sistema existente por um sistema onde o lugar geométrico das raízes intercepte o ponto, porém inviabilizaria a escolha de um sistema com base na potência ou na velocidade. Ao invés disso, pode-se utilizar polos e zeros adicionais, passando pela posição desejada. Assim, não é preciso interferir nos requisitos de saída do projeto, ou adicionar problemas de carregamento ao projeto.

Ao compensar o sistema com polos e zeros adicionais, o sistema aumenta sua ordem, sendo esta uma possível desvantagem. Para saber isto, é preciso avaliar o sistema através de simulações ao longo do projeto [8][9].

Também pode-se alterar o projeto visando melhorar o erro em regime permanente adicionando-se um polo em malha aberta na origem no caminho à frente, aumentando assim o tipo do sistema e conduzindo o erro em regime permanente associado a zero. Este polo adicional na origem requer um integrador para sua realização.

Logo, ao projetar-se um sistema, não basta simplesmente seguir as regras já conhecidas, mas deve-se buscar uma melhoria na eficiência do projeto. Pode-se aumentar o número de compensadores, utilizando compensação em cascata, ou compensação com realimentação por exemplo.

Assim, há uma ampla variedade de métodos para o controle de sistemas mecânicos, que devem ser escolhidos de acordo com o projeto, com o intuito de obter-se o projeto mais eficiente. Para o sistema aerostabilizador escolhido, as técnicas dos dois métodos de sintonia serão implementadas e analisadas, para depois os valores serem comparados, de forma que se tenha um melhor desempenho do controlador aplicado.

3.4 Aeroestabilizador

Um aeroestabilizador é um sistema aéreo com propulsão de hélice horizontal. Esse sistema é a base para veículos aéreos, incluindo drones, objetos voadores geralmente com 4 hélices. O

objetivo do sistema é manter um corpo no ar, independente de influências externas que gerem turbulência. O aeroestabilizador é movido por motores elétricos, que transformam a energia elétrica em energia mecânica, comumente do tipo motor de corrente contínua.

O foco principal do trabalho consiste na elaboração de métodos computacionais para controle do aeroestabilizador, por meio de plantas experimentais desenvolvidas para o estudo das técnicas abordadas. Para a execução dessas técnicas foi usado o sistema de prototipagem Arduino, que possui como base a linguagem C/C++, comumente utilizada na engenharia mecânica.

3.5 Arduino

O Arduino consiste-se em uma plataforma de prototipagem em eletrônica, elaborado por Massimo Banzi e David Cuartielles em 2005 na Itália, e tem como objetivo facilitar o desenvolvimento de projetos, desde os mais simples aos mais complexos. Com esta plataforma é possível controlar diversos sensores, motores, *leds*, dentre vários outros componentes eletrônicos. É um sistema gratuito e todo o projeto eletrônico das placas é livre para utilização e reprodução sem preocupação com direitos autorais. Por isso é comum ser utilizado tanto no meio acadêmico, sendo criado com o objetivo de facilitar a prototipação e desenvolvimento de projetos com um custo relativamente baixo. Também vale citar que várias pessoas ao redor do planeta contribuem para o desenvolvimento do sistema, que é do tipo *open-source* [16].

O Arduino é um *hardware* possuindo componentes básicos como microprocessador, memória *ram*, memória *flash*, temporizador e outras componentes comuns em computadores, porém em escala menor. O modelo mais utilizado é o Arduino Uno, mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4: Arduino Uno.



Fonte: [16].

O sistema Arduino é alimentado com uma tensão contínua de 5 volts, conectado a uma porta USB de computador. Por essa conexão também há o fornecimento de dados entre o *software* utilizado e o sistema Arduino.

O *software* do Arduino é facilmente instalado em computadores, servindo basicamente para escrever o código do programa, salvá-lo e realizar a gravação do código compilado no Arduino através do cabo USB conectado ao computador.

Alguns dos componentes eletrônicos básicos do sistema são:

1. Cabos *jumper*s - Utilizado para conectar componentes sem a necessidade soldá-los, mostrado na Figura 3.5;

Figura 3.5: Cabos *jumper*s.



Fonte: [16].

2. Potenciômetro - Resistores de corrente elétrica que possuem resistência elétrica ajustável, mostrados na Figura 3.6, possuindo três conectores, dois laterais e um central de resistências distintas;

Figura 3.6: Potenciômetro.



Fonte: [16].

3. Capacitor eletrolítico - Dispositivos eletrônicos com a função de armazenar cargas elétricas e energia eletrostática. Constituído de um dielétrico entre duas armaduras, com a vantagem de, com a presença deste, poder colocar-se placas de condutores muito próximas sem a possibilidade de contato. É mostrado na Figura 3.7.

Figura 3.7: Capacitor.



Fonte: [16].

O Arduino possui dois tipos de portas: analógicas e digitais, sendo este último dividido entre binárias e *Pulse Width Modulation*, do inglês Modulação por Largura de Pulso (PWM). As portas digitais binárias trabalham apenas com dois valores de tensão: 0 volts e 5 volts. O Arduino Uno possui 14 portas digitais, que podem ser usada como entrada ou saída.

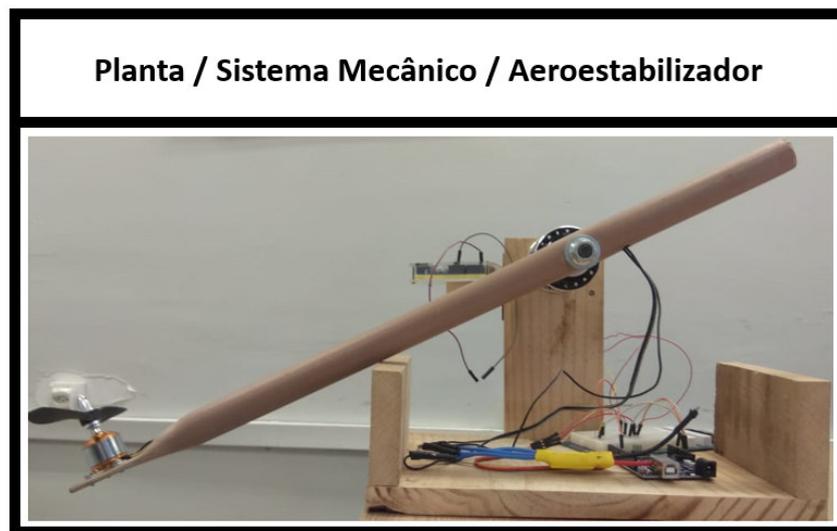
As portas digitais do tipo PWM se diferenciam das portas binárias por poderem trabalhar com uma escala de 255 unidades entre a tensão de 0V e a de 5V, permitindo a obtenção de resultados analógicos com meios digitais, sendo capazes de controlar a potência de saída de um sinal. Já as portas analógicas são utilizadas para a entrada e saída de dados, dividindo a escala de tensão semelhante a porta PWM, porém em 1023 partes, onde o 0 equivale a 0 Volts e o 1023 equivale a 5 Volts.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

4.1 Sistema experimental

A configuração do sistema experimental consiste em um motor elétrico (Motor Brushless) de corrente contínua (CC) acionado por um sinal de 5 V modulado por largura de pulso (PWM), mostrado na Figura. 4.1. O motor é conectado à extremidade livre de uma haste de PVC, enquanto a outra extremidade é conectada ao eixo de um potenciômetro de baixa fricção.

Figura 4.1: Visão geral do aeroestabilizador



Fonte: Autoria própria.

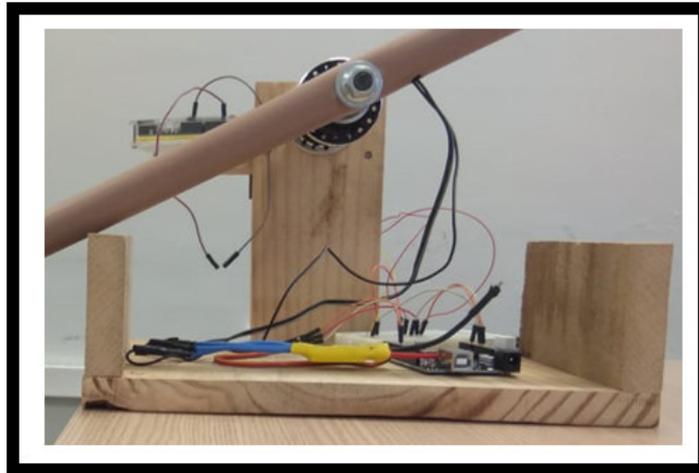
O potenciômetro é fixado em um suporte de madeira a uma altura em que o pêndulo (conjunto motor - hélice - haste) pode balançar livremente. Uma hélice de 2 *pol* é conectada ao eixo do motor para produzir uma força de impulso a fim de controlar a posição angular da haste.

4.1.1 Descrição do Aeroestabilizador

O sistema experimental é constituído de componentes importantes para o funcionamento da planta a ser controlada. As especificações e detalhes dos componentes são mostrados nos itens seguintes:

1. Base estrutural - A base é formada por uma estrutura de madeira que serve para fixação do sistema de rolagem e suporte dos acessórios, mostrada na Figura. 4.2. O conjunto é montado para o dispositivo ter um grau de liberdade;

Figura 4.2: Base estrutural



Fonte: Autoria própria.

2. Sistema de rolagem - O sistema de rolagem é formada por um cubo do fabricante Viper com rolamento de 36 furos roscado para freio V-Brake de eixo torneado. Com porcas sextavadas para suporte da haste do mecanismo de movimento do aerostabilizador. A Figura 4.3 mostra, em detalhe, o dispositivo de rolagem;

Figura 4.3: Sistema de rolagem.



Fonte: Autoria própria.

3. Motor Brushless - O motor de corrente contínua (CC) utilizado para deslocamento da haste é o motor Brushless de modelo A2212 / 13T BLDC. Este motor possui 3,2 mm de diâmetro e massa total de 52,7 gramas, 1000 RPM/Volts, 80 % de eficiência máxima, 0,090 Ohms de resistência e 150 Watts de potência máxima, mostrado na Figura 4.4. Ele possui três saídas para controle de velocidade. Estes estão conectados a um microcontrolador;

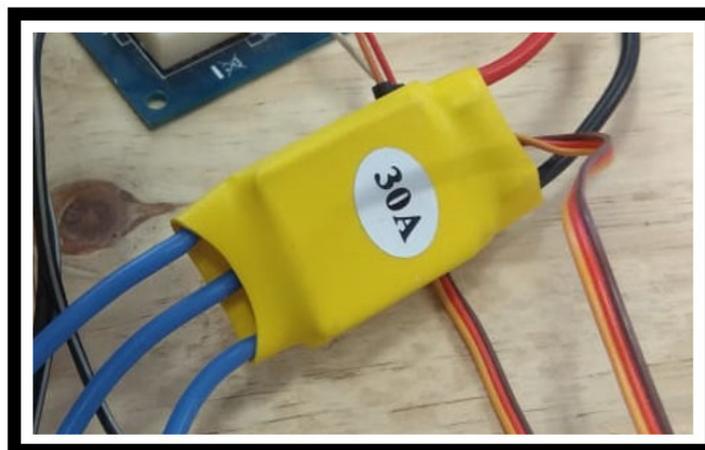
Figura 4.4: Motor Brushless



Fonte: Autoria própria.

4. *Electronic Speed Controller (ESC)* - O ESC é o Controlador Eletrônico de Velocidade, converte a tensão da alimentação em pulsos para alimentação dos fios de fase do motor brushless em uma ordem para que o motor rotacione. No sistema o controle da velocidade é baseado em PWM. O ESC tem especificação para 30 amperes de alimentação máxima. O ESC é mostrado na Figura 4.5;

Figura 4.5: Electronic Speed Controller - ESC



Fonte: Autoria própria.

5. *Fonte de Alimentação* - A fonte de alimentação é uma fonte chaveada que estabiliza a alimentação eletrônica através do chaveamento, onde se controla a corrente a fim de estabilizar a tensão de saída. É usada para fornecer a tensão e corrente necessária para o motor brushless. A fonte de alimentação tem uma potência de 250 W, tensão de entrada AC 110-220v, frequência de AC 50/60Hz, saída DC de 12v 20A, chaveamento de ajuste de tensão (127-220v) (MANUAL) e conexão por borne. A Figura 4.6 mostra a fonte de alimentação;

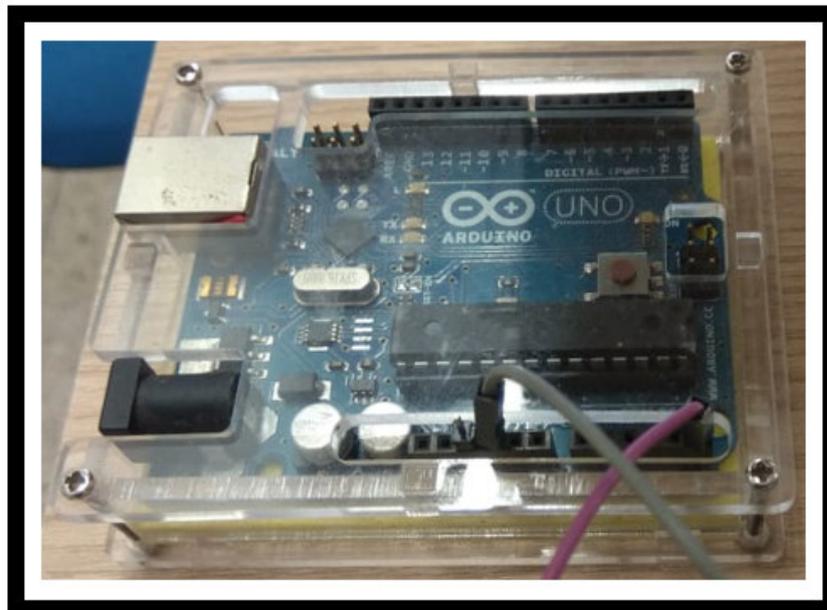
Figura 4.6: Fonte de Alimentação



Fonte: Autoria própria.

6. Unidade de Controle (Arduíno) - A unidade controle consiste do microcontrolador ATmega328 da Atmel de 8 bits, pertencente à família AVR da Atmel. Possui uma arquitetura e conjunto de instruções básicas particular dos grupos tinyAVR (microcontroladores ATtiny), megAVR (os ATmega) e XMEGA (os Atxmega). O conjunto do dispositivo forma o Arduíno Uno, Figura 4.7;

Figura 4.7: Hardware - Arduíno Uno

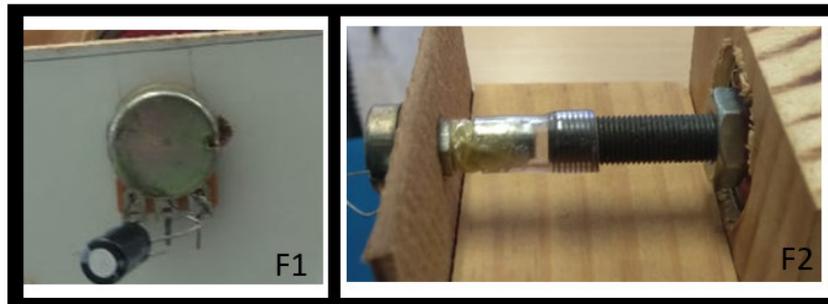


Fonte: Autoria própria.

7. Sensor de Posição Angular - O sensor de posição é constituído de um potenciômetro que é responsável pela leitura da posição da haste do mecanismo do aeroestabilizador. A curva da variação de resistência é constante (linear) em relação ao ângulo de giro do eixo. A

posição da haste é verificada pelo potenciômetro e enviada para o sistema de controle. O potenciômetro é fixado na ponta de eixo do cubo para leitura da variação do movimento angular. O dispositivo montado para leitura dessa posição é mostrado na Figura 4.8.

Figura 4.8: Sensor de Posição Angular - Potenciômetro



Fonte: Autoria própria.

4.1.2 Procedimento inicial de operação

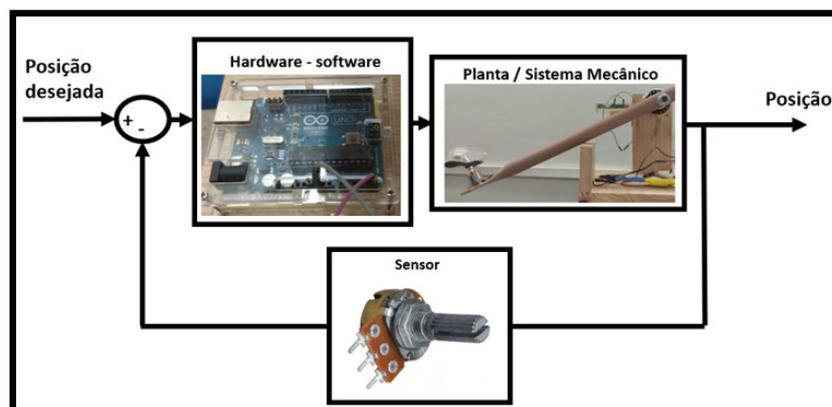
No contexto de controle, o problema é realizar, através de uma entrada de referência do sistema posicionamento do aeroestabilizador, o correto posicionamento da haste controlando o sinal de PWM (Tensão) e ao mesmo tempo garantir a rejeição do distúrbio para o sistema.

A caracterização do processo permite a extração de parâmetros, tais, como constante de tempo, ganhos e estabilidade, que permitem estabelecer restrições ou especificações para o entendimento dos requisitos de controle.

Por ser impossível conhecer toda a dinâmica do aeroestabilizador, um modelo foi obtido para uma dada aplicação, devido à complexidade dos processos subjacentes ou à falta de conhecimento dos parâmetros críticos (como por exemplo, coeficientes de transferência de massa, calor, ou empuxo da hélice) do modelo, tratando o corpo como uma partícula.

O sistema de controle de posição do aeroestabilizador no formato de sistema em malha fechada é mostrado na Figura 4.9, onde pode se observar os componentes do sistema.

Figura 4.9: Sistema de controle de posição do aeroestabilizador



Fonte: Autoria própria.

O sistema de controle é realizado quando se aplica um valor de referência, $R(s)$, no sistema, como por exemplo uma entrada angular de 10° e o controlador aplica uma energia de controle, $U(s)$, com o objetivo de obter o valor de referência.

4.2 Modelagem Matemática da Planta

4.2.1 Função de transferência do Conjunto Eletromecânico

O motor de corrente contínua (motor CC) é um atuador de potência que envia energia a uma carga. O motor CC converte energia elétrica de corrente contínua em energia mecânica rotativa. Ele foi escolhido para o sistema de aeroestabilizador devido a recursos como torque elevado, controle de velocidade sobre uma ampla faixa de valores e características de velocidade-torque. A modelagem é baseada em um modelo eletromecânico conforme a literatura clássica de sistemas de controle, como por exemplo em [17].

Para a modelagem do aeroestabilizador desenvolve-se um modelo matemático linear proveniente de um modelo não-linear do pêndulo e identifica-se seus parâmetros físicos. Tem-se pela literatura, [18] e [10], a modelagem e controle do sistema não linear que pode se representar o aeroestabilizador é:

$$mL^2\ddot{\theta} = -mgL\sin\theta - c\dot{\theta} + TL \quad (4.1)$$

onde m é a massa do motor, g a gravidade, L é o comprimento da haste, c é o coeficiente de atrito e T é a força de empuxo da hélice. Modela-se a força de empuxo resultante como uma função linear da tensão aplicada, usando um coeficiente de empuxo K , e a tensão aplicada u conforme a Equação 4.2:

$$T = Ku \quad (4.2)$$

onde resulta no modelo modificado é:

$$mL^2\ddot{\theta} = -mgL\sin\theta - c\dot{\theta} + KuL \quad (4.3)$$

O motor exibe uma banda morta, isto é, para voltagens abaixo de aproximadamente 1 V (20% de 5 V), a hélice não gira devido ao atrito. O modelo modificado para a força de empuxo é, portanto:

$$T = \begin{cases} K_+(u - u_0), & \text{se } u > u_0 \\ 0, & \text{se } u \in [-u_0, u_0] \\ K_-(u + u_0), & \text{se } u < -u_0 \end{cases} \quad (4.4)$$

Para o modelo em questão que apresenta movimento em valores pequenos de variação angular tem-se um aproximação linear do sistema dinâmico dada por:

$$mL^2\ddot{\theta} = -mgL \sin \theta - c\dot{\theta} + K\bar{u}L \quad (4.5)$$

A linearização do aeroestabilizador é alcançada através do uso de uma realimentação não linear na forma:

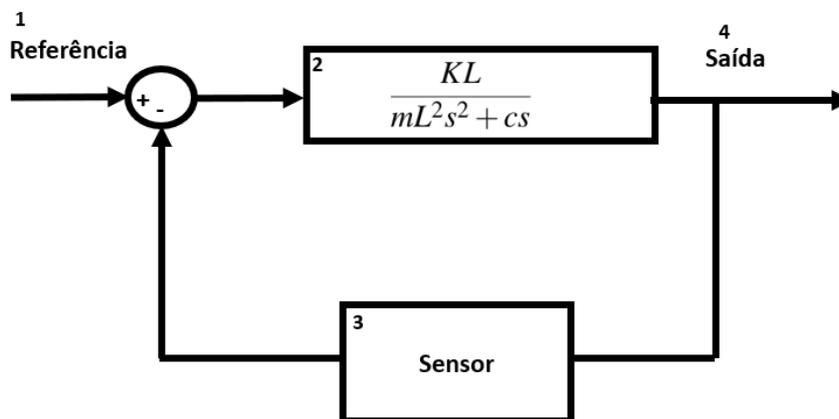
$$\bar{u} = \frac{mg}{K} \sin \theta + w \quad (4.6)$$

que cancela o termo não linear. O sistema linear resultante possui uma função de transferência simples com dois polos reais em 0 e $\frac{-c}{mL^2}$, respectivamente:

$$\frac{\Theta(s)}{W(s)} = \frac{KL}{mL^2s^2 + cs} \quad (4.7)$$

Tem-se a linearização de realimentação representada pela Equação 4.7, identificado na Figura 4.10. O termo $\Theta(s)$ representa o ângulo e $W(s)$ representa a tensão em uma função de transferência. Como a hélice é mais eficiente na direção direta, somente os sinais de comando positivo são considerados e a eliminação da zona morta é reduzida à adição do deslocamento. O cancelamento do efeito da gravidade é realizado pela adição de u_0 (tensão inicial). O sistema linearizado resultante é um sistema clássico apresentado nos principais livros-texto sobre engenharia de controle.

Figura 4.10: Esquema da modelagem linear do aeroestabilizador



Fonte: Autoria própria.

4.3 Desenvolvimento do controlador PID

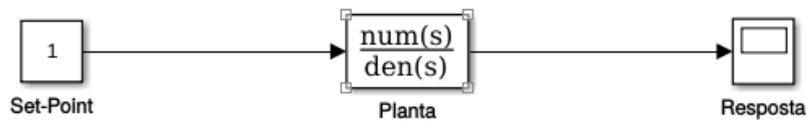
O controlador PID é a estratégia de controle mais utilizada no meio industrial e dispositivos móveis. Fornece uma resposta rápida, bom controle de estabilidade do sistema e baixo erro em regime permanente para sistemas contínuos e lineares. O controlador PID apresenta uma característica ótima para rejeição de distúrbios na fase de operação da planta. Para o sistema de controle de posição em questão foi configurado uma malha de controle, onde a variável controlada é a posição da haste do aeroestabilizador, e a variável de manipulação é o sinal de tensão (PWM) aplicado ao motor brushless. O modelo para aplicação do sistema de controle foi o modelo padrão de sistema de segunda ordem dada por:

$$\frac{\omega^2}{s^2 + 2\omega\zeta s + \omega^2} \quad (4.8)$$

A Equação (4.8) foi modificada conforme as características físicas do aeroestabilizador, pois o mesmo apresenta coeficiente de atrito desprezíveis comparado com a força de arraste do motor brushless.

A modelagem do sistema em malha aberta foi realizada conforme a descrição do modelo eletromecânico dos componentes de montagem do dispositivo que constitui o aeroestabilizador. Os efeitos dos atritos entre os rolamentos de apoio da haste e do cubo foram desconsiderados, assim como o atrito interno do sensor de posição angular, constituído pelo potenciômetro. A estrutura usada para análise de controle em malha aberta é mostrada em diagrama de bloco na Figura 4.11.

Figura 4.11: Diagrama de bloco do sistema em malha aberta - SMA.



Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto na Figura 4.11, O sistema em malha aberta (MA) não apresenta a realimentação, sensor de posição angular que é necessária para utilização do sinal de erro e manda-lo ao sistema de controle. A equação que representa o sistema em malha aberta é dada por:

$$\frac{\Theta}{W(s)} = \frac{KL}{mL^2s^2 + cs} \quad (4.9)$$

A Equação (4.9) é a forma simplificada do modelo do aeroestabilizador. Onde K , L , m e c é o coeficiente de impulso, comprimento da haste, massa do motor e coeficiente de atrito, respectivamente.

Com o objetivo de realizar as ações de controle, deve-se implementar o sistema dinâmico em *software* e *hardware*, de forma discreta ou analógica. Compara-se a relação entre o valor de referência e o valor medido, de saída, que fornece o sinal de erro do sistema. O erro no domínio do tempo mostrado na Equação 4.10 e da frequência mostrado na Equação 4.11, respectivamente, é dado pelas expressões:

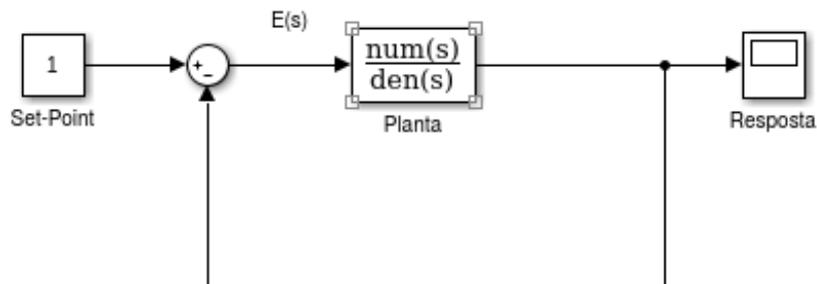
$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4.10)$$

$$E(S) = R(s) - Y(s) \quad (4.11)$$

O valor de referência, também conhecido como *set-point*, é fornecido ao sistema computacionalmente. O valor de saída que representa a posição é obtido através do potenciômetro (Figura 4.8) que foi configurado conforme a tensão fornecida do Arduíno de 5 V. O Sensor de posição, dispositivo conectado ao eixo que suporta a haste do aeroestabilizador.

A estratégia de controle foi previamente configurada de forma que obtivesse o sistema em malha fechada, em paralelo, dos parâmetros selecionados, que foi implementado e ajustado conforme a resposta do comportamento angular do aeroestabilizador. Para avaliar o desempenho de controle aplicado em sua posição, conforme a Figura 4.12.

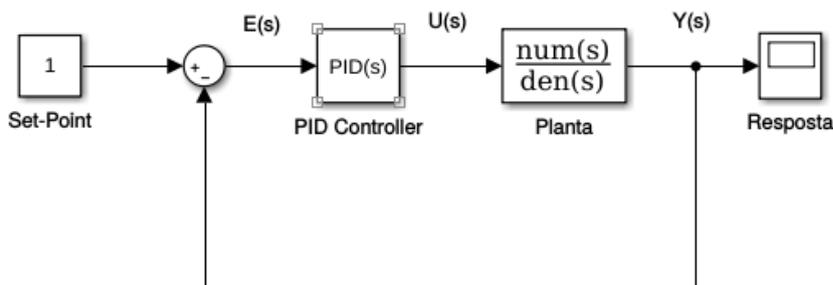
Figura 4.12: Diagrama de bloco do sistema em malha fechada - SMF.



Fonte: Autoria própria.

O controlador PID implementado no hardware para o controle de posição angular do aerostabilizador é composto por: modelo da planta, sensor de posição, configurador de posição e sistema de controle (PID). O diagrama de bloco do sistema em malha fechada com PID - SMFPID é mostrado na Figura 4.13.

Figura 4.13: Diagrama de bloco do sistema em malha fechada com PID - SMFPID.

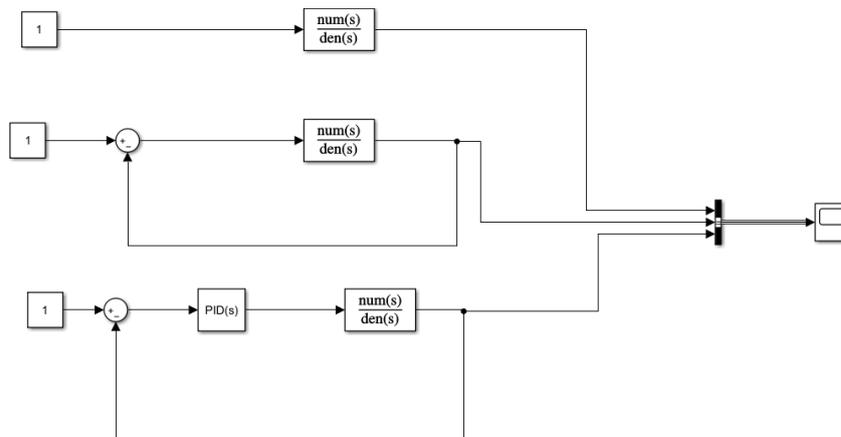


Fonte: Autoria própria.

O SMFPID apresenta o sinal de erro, $E(s)$, que é resultado do valor de referência, $R(s)$ e o sinal de saída $Y(s)$. O sinal de controle (ou energia de controle), é dado por $U(s)$ e é o resultado computacional do sinal de erro para cada ação de controle adotado para o controlador PID.

Na Figura 4.14 há a junção dos sistemas de Malha Aberta, Malha Fechada e Controle PID, podendo-se observar a diferença entre os sistemas.

Figura 4.14: Resposta do sistema em MA, MF e com Controle PID.



Fonte: Autoria própria.

4.3.1 Sintonia dos controladores PID

A sintonia dos parâmetros do controlador PID é de extrema importância. Foram realizados vários experimentos e vários ajustes, sintonias, esperando-se chegar aos melhores resultados de controle. Estes ajustes foram realizados de três formas:

1. *Pidtool*: ferramenta incorporado no *Matlab* através da toolbox de controle para orientar na sintonia dos parâmetros do controlador PID. Além disso, possui inúmeras “toolboxes” com algoritmos pré-programados para conhecimentos específicos na comunicação MATLAB/SIMULINK-Sistema de posição do aeroestabilizador, para que o controlador desenvolvido em MATLAB atue no sistema de controle;
2. Método de tentativa e erro: consiste em alternar os valores dos parâmetros do controlador PID com o objetivo de encontrar uma sintonia que atenda o projeto, porém ele mostra uma resposta instantânea do sistema a entrada degrau;
3. Método de Ziegler-Nichols [19]: realiza a sintonia das malhas de controle do sistema de posição do aeroestabilizador utilizando o método da curva de reação para determinação de um modelo de primeira ordem com tempo morto [20][21]. Este método apresenta uma facilidade de execução, pois é orientado por equações dadas por:

$$K_c = 1.2 \frac{\tau}{K t_d} \quad (4.12)$$

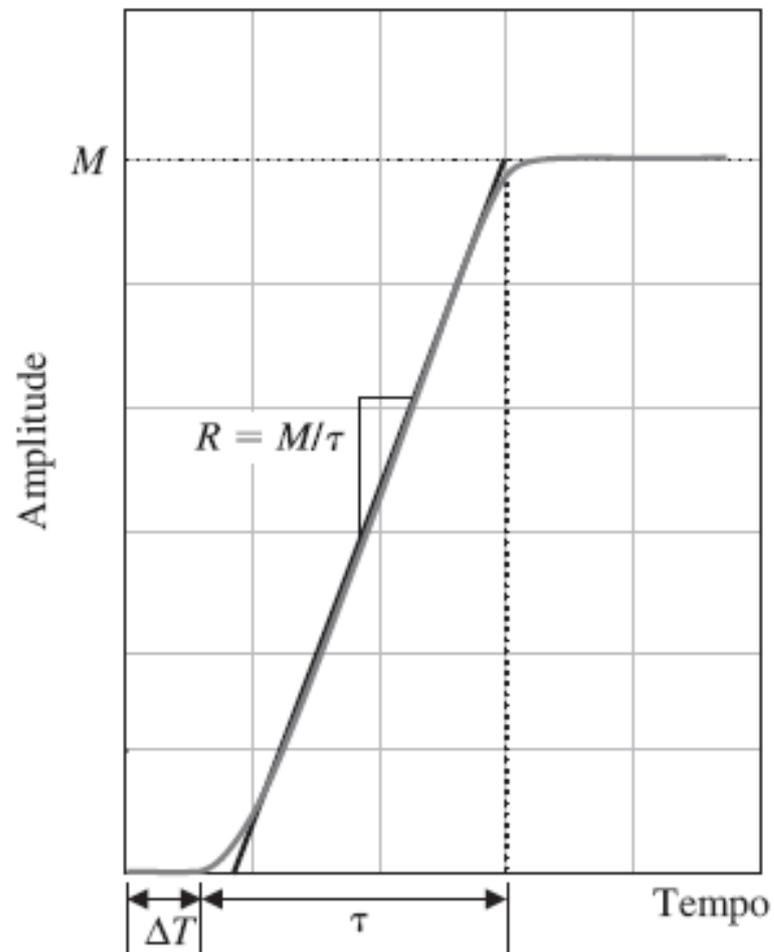
$$\tau_i = 2 t_d \quad (4.13)$$

$$\tau_d = 0.5 t_d \quad (4.14)$$

Para a aplicação do método foram realizados ensaios em malha aberta. Necessita-se da curva de reação ilustrando os parâmetros R e ΔT para o método de sintonia em malha aberta de

Ziegler-Nichols. Esta curva é apresentada na Figura 4.15 com observação da variável controlada (Tensão - V), com a finalidade de se obter os parâmetros do processo (K_P , t_d , T).

Figura 4.15: Curva de reação ilustrando os parâmetros R e ΔT .



Fonte: Autoria própria.

A curva de reação é caracterizada pelo retardo no tempo, ΔT , e pela taxa de reação, R . Geralmente, a curva de reação é gravada e a análise numérica é realizada para se obter estimativas dos parâmetros ΔT e R . Um sistema possuindo a curva de reação na Figura 4.15 é aproximado por um sistema de primeira ordem com um retardo no tempo como [2]. Usa-se uma curva de reação para caracterizar o retardo no tempo, ΔT , e Taxa de Reação, R , conforme mostra a Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Sintonia de PID por Ziegler-Nichols.

Tipo de Controlador	K_P	K_I	K_D
Proporcional (P) $G_c(s) = K_P$	$\frac{1}{R\Delta T}$	-	-
Proporcional e Integral (PI) $G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s}$	$\frac{0,9}{R\Delta T}$	$\frac{0,27}{R\Delta T^2}$	-
Proporcional, Integral e Derivativo (PID) $G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s$	$\frac{1,2}{R\Delta T}$	$\frac{0,6}{R\Delta T^2}$	$\frac{0,6}{R}$

Fonte: Autoria própria.

Conforme a Tabela 4.1, tem-se que M é a magnitude da resposta em regime estacionário, ΔT é o retardo no tempo e p está relacionado com a inclinação da curva de reação. Os parâmetros M , τ e ΔT são estimados a partir da resposta ao degrau em malha aberta e então utilizados para calcular $R = M/\tau$, onde τ é o tempo durante a aproximação da curva.

5 RESULTADOS OBTIDOS

Nesta seção apresenta-se os resultados dos experimentos obtidos com o sistema configurado conforme o Capítulo 4. Foram obtidas as curvas de respostas, apresentadas pelas configurações do sistema (SMA, SMF, SMFPID). Para as condições de posições em que a tensão recebia as perturbações foram obtidas curvas do sinal de resposta (tensão - 'PWM') e da posição angular (recebida como sinal de tensão) de saída. As especificações da planta foram definidas no Capítulo 4 e o critério do projeto definido foi:

- Erro em regime estacionário para uma entrada rampa 35% da inclinação de entrada;
- Fator de amortecimento das raízes dominantes $\zeta \geq 0,707$;
- Tempo de acomodação para faixa de 2% do valor final $T_s \leq 3$ segundos.

5.1 Análise do Sistema em Malha Aberta - SMA

Para o sistema de controle de posição do aeroestabilizador foi considerado inicialmente o sistema de malha aberta para análise do dispositivo de medição de posição (potenciômetro) para se relacionar a tensão de entrada no motor brushless. A resposta ao degrau do sistema em malha aberta é mostrado na Figura 5.1.

Figura 5.1: Resposta do Sistema em Malha Aberta - SMA.



Fonte: Autoria própria.

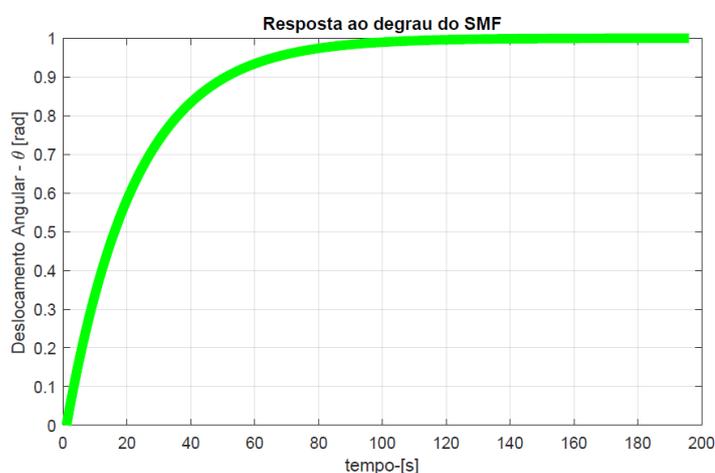
A relação entrada-saída, Figura 4.11, representa o processamento do sinal de entrada, a tensão ou sinal PWM, para fornecer um sinal de saída, posição angular, desejado. Observa-se na resposta apresentada pelo gráfico da Figura 5.1 a estabilidade do sistema, porém a resposta em relação ao posicionamento é de alta velocidade e o polo na origem do plano 's' pode provocar rapidamente uma instabilidade. Esta presença do polo 0 é visivelmente observado na prática com a dificuldade de controle no posicionamento do aeroestabilizador. Para a situação da reposta

do SMA não se aplica os valores de tempo de subida, tempo de acomodação, *Overshoot*, pico, e tempo de pico.

5.2 Análise do sistema em Malha Fechada - SMF

A primeira tentativa de estabilizar o sistema de posicionamento é aplicar a realimentação no sistema. Utilizou-se uma medida de saída real, realizado pelo potenciômetro, que fez a leitura do posicionamento da haste. A tensão variável de 0 a 5 V foi convertido em medida angular para compará-la com a posição desejada no experimento. Entretanto, para a resposta ao degrau obteve-se a curva representado pela Figura 5.2.

Figura 5.2: Resposta do Sistema em Malha Fechada - SMF.



Fonte: Autoria própria.

O Sistema em Malha Fechada (SMF) mostra-se com uma estabilização no sistema de posicionamento, pois como se observa tem um valor atingido com um valor de referência, sinal degrau.

Os polos do sistema são alterados, comparados com o Sistema em Malha Aberta - SMA, pois se afastam da origem do plano s . Essa característica facilita a manipulação da referência do posicionamento do aeroestabilizador. Os valores de tempo de subida (*RiseTime*), tempo de acomodação (*SettlingTime*), sobressinal (*Overshoot*), pico e tempo de pico (*PeakTime*) são fornecidos como:

Tabela 5.1: Valores obtidos para o SMF.

Tempo de Subida	Tempo de acomodação	Sobressinal	Pico	Tempo de Pico
12,9216 segundos	23,0096 segundos	zero	1	98,0248 segundos

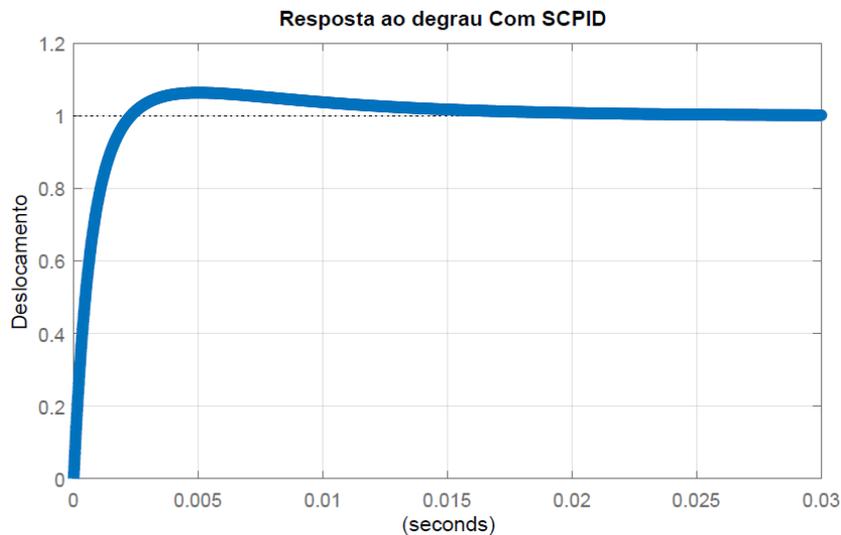
Fonte: Autoria própria.

No sensor, o potenciômetro, a saída foi medida e obteve-se uma boa aproximação da saída real do sistema.

5.3 Análise do sistema com controle PID

A resposta do sistema a entrada degrau depois de aplicado o controle proporcional, integral e derivativo conforme os métodos de sintonia é mostrado na Figura 5.3.

Figura 5.3: Resposta ao degrau do Sistema de Controle Com PID.



Fonte: Autoria própria.

Tem-se a diminuição do erro do sistema com a ação do controle proporcional, porém o *overshoot* aumenta. Essa é uma característica do ganho proporcional, que foi mostrada graficamente. Logo após a ação do controle proporcional aplica-se a ação interativa para diminuir o erro de regime estacionário. E por fim, na sintonia do controle, ajusta-se o termo derivativo do controlador PID. Os resultados dos parâmetros de controle são:

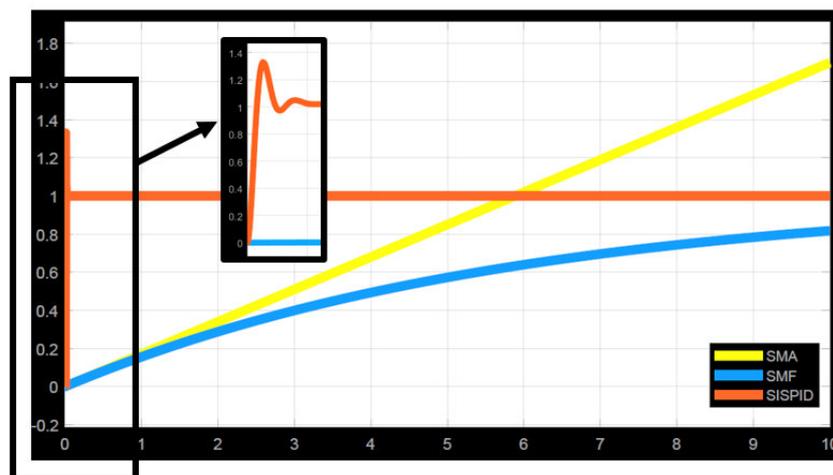
Tabela 5.2: Valores obtidos para o SPID.

Tempo de Subida	Tempo de acomodação	Sobressinal	Pico	Tempo de Pico
0,0014 segundos	0,0141 segundos	6,3793	1,0638	0,0050 segundos

Fonte: Autoria própria.

Uma análise comparativa da atuação do sistema de controle PID no aeroestabilizador é vista na Figura 5.4, pois mostra os três gráficos na mesma escala, em relação ao eixo das abscissas.

Figura 5.4: Resposta do sistema em MA, MF e com Controle PID.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se a grande diferença no tempo de estabilização. Porém surgiu um sobressinal na resposta do sistema de controle de posição. Este valor acima da referência está dentro das especificações de projeto.

6 CONCLUSÃO

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões obtidas com o desenvolvimento deste trabalho. A proposta inicial do trabalho era desenvolver e implementar um controlador PID para um sistema protótipo de aeroestabilizador monovariável, em busca de um erro mínimo, baseando-se em referências bibliográficas existentes, localizadas ao final deste trabalho. Também almejava-se desenvolver-se a planta do aeroestabilizador, modelando e montando-se um protótipo da planta para haver a sintonização do sistema.

É importante ressaltar que o protótipo criado não foi modelado previamente no *hardware* desejado, mas, baseando-se em modelos existentes, seguiu-se diretamente para a montagem e consequente análise com a implementação do controle PID, demonstrado no Capítulo 4.

6.1 Resultados obtidos com a implementação do controlador PID

A utilização do MATLAB para a implementação das estratégias de controle facilitou a versatilidade dos ensaios e a aquisição dos dados em tempo real, agilizando a execução e análise dos parâmetros de desempenho, facilitando na utilização dos métodos de sintonia abordados.

A malha obtida para o sistema com controlador PID mostrou-se mais eficiente que a análise do sistema sem controlador para malha aberta ou fechada, alcançando uma resposta desejada mais rapidamente, como mostrado na Figura 5.4. Isso demonstra que ao utilizar-se o aeroestabilizador, aplicando-se os parâmetros de controle encontrados, as respostas obtidas possuirão uma eficiência desejada, ou seja, um tempo de subida, um *overshoot*, um tempo de acomodação alcançados de forma mais rápida. Com isso, o presente autor pôde verificar experimentalmente os conceitos abordados, não para simples verificação da teoria, mas para conhecimento próprio.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Para trabalhos futuros procura-se uma forma mais eficiente de realizar o controle, com o auxílio de novas tecnologias e conceitos como redes neurais, pois estas utilizam banco de dados para construir modelos não lineares, possuindo sistema inteligente capaz de reagir à novas condições impostas. No caso da utilização de controlador PID, várias tentativas foram feitas para encontrar-se o resultado desejado. Novas metodologias de utilização do controlador PID também podem ser abordadas, para efeitos de comparação e melhorias. Com isso, deseja-se continuar com os estudos de formas de controle, a fim de uma melhor inserção no mercado de trabalho.

Referências

- [1] K. Ogata and B. Severo, *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall do Brasil, 2005. 1, 4, 5, 6, 8, 9
- [2] R. C. Dorf and R. H. Bishop, “Sistemas de controle modernos, 13^a edição,” *Editora LTC, Rio de Janeiro*, 2018. 1, 26
- [3] V. L. Volpini *et al.*, “Desenvolvimento de um aeroestabilizador de um grau de liberdade e redundância de atuadores para estudo de técnicas de controle,” *Nucleo de Robótica e Tecnologias Assistivas (CyRoS), UFSJ*, p. 4, 2017. 2
- [4] L. A. Aguirre, *Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. Editora UFMG, 2004. 4
- [5] C. Garcia, *Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos Vol. 1*. Edusp, 2005. 4
- [6] V. I. Arnold, *Mathematical Methods of Classical Mechanics*. Springer-Verlag, 2000. 4
- [7] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Sistemas de controle para engenharia*. Bookman Editora, 2013. 4, 7
- [8] R. H. Dorf, Richard C.; Bishop, *Sistemas de Controles Modernos*. LTC, 2011. 5, 6, 9, 10, 11
- [9] N. S. Nise and F. R. da Silva, *Engenharia de sistemas de controle*. 6, 10, 11
- [10] K. Ogata, *System dynamics*, vol. 3. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 1998. 8, 20
- [11] “Explicando a teoria pid.” <https://www.ni.com/pt-br/innovations/white-papers/06/pid-theory-explained.html>. Accessed: 2019-06-28. 8
- [12] J. Matias, “Teoria de controle pid,” *Mecatrônica Atual*, vol. 1, no. 3, pp. 17–25, 2002. 9
- [13] “Pid controller - matlab (guide).” <http://www.mikedef.in/pidloops.htm>. Accessed: 2018-11-12. 9
- [14] Y. Chen and I. Petras, “Fractional order control-a tutorial,” *American Control Conference 2009. ACC'09.*, 2009. 9
- [15] A. Loverro, “Fractional calculus: history definitions and applications for the engineer. rapport technique,” 9
- [16] “Apostila arduino básico vol 1.” http://apostilas.eletrogate.com/Apostila_Arduino_Basico-V1.0-Eletrogate.pdf. Accessed: 2019-06-24. 12

- [17] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. L. Workman, *et al.*, *Digital control of dynamic systems*, vol. 3. Addison-wesley Menlo Park, CA, 1998. 20
- [18] G. A. Barreto and A. F. Araujo, “Identification and control of dynamical systems using the self-organizing map,” *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 15, no. 5, pp. 1244–1259, 2004. 20
- [19] J. G. Ziegler-Nichols and N. B. Nichols, “Optimum settings for automatic controllers,” *trans. ASME*, vol. 64, no. 11, 1942. 25
- [20] D. Seborg, “E., edgar, t., mellichamp, d,” *Process Dynamics and Control*, 1989. 25
- [21] B. R. Copeland, “The design of pid controllers using ziegler nichols tuning,” *Ziegler-Nicholos Method*, 2008. 25

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Núcleo Integrado de Bibliotecas/UFMA

Costa, Álvaro José da Silva.

SINTONIA E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID PARA
CONTROLE DE POSIÇÃO ANGULAR EM UM AEROESTABILIZADOR
MONOVARIÁVEL / Álvaro José da Silva Costa. - 2019.

43 f.

Orientador(a): Hilton Seheris da Silva Santos.

Curso de Engenharia Mecânica, Universidade Federal do
Maranhão, São Luís, 2019.

1. Aeroestabilizador. 2. Controladores PID. 3.
Ziegler-Nichols. I. Santos, Hilton Seheris da Silva. II.
Título.