

UNIVERSIDADE DO VALE DO RIO DOS SINOS - UNISINOS
UNIDADE ACADÊMICA DE GRADUAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GIOVANI URBANO ZAMBONI

Projeto e Controle de Sistema Aero Pêndulo Balanceado

São Leopoldo

2021

GIOVANI URBANO ZAMBONI

Projeto e Controle de Sistema Aero Pêndulo Balanceado

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial para
obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica, pelo Curso de
Engenharia Elétrica da Universidade do
Vale do Rio dos Sinos - UNISINOS

Orientador: Prof. Dr. João Olegário de Oliveira de Souza

São Leopoldo

2021

Dedico este trabalho à minha família e amigos. Todos contribuíram para esta realização.

AGRADECIMENTOS

Aos familiares e amigos, por toda a ajuda possível, e que foram indispensáveis para a realização deste trabalho.

Aos colegas de trabalho, que estiveram sempre dispostos a ajudar quando necessário, contribuindo para a execução do projeto.

Aos professores do curso de Engenharia Elétrica, que contribuíram com correções e ensinamentos para intensificar o processo de aperfeiçoamento durante o curso.

Ao professor Dr. João Olegário de Oliveira de Souza, que me orientou durante todo o processo de desenvolvimento do trabalho, sempre disposto a auxiliar.

RESUMO

O presente trabalho consiste no desenvolvimento e construção de um sistema de aero pêndulo balanceado, que apresenta um grau de liberdade. Os sistemas que envolvem a mecânica de pêndulo são bastante presentes no cenário de engenharia de controle atualmente, gerando um ótimo objeto de estudo. No caso deste trabalho, a variável controlada é o ângulo de inclinação da haste em relação à horizontal. Esta posição é verificada através de um *encoder* rotacional acoplado à haste, que retorna um valor de tensão analógico para que o sistema embarcado possa realizar as intervenções necessárias, conforme leitura e configuração. O sistema embarcado unifica todas as ações de controle, se comunicando com o sistema supervisor para compartilhar as informações, que são expostas na tela do aplicativo. Através do sistema supervisor, o usuário pode ajustar os parâmetros de sintonia do controlador PID manual, bem como ativar o método de sintonia automática para que o microcontrolador possa realizar a aquisição dos dados que apontarão os parâmetros ótimos de controle, de acordo com a agressividade de controle desejada. Ao final do trabalho, é verificada a resposta da planta utilizando os parâmetros de sintonia automática. A sintonia automática se mostrou eficaz, nos três modos: para suave, resposta lenta e pouco sobressinal; para padrão, resposta ótima e pouco sobressinal; para agressivo, resposta rápida, porém com elevado sobressinal e tempo de acomodação, apresentando certa instabilidade. A entrada ao degrau se manteve estável em qualquer condição de configuração do controlador PID, enquanto a resposta às entradas de onda quadrada e senoidal apresentaram desempenho satisfatório, dependendo da frequência do sinal de referência. Quanto maior a frequência do sinal de referência, maior a dificuldade da planta de seguir o mesmo.

Palavras-chave: PID. Sistemas de Controle. Aero Pêndulo.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Controlador PID..... | 14 |
| Figura 2 – Pêndulo invertido..... | 18 |
| Figura 3 – Resposta ao degrau de planta sem realimentação | 19 |
| Figura 4 – Sistema de malha fechada..... | 20 |
| Figura 5 – Controlador proporcional realimentado | 21 |
| Figura 6 – Erro em regime estacionário – controlador proporcional..... | 22 |
| Figura 7 – Comparativo P, PD e PID discretizados..... | 23 |
| Figura 8 – Ocorrência do <i>aliasing</i> | 24 |
| Figura 9 – Excitação da planta em malha aberta | 26 |
| Figura 10 – Resposta em malha aberta | 27 |
| Figura 11 – Estrutura 2º método de sintonia de Ziegler-Nichols | 29 |
| Figura 12 – Oscilação sustentada em <i>Kcr</i> | 29 |
| Figura 13 – Obtenção de parâmetros para o método SIMC..... | 31 |
| Figura 14 – Obtenção de parâmetros para sistemas integradores..... | 32 |
| Figura 15 – Projeto aero pêndulo simples..... | 34 |
| Figura 16 – Sistema linearizado | 34 |
| Figura 17 – Compensador <i>Lag</i> | 35 |
| Figura 18 – Compensador <i>Lead</i> | 35 |
| Figura 19 – Aero pêndulo simples..... | 36 |
| Figura 20 – Resposta do pêndulo em malha fechada | 37 |
| Figura 21 – Acionamento com ponte H..... | 37 |
| Figura 22 – <i>Duty cycle</i> e tensão média | 38 |
| Figura 23 – Estrutura de comunicação..... | 39 |
| Figura 24 – Placa de desenvolvimento Arduino Nano..... | 40 |
| Figura 25 – Aero pêndulo com contrapeso | 42 |
| Figura 26 – Sistema de pêndulo balanceado proposto | 43 |
| Figura 27 – Motor 0720 | 43 |
| Figura 28 – Sensor de posição angular 3382..... | 44 |
| Figura 29 – Dimensões do sistema | 45 |
| Figura 30 – Diagrama de corpo livre | 46 |
| Figura 31 – Identificação da planta e parâmetros do sistema | 52 |
| Figura 32 – Ambiente de desenvolvimento VS Code..... | 54 |

| | |
|---|----|
| Figura 33 – Interface de configuração..... | 56 |
| Figura 34 – Visualização do ângulo do pêndulo..... | 57 |
| Figura 35 – Visualização do erro calculado..... | 57 |
| Figura 36 – Visualização da ação de controle calculada..... | 58 |
| Figura 37 – Algoritmo de controle PID discreto..... | 60 |
| Figura 38 – Pontos de extração dos parâmetros de ajuste..... | 62 |
| Figura 39 – Esquema de acionamento motor DC..... | 64 |
| Figura 40 – Renderização da PCB..... | 65 |
| Figura 41 – Placa com componentes soldados..... | 66 |
| Figura 42 – Aero pêndulo completo..... | 67 |
| Figura 43 – Resposta do aero pêndulo balanceado em malha aberta..... | 69 |
| Figura 44 – Resposta ao degrau – sintonia manual..... | 70 |
| Figura 45 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia manual..... | 72 |
| Figura 46 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia manual..... | 73 |
| Figura 47 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia manual..... | 74 |
| Figura 48 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia manual..... | 75 |
| Figura 49 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia manual..... | 76 |
| Figura 50 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia manual..... | 77 |
| Figura 51 – Resposta ao degrau – sintonia automática padrão..... | 79 |
| Figura 52 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática padrão..... | 80 |
| Figura 53 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática padrão..... | 81 |
| Figura 54 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática padrão..... | 82 |
| Figura 55 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática padrão..... | 83 |
| Figura 56 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática padrão..... | 84 |
| Figura 57 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática padrão..... | 85 |
| Figura 58 – Resposta ao degrau – sintonia automática suave..... | 86 |
| Figura 59 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática suave..... | 87 |
| Figura 60 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática suave..... | 88 |
| Figura 61 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática suave..... | 89 |
| Figura 62 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática suave..... | 90 |
| Figura 63 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática suave..... | 91 |
| Figura 64 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática suave..... | 92 |
| Figura 65 – Resposta ao degrau – sintonia automática agressiva..... | 93 |
| Figura 66 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática agressiva..... | 94 |

| | |
|---|----|
| Figura 67 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática agressiva..... | 95 |
| Figura 68 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática agressiva..... | 96 |
| Figura 69 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática agressiva | 97 |
| Figura 70 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática agressiva | 98 |
| Figura 71 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática agressiva | 99 |

LISTA DE GRÁFICOS

| | |
|---|----|
| Gráfico 1 – Curva de resposta do motor DC | 50 |
|---|----|

LISTA DE QUADROS

| | |
|--|----|
| Quadro 1 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols – 1º método | 28 |
| Quadro 2 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols – 2º método | 30 |
| Quadro 3 – Especificações Arduino nano | 41 |
| Quadro 4 – Especificações do motor | 44 |
| Quadro 5 – Especificações do sensor | 44 |
| Quadro 6 – Dimensão e massa dos componentes..... | 45 |
| Quadro 7 – Variáveis do diagrama de corpo livre | 46 |
| Quadro 8 – Dados da planta | 49 |
| Quadro 9 – Dados do motor | 50 |
| Quadro 10 – Comparação de dados teóricos e práticos | 53 |
| Quadro 11 – <i>String</i> de ajuste de sintonia | 59 |
| Quadro 12 – <i>String</i> de habilitação | 59 |
| Quadro 13 – IRL540 Características técnicas | 63 |
| Quadro 14 – GPIO's e funções | 65 |
| Quadro 15 – Informações da entrada ao degrau – sintonia manual..... | 71 |
| Quadro 16 – Parâmetros de sintonia automática do controlador PID | 78 |
| Quadro 17 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática padrão..... | 79 |
| Quadro 18 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática suave | 86 |
| Quadro 19 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática agressiva.... | 93 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Método SIMC para casos especiais | 32 |
| Tabela 2 – Influência da seleção de parâmetros de sintonia do controlador PID | 67 |

LISTA DE SIGLAS

| | |
|------|--|
| ADC | <i>Analog to Digital Converter</i> (Conversor Analógico para Digital) |
| CLP | Controlador Lógico Programável |
| DAC | <i>Digital to Analog Converter</i> (Conversor Digital para Analógico) |
| GPIO | <i>General Purpose Input Output</i> (Saída e Entrada de Uso Geral) |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos) |
| IMC | <i>Internal Model Control</i> (Controle por Modelo Interno) |
| JS | JavaScript |
| LED | <i>Light Emitter Diode</i> (Diodo Emissor de Luz) |
| MBD | <i>Model Based Design</i> (Desenvolvimento Baseado no Modelo) |
| PCB | <i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso) |
| PD | Proporcional Derivativo |
| PI | Proporcional Integral |
| PID | Proporcional Integral Derivativo |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso) |
| SIMC | <i>Skogestad Internal Model Control</i> (Controle por Modelo Interno de Skogestad) |
| USB | <i>Universal Serial Bus</i> (Porta Serial Universal) |
| VGS | <i>Gate-Source Voltage</i> (Tensão Gate-Source) |

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 OBJETIVOS | 15 |
| 1.1.1 OBJETIVO GERAL | 15 |
| 1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS | 15 |
| 1.2 JUSTIFICATIVA | 16 |
| 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 17 |
| 2.1 Aero Pêndulo Balanceado | 17 |
| 2.2 Sistemas de Controle | 18 |
| 2.2.1 Controle em Malha Aberta | 18 |
| 2.2.2 Controle em Malha Fechada | 19 |
| 2.2.3 Controle PID | 20 |
| 2.2.3.1 Controle PID – Ação Proporcional | 20 |
| 2.2.3.2 Controle PID – Ação Integral | 21 |
| 2.2.3.3 Controle PID – Ação Derivativa | 22 |
| 2.2.4 Controle PID Discreto | 24 |
| 2.2.4.1 Controle PID Discreto – Ação Proporcional | 25 |
| 2.2.4.2 Controle PID Discreto – Ação Integral | 25 |
| 2.2.4.3 Controle PID Discreto – Ação Diferencial | 25 |
| 2.2.5 Ajuste Automático de Parâmetros de Controle | 26 |
| 2.2.5.1 1º Método de Ziegler-Nichols | 26 |
| 2.2.5.2 2º Método de Ziegler-Nichols | 28 |
| 2.2.5.3 Método SIMC de Skogestad e Grimholt | 30 |
| 2.3 Estado da Arte | 33 |
| 2.3.1 <i>Arizona Aeropendulum Project</i> | 33 |
| 2.3.2 Aero Pêndulo utilizando <i>MBD</i> | 36 |
| 2.4 Acionamento DC | 37 |
| 2.5 Sistemas Supervisórios | 39 |
| 2.6 Microcontrolador | 40 |
| 2.6.1 ARDUINO NANO | 40 |
| 3 METODOLOGIA | 42 |
| 3.1 Aero Pêndulo – Desenvolvimento Teórico | 42 |
| 3.2 Aero Pêndulo – Desenvolvimento Prático | 49 |

| | | |
|------------|--|------------|
| 3.3 | Sistema Supervisório | 54 |
| 3.4 | Sistema de Controle Embarcado | 58 |
| 3.4.1 | Sintonia Automática do Controlador PID..... | 60 |
| 3.5 | Hardware | 63 |
| 4 | ANÁLISE DOS RESULTADOS | 69 |
| 4.1 | Resposta em Malha Aberta | 69 |
| 4.2 | Resposta do Controlador PID – Sintonia Manual | 70 |
| 4.3 | Resposta do Controlador PID – Sintonia Automática | 77 |
| 5 | CONCLUSÕES | 101 |
| 5.1 | Sugestões para Trabalhos Futuros | 102 |
| | REFERÊNCIAS | 104 |
| | APÊNDICE A – BASE DO SISTEMA DE PÊNULO | 106 |
| | APÊNDICE B – HASTE DO SISTEMA DE PÊNULO | 107 |
| | APÊNDICE C – SISTEMA DE PÊNULO BALANCEADO | 108 |
| | APÊNDICE D – INTERFACE DO SUPERVISÓRIO | 109 |
| | APÊNDICE E – ESQUEMA ELÉTRICO DA PCB | 110 |

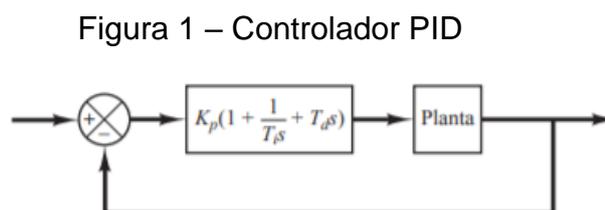
1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de controle representam grande importância na atualidade. Diversos deles, que necessitam de exatidão e confiabilidade, se baseiam nos princípios de controle modernos. É possível utilizá-los nos mais diversos dispositivos, com o objetivo de tornar a sua resposta adequada à expectativa, como: controles de velocidade, temperatura, posição, movimento, pressão, entre outros. Para identificar a dinâmica de uma variedade de sistemas, é possível utilizar as equações diferenciais que regem os mesmos. Tais equações são interpretadas pelas leis físicas que atuam no sistema, seja ele elétrico ou mecânico. (OGATA, 2010).

Nos referimos aos sistemas que desejamos controlar de plantas. As plantas podem ser divididas, principalmente, em dois tipos: lineares e não lineares. Sistemas lineares são aqueles que respondem de maneira constante a variações de estímulos na entrada, permitindo a aplicação do princípio da superposição a eles, ou seja, cada entrada pode ser tratada de forma independente e somada ao final, para gerar a saída da planta. Por outro lado, sistemas não lineares não podem ter suas entradas consideradas de forma individual, o que eleva a complexidade de controle como um todo. (OGATA, 2010).

Sistemas lineares são bastante simples de controlar, quando comparados aos não lineares. Por esta razão, sistemas não lineares tendem a ser linearizados de modo que as técnicas de controle linear possam ser aplicadas aos mesmos. Entretanto, cada sistema possui peculiaridades e a linearização pode ocasionar efeitos indesejados como resposta.

Os controladores utilizados em escala industrial são variações de controle proporcional-integral-derivativo (PID). Cada qual com suas características, a combinação destes possibilita o controle preciso e rápido de uma planta. A Figura 1 ilustra um controlador PID adicionado ao sistema a ser controlado.



Fonte: Ogata (2010).

Por possuírem parâmetros que devem ser sintonizados de acordo com a necessidade e especificidades da planta, são aplicados métodos conhecidos de sintonia aos mesmos, para estimar os parâmetros aproximados que satisfazem às necessidades do sistema. Existem diversos métodos de sintonia possíveis, que se adequam às situações específicas.

As possibilidades de utilização de controladores PID são diversas e irrestritas, principalmente quando o modelo matemático que define a resposta da planta não é conhecido, situação em que controladores PID com capacidades de sintonia automática se mostram os mais eficazes (OGATA, 2010).

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 OBJETIVO GERAL

Realizar o estudo aprofundado do sistema aero pêndulo balanceado, assim como modelar e implementar o controle PID que irá controlar a estrutura física do protótipo existente, integrando ações de controle e monitoramento do mecanismo via supervisor.

1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- a) Projetar o sistema aero pêndulo balanceado;
- b) Confeccionar as peças projetadas;
- c) Montar o aero pêndulo balanceado;
- d) Modelar o sistema de pêndulo balanceado utilizado;
- e) Desenvolver o *firmware* de controle responsável pela atuação no sistema;
- f) Desenvolver o sistema supervisor para interface e monitoramento de parâmetros;
- g) Implementar rotinas de auto ajuste para obtenção dos parâmetros ótimos para controle;
- h) Testar e validar o sistema de controle unificado com a planta.

1.2 JUSTIFICATIVA

Os sistemas que envolvem pêndulos são bastante versáteis, abrangendo diversas áreas de ensino, como matemática, física, automação, mecânica e programação. Tais sistemas estão sendo bastante utilizados no controle moderno, em dispositivos tecnológicos (robôs, dinâmica de foguetes, *hoverboards*, *drones*).

O estudo deste mecanismo possibilita uma integração de conceitos das diversas áreas, para a solução de um problema instável, cada vez mais presente nos ambientes acadêmicos. O aero pêndulo balanceado é uma variação de pêndulo que ainda é pouco estudada e possui material de consulta escasso.

Sistemas de controle podem, eventualmente, se tornar abstratos quando somente o conteúdo teórico é abordado. Para sanar essa dificuldade, esta classe de experimentos se mostra efetiva, pois é possível observar os diversos efeitos decorrentes de uma sintonia incorreta de parâmetros de controle, assim como a sintonia correta, identificar possibilidades de implementação que os sistemas supervisórios proporcionam, assim como a compreensão das linguagens de programação e possibilidades de *hardware* disponíveis atualmente, com baixo custo, miniaturizados e de desempenho e funcionalidade adequados.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão analisados os conhecimentos teóricos que formam a base necessária para o desenvolvimento do trabalho: o aero pêndulo balanceado, sistemas de controle, estado da arte, acionamento de motores, sistemas supervisórios e microcontroladores.

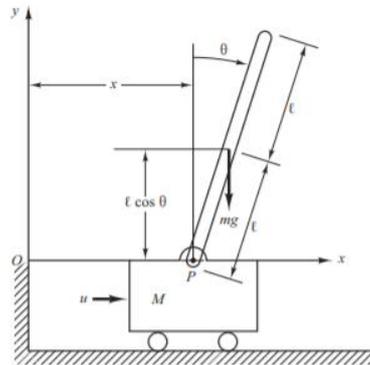
2.1 Aero Pêndulo Balanceado

O aero pêndulo balanceado é utilizado no estudo de técnicas de controle de sistemas, proporcionando um ensaio sobre os efeitos das mesmas. Segundo Ogata (2010), um sistema composto por um pêndulo é instável, pois necessita que uma força de controle mantenha o mesmo na posição desejada. Os pêndulos são sistemas compostos por hastes com o centro de gravidade deslocado do ponto de fixação. No sistema estudado, é utilizado um pêndulo com dois propulsores, com o objetivo de manter a haste do pêndulo em uma posição definida.

O sistema de pêndulo é uma importante ferramenta no estudo do comportamento de sistemas instáveis em malha aberta. Cada vez mais o controle deste mecanismo é analisado, já que o mesmo é utilizado em diversos segmentos da engenharia, como sistemas de inteligência artificial, estabilidade em meios de transporte, robôs, locomoção humana, entre outros.

Existem diversas variações de pêndulo que visam estudos matemáticos envolvendo a dinâmica dos mesmos, sendo a mais comum exposta na Figura 2. Neste caso, um pêndulo invertido, o sistema busca o equilíbrio através da base móvel, à qual a haste é fixada, com o objetivo de mantê-la na posição vertical, com pouco ou nenhum erro.

Figura 2 – Pêndulo invertido



Fonte: Ogata (2010).

Neste trabalho é verificado o modelo de pêndulo balanceado com propulsão por deslocamento de ar. O objetivo deste sistema é manter o ângulo de inclinação da haste na posição desejada, com o acionamento dos aero propulsores conectados às extremidades da haste acrílica.

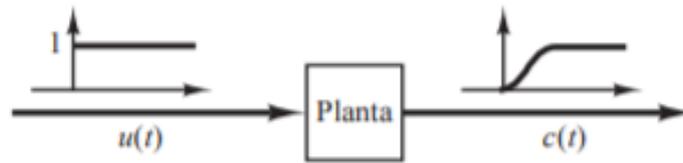
2.2 Sistemas de Controle

Sistemas de controle são caracterizados por processos que, quando combinados, possibilitam atingir um valor de saída do sistema, com desejada performance e estabilidade. O controle de distúrbios é uma das grandes vantagens dos sistemas de controle, pois a entrada desejada não irá ser modificada, então cabe ao sistema a sua adequação para que o valor de saída desejado seja atingido. (NISE, 2015).

2.2.1 Controle em Malha Aberta

O controle em malha aberta é caracterizado pelo não monitoramento da saída do sistema. O sinal de referência é aplicado, o sistema responde ao mesmo, porém não é possível ter conhecimento do erro que está sendo apresentado em sua saída, como indica a Figura 3.

Figura 3 – Resposta ao degrau de planta sem realimentação



Fonte: Ogata (2010).

Em um sistema que opera em malha aberta, também conhecido como não realimentado, o sinal de saída não executa ações de controle no sistema. Para cada variação de sinal de referência, um novo sinal de saída será atingido. Quando exatidão é desejada, será necessário realizar ajustes na planta. Sistemas em malha aberta só são passíveis de utilização quando não existem distúrbios no sistema e a função de transferência do mesmo for conhecida. (OGATA, 2010).

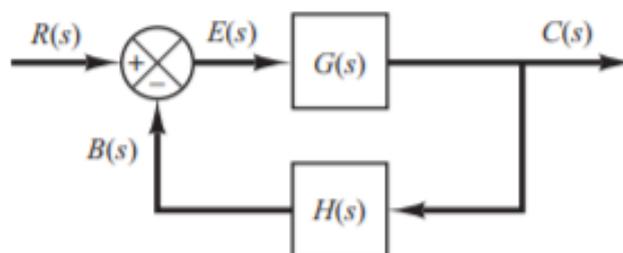
No trabalho desenvolvido, assumindo a necessidade de exatidão no posicionamento da haste, é descartada a possibilidade de controle do sistema em malha aberta, pois um dos principais objetivos da planta é responder adequadamente aos distúrbios que são inseridos durante a sua operação.

2.2.2 Controle em Malha Fechada

Um sistema que opera em malha fechada é utilizado quando se deseja ter uma resposta de como está evoluindo o sinal de saída com o tempo. O intuito deste tipo de sistema é verificar a variação entre o sinal de referência e o sinal de saída. Tal variação irá gerar o sinal de erro, que será utilizado para corrigir a saída, de modo a alcançar o valor de referência informado e nele permanecer. (OGATA, 2010).

Sistemas que necessitam de grande exatidão e precisão durante seu funcionamento, assim como respostas adequadas aos distúrbios sofridos pela planta, normalmente operam sob regime em malha fechada, garantindo a sua estabilidade. O diagrama de blocos de um sistema em malha fechada é exposto na Figura 4.

Figura 4 – Sistema de malha fechada



Fonte: Ogata (2010).

O controle em malha fechada permite inúmeras aplicações, tais como: aliviar e corrigir perturbações externas, ajuste na precisão de saída do sistema, estabilizar sistemas instáveis em malha aberta, entre outros.

Segundo Ogata (2010), um exemplo de sistema com realimentação altamente desenvolvido é o próprio corpo humano, que possui mecanismos extremamente complexos de adaptação e monitoramento, tornando o corpo humano relativamente insensível às perturbações externas, características que almejamos implementar em nossos sistemas a serem controlados.

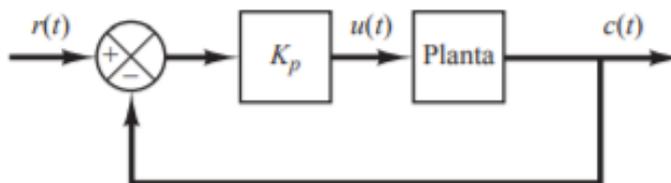
2.2.3 Controle PID

O controlador PID é o sistema de controle mais utilizado no mundo. É um sistema de controle em malha fechada que possibilita uma fácil modificação nos parâmetros de resposta do sistema, de acordo com o resultado desejado pelo engenheiro de controle. (ASTRÖM, 1995).

2.2.3.1 Controle PID – Ação Proporcional

O controle proporcional é caracterizado pela magnitude de resposta ao erro apresentado pelo sistema. Para grandes erros, o controlador proporcional atua de forma significativa, com o intuito de estabilizar a saída do sistema. Com erros pequenos, ocorre o contrário: a atuação do controlador proporcional é sutil, visando apenas corrigir o erro residual. Normalmente é utilizado como controlador série, posicionado na malha direta do sistema, após a realimentação, como é exposto na Figura 5 e sua equação de controle é expressa na equação (1). (OGATA, 2010).

Figura 5 – Controlador proporcional realimentado



Fonte: Ogata (2010).

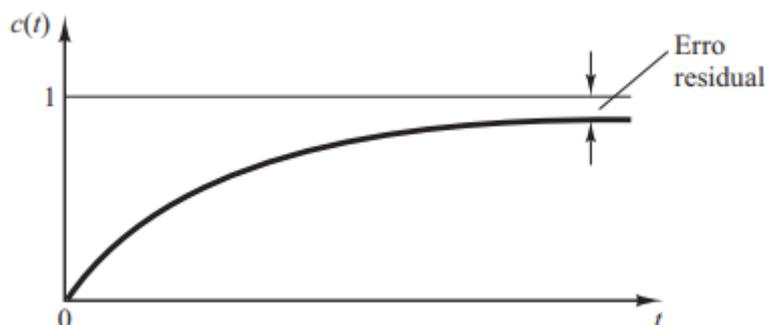
$$P(t) = Kp * erro(t) \quad (1)$$

Em que Kp representa o coeficiente que definirá a intensidade da resposta ao erro apresentado. Em muitos sistemas simples, o controle proporcional pode ser suficiente. Em sistemas mais complexos, a sua utilização pode ser mais delicada, pois uma das principais características do controlador proporcional é que ele não corrige erros apresentados em regime estacionário, o que torna necessária a implementação de um controlador de ação integral.

2.2.3.2 Controle PID – Ação Integral

A principal função do controlador integral é garantir que o erro em regime estacionário seja nulo, algo que não pode ser obtido utilizando somente o controlador proporcional. (ASTRÖM, 1995). De modo a reduzir este erro, apresentado na Figura 6, e alcançar o sinal definido na referência, é inserido o controle integral. Este, por sua vez, atua quando há erro presente, acumulando o somatório dos mesmos, e sua parcela de influência no resultado dependerá, também, da amplitude dos erros obtidos. Para grandes erros, o controle integral acumulará rapidamente, já para pequenos erros, seu acúmulo será mais lento. O controlador integral é caracterizado por sua resposta mais lenta, pois acumula os erros ao longo do tempo. Essa característica, aliada a ajustes incorretos dos ganhos do controlador, pode levar a planta a operar de modo instável. (OGATA, 2010).

Figura 6 – Erro em regime estacionário – controlador proporcional



Fonte: Ogata (2010).

O controlador integral é bastante útil para corrigir erros de operação no regime estacionário, quando o sinal está próximo do erro nulo. Entretanto, quando o erro apresentado é significativo e duradouro, como em uma mudança do sinal de referência, o controlador poderá acumular excessivamente, podendo levar o sistema à instabilidade. Essa característica é conhecida como *windup* do controlador integral, e para evitá-la, é utilizada a técnica conhecida como integração condicional, ou *clamping*, que permite a atuação do mesmo somente quando o erro está dentro de uma região especificada. (TAYLOR, 2017). A expressão que rege o controle integral é apresentada na equação (2).

$$I = Ki \int_0^t \text{erro}(T) dT \quad (2)$$

Em que Ki representa o coeficiente que define a intensidade de acúmulo de erro com que o controlador integral irá operar.

2.2.3.3 Controle PID – Ação Derivativa

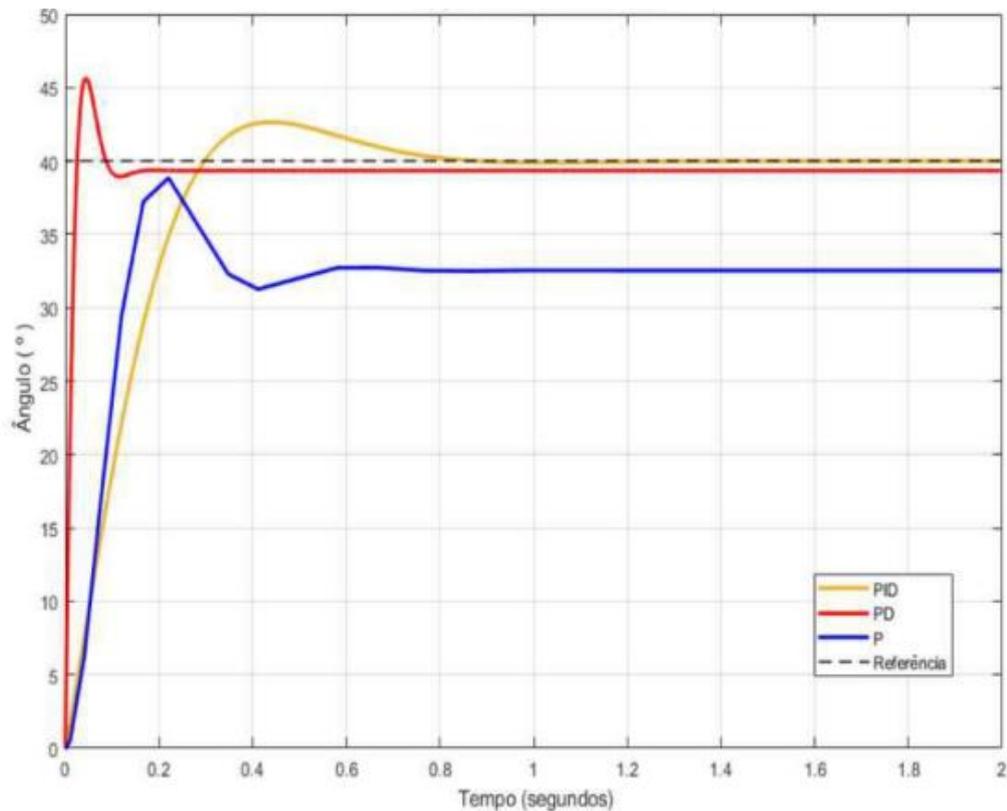
A ação derivativa é bastante utilizada no controle de movimentos, já que diminui o tempo de estabilização da resposta do sistema que utiliza apenas os modos proporcional e integral, melhorando a precisão do conjunto. Este controlador monitora a evolução do erro em um certo intervalo de tempo, o que possibilita prever o comportamento da saída em um futuro próximo e ajustar a ação de controle, evitando

que o erro apresentado pelo sistema seja elevado. Sabendo disso, é possível que o algoritmo atue na planta, de modo a controlar variações bruscas e evitar sobressinal. (CTMS, s.d.). A equação que rege o controle derivativo é apresentada em (3).

$$D = Kd * \frac{de(t)}{dt} \quad (3)$$

Em que Kd representa o coeficiente que define a agressividade do controlador derivativo, conforme a variação do erro no intervalo de tempo amostrado. Na Figura 7, é ilustrada a correção do sinal de saída utilizando diferentes combinações dos controles apresentados, sendo discretizados para a utilização em microcontroladores.

Figura 7 – Comparativo P, PD e PID discretizados



Fonte: Júnior (2019).

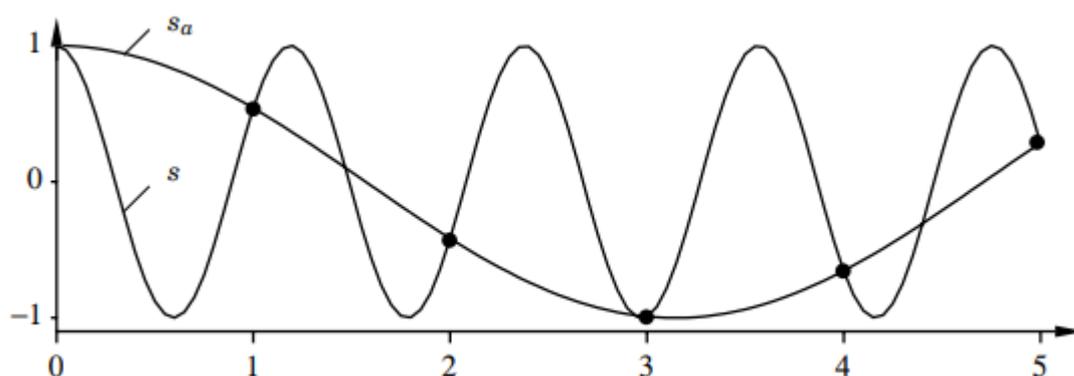
Como pode ser observado, o controle PID é o ideal quando é necessário um sistema com resposta estável e com boa exatidão.

2.2.4 Controle PID Discreto

Quando um controlador digital é implementado, as entradas e saídas analógicas são verificadas a cada intervalo de tempo, que é conhecido como tempo de amostragem. Ao contrário dos sistemas analógicos, em que todas as ações ocorrem em tempo real, esse tempo de amostragem introduz *delay* no *loop* de controle. (ASTRÖM, 1995).

Como a taxa de amostragem define o intervalo entre atualizações de entradas e saídas, pode ocorrer a existência do fenômeno conhecido como *aliasing*. O *aliasing*, apresentado na Figura 8, representa a incorreta seleção da taxa de amostragem, com relação ao sistema que está sendo controlado, e deve ser evitado.

Figura 8 – Ocorrência do *aliasing*



Fonte: Aström (1995).

Como é possível observar, devido à incorreta definição da taxa de amostragem do sistema de controle, são realizadas as rotinas com base na leitura do sinal S_a , enquanto o verdadeiro sinal presente na entrada analógica do controlador é o de valor S . Acertado o tempo de amostragem, é necessário definir o funcionamento de um controle PID discreto. Como os microcontroladores não são capazes de resolver equações diferenciais e integrais em tempo contínuo, são utilizadas aproximações que são utilizadas nas equações de controle. (ASTRÖM, 1995).

2.2.4.1 Controle PID Discreto – Ação Proporcional

Para a ação proporcional, é necessário substituir as variáveis em tempo contínuo, expostas na equação (4), por seus respectivos valores amostrados, expostos na equação (5).

$$P = K * (Setpoint - Output) \quad (4)$$

$$P(n) = K * (Setpoint (n) - Output (n)) \quad (5)$$

2.2.4.2 Controle PID Discreto – Ação Integral

Para a ação integral, foi realizada a aproximação por *forward differences*. A equação (6) representa o controlador integral no tempo contínuo, discretizada na equação (7) e com a aproximação realizada na equação (8). O resultado da técnica de aproximação da integração é exposto na equação (9), que pode ser implementada em um microcontrolador. (ASTRÖM, 1995).

$$I(t) = K_i \int_0^t e(s) ds \quad (6)$$

$$\frac{dI}{dt} = K_i * e \quad (7)$$

$$\frac{I(n+1) - I(n)}{T_{amostragem}} = K_i * erro(n) \quad (8)$$

$$I(n+1) = I(n) + (K_i * T_{amostragem} * erro(n)) \quad (9)$$

2.2.4.3 Controle PID Discreto – Ação Diferencial

Para a ação diferencial, foi realizada a aproximação por *backward differences*. A equação (10) representa o controlador diferencial no tempo contínuo. Quando aplicada a técnica de aproximação, é obtida a equação (11), que pode ser implementada em um microcontrolador.

$$D = Kd * \frac{de}{dt} \quad (10)$$

$$D(n) = Kd * \frac{\text{erro}(n) - \text{erro}(n - 1)}{T_{\text{amostragem}}} \quad (11)$$

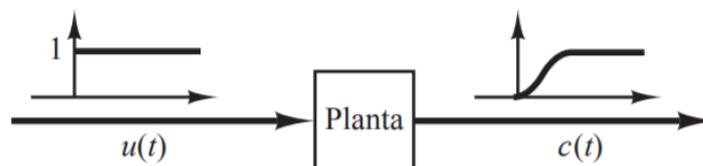
2.2.5 Ajuste Automático de Parâmetros de Controle

Existem, basicamente, dois tipos de método de sintonia de controladores PID disponíveis para utilização: analíticos e experimentais. Nos métodos analíticos, em que a função de transferência que rege o sistema é conhecida, é possível utilizar uma variedade de técnicas de sintonia para estimar os parâmetros ótimos do sistema. Por outro lado, se a função de transferência do sistema não é conhecida, torna-se necessária a utilização dos métodos de sintonia experimentais. Nestes, os parâmetros ótimos são definidos com base na resposta da planta à um determinado estímulo.

2.2.5.1 1º Método de Ziegler-Nichols

No primeiro método sugerido por Ziegler-Nichols, os parâmetros de sintonia são definidos com base nas características da resposta do sistema a determinados valores de referência. O primeiro método analisa a resposta em malha aberta do sistema, quando estimulado por uma entrada do tipo degrau unitário, como na Figura 9. Este método é aplicável somente se a resposta obtida na saída tomar o formato de uma curva em S, ou seja, se a planta não possuir componentes integradores ou polos complexos conjugados dominantes. (OGATA, 2010).

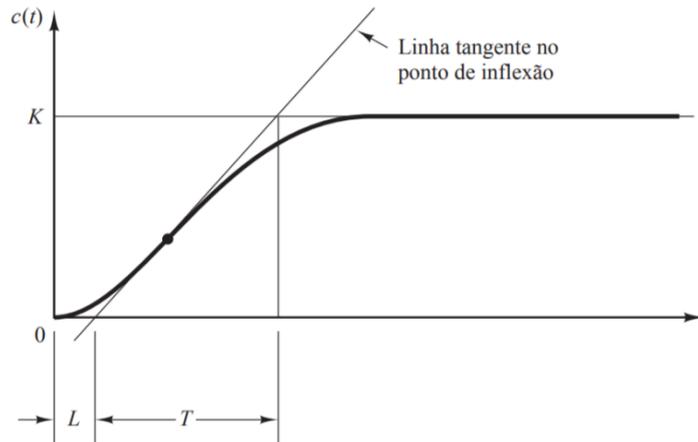
Figura 9 – Excitação da planta em malha aberta



Fonte: Ogata (2010).

Com a excitação ilustrada acima, Ziegler-Nichols propõe um método de sintonia de acordo com a resposta ao degrau obtida na saída do sistema, exposta na Figura 10.

Figura 10 – Resposta em malha aberta



Fonte: Ogata (2010).

Como é possível observar, a saída do sistema, excitado pela entrada ao degrau, apresenta a forma de uma curva em formato de S, indispensável para a aplicação do método. Com a resposta obtida, é possível determinar duas constantes, L e T , que são atraso e constante de tempo, respectivamente. Ambos são obtidos através da identificação da curva que tangencia o ponto de inflexão, cuja função de transferência pode ser aproximada por um sistema de primeira ordem com atraso de transporte, conforme indicado na equação (12). (OGATA, 2010).

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (12)$$

A partir da análise dos dados obtidos, Ziegler-Nichols sugeriram uma série de relações para determinar os valores dos coeficientes do controlador, que são apresentadas no Quadro 1.

Quadro 1 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols – 1º método

| Tipo de controlador | K_p | T_i | T_d |
|---------------------|-------------------|-----------------|--------|
| P | $\frac{T}{L}$ | ∞ | 0 |
| PI | $0,9 \frac{T}{L}$ | $\frac{L}{0,3}$ | 0 |
| PID | $1,2 \frac{T}{L}$ | $2L$ | $0,5L$ |

Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

Desta forma, substituindo os parâmetros propostos no primeiro método de Ziegler-Nichols na equação do controlador PID, é possível obter a equação modificada para comportar este método de sintonia, apresentada na equação (15).

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

$$G_c(s) = 1,2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2L \cdot s} + 0,5L \cdot s \right) \quad (14)$$

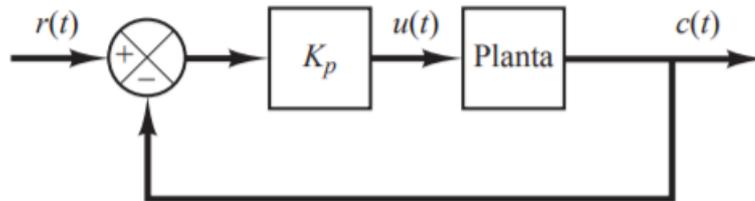
$$G_c(s) = 0,6T \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \quad (15)$$

2.2.5.2 2º Método de Ziegler-Nichols

Caso o primeiro método não seja aplicável, Ziegler-Nichols ainda propõe uma segunda opção de sintonia, com base na oscilação da resposta em regime estacionário do sistema. Atuando somente na constante de ganho proporcional, isto é, constante integral torna-se zero, e constante derivativa torna-se zero, é possível aumentar gradualmente o ganho proporcional K_p , de modo que, ao obter o valor crítico para o mesmo, denominado K_{cr} , a saída oscilará de forma sustentada. Novamente, o método tem limitações, e só é aplicável à sistemas que apresentem oscilações sustentadas quando um determinado ganho crítico é alcançado. Ao contrário do

primeiro método apresentado, este utiliza realimentação unitária para a identificação da oscilação, apresentado na Figura 11. (OGATA, 2010).

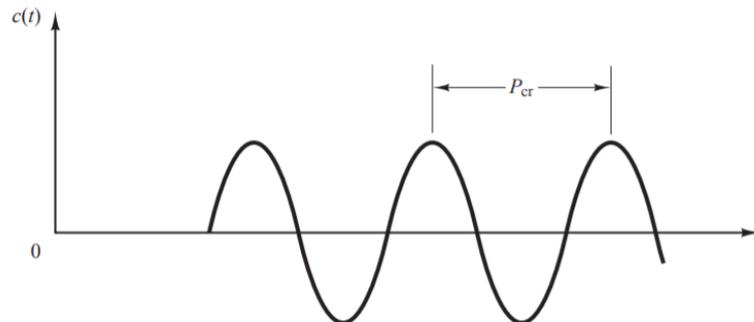
Figura 11 – Estrutura 2º método de sintonia de Ziegler-Nichols



Fonte: Ogata (2010).

Quando a oscilação sustentada é obtida pela primeira vez, utilizando o método citado, são obtidos dois parâmetros: K_{cr} e P_{cr} , que são o ganho crítico e período crítico, respectivamente. O período crítico é obtido utilizando o mesmo ponto de oscilação como referência, como dois picos, conforme exposto na Figura 12.

Figura 12 – Oscilação sustentada em K_{cr}



Fonte: Ogata (2010).

Com os parâmetros obtidos, Ziegler-Nichols sugerem algumas relações entre eles, de modo a definir ajustes adequados ao controlador, como exposto no Quadro 2.

Quadro 2 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols – 2º método

| Tipo de controlador | K_p | T_i | T_d |
|---------------------|--------------|-----------------------|---------------|
| P | $0,5K_{cr}$ | ∞ | 0 |
| PI | $0,45K_{cr}$ | $\frac{1}{1,2}P_{cr}$ | 0 |
| PID | $0,6K_{cr}$ | $0,5P_{cr}$ | $0,125P_{cr}$ |

Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

Sintonizando o controlador com as regras expostas no segundo método de Ziegler-Nichols, é possível chegar à equação (18).

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right) \quad (16)$$

$$G_c(s) = 0,6K_{cr} \left(1 + \frac{1}{0,5P_{cr} \cdot s} + 0,125P_{cr} \cdot s \right) \quad (17)$$

$$G_c(s) = 0,075K_{cr} \cdot P_{cr} \frac{\left(s + \frac{4}{P_{cr}} \right)^2}{s} \quad (18)$$

Ambos os métodos expostos por Ziegler-Nichols se mostram bastante úteis, especialmente quando a função de transferência da planta não é conhecida, tornando limitadas as opções de sintonia possíveis.

2.2.5.3 Método SIMC de Skogestad e Grimholt

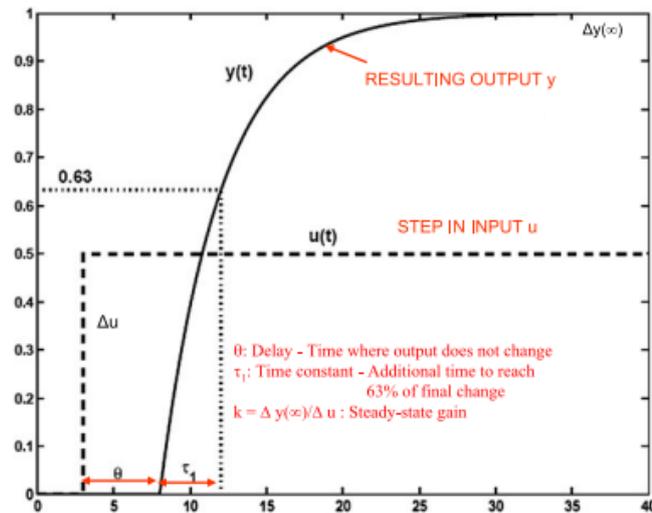
As sugestões de Sigurd Skogestad e Chriss Grimholt para a sintonia de controladores PID são baseadas nas propostas por Ziegler-Nichols, o método *Internal Model Control* (IMC) de sintonia proposto por Rivera et al. e as técnicas de sintonia sugeridas por Smith e Corripio. Inicialmente, é necessário aproximar a função de transferência da planta para uma função de transferência de primeira ou segunda ordem, que seguem a forma expressa na equação (19) e equação (20), respectivamente. (GRIMHOLT; SKOGESTAD, 2012).

$$g_1(s) = \frac{k'}{s + \frac{1}{T_1}} * e^{-\theta.s} \quad (19)$$

$$g_2(s) = \frac{k}{(T_1s + 1).(T_2s + 1)} * e^{-\theta.s} \quad (20)$$

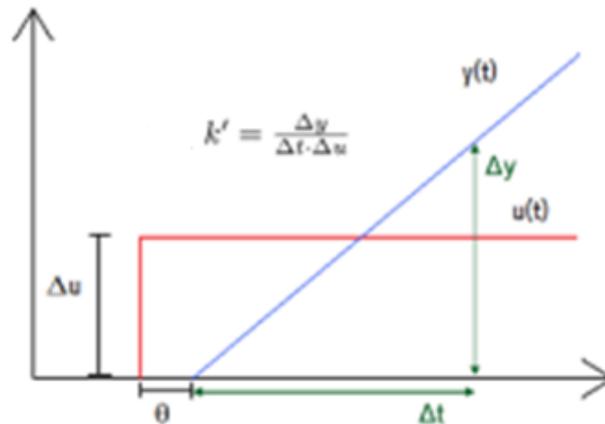
Ao aproximar a planta para os modelos descritos, seja de primeira ou segunda ordem, é necessário estimar alguns parâmetros, como ganho da planta, tempo de atraso de transporte e constante de tempo dominante. Os parâmetros são obtidos através da análise da resposta do sistema quando aplicada uma entrada em degrau, em malha aberta. (GRIMHOLT; SKOGESTAD, 2012). A Figura 13 ilustra a obtenção dos parâmetros, para uma aproximação de primeira ordem do sistema analisado. Já a Figura 14 indica a obtenção dos parâmetros necessários, quando a planta apresenta componentes integradores, como é o caso do trabalho estudado.

Figura 13 – Obtenção de parâmetros para o método SIMC



Fonte: Grimholt e Skogestad (2012).

Figura 14 – Obtenção de parâmetros para sistemas integradores



Fonte: Grimholt e Skogestad (2012).

A Tabela 1 resume as sugestões de sintonia para casos especiais, utilizando apenas o parâmetro τ_c para a configuração do tipo de resposta que o sistema apresentará, conforme segue:

$\tau_c = \theta$, para uma resposta padrão;

$\tau_c = 1,5 \cdot \theta$, para uma resposta suave;

$\tau_c = 0,5 \cdot \theta$, para uma resposta agressiva. (GRIMHOLT; SKOGESTAD, 2012).

Tabela 1 – Método SIMC para casos especiais

| Processo | $G(s)$ | K_c | T_I | T_D |
|---------------------------|---|---|---|----------------------|
| Primeira ordem | $\frac{k \cdot e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)}$ | $\frac{1}{k} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_c + \theta}$ | $\min \{ \tau_1, 4(\tau_c + \theta) \}$ | – |
| Segunda ordem | $\frac{k \cdot e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1) \cdot (\tau_2 s + 1)}$ | $\frac{1}{k} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_c + \theta}$ | $\min \{ \tau_1, 4(\tau_c + \theta) \}$ | τ_2 |
| Atraso de transporte puro | $k \cdot e^{-\theta s}$ | 0 | 0 | – |
| Integrador | $\frac{k' \cdot e^{-\theta s}}{s}$ | $\frac{1}{k'} \cdot \frac{1}{(\tau_c + \theta)}$ | $4(\tau_c + \theta)$ | – |
| Integrador com lag | $\frac{k' \cdot e^{-\theta s}}{s \cdot (\tau_2 s + 1)}$ | $\frac{1}{k'} \cdot \frac{1}{(\tau_c + \theta)}$ | $4(\tau_c + \theta)$ | τ_2 |
| Duplo integrador | $\frac{k'' \cdot e^{-\theta s}}{s^2}$ | $\frac{1}{k''} \cdot \frac{1}{4 \cdot (\tau_c + \theta)^2}$ | $4(\tau_c + \theta)$ | $4(\tau_c + \theta)$ |

Fonte: Adaptado de Grimholt e Skogestad (2012).

A partir do resumo, são obtidos os parâmetros das equações (21), (22) e (23). Para o controlador PID paralelo, é necessário utilizar as relações previstas na equação (24).

$$k_c = \frac{1}{K^n} \cdot \frac{1}{4 \cdot (\tau_c + \theta)^2} \quad (21)$$

$$\tau_I = 4 \cdot (\tau_c + \theta) \quad (22)$$

$$\tau_D = 4 \cdot (\tau_c + \theta) \quad (23)$$

$$f = 1 + \frac{\tau_d}{\tau_i}, \quad k'_c = k_c * f, \quad \tau'_I = \tau_I * f, \quad \tau'_D = \frac{\tau_D}{f} \quad (24)$$

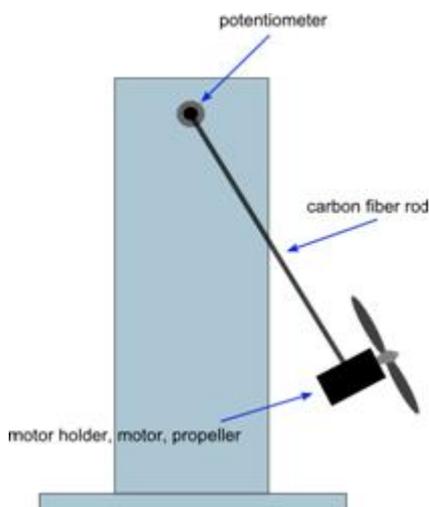
2.3 Estado da Arte

Ao pesquisar sobre *aeropendulum* no repositório do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), são retornados 3 resultados, o que indica que existem poucos trabalhos acadêmicos que abordam os sistemas de controle empregados em aero pêndulos, sejam eles simples, duplos ou balanceados, como é o caso deste trabalho. A seguir, serão expostas as principais características e análise de resultados de alguns trabalhos que utilizam como base os princípios de pêndulo.

2.3.1 Arizona Aeropendulum Project

O protótipo estudado por Enikov (2012), da Universidade do Arizona, é o exposto na Figura 15. É constituído por uma haste, conectada a um *encoder* que avaliará a posição angular da mesma, e um motor com propulsor em sua extremidade.

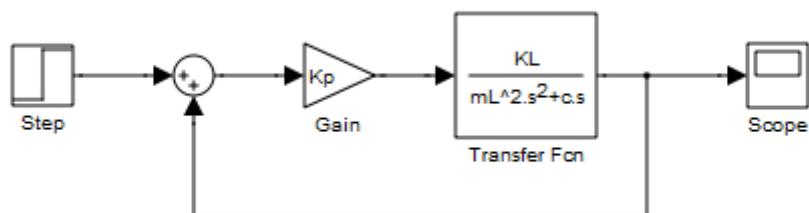
Figura 15 – Projeto aero pêndulo simples



Fonte: Enikov (2012).

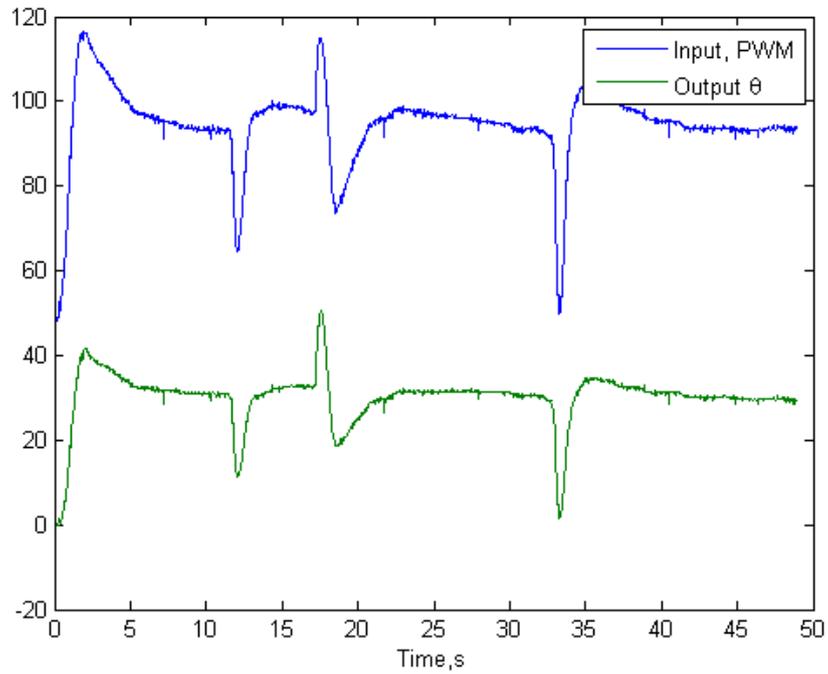
Inicialmente, são identificadas as características dinâmicas do sistema de pêndulo com propulsão, encontrando a função de transferência da planta, que apresenta não linearidades. Em seguida, é aplicada uma técnica que possibilita a linearização da planta, chamada de realimentação linearizante, que permite o estudo e controle do sistema, assumindo que o mesmo se aproxime da linearidade. A Figura 16 ilustra o sistema já linearizado, com a técnica mencionada. (ENIKOV, 2012).

Figura 16 – Sistema linearizado

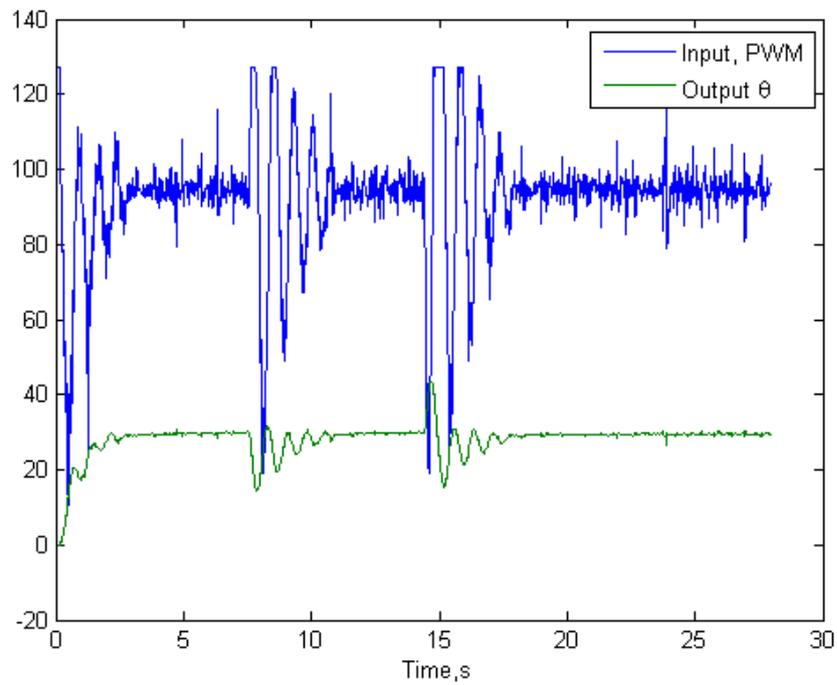


Fonte: Enikov (2012).

Com as equações que regem o sistema desenvolvidas, foram realizados ensaios no MATLAB para avaliar parâmetros que fazem parte da função de transferência da planta. Foram criados dois compensadores para analisar a resposta da planta aos mesmos: *lag* e *lead*, que são expostos nas Figuras 17 e 18. Estes compensadores atuam na resposta em frequência do sistema, aumentando a estabilidade e confiabilidade do mesmo. (ENIKOV, 2012).

Figura 17 – Compensador *Lag*

Fonte: Enikov (2012).

Figura 18 – Compensador *Lead*

Fonte: Enikov (2012).

2.3.2 Aero Pêndulo utilizando MBD

O trabalho proposto por Júnior (2019) objetiva construir e analisar um aero pêndulo simples, sem sistema de contrapeso, que é exposto na Figura 19.

Figura 19 – Aero pêndulo simples

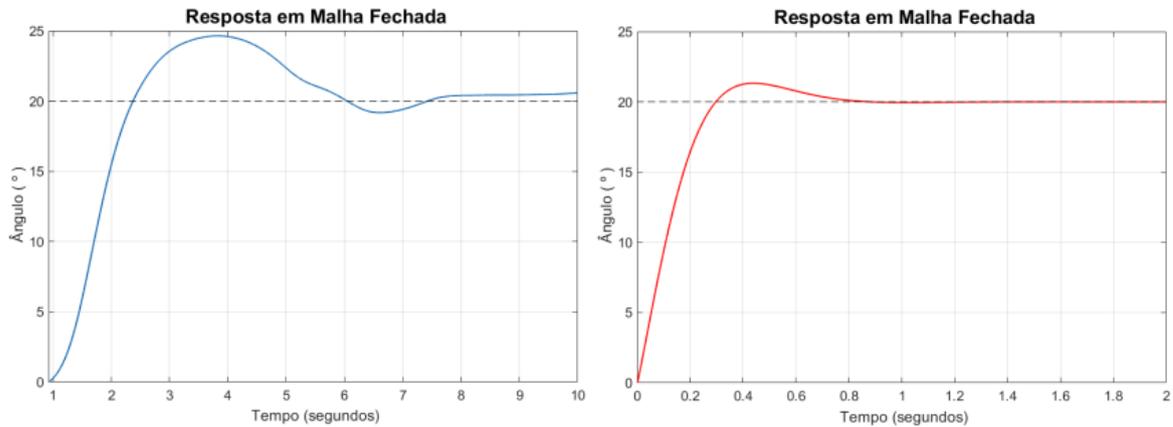


Fonte: Júnior (2019).

Nesse trabalho, o objetivo é utilizar o método de desenvolvimento conhecido como *Model-Based Design* (MBD), que possibilita a modelagem dinâmica do sistema em um ambiente de fácil programação, utilizando o MATLAB. (JÚNIOR, 2019). Após a construção do protótipo, foi identificada a função de transferência que rege o movimento do sistema e, aplicando a técnica MBD, é possível simular o comportamento do sistema no ambiente MATLAB. Para a construção do controlador PID, foi utilizada a ferramenta de sintonia de controladores, identificando parâmetros para controlador proporcional (P), proporcional-derivativo (PD) e PID, posteriormente avaliando o comportamento da saída do sistema. (JÚNIOR, 2019). A Figura 20 ilustra

o resultado obtido, em azul para o experimento prático, e em vermelho para o sistema simulado.

Figura 20 – Resposta do pêndulo em malha fechada

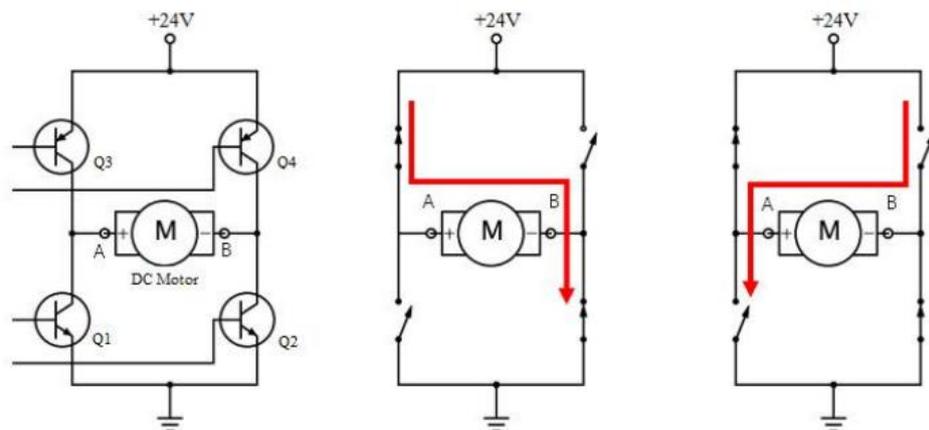


Fonte: Júnior (2019).

2.4 Acionamento DC

Para o controle de motores de corrente contínua (DC), são normalmente utilizados MOSFET's, acionados por controladores. Na Figura 21, é apresentado o esquema básico de acionamento de um motor DC utilizando a topologia conhecida como ponte H.

Figura 21 – Acionamento com ponte H



Fonte: Ozer (2017).

Neste esquema, o sinal de controle é enviado aos terminais de acionamento, que irão operar os transistores como chave. Quando conduzindo, o motor será

acionado, de modo pulsado ou contínuo. Este modo de acionamento é bastante utilizado quando há a necessidade de reversão do sentido de rotação do motor controlado.

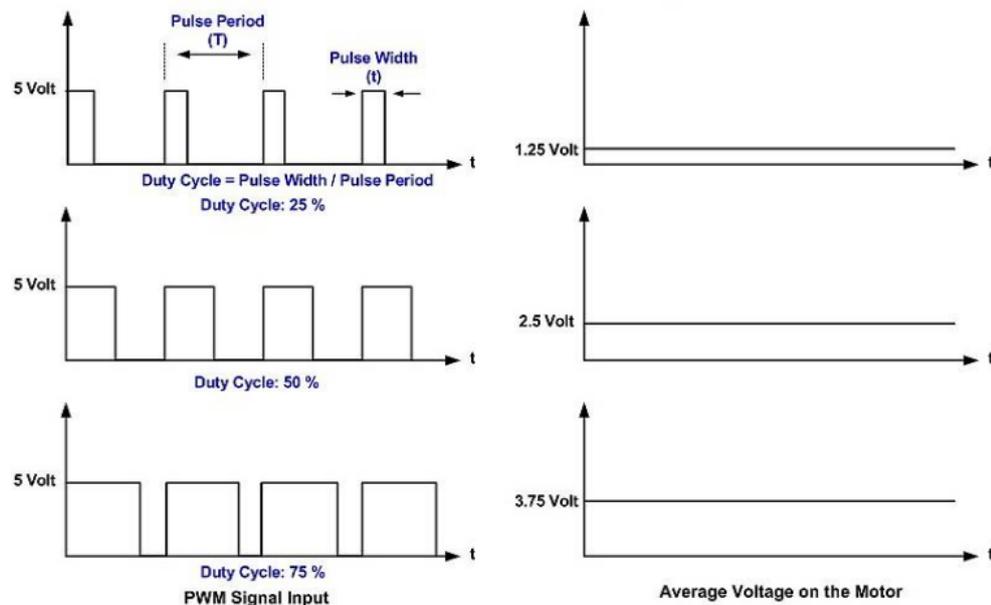
O acionamento do circuito pode ser realizado de modo sem controle de velocidade, somente acionando os transistores como chave, durante o período de tempo desejado, ou controlado de maneira gradual, através do controle PWM, que varia o ciclo ativo que será utilizado para acionar os transistores. A equação (25) indica o cálculo do ciclo ativo, com base no período de acionamento.

$$Duty\ Cycle\ (\%) = \frac{T_{on}}{T} \cdot 100 \quad (25)$$

Em que T_{on} representa o tempo de acionamento da saída e T representa o período do sinal de saída utilizado.

O *duty cycle* representa a porção da tensão de alimentação que será repassada à carga. A frequência de chaveamento deve ser suficiente para que o motor transcreva esse sinal pulsado recebido em um sinal de tensão média, controlando a sua velocidade adequadamente, como mostra a Figura 22.

Figura 22 – *Duty cycle* e tensão média



Fonte: Ozer (2017).

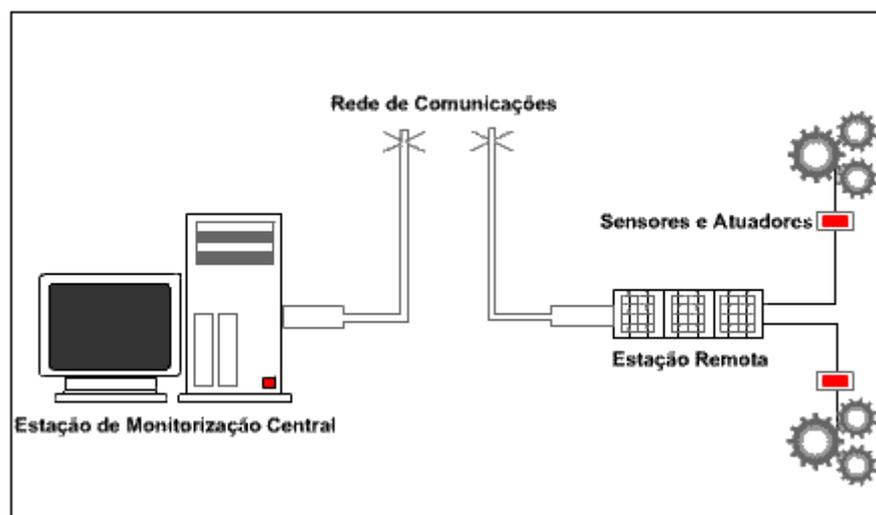
Este controle possui fácil implementação e custo ínfimo para o acionamento de pequenos motores.

2.5 Sistemas Supervisórios

Os sistemas supervisórios surgiram com a necessidade de centralizar as informações de uma planta industrial, que possui diversas aplicações de funcionamento crítico espalhados pela unidade. Quando as informações são centralizadas, é possível monitorar todos os equipamentos do processo fabril em uma estação de controle, verificando índices e executando ações em atuadores, caso necessário. (COELHO, 2010).

Sua estrutura de comunicação é baseada em redes industriais. Nos equipamentos, existem os controladores lógicos programáveis (CLP's), que são projetados para monitorar sinais de sensores e execução de ações sobre atuadores, dentre outras possibilidades de utilização. Estes controladores, por sua vez, podem realizar comunicação com um computador executando o *software* supervisório, que irá exibir os dados de modo que possibilite uma fácil e rápida interpretação. O seu objetivo é focado em expor os processos internos do CLP, bem como a aquisição de suas entradas e saídas. (COELHO, 2010). A Figura 23 representa um processo fabril que utiliza sistemas supervisórios.

Figura 23 – Estrutura de comunicação



Fonte: Coelho (2010).

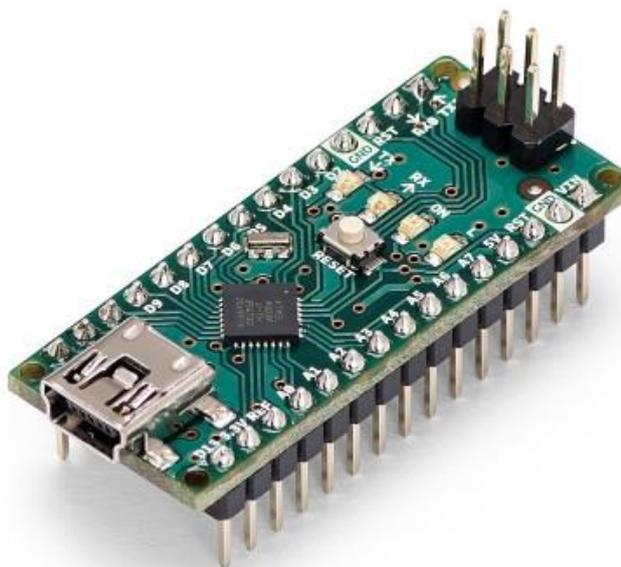
2.6 Microcontrolador

Um microcontrolador é um circuito integrado dotado de unidade de processamento, memórias e dispositivos de entrada e saída. Por ser bastante miniaturizado, é muito utilizado em sistemas que necessitem de eletrônica embarcada com baixo custo, baixo consumo energético e confiabilidade. (CARDOSO, 2020).

2.6.1 ARDUINO NANO

A Arduino Nano é uma placa de prototipação eletrônica que utiliza como processador o circuito integrado Atmega328. Dispõe de diversos terminais com habilitação de PWM, entradas analógicas e comunicações diversas. Por ser uma placa de projeto mais antigo e simples, não apresenta funcionalidades como conectividade *wireless* e *bluetooth*, assim como conversores digital-analógico (DAC). É programável via interface de programação Arduino IDE, cuja utilização é prática e bastante intuitiva. Na Figura 24 é exibida a placa utilizada no projeto.

Figura 24 – Placa de desenvolvimento Arduino Nano



Fonte: Arduino (2021).

No Quadro 3 são expostas as principais características e funcionalidades do microcontrolador utilizado.

Quadro 3 – Especificações Arduino nano

| | |
|----------------|----------------|
| Arquitetura | AVR 8 Bits |
| Frequência CPU | 16 MHz |
| Pinos GPIO | 22 |
| Pinos ADC | 8 |
| Pinos PWM | 6 |
| Memória RAM | 2 kB |
| Memória ROM | 32 kB |
| Comunicações | SPI, I2C, UART |

Fonte: Adaptado de Arduino (2021).

No capítulo 3 serão analisados todos os aspectos teóricos e práticos da planta a ser controlada, assim como as modificações e aproximações que foram necessárias para que os resultados obtidos fossem satisfatórios.

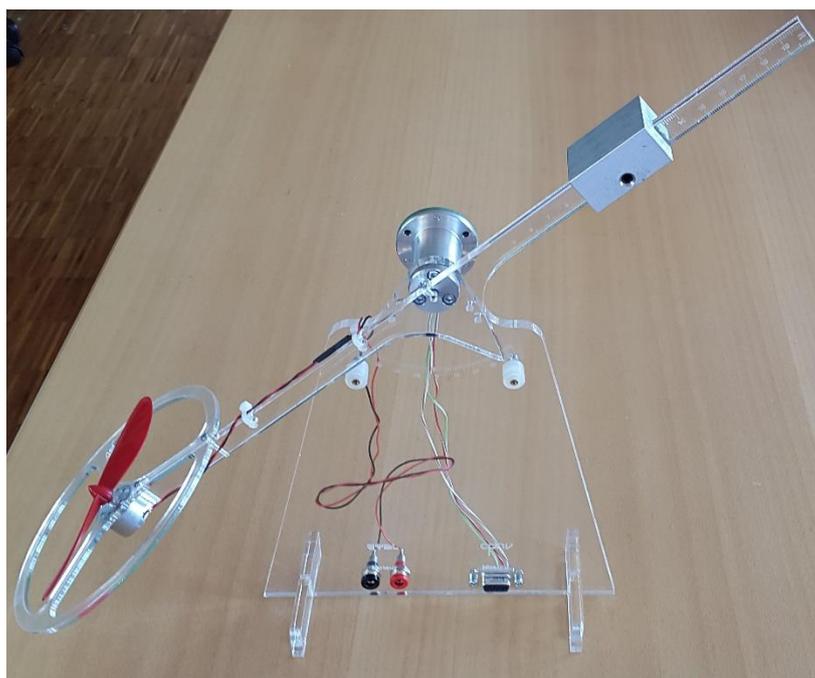
3 METODOLOGIA

Neste capítulo será abordada a metodologia utilizada para o desenvolvimento do estudo, descrevendo as equações que regem o movimento do sistema, projeto e análise de resultados do controlador e desenvolvimento de *software* supervisor.

3.1 Aero Pêndulo – Desenvolvimento Teórico

O projeto abordado neste trabalho é uma adaptação da plataforma de estudos difundida pela *Ecole Technique – Ecole des Métiers de Lausanne* (ETML), com sede na Suíça. O protótipo original utiliza um motor propulsor em uma extremidade da haste, e um contrapeso com posição variável em outra, como mostra a Figura 25.

Figura 25 – Aero pêndulo com contrapeso

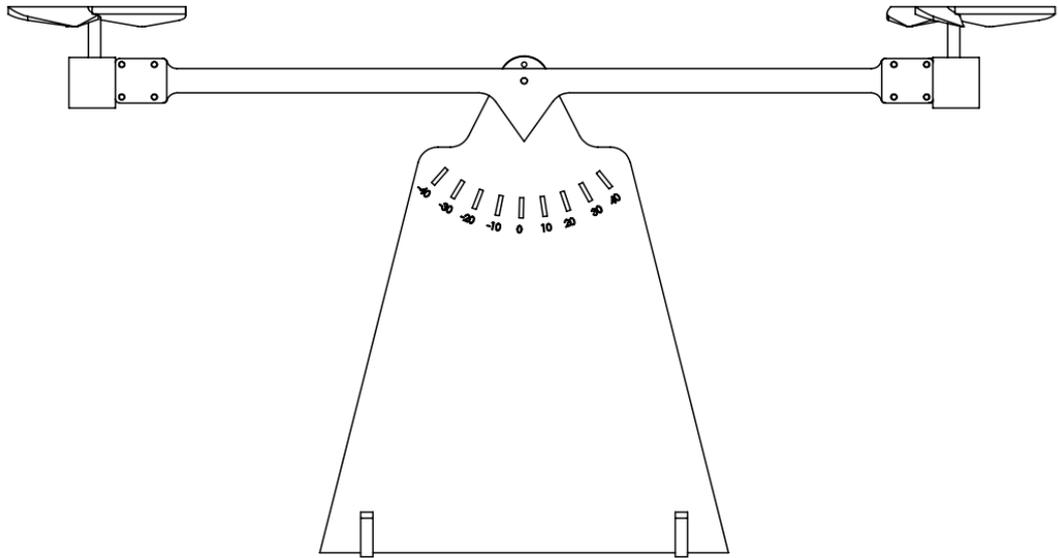


Fonte: WorldSkills (2009).

A definição da posição do contrapeso altera a dinâmica de movimento do sistema, tornando-o um ótimo tópico de desenvolvimento acadêmico. Nos testes realizados no protótipo, verificou-se que o sistema poderia responder de modo mais rápido caso fosse utilizado outro tipo de motor e concepção de pêndulo, razão pela qual o projeto foi modificado, eliminando o contrapeso e adicionando motores utilizados em *drones* nas extremidades. Esta modificação, ilustrada na Figura 26,

possibilitou verificar uma operação desejável da planta: rápida resposta, tornando o estudo do sistema mais atrativo.

Figura 26 – Sistema de pêndulo balanceado proposto



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Este sistema envolve, basicamente, dois componentes essenciais para o controle do movimento. O motor, representado na Figura 27, é responsável pela conversão de energia elétrica em propulsão e possui modelo 0720, enquanto o potenciômetro, apresentado na Figura 28, é utilizado para identificar a posição angular do braço do pêndulo e possui modelo 3382H. As características do motor são apresentadas no Quadro 4.

Figura 27 – Motor 0720



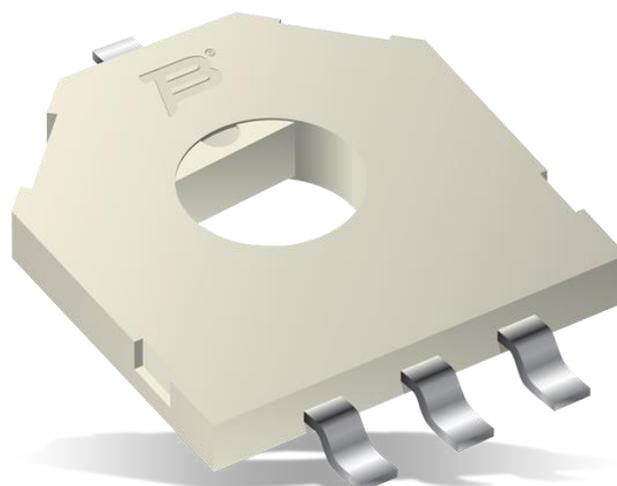
Fonte: Fabtolab (2021).

Quadro 4 – Especificações do motor

| | |
|----------------------|--------------------------------------|
| Tensão máxima | 5 V |
| Corrente nominal | 1,8 A @ 3,7 V |
| Corrente sem carga | 0,1 A @ 3,7 V |
| Corrente máxima | 2 A @ 3,7 V; 2.2 A @ 4,2 V |
| Potência máxima | 7,4 W |
| Resistência interna | 0,5 Ω |
| Velocidade sem carga | 41500 rpm @ 3,7 V; 46500 rpm @ 4,2 V |

Fonte: Adaptado de Fabtrolab (2021).

Figura 28 – Sensor de posição angular 3382



Fonte: Mouser (2021).

O Quadro 5 indica as especificações técnicas do sensor utilizado no projeto. Este sensor possui um orifício onde é conectado o eixo da haste principal do protótipo.

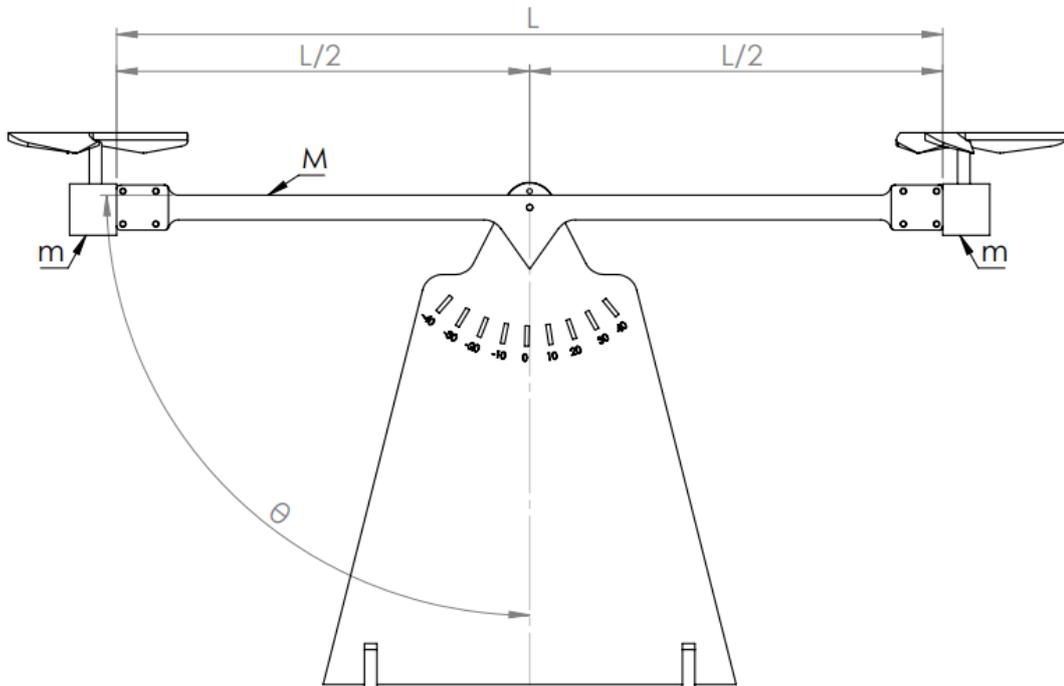
Quadro 5 – Especificações do sensor

| 3382-502H | |
|----------------------|---------------------|
| Resistência padrão | 5 k Ω |
| Linearidade | 2 % |
| Resolução | Idealmente infinita |
| Tensão de isolamento | 500 VDC |
| Ângulo de operação | 330 ° |

Fonte: Adaptado de Mouser (2021).

A variação angular do aero pêndulo é de -45° a $+45^\circ$, resultando em uma variação angular máxima de 90° . A Figura 29 descreve as dimensões e massas presentes no sistema, que são utilizadas no equacionamento do movimento da planta.

Figura 29 – Dimensões do sistema



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O Quadro 6 identifica as variáveis descritas na Figura 29.

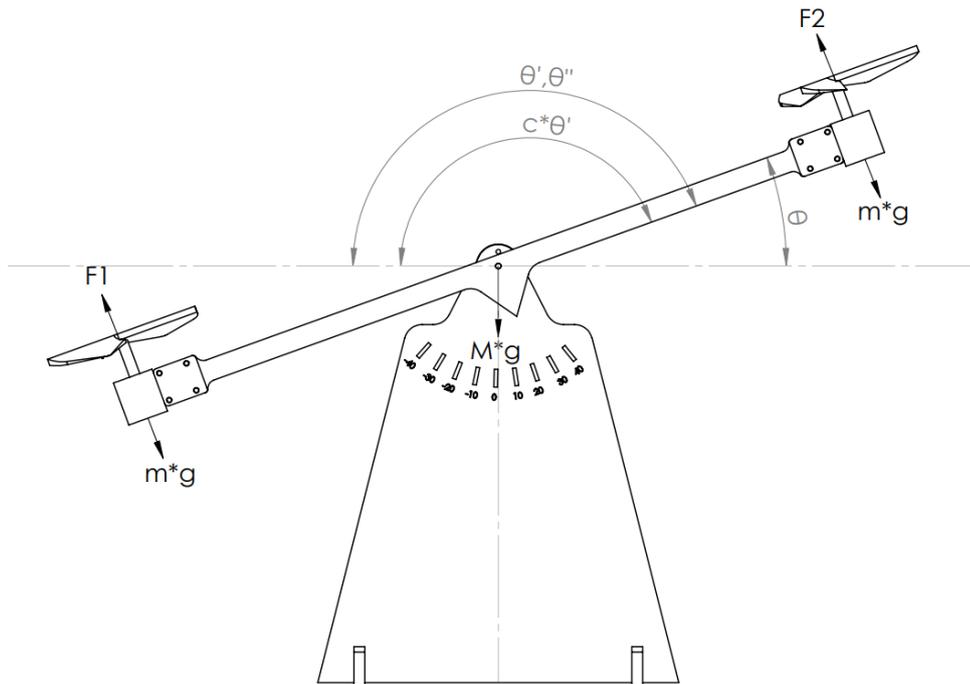
Quadro 6 – Dimensão e massa dos componentes

| Variável | Descrição |
|----------|----------------------|
| L | Comprimento da haste |
| M | Massa da haste |
| m | Massa do motor |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Após a verificação das dimensões dos componentes existentes, é desenhado o diagrama de corpo livre, que se encontra na Figura 30. Neste diagrama, são indicadas todas as forças que atuam sobre o corpo, quando analisado individualmente, e que são identificadas no Quadro 7.

Figura 30 – Diagrama de corpo livre



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Quadro 7 – Variáveis do diagrama de corpo livre

| Variável | Descrição |
|------------|---|
| θ | Ângulo entre haste e eixo horizontal |
| θ' | Velocidade angular do pêndulo |
| θ'' | Aceleração angular do pêndulo |
| c | Coeficiente de atrito no ponto de rotação |
| F_1 | Força exercida pelo propulsor 1 |
| F_2 | Força exercida pelo propulsor 2 |
| m^*g | Força peso no propulsor 1 |
| m^*g | Força peso no propulsor 2 |
| M^*g | Força peso na haste |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Em um sistema rotacional, o somatório das forças que atuam no sistema é igual ao momento de inércia vezes sua aceleração angular, como mostra a equação (26).

$$I \cdot \ddot{\theta} = \sum_0^i T_i \quad (26)$$

Como os motores são teoricamente idênticos, é possível assumir que as forças de propulsão geradas pelas hélices são iguais. Com a ideia de o sistema movimentar para ambos os sentidos, horário e anti-horário, os motores podem permanecer exercendo uma força constante de equilíbrio e o controle atuar sobre a variação dessa força, através de uma diferença no nível de tensão aplicado, como mostrado na equação (27).

$$\begin{cases} F_1 = F_0 + \Delta F \\ F_2 = F_0 - \Delta F \end{cases} \quad (27)$$

Dessa forma, é possível assumir que a força F_0 é a que mantém o sistema em equilíbrio, na horizontal, e a variação de força ΔF implicará na variação do ângulo da haste. A força resultante da propulsão, aplicada nas extremidades da haste, representa o torque desenvolvido pelos motores. Realizando o equacionamento, é adicionada a parcela referente à oposição ao movimento, representada pelo coeficiente de atrito c . Utilizando a equação (26), e adicionando as relações da equação (27), obtemos a equação (28), que é simplificada em (30).

$$I \ddot{\theta} = (F_0 + \Delta F) \cdot \frac{L}{2} - (F_0 - \Delta F) \cdot \frac{L}{2} - c \cdot \dot{\theta} \quad (28)$$

$$I \cdot \ddot{\theta} = L \cdot \Delta F - c \dot{\theta} \quad (29)$$

$$I \cdot \ddot{\theta} + c \dot{\theta} = L \cdot \Delta F \quad (30)$$

Aplicando a transformada de Laplace e convertendo a equação (30) para o domínio da frequência, como mostra a equação (31), é possível obter a equação (32), que é a função de transferência teórica da planta.

$$s^2 \cdot I \cdot \ddot{\theta}(s) + s \cdot c \cdot \dot{\theta}(s) = L \cdot \Delta \ddot{F}(s) \quad (31)$$

$$\frac{\ddot{\Theta}(s)}{\Delta\ddot{F}(s)} = \frac{L}{s^2 \cdot I + s \cdot c} = \frac{L}{s \cdot (s \cdot I + c)} \quad (32)$$

O momento de inércia I de uma barra rotacionando com centro em metade de seu comprimento é exposto na equação (33). A soma dos momentos de inércia dos motores das extremidades é dada por (34). O momento de inércia total do sistema é obtido na equação (36).

$$I = \frac{1}{12} M \cdot L^2 \quad (33)$$

$$I = 2 \cdot m \cdot \left(\frac{L}{2}\right)^2 \quad (34)$$

$$I = \frac{1}{12} M \cdot L^2 + 2 \cdot m \cdot \left(\frac{L}{2}\right)^2 \quad (35)$$

$$I = \frac{L^2}{12} (M + 6 \cdot m) \quad (36)$$

Após a identificação da função de transferência da planta, é necessário, ainda, considerar a função de transferência do motor, que pode ter seu comportamento definido pela equação (37).

$$G(s) = \frac{K}{sTm + 1} \quad (37)$$

Em que K é o coeficiente de conversão elétrica em mecânica do motor e Tm é a constante de tempo que modela o comportamento do motor, no domínio da frequência. Definida a função de transferência do motor, podemos agrupar as equações (32) e (37), obtendo a função de transferência teórica da planta completa (38).

$$G(s) = \frac{K}{sTm + 1} * \frac{L}{s(sI + c)} \quad (38)$$

3.2 Aero Pêndulo – Desenvolvimento Prático

Após verificadas as equações que regem o movimento do sistema, foram obtidos os dados práticos do projeto, verificando a massa dos componentes e a medida da haste. Inserindo os valores observados na equação (36), obtemos os valores resultantes no Quadro 8.

Quadro 8 – Dados da planta

| Massa da haste (kg) | Massa do motor (kg) | Comprimento haste (m) | Momento de inércia (kg.m ²) |
|------------------------|------------------------|--------------------------|--|
| 0,041 | 0,02 | 0,4 | 0,002147 |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Saber o comportamento do motor é fundamental para as simulações do sistema, assim como para a identificação da função de transferência do mesmo. Quando acionado, o motor exerce uma força de propulsão F , que é proporcional à tensão aplicada no mesmo. Para o motor, é utilizado o fator de conversão K , que relaciona a quantidade de força produzida pelo conjunto motor-propulsor, com o valor de PWM aplicado no circuito de acionamento. Para identificar esse fator, uma balança é utilizada, e o resultado é posteriormente convertido para Newtons, como mostra o Quadro 9.

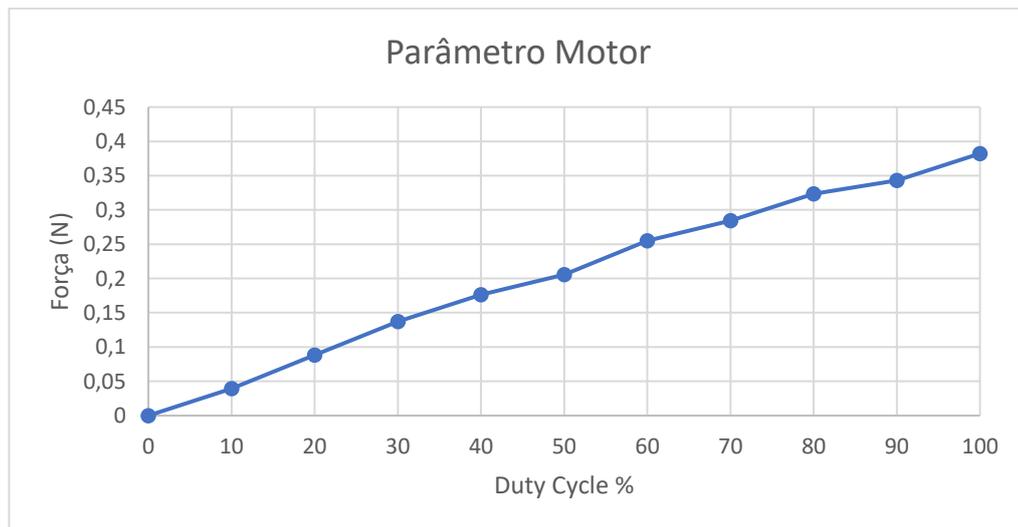
Quadro 9 – Dados do motor

| PWM(%) | Balança(kg) | Força(N) | K(N/%) |
|--------|-------------|----------|----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 10 | 0,004 | 0,0392 | 0,00392 |
| 20 | 0,009 | 0,0882 | 0,00441 |
| 30 | 0,014 | 0,1372 | 0,004573 |
| 40 | 0,018 | 0,1764 | 0,00441 |
| 50 | 0,021 | 0,2058 | 0,004116 |
| 60 | 0,026 | 0,2548 | 0,004247 |
| 70 | 0,029 | 0,2842 | 0,00406 |
| 80 | 0,033 | 0,3234 | 0,004043 |
| 90 | 0,035 | 0,343 | 0,003811 |
| 100 | 0,039 | 0,3822 | 0,003822 |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Os dados obtidos no Quadro 9 formam o Gráfico 1, que representa a curva de resposta do motor.

Gráfico 1 – Curva de resposta do motor DC



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Através dos dados, é possível obter o valor de K médio para utilização na parte posterior do trabalho, somando todos os seus valores e dividindo pelo número de amostras, como ilustram as equações (39) e (40).

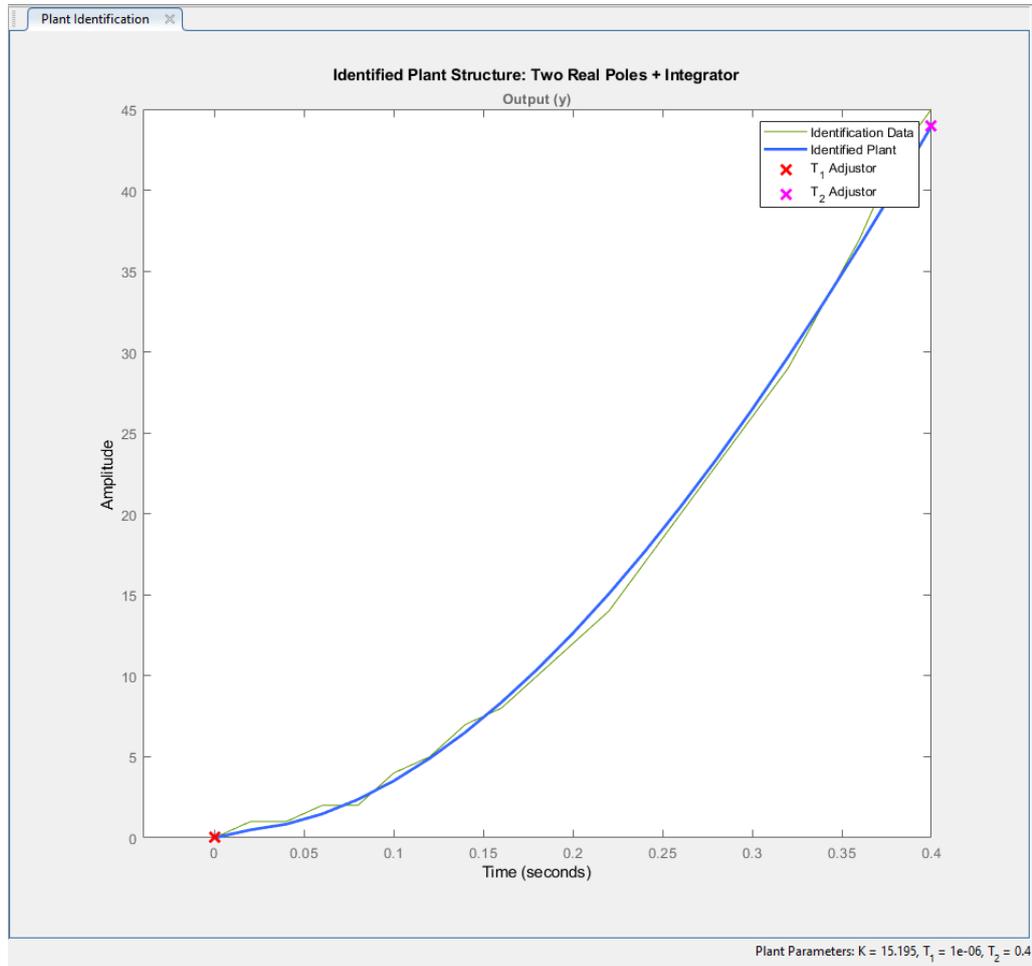
$$K_{M\u00e9dio} = \frac{\sum K}{i} \quad (39)$$

$$K_{m\u00e9dio} = 4,1 \cdot 10^{-3} \frac{N}{\%} \quad (40)$$

Para a obten\u00e7\u00e3o dos par\u00e2metros reais da planta, foi utilizada a ferramenta de identifica\u00e7\u00e3o de plantas do MATLAB, atrav\u00e9s da ferramenta *pidTuner*, que possui os componentes necess\u00e1rios para instrumentar o Arduino e adquirir as informa\u00e7\u00f5es necess\u00e1rias para a elabora\u00e7\u00e3o das curvas de resposta.

Utilizando o sistema supervis\u00f3rio desenvolvido, que foi configurado para armazenar as informa\u00e7\u00f5es exibidas em uma planilha, \u00e9 poss\u00edvel configurar o sistema para um degrau desejado, e observar o comportamento na sa\u00edda do mesmo, que \u00e9 mostrado na Figura 31, em amarelo. Executada a ferramenta de identifica\u00e7\u00e3o de fun\u00e7\u00e3o de transfer\u00eancia, foi obtida a fun\u00e7\u00e3o de transfer\u00eancia em azul, com 93% de semelhan\u00e7a com os dados avaliados.

Figura 31 – Identificação da planta e parâmetros do sistema



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como é possível observar na Figura 31, foram obtidos três parâmetros fundamentais para a identificação do sistema, identificados na equação (41), e que formam a função de transferência da equação (43).

$$\begin{cases} K = 15,195 \\ T_1 = 0,000001 \\ T_2 = 0,4 \end{cases} \quad (41)$$

É possível inferir que a constante de tempo do motor é a constante T_1 , obtida através dos experimentos práticos, pois representa um sistema extremamente rápido. O valor de T_2 passa a ser, então, a constante do sistema. Com esses valores, é possível comparar a função de transferência teórica da planta com a obtida na ferramenta de identificação de plantas.

$$G_{sistema}(s) = \frac{K}{s \cdot (s + T_1) \cdot (s + T_2)} \quad (42)$$

$$G_{sistema}(s) = \frac{15,195}{s \cdot (s + 0,000001) \cdot (s + 0,4)} \quad (43)$$

No intuito de conferir se os parâmetros obtidos na identificação da planta estão coerentes, é possível comparar alguns parâmetros práticos com teóricos. O ganho K do sistema é fornecido pela equação (44). Como a identificação da planta é verificada em graus, e as funções de transferência estão expressas em radianos, é necessária a conversão apresentada na equação (45). Assim, é possível calcular o coeficiente de atrito no ponto de rotação, apresentado na equação (46).

$$K = \frac{k_{motor} * L}{c} \quad (44)$$

$$K = \frac{k_{motor} * L}{c} * \frac{180}{\pi} \quad (45)$$

$$c = 0,00619 \quad (46)$$

O coeficiente de atrito, que é o parâmetro mais complexo de se obter e extremamente difícil de se identificar teoricamente, nos permite calcular o momento de inércia prático, como mostra a equação (47).

$$I_{prático} = c * T_2 = 0,0024 \text{ kgm}^2 \quad (47)$$

O Quadro 10 representa as comparações realizadas, assim como o erro verificado, quando comparados os momentos de inércia teórico e prático.

Quadro 10 – Comparação de dados teóricos e práticos

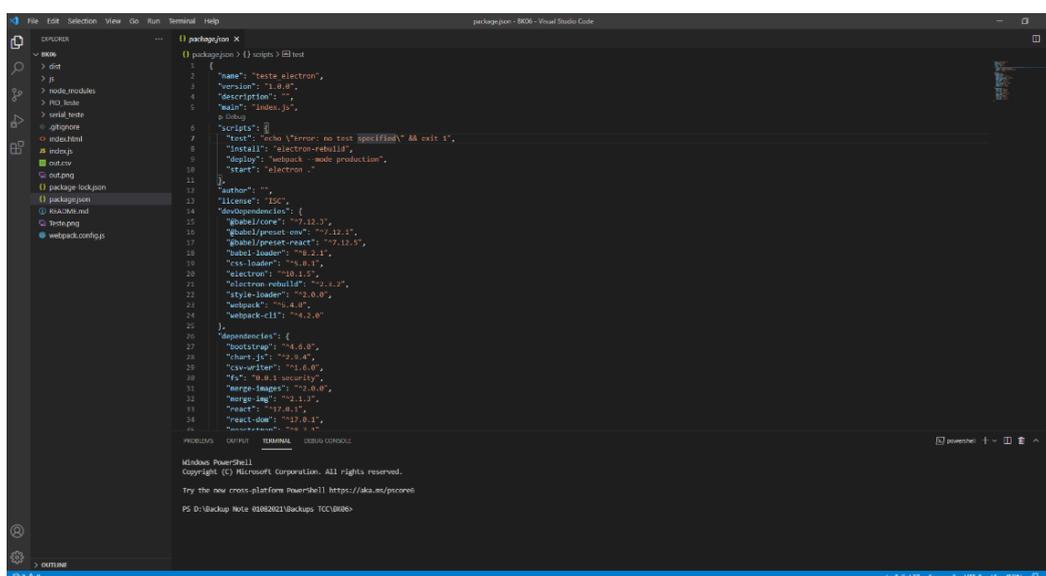
| Momento de inércia - I | | |
|------------------------------|------------------------------|----------|
| Teórico (kg.m ²) | Prático (kg.m ²) | Erro (%) |
| 0,0021 | 0,0024 | 12,5 |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

3.3 Sistema Supervisório

Para o desenvolvimento do sistema supervisório, foi utilizado o aplicativo *Visual Studio Code*, uma interface de desenvolvimento amigável e que possibilita a organização de arquivos de código, assim como todas as funcionalidades esperadas de um ambiente de desenvolvimento. A Figura 32 ilustra o ambiente de desenvolvimento utilizado.

Figura 32 – Ambiente de desenvolvimento VS Code



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O sistema supervisório do projeto foi realizado utilizando a linguagem de programação *JavaScript* (JS). Esta linguagem é, principalmente, utilizada em navegadores de internet, para executar aplicações no ambiente de navegação. Existem ambientes de trabalho que propiciam a execução de códigos baseados em JS, sem a necessidade de utilizar um navegador. Neste caso, o ambiente de trabalho emula todos os recursos que o navegador de internet possui, possibilitando a execução de rotinas em um ambiente formal. A ferramenta utilizada que agrega esse recurso é o *Node.js*, que possibilita o desenvolvimento de aplicações em JS, de código aberto. (DEVMEDIA, s.d.)

O desenvolvimento de uma interface gráfica é possível graças à utilização do *Electron*, uma ferramenta que agrega os recursos necessários para renderizar as aplicações desenvolvidas. Estas ferramentas, quando combinadas, possibilitam ao

usuário a integração de recursos de *hardware* e *software*, formando um aplicativo com interface agradável e operacional.

A comunicação com o Arduino Nano se dá através da porta *Universal Serial Bus* (USB), que emula uma porta de comunicação serial no computador. O *software* é configurado para abrir a porta emulada, com taxa de *baudrate* definido no supervisor.

A Figura 33 ilustra a interface de configuração do *software*. Nesta etapa, são definidos os parâmetros de comunicação para abertura de porta e comunicação com o Arduino, os parâmetros de ajuste do controlador PID, o *setpoint* desejado e ferramentas de armazenamento de dados para futuras interpretações. Além destas funções, são retornados os coeficientes de sintonia automática para o controlador PID, conforme a resposta desejada. Para controle suave, o sistema responde de modo mais sutil às perturbações e mudanças de referência. Para o controle padrão, é estabelecido um equilíbrio entre sobressinal e tempo de resposta. No agressivo, é priorizada o rápido alcance do sinal de referência, o que acaba gerando maior sobressinal, mas menor tempo de acomodação.

Figura 33 – Interface de configuração

Porta

Baud

Iniciar Comunicação

Kp Ki Kd

Amplitude (-40° a +40°)

Tipo de Entrada

Degrau
 Onda Quadrada
 Onda Senoidal

Frequência (Hz)

Padrão

Kp Ki Kd

Suave

Kp Ki Kd

Agressivo

Kp Ki Kd

Sintonia Manual

Sintonia Automática

Iniciar / Parar

Fonte: Elaborado pelo Autor.

O gráfico da Figura 34 representa o *setpoint* definido e o ângulo verificado no sensor de posição angular. No gráfico da Figura 35, é calculado o erro apresentado, enquanto no gráfico da Figura 36 é apresentada a atuação do sistema de controle sobre os atuadores.

Figura 34 – Visualização do ângulo do pêndulo



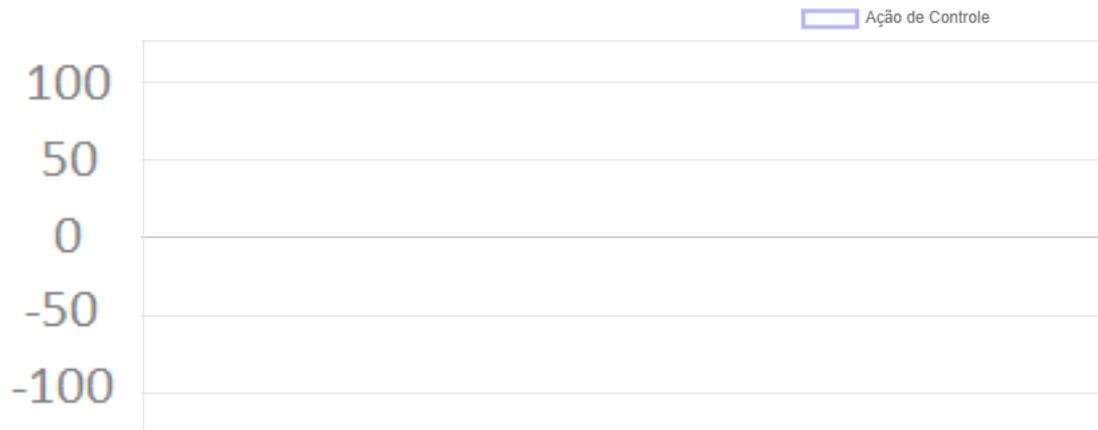
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 35 – Visualização do erro calculado



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 36 – Visualização da ação de controle calculada



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A interface completa do supervisor pode ser observada no APÊNDICE D.

3.4 Sistema de Controle Embarcado

O controle da planta é realizado via software, implementado no microcontrolador Arduino Nano, que realiza os devidos ajustes na saída pulsada, conforme a necessidade. Para a programação do microcontrolador, foi utilizada a interface Arduino IDE, um ambiente limpo e com material suficiente de apoio para a construção do projeto. O supervisor se comunica com o microcontrolador através de duas *strings*, expostas e detalhadas nos Quadros 11 e 12.

Quadro 11 – *String* de ajuste de sintonia

| <i>String = &Kp,Ki,Kd,iType,Freq,Setpoint*</i> | |
|--|--------------------------------------|
| & | Caractere de início da <i>string</i> |
| <i>Kp</i> | Ganho proporcional do controlador |
| , | Caractere separador |
| <i>Ki</i> | Ganho integral do controlador |
| , | Caractere separador |
| <i>Kd</i> | Ganho diferencial do controlador |
| , | Caractere separador |
| <i>iType</i> | Tipo de entrada |
| , | Caractere separador |
| <i>Freq</i> | Frequência do sinal de entrada |
| , | Caracter separador |
| <i>Setpoint</i> | Valor do <i>setpoint</i> desejado |
| * | Caractere final |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Quadro 12 – *String* de habilitação

| <i>String = &0,0,S%</i> | |
|-----------------------------|--------------------------------------|
| & | Caractere de início da <i>string</i> |
| 0 | Campo reservado |
| , | Caracter separador |
| 0 | Campo reservado |
| , | Caracter separador |
| S | Comando para iniciar / parar |
| % | Caracter final |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Para garantir a exatidão do tempo de amostragem, foi utilizado disparo por interrupção de estouro de *timer*, que executa as rotinas do controle PID a cada período definido, configurado para 20 milissegundos. O algoritmo de controle PID discreto foi desenvolvido a partir das equações (5), (9) e (11) e pode ser observado na Figura 37.

Figura 37 – Algoritmo de controle PID discreto

```

PID_error = Setpoint - angle; // Cálculo do erro
PID_p = Kp * PID_error; // Cálculo da ação de controle proporcional
timePrev = Time; // Tempo da leitura anterior
Time = millis(); // Tempo da leitura atual
elapsedTime = (Time - timePrev) / 1000; // Tempo entre as leituras
if(-5 < PID_error < 5) // Integral condicional, ou integral clamping
    PID_i = PID_i + (elapsedTime * Ki * PID_error); // Cálculo da ação de controle integral
PID_d = Kd * ((PID_error - previous_error) / elapsedTime); // Cálculo da ação de controle diferencial
PID_value = PID_p + PID_i + PID_d; // Soma das ações de controle
PID_value = constrain(PID_value, -120, 120); // Delimitação da ação de controle, de -120 a +120
previous_error = PID_error; // Armazenamento do erro anterior para o cálculo diferencial

```

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Após calculada a ação de controle, é realizado o envio dos dados para o sistema supervisor, que irá construir os gráficos. A variável enviada é um vetor, do tipo *float*, que acumula treze conjuntos de dados, como exposto na equação (48).

$$\begin{aligned}
 \text{valores}[0] &= \text{Posição Angular da Haste} \\
 \text{valores}[1] &= \text{Erro Presente no Sistema} \\
 \text{valores}[2] &= \text{Valor da Ação de Controle} \\
 \text{valores}[3] &= \text{Valor do Setpoint Desejado} \\
 \text{valores}[4] &= \text{Ganho } K_p \text{ Automático Padrão} \\
 \text{valores}[5] &= \text{Ganho } K_i \text{ Automático Padrão} \\
 \text{valores}[6] &= \text{Ganho } K_d \text{ Automático Padrão} \\
 \text{valores}[7] &= \text{Ganho } K_p \text{ Automático Suave} \\
 \text{valores}[8] &= \text{Ganho } K_i \text{ Automático Suave} \\
 \text{valores}[9] &= \text{Ganho } K_d \text{ Automático Suave} \\
 \text{valores}[10] &= \text{Ganho } K_p \text{ Automático Agressivo} \\
 \text{valores}[11] &= \text{Ganho } K_i \text{ Automático Agressivo} \\
 \text{valores}[12] &= \text{Ganho } K_d \text{ Automático Agressivo}
 \end{aligned} \tag{48}$$

3.4.1 Sintonia Automática do Controlador PID

Dentre as técnicas de sintonia citadas no capítulo 2.2.5 deste trabalho, foi utilizada a sugerida por Grimholt e Skogestad (2012). Como observado no capítulo 2.2.5, as técnicas propostas por Ziegler-Nichols não podem ser aplicadas ao sistema, pois a primeira é específica para sistemas que não possuem componentes integradores, enquanto a segunda necessita que uma oscilação sustentada seja estabelecida, o que é bastante difícil dada a dinâmica do sistema. A sintonia automática, utilizando as técnicas propostas por Grimholt e Skogestad (2012), é realizada a partir da aplicação de uma entrada em degrau, com o sistema operando

em malha aberta, por um curto período de tempo. Com a obtenção da curva de resposta fornecida nesta etapa, é possível verificar o atraso de transporte e ganho da planta, como mostrado na Figura 14.

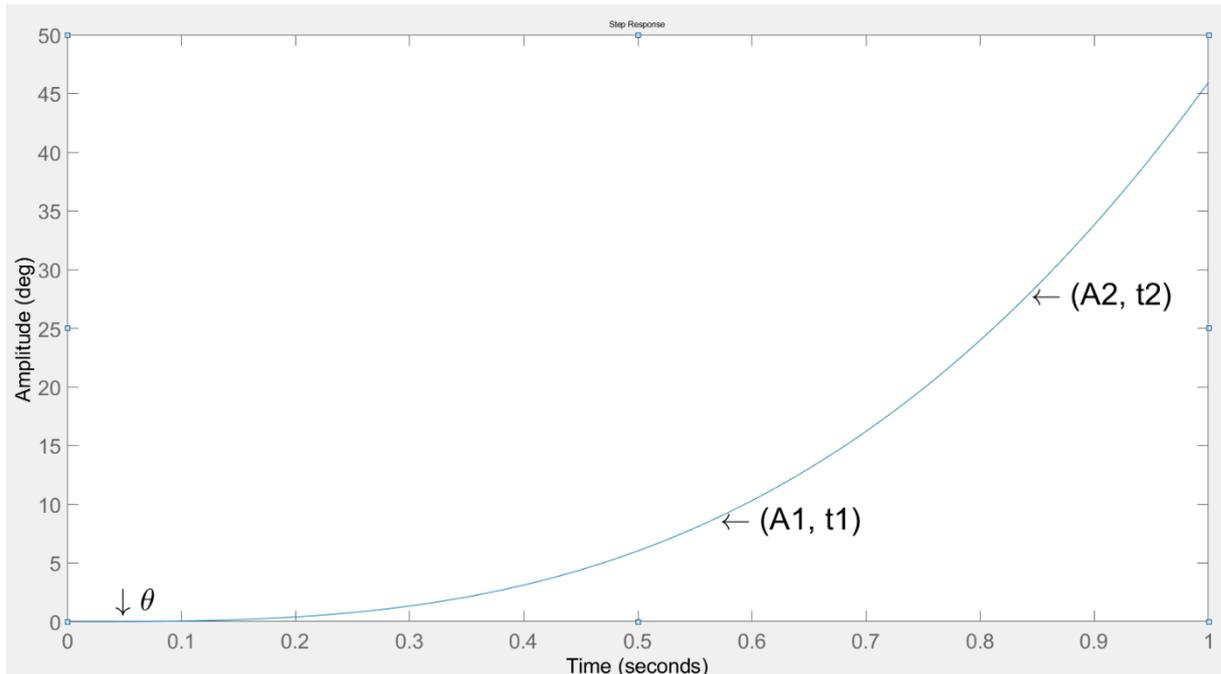
A equação (32) representa a função de transferência teórica do sistema a ser controlado. Como o coeficiente de atrito encontrado é bastante próximo de zero, é possível simplificar a equação, de modo a obter uma função de transferência que apresenta duplo integrador, facilitando a implementação das rotinas de auto ajuste no microcontrolador, como mostra a equação (49). A equação que define a posição angular, quando aplicada uma entrada em degrau, no domínio da frequência, é definida em (50).

$$\frac{\ddot{\Theta}(s)}{\Delta\ddot{F}(s)} = \frac{L}{I \cdot s^2} \quad (49)$$

$$A(s) = \frac{\Delta F}{s} \cdot \frac{K \cdot e^{-\theta \cdot s}}{s^2} \quad (50)$$

Para que seja possível extrair os parâmetros necessários para a utilização da sintonia automática, é necessário realizar a transformada inversa de Laplace da equação (50), que resulta nas equações (51) e (52) para a posição angular da haste. Com os ângulos e tempos conhecidos, obtidos através da resposta em malha aberta da planta, quando um degrau conhecido é aplicado, como indica a Figura 38, é possível verificar o atraso de transporte e ganho da planta, possibilitando a utilização das sugestões propostas.

Figura 38 – Pontos de extração dos parâmetros de ajuste



Fonte: Elaborado pelo Autor.

$$A_1 = \frac{K \cdot \Delta F (t_1 - \theta)^2}{2} \quad (51)$$

$$A_2 = \frac{K \cdot \Delta F (t_2 - \theta)^2}{2} \quad (52)$$

Para o cálculo do atraso de transporte, a variável é isolada, através de manipulação algébrica, para que o microcontrolador possa calcular este parâmetro através da curva de resposta em malha aberta reconhecida. A equação (53) é obtida após igualar as constantes dos dois pontos verificados. A partir da simplificação algébrica e isolamento da variável θ , é obtida a equação (54). Após o cálculo do atraso de transporte, é verificado o ganho da planta, que consta na equação (55).

$$\frac{A_2}{(t_2 - \theta)^2} = \frac{A_1}{(t_1 - \theta)^2} \quad (53)$$

$$\theta = \frac{\sqrt{\frac{A_2}{A_1}} \cdot t_1 - t_2}{\sqrt{\frac{A_2}{A_1}} - 1} \quad (54)$$

$$K = \frac{2 \cdot A_1}{\Delta F \cdot (t_1 - \theta)^2} \quad (55)$$

Estes dois parâmetros são a base para o método sugerido, que seguindo os critérios ilustrados nas equações (21), (22), (23) e (24), resultam nos ganhos de controlador para cada tipo de controle desejado.

3.5 Hardware

O projeto do acionamento dos motores utilizou o *MOSFET* IRL540, canal N, que possui baixo valor de resistência do canal *drain-source* com *VGS* em 5V, o que o torna ideal para acionamentos com microcontroladores, que não dispõem de tensão elevada nas saídas digitais. Os dados técnicos do *MOSFET* utilizado são expostos no Quadro 13.

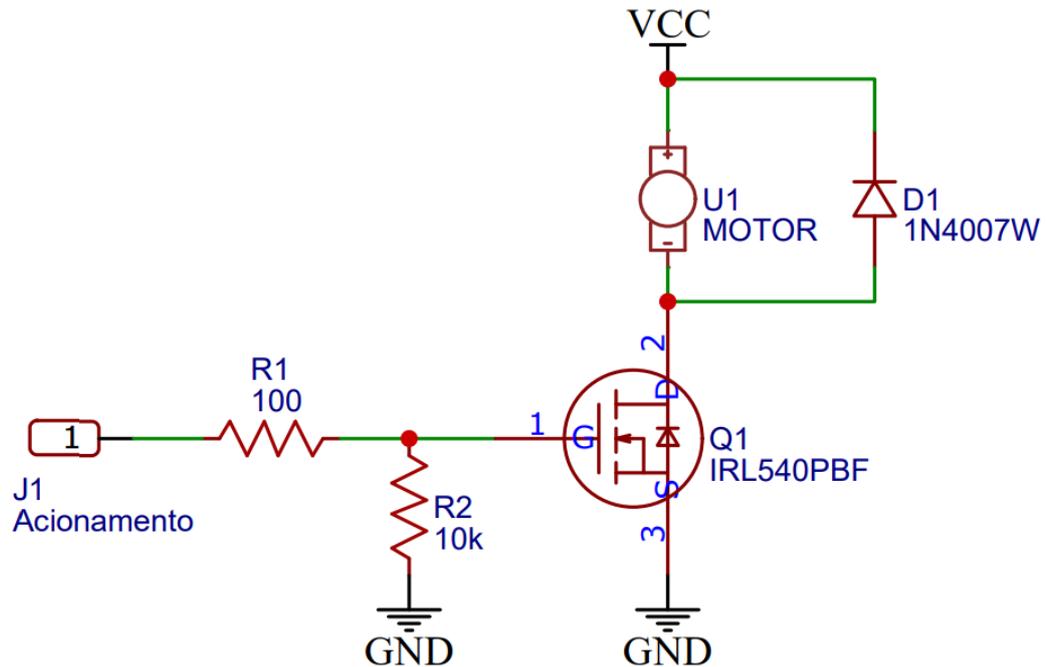
Quadro 13 – IRL540 Características técnicas

| IRL540 | |
|---------------------|---------|
| VDS | 100 V |
| RDS (on) @ VGS = 5V | 0,077 Ω |
| ID @ 25°C | 28 A |
| VGS | 10 V |

Fonte: Vishay (2011).

Após a definição do transistor adequado para o acionamento dos motores, foi construído o esquema de acionamento para cada motor, conforme a Figura 39. Neste esquema, os resistores formam um divisor de tensão no *gate* do *MOSFET*, e fornecem proteção para a saída digital do Arduino, que possui limitação de corrente. O diodo, em paralelo com o motor, possui função preventiva, para evitar que a energia residual armazenada no motor cause danos à fonte de alimentação ou distúrbios no circuito de verificação angular.

Figura 39 – Esquema de acionamento motor DC



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A placa de circuito impresso (PCB) foi desenvolvida utilizando o ambiente virtual disponibilizado pela empresa *EasyEDA*. A ferramenta possibilita o desenvolvimento do projeto e encomenda diretamente com os fornecedores parceiros. O esquema elétrico desenvolvido pode ser visualizado no APÊNDICE E.

O projeto engloba todos os recursos necessários para a execução deste trabalho. Dispõe de entrada externa de energia para o acionamento dos motores, diodos emissores de luz (LED) para sinalização, capacitores de filtragem e conectores de comunicação para utilizações futuras. A comunicação com o restante da estrutura do protótipo se dá através do conector paralelo de nove vias, que conecta a placa aos sensores e atuadores. Os terminais de entrada e saída de uso geral (GPIO) do Arduino utilizados, e suas respectivas funções no *software*, são expostos no Quadro 14.

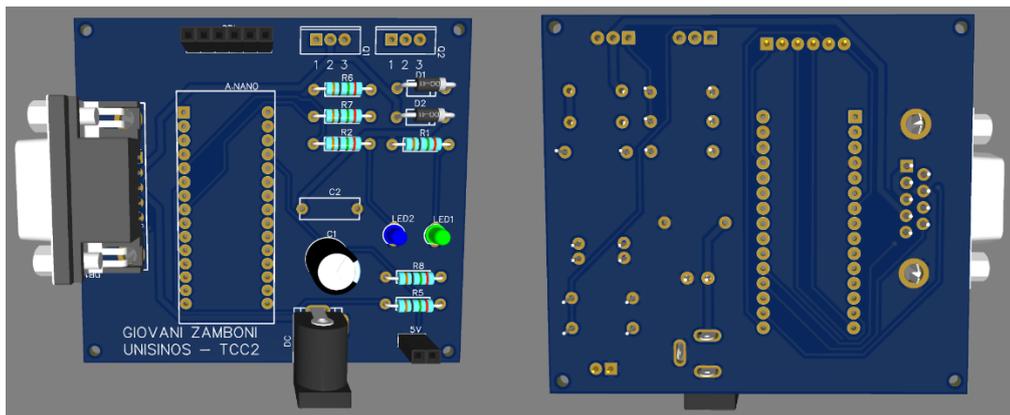
Quadro 14 – GPIO's e funções

| Terminal | Função |
|----------|-------------------------------|
| D2 | LED indicador de operação |
| D3 | Saída PWM para motor |
| D4 | SPI (reservado) |
| D5 | Saída PWM para motor |
| D11 | SPI (reservado) |
| D12 | SPI (reservado) |
| D13 | SPI (reservado) |
| A0 | Entrada analógica (reservado) |
| A1 | Entrada analógica sensor |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Após a correta disposição dos componentes no ambiente de desenvolvimento, é possível utilizar os recursos de criação de trilhas. Ajustadas as larguras de trilhas e distâncias de segurança, é possível renderizar a placa em três dimensões, para verificar as conexões e correta disposição dos componentes. Essa renderização é exposta na Figura 40.

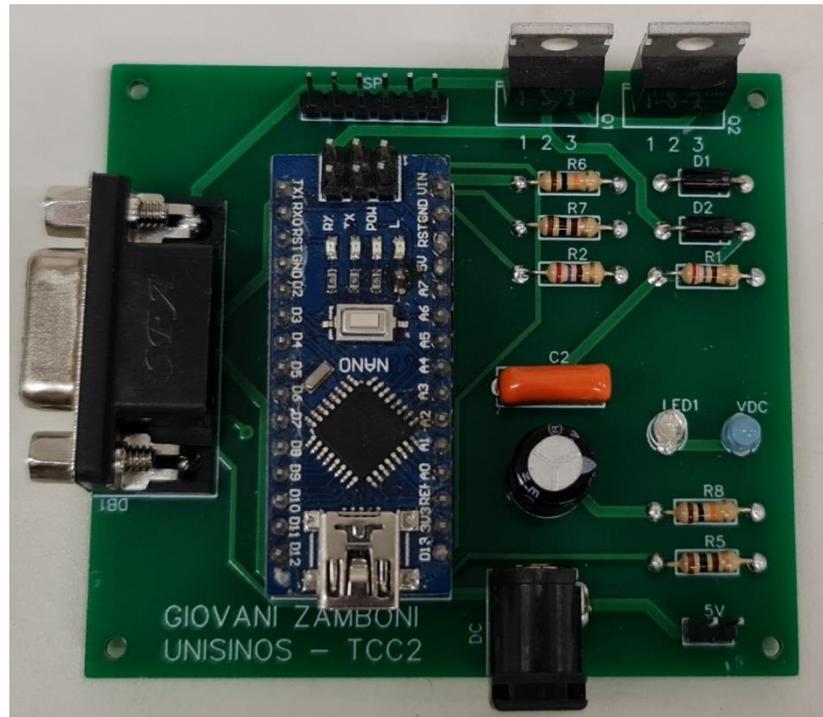
Figura 40 – Renderização da PCB



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A Figura 41 ilustra a placa real, já realizadas as soldagens dos componentes em seus respectivos locais.

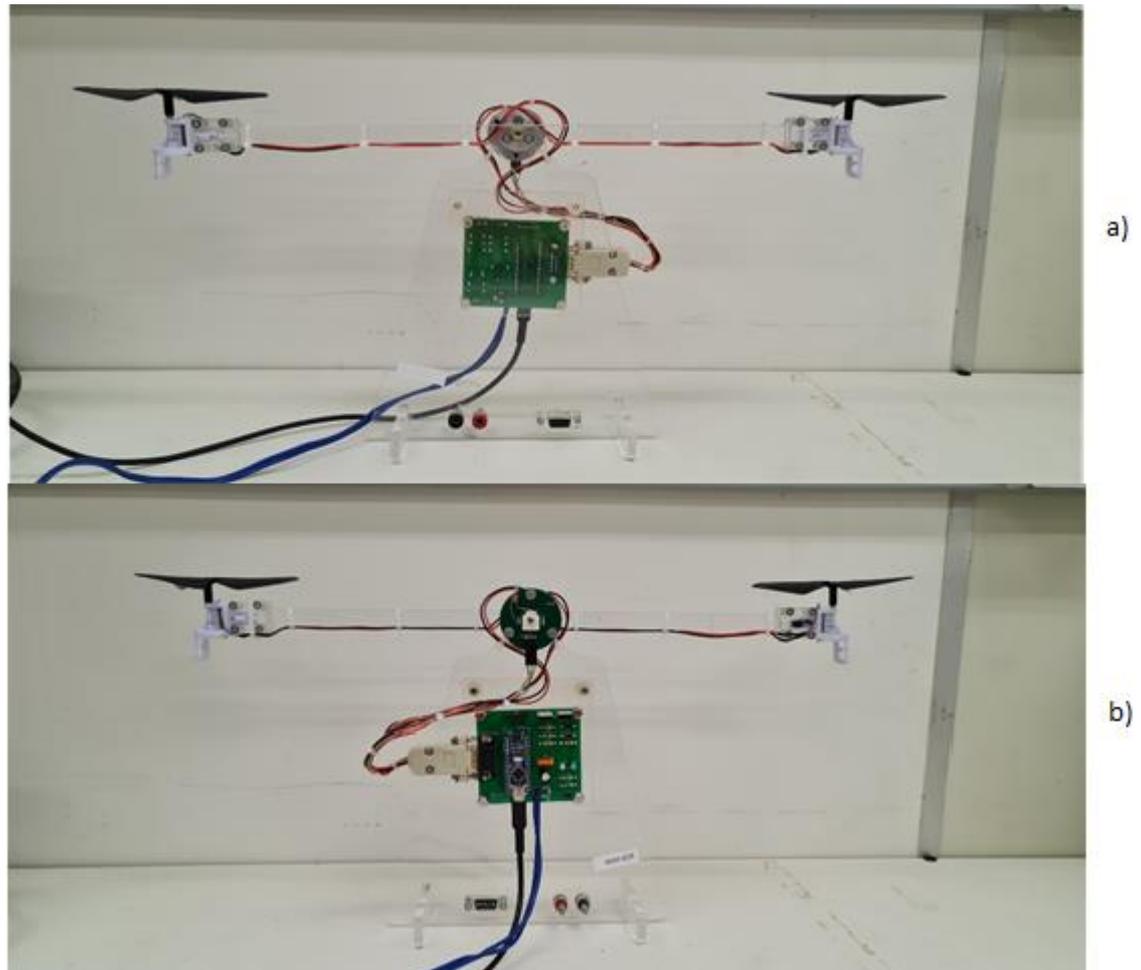
Figura 41 – Placa com componentes soldados



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A placa foi fixada na estrutura da planta com espaçadores em acrílico. A imagem frontal do protótipo é ilustrada na Figura 42 – a), enquanto a imagem traseira é ilustrada na Figura 42 – b).

Figura 42 – Aero pêndulo completo



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Inicialmente, alguns parâmetros do controlador foram obtidos manualmente, com a técnica de tentativa e erro, seguindo as orientações apresentadas na Tabela 2. Os ganhos obtidos manualmente, que apresentaram uma resposta satisfatória, são expostos na equação (56).

Tabela 2 – Influência da seleção de parâmetros de sintonia do controlador PID

| Ganho PID | Sobressinal | Tempo de acomodação | Erro em regime permanente |
|----------------|-------------|---------------------|---------------------------|
| $\uparrow K_p$ | Aumenta | Pouca influência | Diminui |
| $\uparrow K_i$ | Aumenta | Aumenta | Erro nulo |
| $\uparrow K_d$ | Diminui | Diminui | Não impacta |

Fonte: Adaptado de Dorf e Bishop (2013).

$$\begin{cases} K_p = 2 \\ K_i = 0,5 \\ K_d = 0,5 \end{cases} \quad (56)$$

No capítulo 4 serão analisados os dados da resposta obtida pelo sistema, quando os parâmetros do controlador são sintonizados pelos métodos aplicáveis de sintonia automática, e pelo método de sintonia manual.

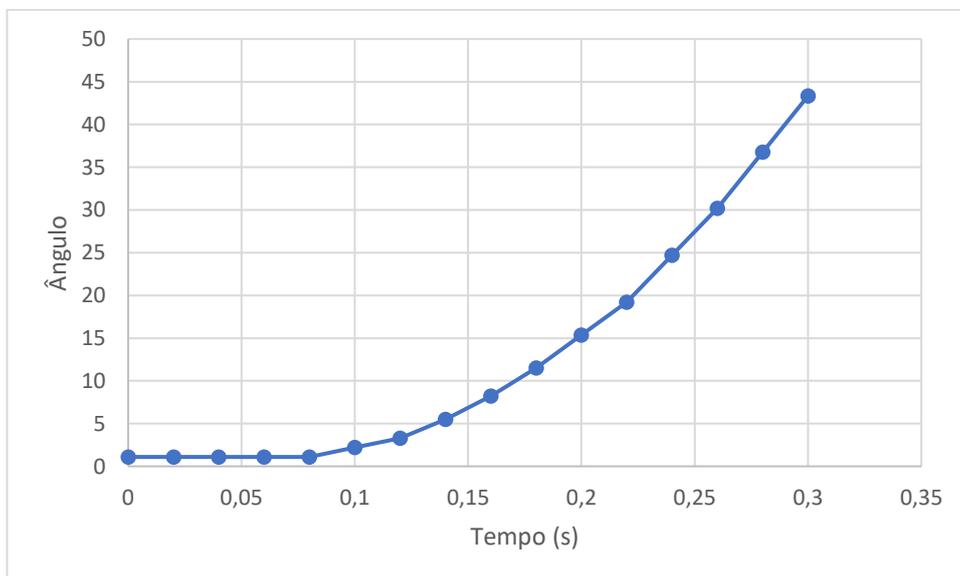
4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Os resultados obtidos através da planta de aero pêndulo balanceado foram avaliados quanto à qualidade de resposta do controle. Foram verificadas as seguintes respostas do sistema, com diferentes tipos de entrada: resposta em malha aberta, resposta do controlador PID com sintonia manual, resposta do controlador PID com sintonia automática.

4.1 Resposta em Malha Aberta

Por possuir um componente integrador, a resposta do aero pêndulo em malha aberta é instável, pois para qualquer valor de degrau aplicado à entrada do sistema, o mesmo irá saturar na posição angular máxima permitida pelo sistema mecânico. A Figura 43 representa a resposta do sistema em malha aberta, quando aplicada uma entrada do tipo degrau.

Figura 43 – Resposta do aero pêndulo balanceado em malha aberta

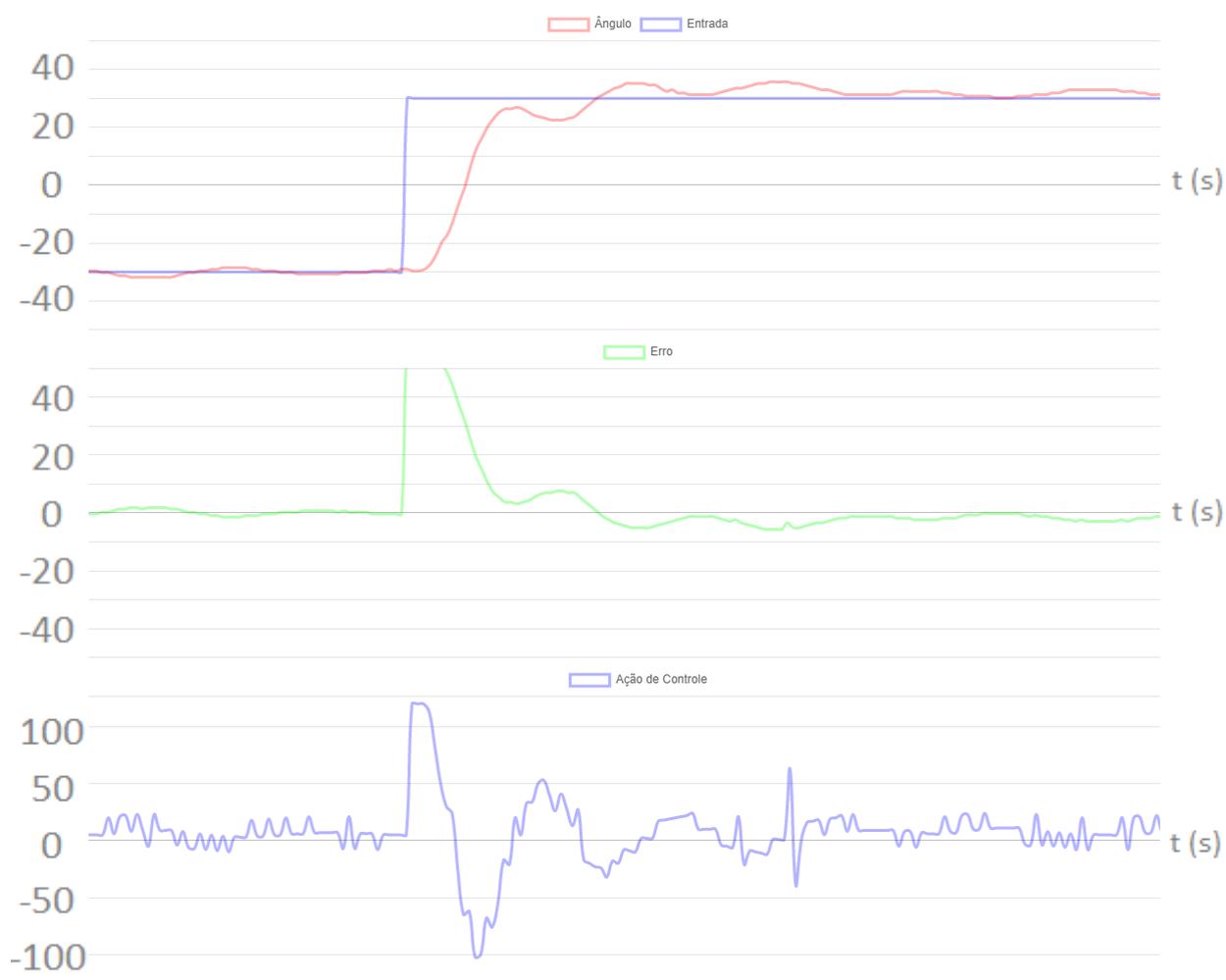


Fonte: Elaborado pelo Autor.

4.2 Resposta do Controlador PID – Sintonia Manual

Para a verificação das respostas utilizando sintonia manual, foram utilizados os coeficientes expostos na equação (56) para o ajuste do controlador. Com o sistema ajustado, foram testadas as respostas para diferentes tipos de entrada. Para a entrada ao degrau, a curva de resposta é exposta na Figura 44.

Figura 44 – Resposta ao degrau – sintonia manual



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A partir da curva apresentada na Figura 44, é possível verificar alguns parâmetros importantes para a sintonia manual, que descrevem o comportamento do sistema, apresentados no Quadro 15.

Quadro 15 – Informações da entrada ao degrau – sintonia manual

| Indicador | Valor |
|----------------------------------|--------|
| Tempo de subida (T_r) | 0,32 s |
| Tempo de estabilização (T_s) | 3,98 s |
| <i>Overshoot</i> | 20% |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

As Figuras 45, 46 e 47 representam a resposta do sistema, quando o sinal de referência é uma onda quadrada, com frequências 0,25 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Para baixas frequências do sinal de referência, o sistema dispõe de tempo necessário para estabilização, que está em torno de 4 segundos com a configuração manual do controlador. Para frequências mais elevadas, a mudança do sinal de referência ocorre antes de o sistema estabilizar. Na Figura 47 este fenômeno é bastante presente, pois a saída do sistema sequer alcança o valor do sinal de referência.

Figura 45 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia manual



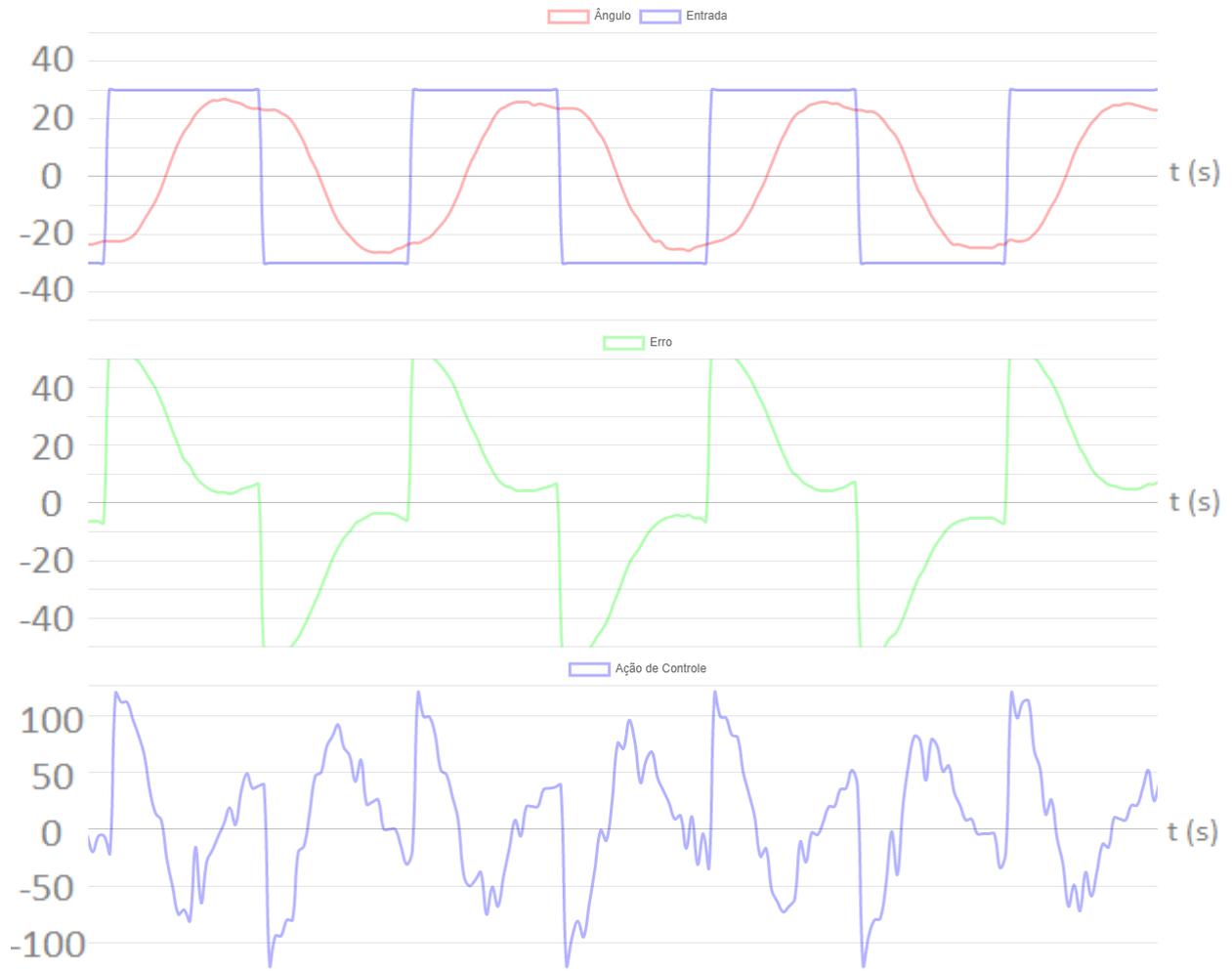
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 46 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia manual



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 47 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia manual



Fonte: Elaborado pelo Autor.

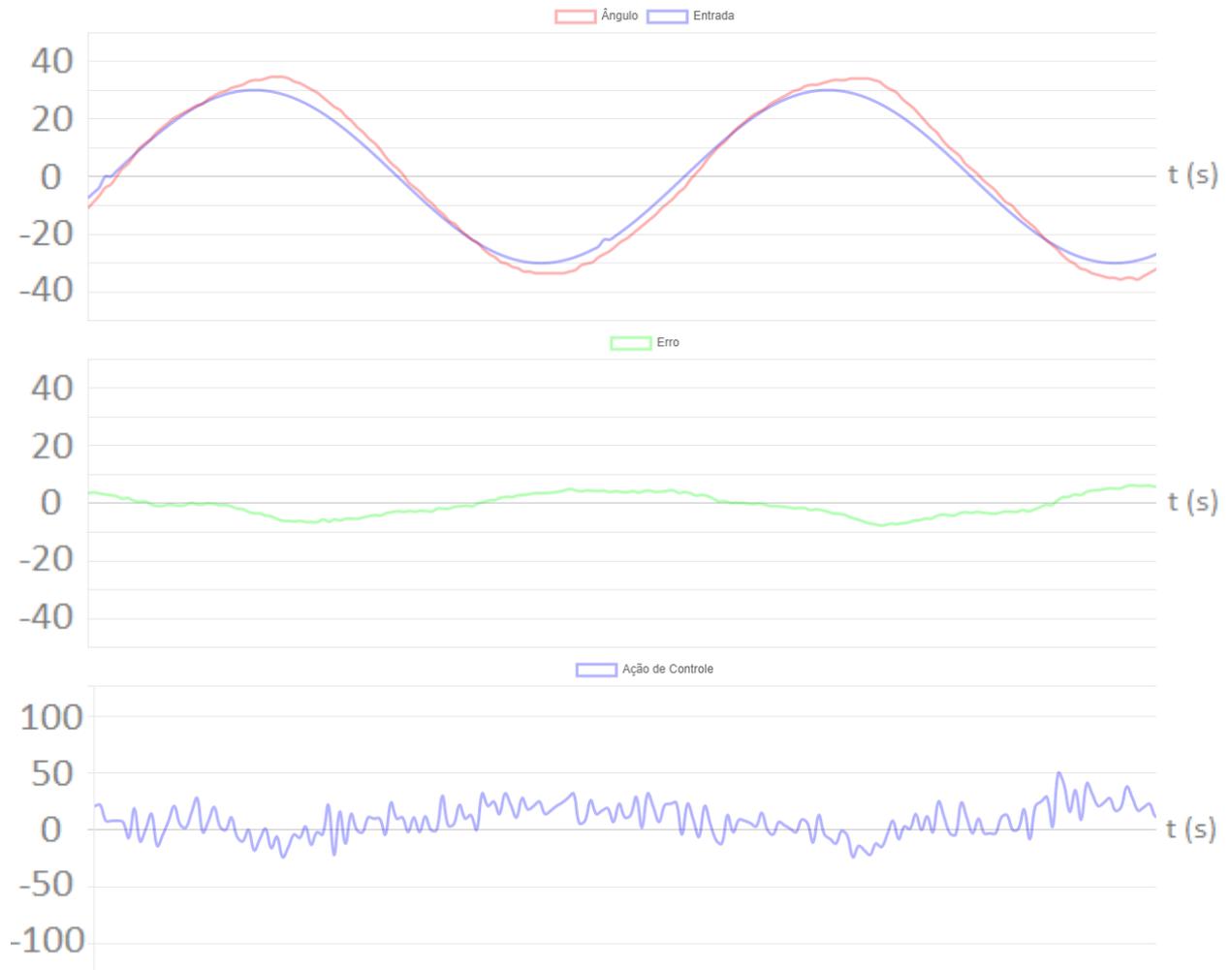
As Figuras 48, 49 e 50 representam a resposta do sistema, quando a entrada é uma onda senoidal, de frequências 0,2 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Como é possível observar, para baixas frequências do sinal de referência, a resposta está em fase com a entrada, enquanto para frequências mais elevadas, o sinal defasa levemente e apresenta sobressinal.

Figura 48 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia manual



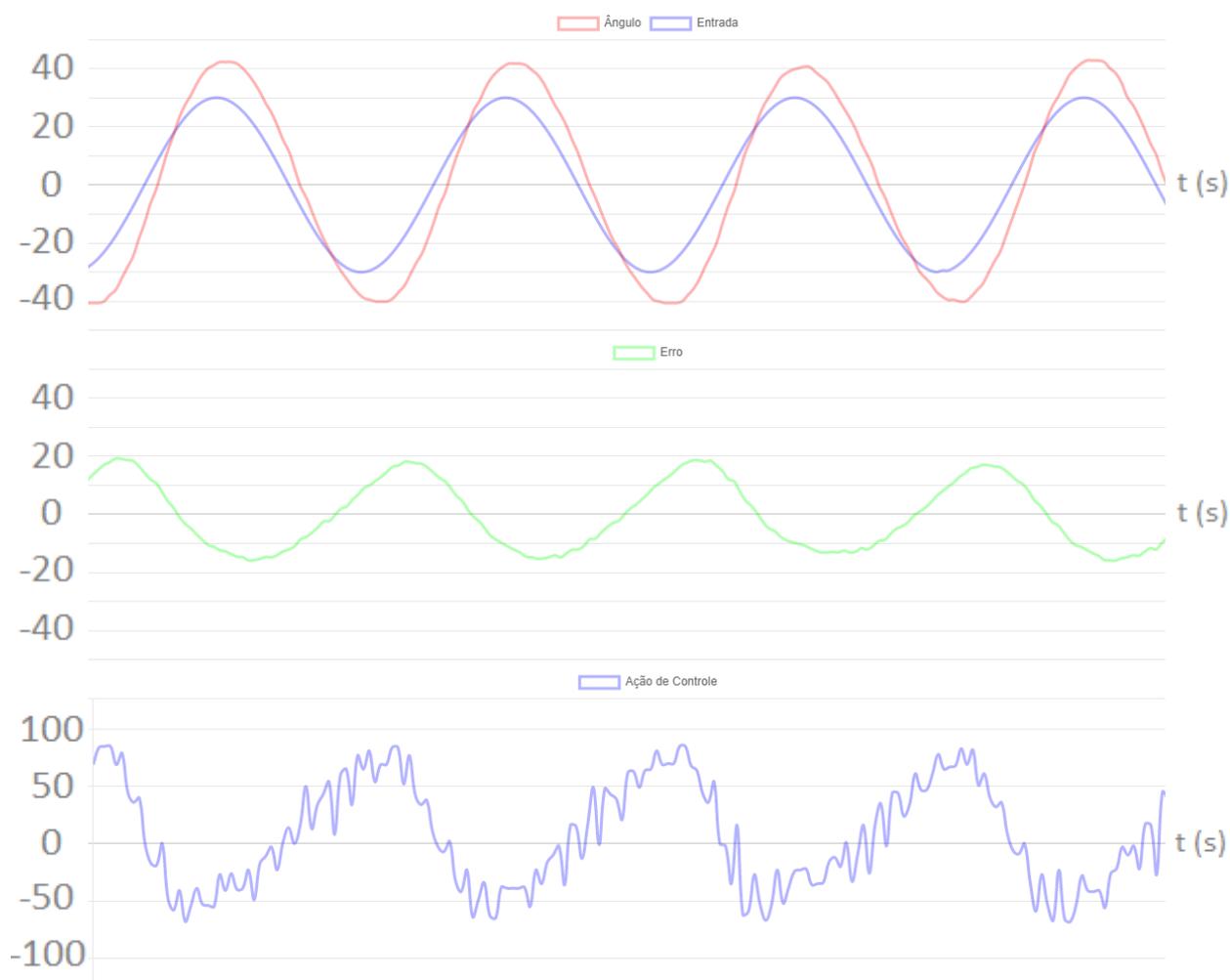
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 49 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia manual



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 50 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia manual



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como é possível observar, com a sintonia manual, o sistema se comporta muito bem para determinados valores de frequência do sinal de referência. Por estar configurado para um modo de operação mais conservador, a velocidade de resposta do sistema não está adequada para acompanhar o sinal de referência para valores de frequência maiores do que 1 Hz. Um controle mais agressivo poderia melhorar a resposta em frequência, mas sacrificando parâmetros importantes para a planta, como sobressinal e tempo de estabilização.

4.3 Resposta do Controlador PID – Sintonia Automática

Os valores retornados pelo método de sintonia automática variam levemente a cada ciclo de sintonia realizado, pois dependem de condições como posição inicial da

haste, e pequenas variações na identificação do tempo de zona morta resultam em pequenas diferenças nos parâmetros obtidos. Para a análise de resposta do controlador PID utilizando sintonia automática, o microcontrolador realiza o ensaio da curva de resposta em malha aberta e retorna os coeficientes para as três configurações sugeridas por Grimholt e Skogestad (2012): suave, padrão e agressiva, que são expostas no Quadro 16, após um ciclo de sintonia automática.

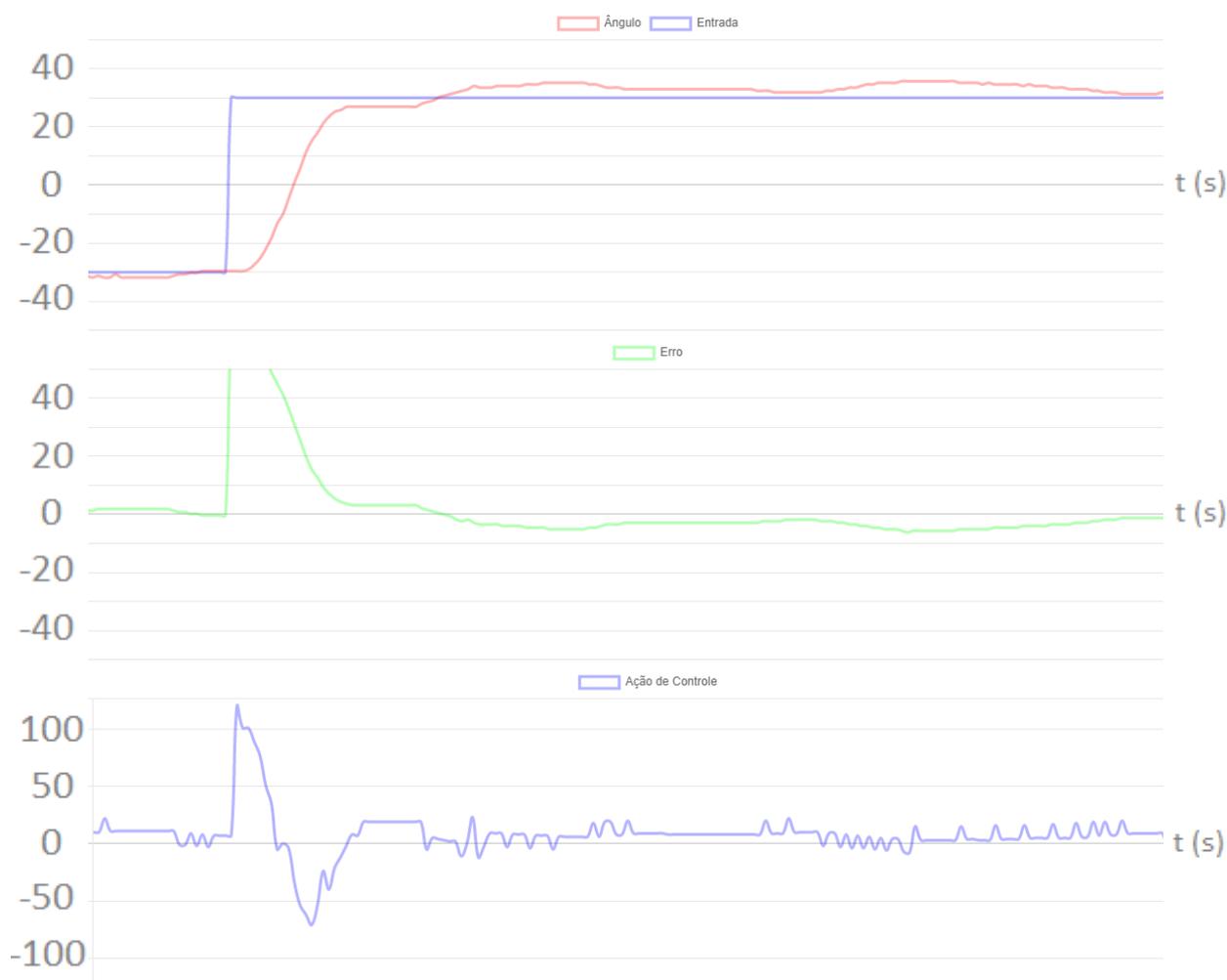
Quadro 16 – Parâmetros de sintonia automática do controlador PID

| Parâmetro | Suave | Padrão | Agressivo |
|-----------|-------|--------|-----------|
| Kp | 1 | 1,54 | 3 |
| Ki | 1,96 | 2,38 | 3,22 |
| Kd | 0,51 | 0,42 | 0,31 |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Com a definição dos coeficientes para os três tipos de controladores, foram obtidas as curvas de resposta para o controlador padrão. A resposta ao degrau, para esta configuração, é exposta na Figura 51.

Figura 51 – Resposta ao degrau – sintonia automática padrão



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O Quadro 17 apresenta as informações de entrada ao degrau do sistema, quando utilizada a sintonia automática com configuração padrão. Como é possível observar, por ser um método que avalia a resposta da planta, os parâmetros apresentam melhores respostas do que os utilizados na sintonia manual.

Quadro 17 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática padrão

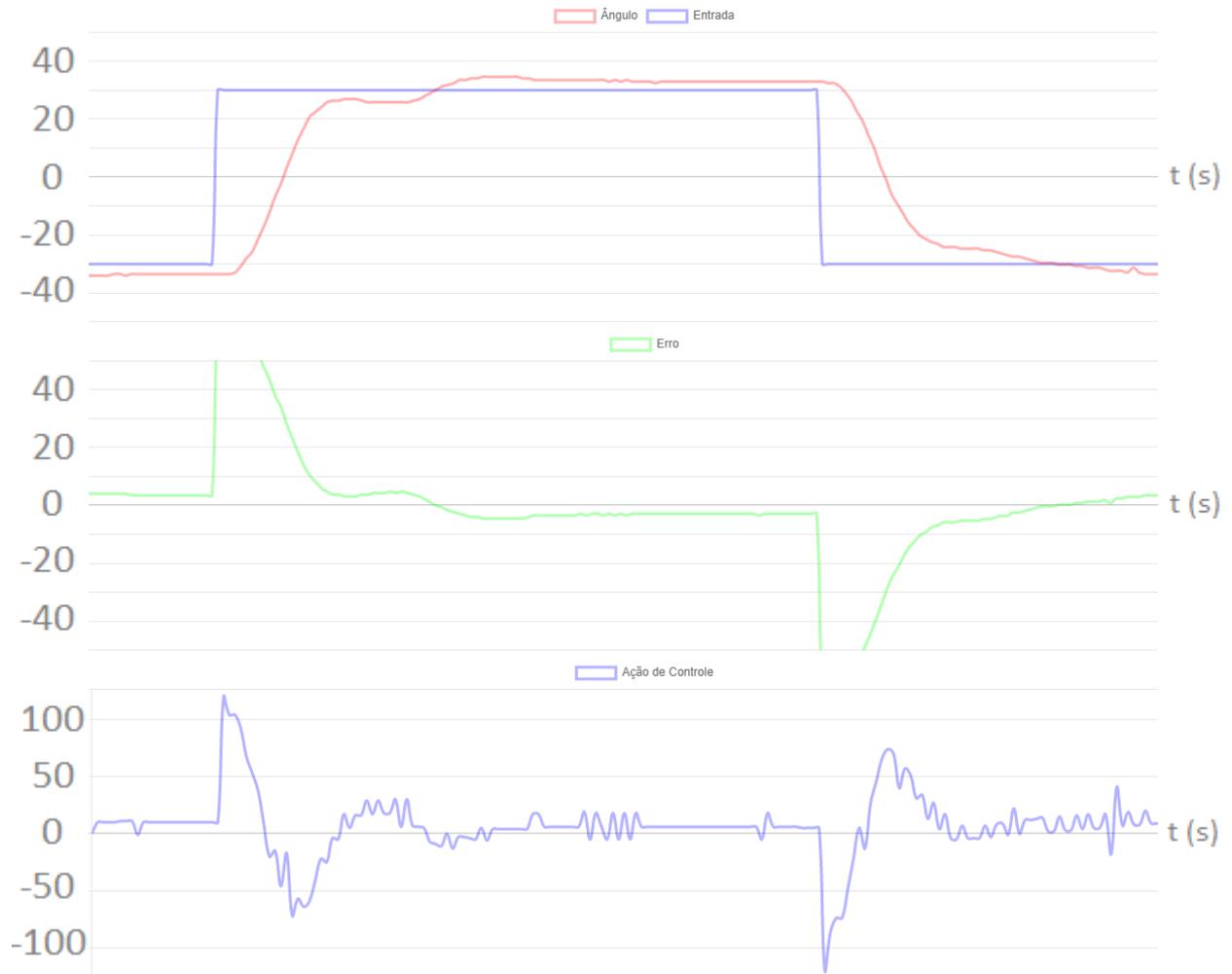
| Indicador | Valor |
|----------------------------------|--------|
| Tempo de subida (T_r) | 0,78 s |
| Tempo de estabilização (T_s) | 1,84 s |
| <i>Overshoot</i> | 9,7 % |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

As Figuras 52, 53 e 54 representam a resposta do sistema, quando a referência é uma onda quadrada de frequência 0,25 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Nesta

sintonia, é possível observar o mesmo efeito apresentado na sintonia manual: para frequências altas do sinal de referência, o sistema não dispõe do tempo necessário para atingir o valor do sinal desejado.

Figura 52 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática padrão



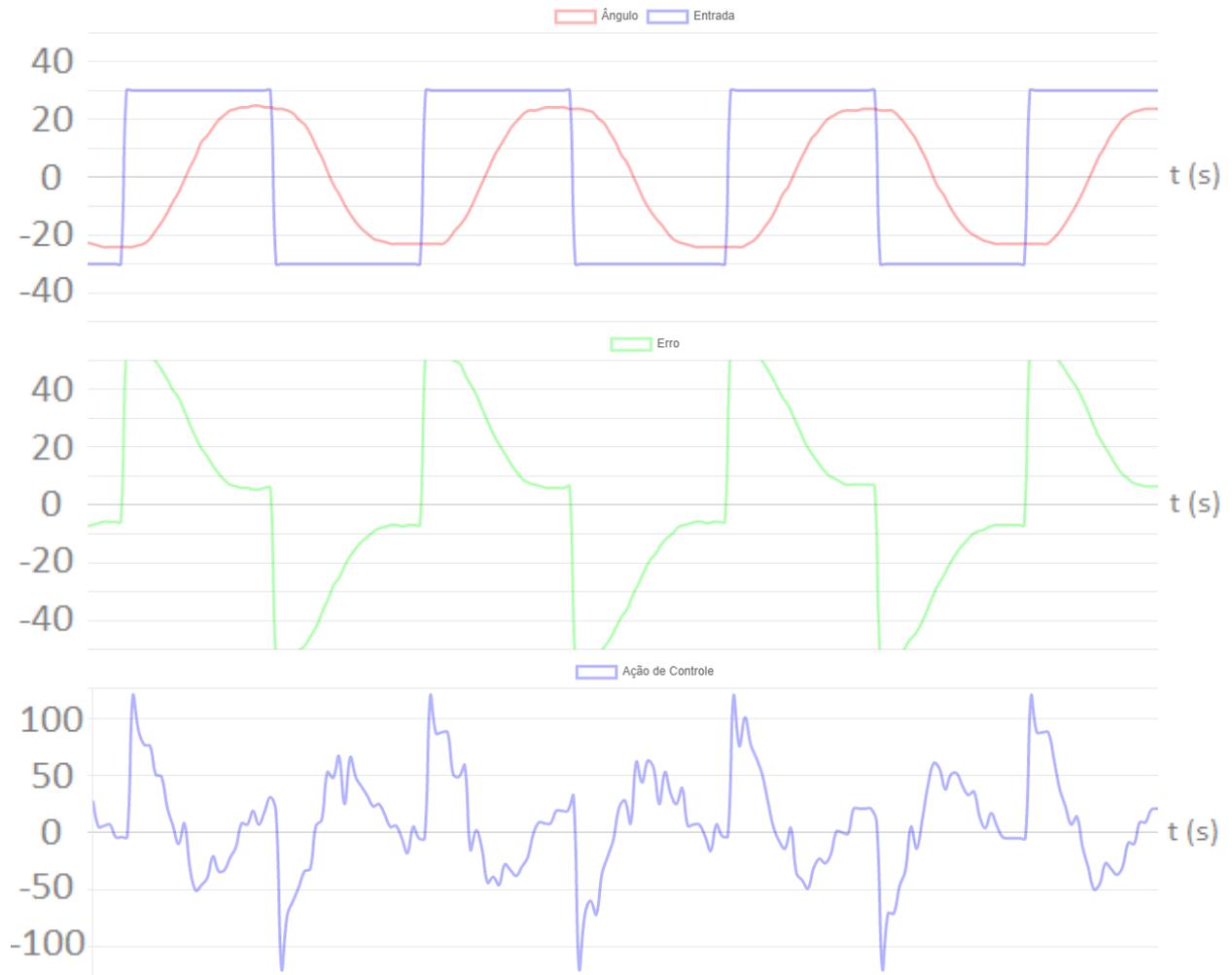
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 53 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática padrão



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 54 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática padrão



Fonte: Elaborado pelo Autor.

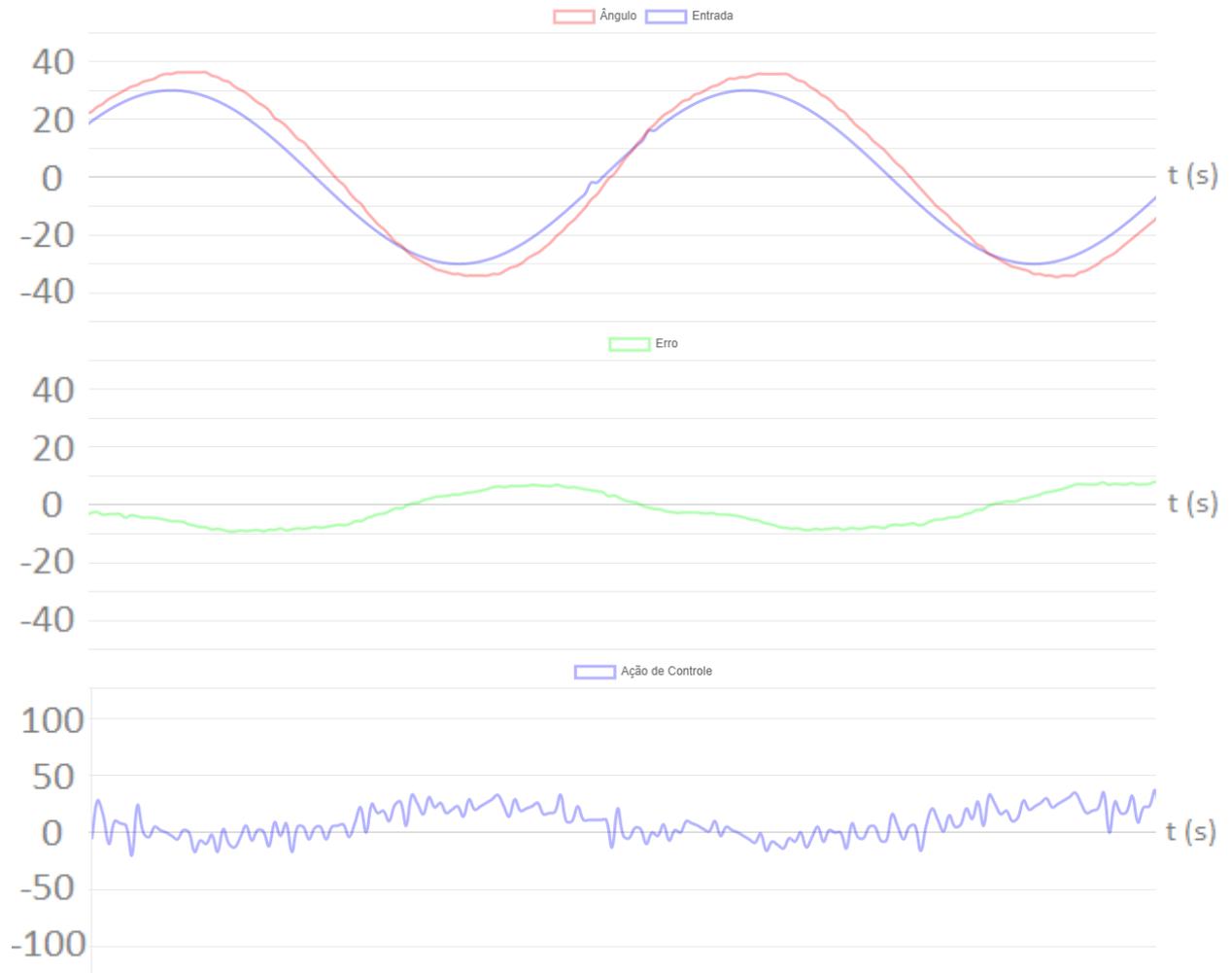
As Figuras 55, 56 e 57 apresentam a resposta do sistema para um sinal de referência senoidal, de frequência 0,2 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Para baixas frequências do sinal de referência, a planta consegue acompanhar o sinal de referência, enquanto para frequências mais altas, apresenta defasagem e sobressinal.

Figura 55 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática padrão



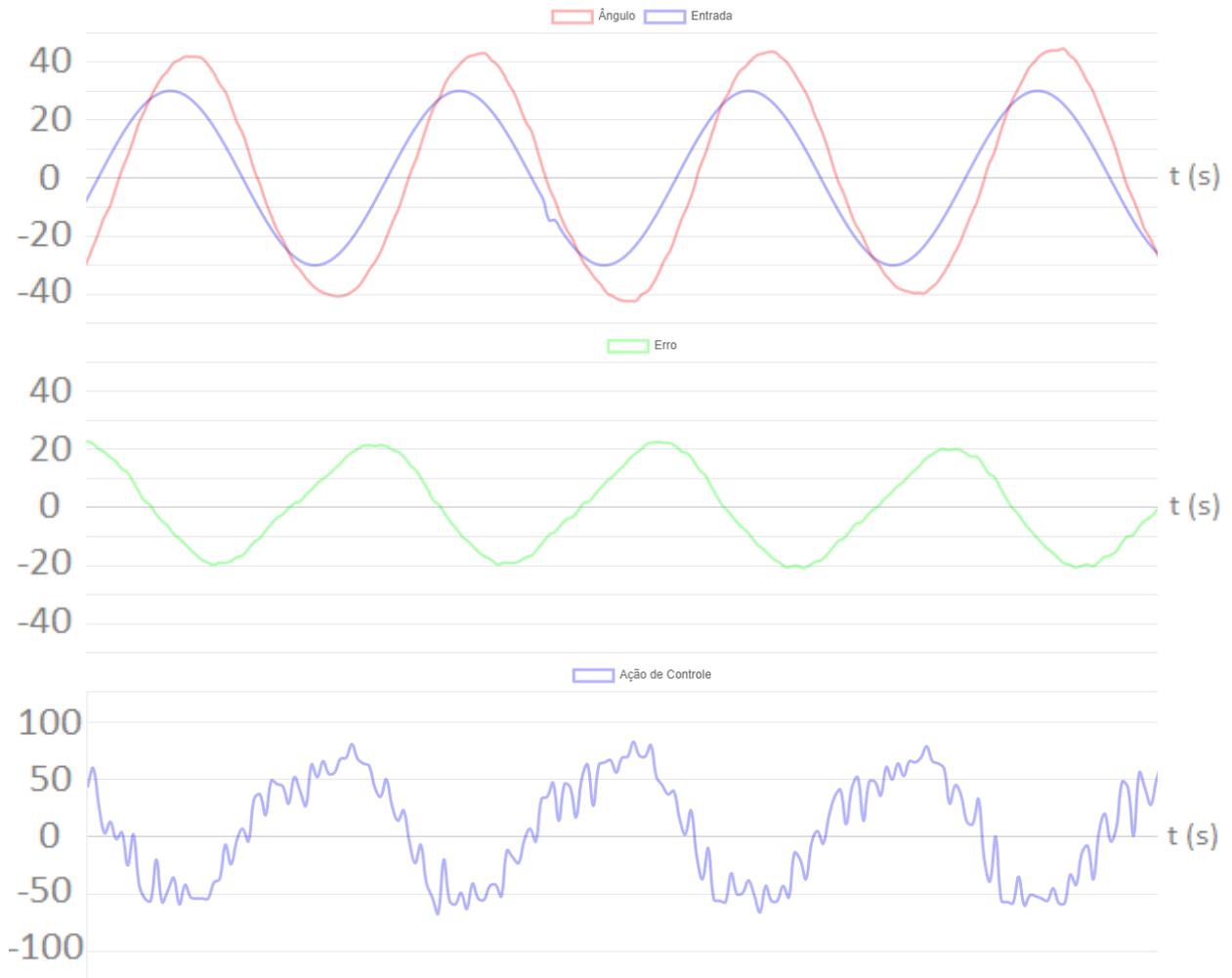
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 56 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática padrão



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 57 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática padrão

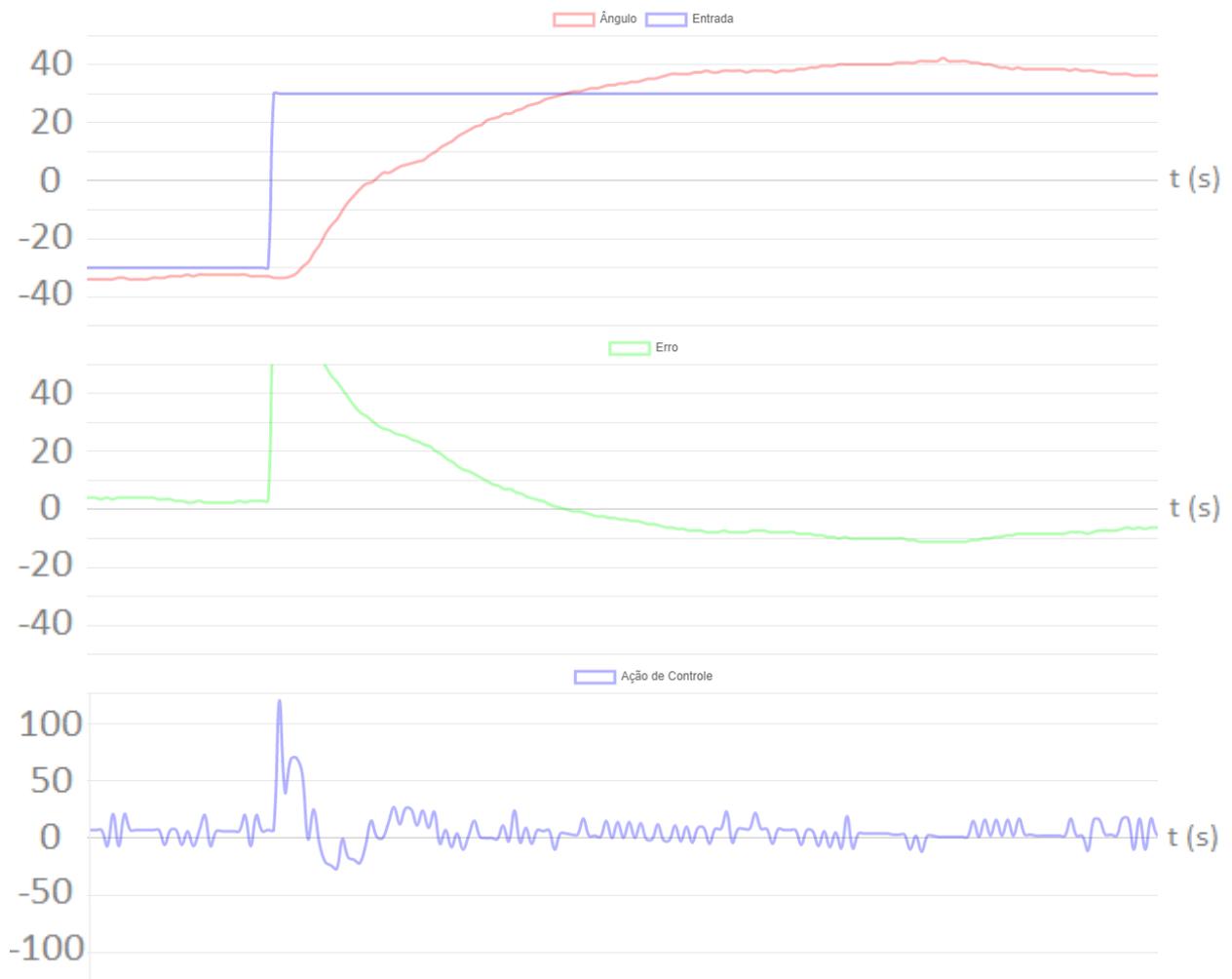


Fonte: Elaborado pelo Autor.

É possível verificar que a configuração obtida na sintonia automática para o controlador padrão possui comportamento muito próximo da utilizada na sintonia manual. Para baixas frequências do sinal de referência, o pêndulo se mostrou bastante responsivo, atendendo ao ângulo desejado, com pouco sobressinal e tempo de estabilização aceitável. A resposta para frequências acima de 1 Hz permanece instável, apresentando grande sobressinal e tempo de estabilização.

Para a resposta que utiliza os parâmetros para um controle suave, foi extraída a imagem exposta na Figura 58.

Figura 58 – Resposta ao degrau – sintonia automática suave



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O Quadro 18 apresenta os parâmetros da resposta ao degrau identificados para a configuração suave. Os tempos de subida e acomodação maiores são esperados de um sistema que apresenta resposta mais lenta, enquanto o sobressinal se justifica devido à intensidade de resposta ao erro apresentado, que é menor.

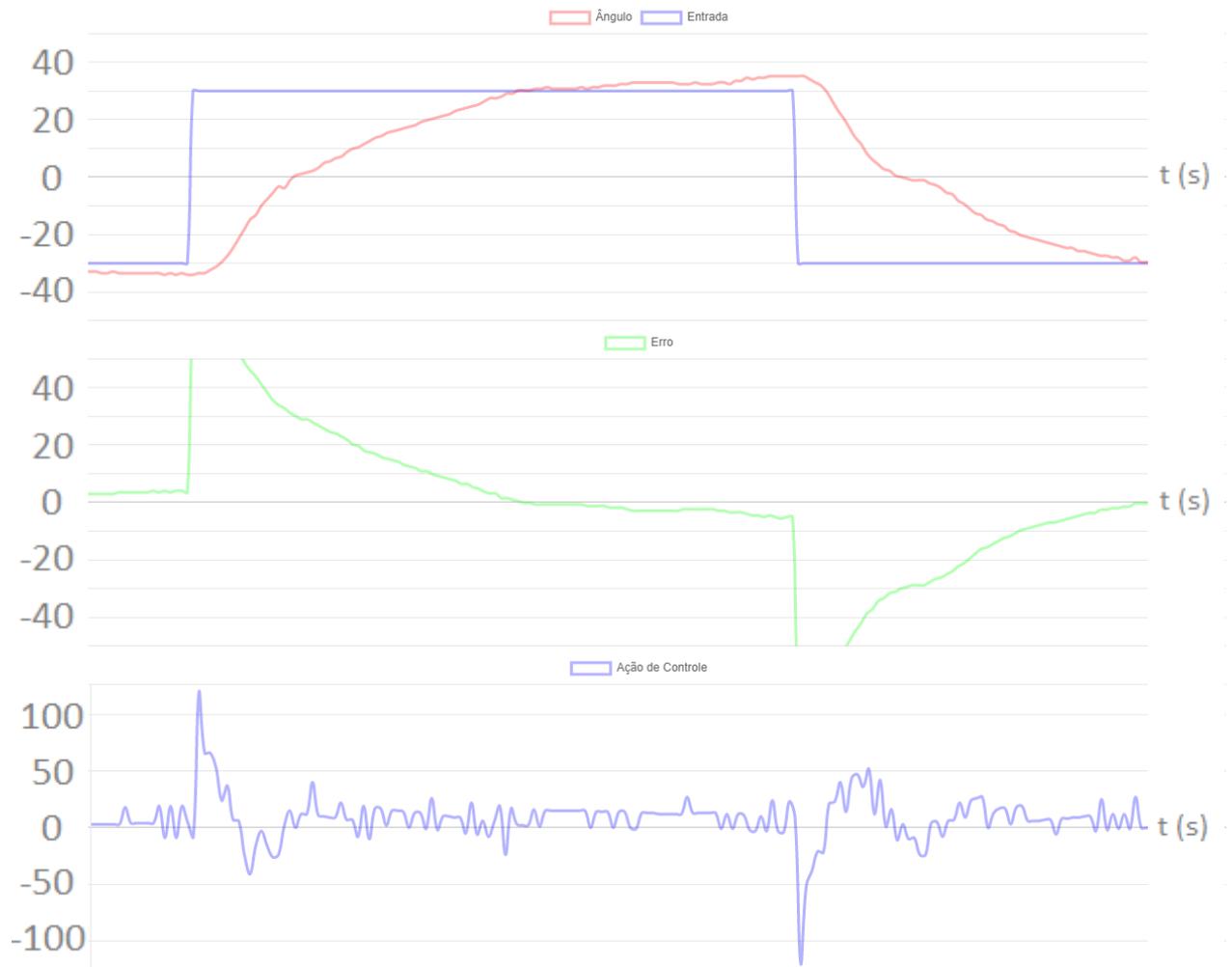
Quadro 18 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática suave

| Indicador | Valor |
|----------------------------------|--------|
| Tempo de subida (T_r) | 1,12 s |
| Tempo de estabilização (T_s) | 4,76 s |
| <i>Overshoot</i> | 20,7 % |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

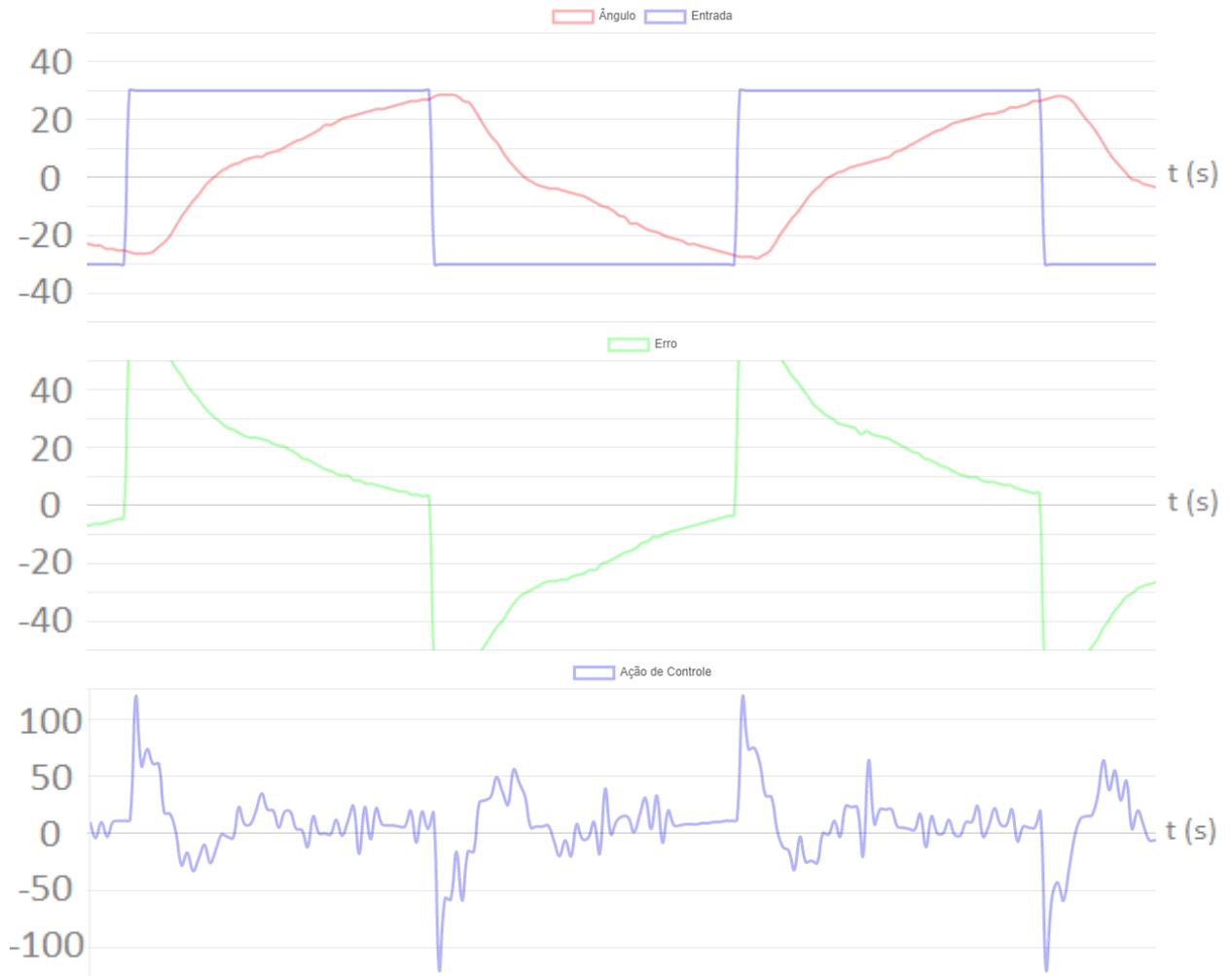
As Figuras 59, 60 e 61 apresentam a resposta ao sistema, quando o sinal de referência é uma onda quadrada de frequência 0,25 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Como é possível observar, o tempo de estabilização é significativamente maior, o que fica evidenciado com frequências do sinal de referência próximas ou acima de 1 Hz.

Figura 59 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática suave



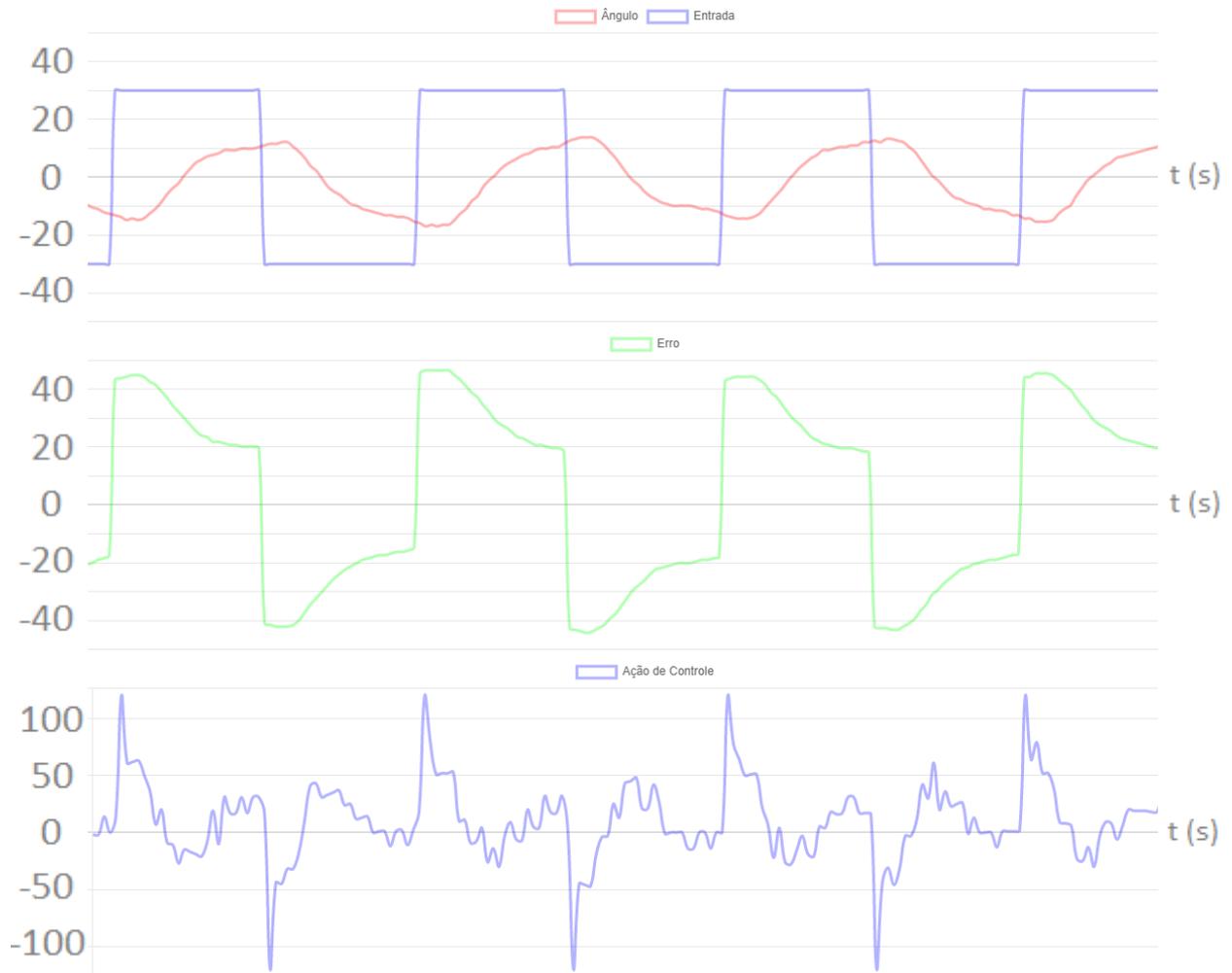
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 60 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática suave



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 61 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática suave



Fonte: Elaborado pelo Autor.

As Figuras 62, 63 e 64 apresentam a resposta do sistema quando aplicado um sinal de referência senoidal, com frequência 0,2 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Para frequências baixas do sinal de referência, o sinal de saída permanece estável, enquanto para frequências elevadas, o sinal de saída apresenta maior defasagem, porém menos sobressinal do que a configuração padrão.

Figura 62 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática suave



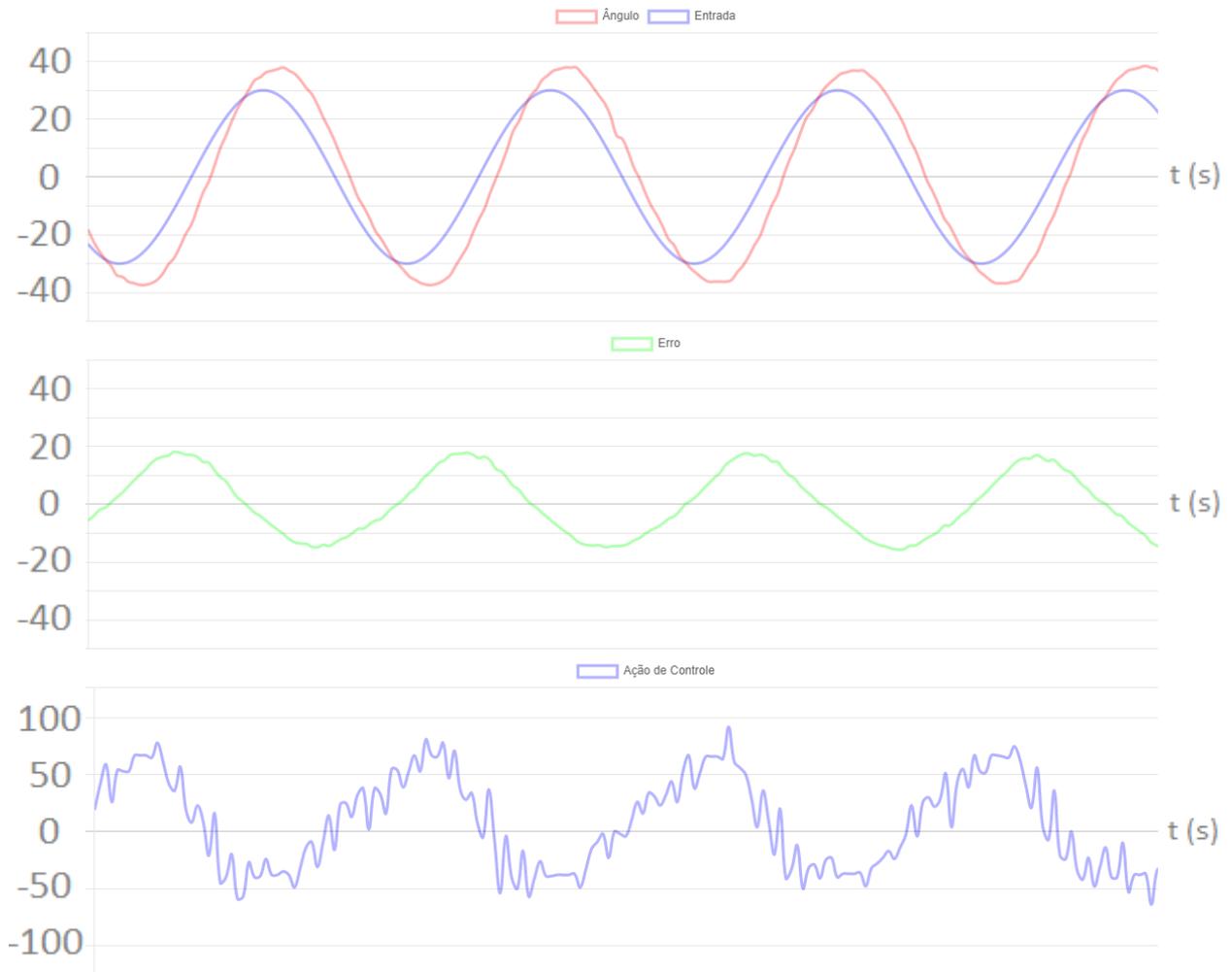
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 63 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática suave



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 64 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática suave

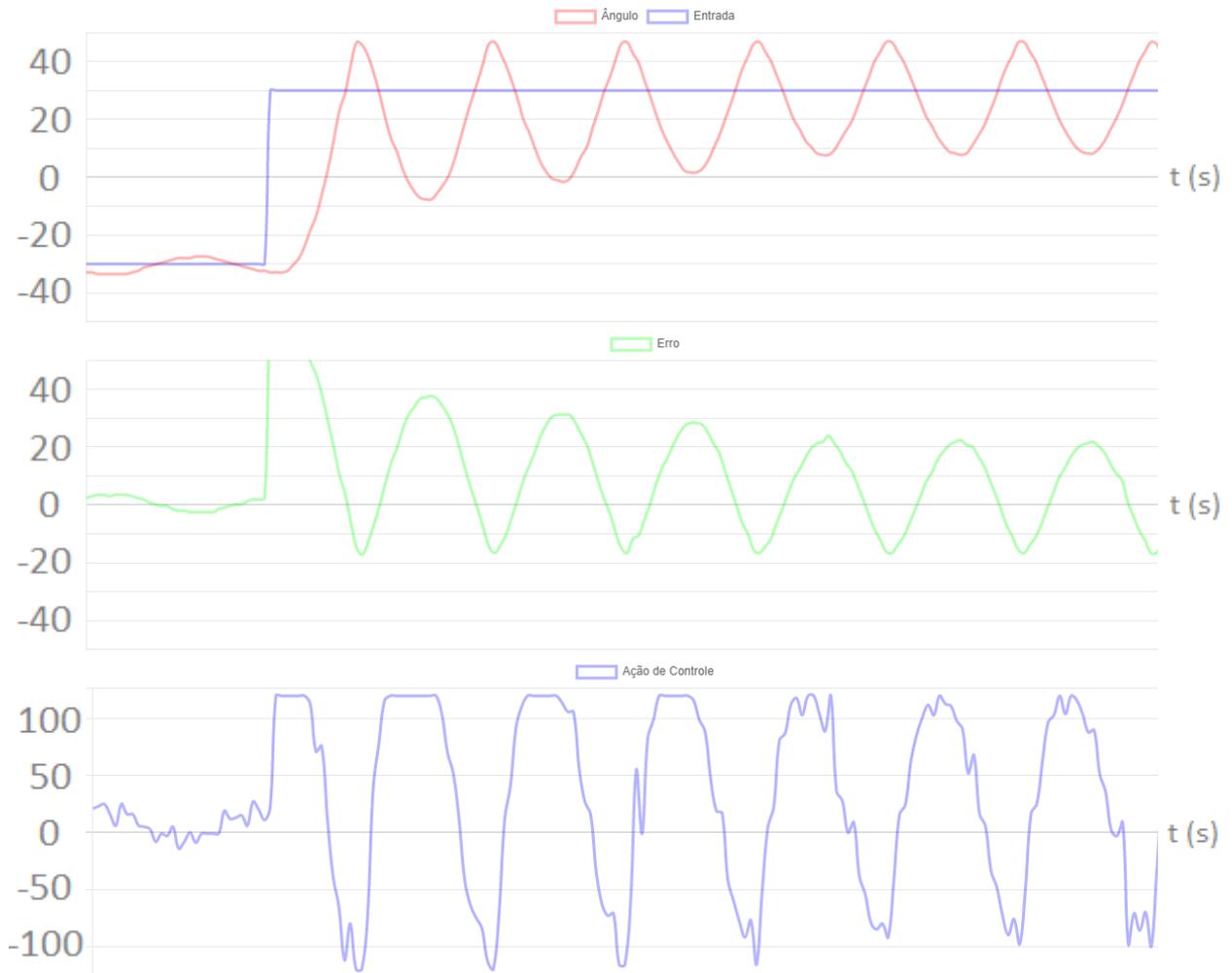


Fonte: Elaborado pelo Autor.

As respostas obtidas através do controlador que utiliza os parâmetros suaves de sintonia se mostram mais lentas do que as outras, o que é esperado, uma vez que o ganho proporcional é significativamente menor. Por ser mais lento, o sobressinal é bastante sutil e o tempo de acomodação é maior, ficando evidenciada a dificuldade de alcançar a referência conforme a frequência dela é elevada.

Para o controlador com configuração agressiva, a curva de resposta ao degrau é exposta na Figura 65.

Figura 65 – Resposta ao degrau – sintonia automática agressiva



Fonte: Elaborado pelo Autor.

O Quadro 19 apresenta as informações referentes à resposta do sistema quando é aplicada uma entrada do tipo degrau como referência. Como esperado, o tempo de subida é bastante rápido, assim como o sobressinal é elevado. O tempo de estabilização é maior, pois com os parâmetros definidos no controlador, a planta começa a apresentar características oscilatórias, que convergem para a estabilização, após alguns segundos.

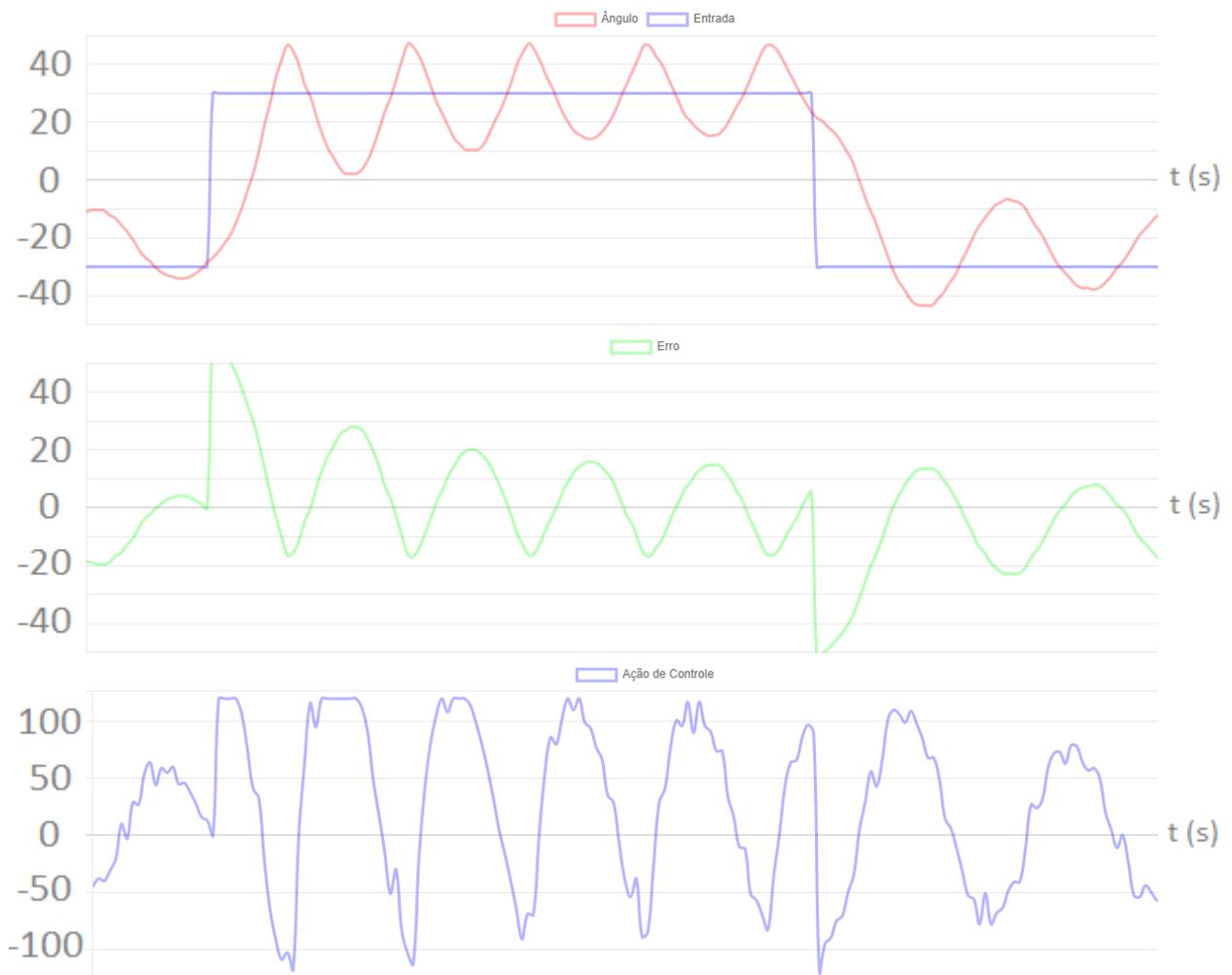
Quadro 19 – Informações da entrada ao degrau – sintonia automática agressiva

| Indicador | Valor |
|----------------------------------|--------|
| Tempo de subida (T_r) | 0,22 s |
| Tempo de estabilização (T_s) | 5,06 s |
| <i>Overshoot</i> | 116 % |

Fonte: Elaborado pelo Autor.

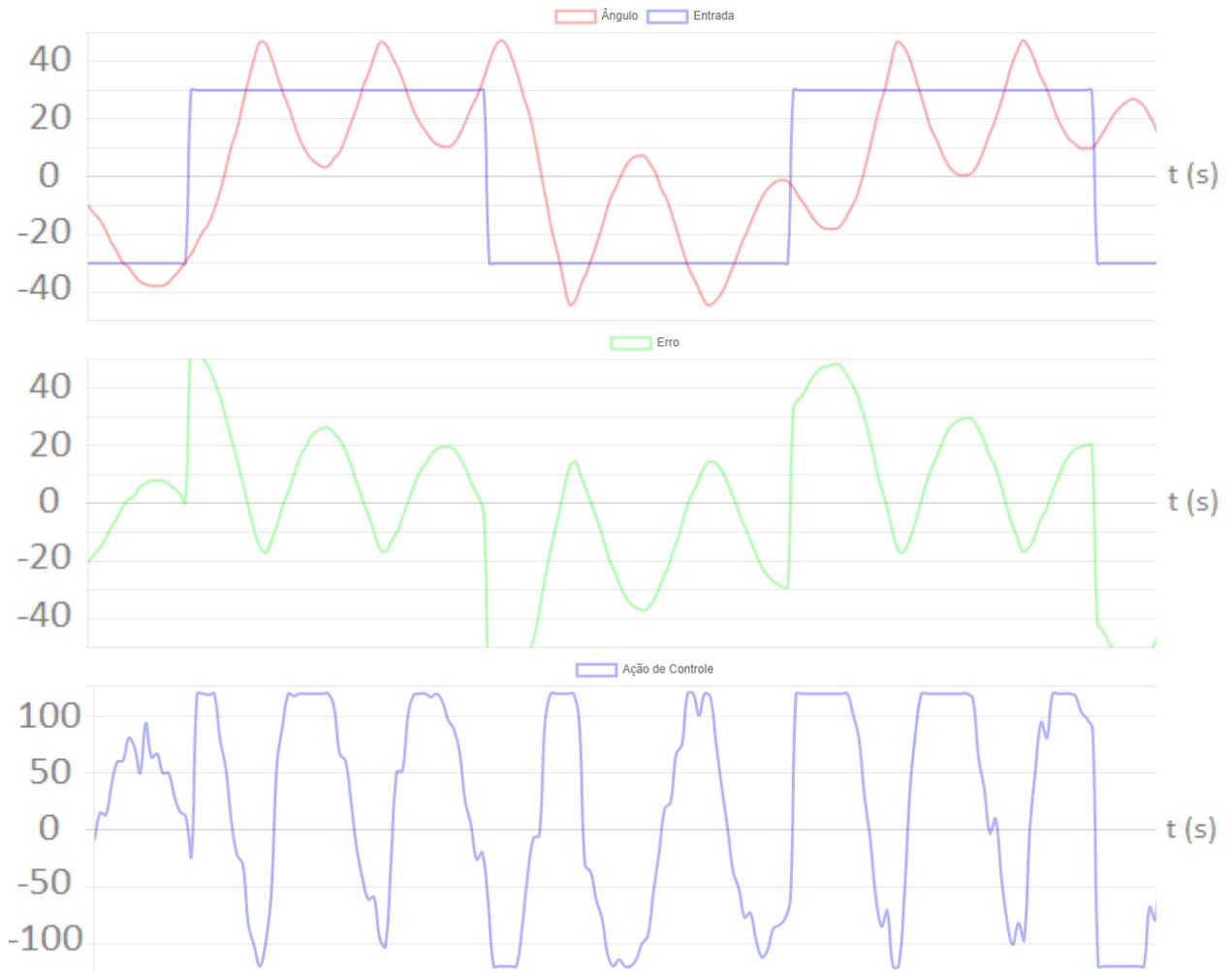
As Figuras 66, 67 e 68 apresentam a resposta do sistema quando aplicado um sinal de referência do tipo onda quadrada, com frequência 0,25 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. A resposta do sistema se tornou bastante rápida, apresentando elevado sobressinal e tempo de estabilização como consequência. O sistema passou a apresentar característica oscilatória, que converge para a estabilização após alguns segundos, e é acentuada pelo impacto da haste no limitador de posição angular máxima, fenômeno observado em, aproximadamente, 45 graus.

Figura 66 – Resposta onda quadrada 0,25 Hz – sintonia automática agressiva



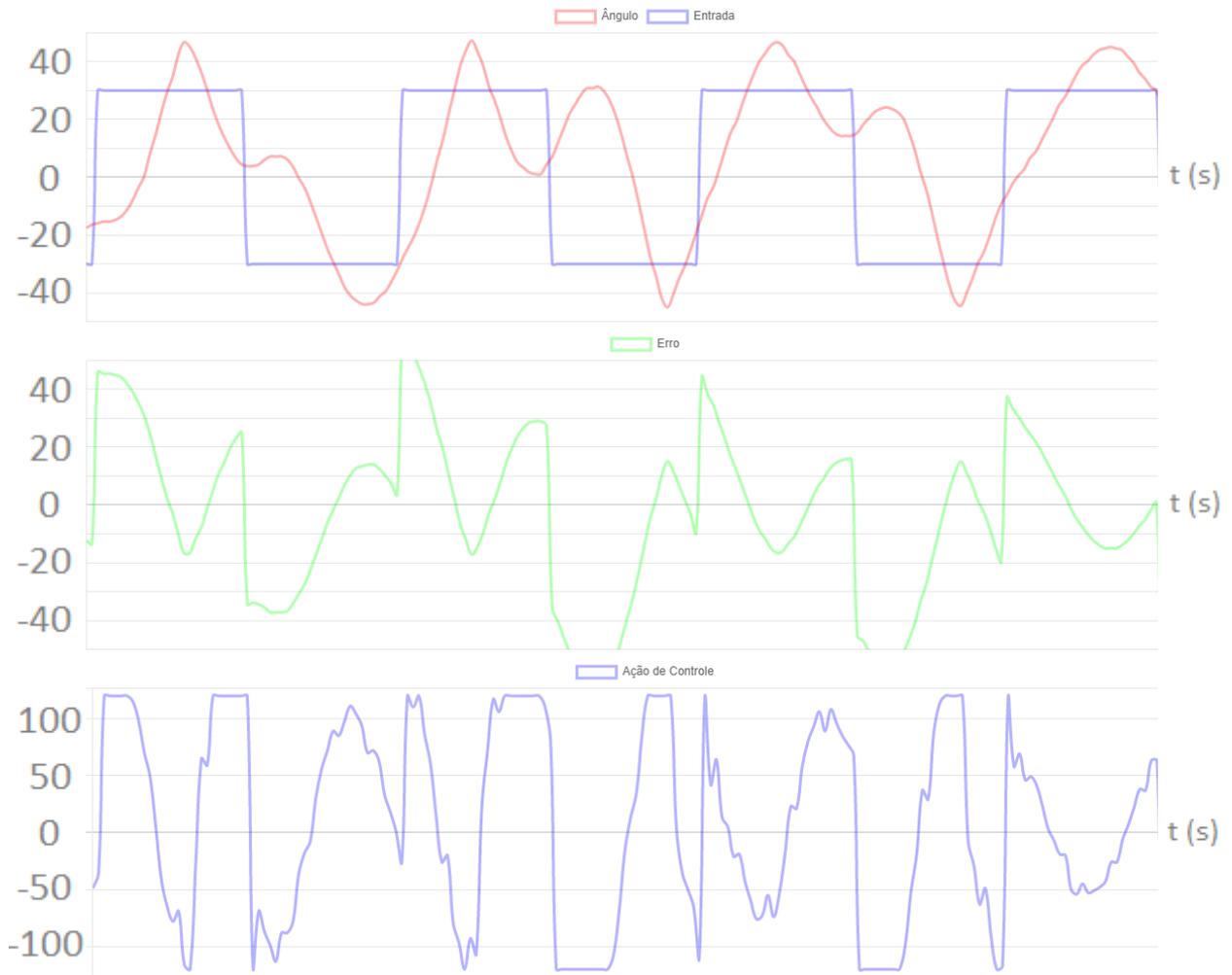
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 67 – Resposta onda quadrada 0,5 Hz – sintonia automática agressiva



Fonte: Elaborado pelo Autor.

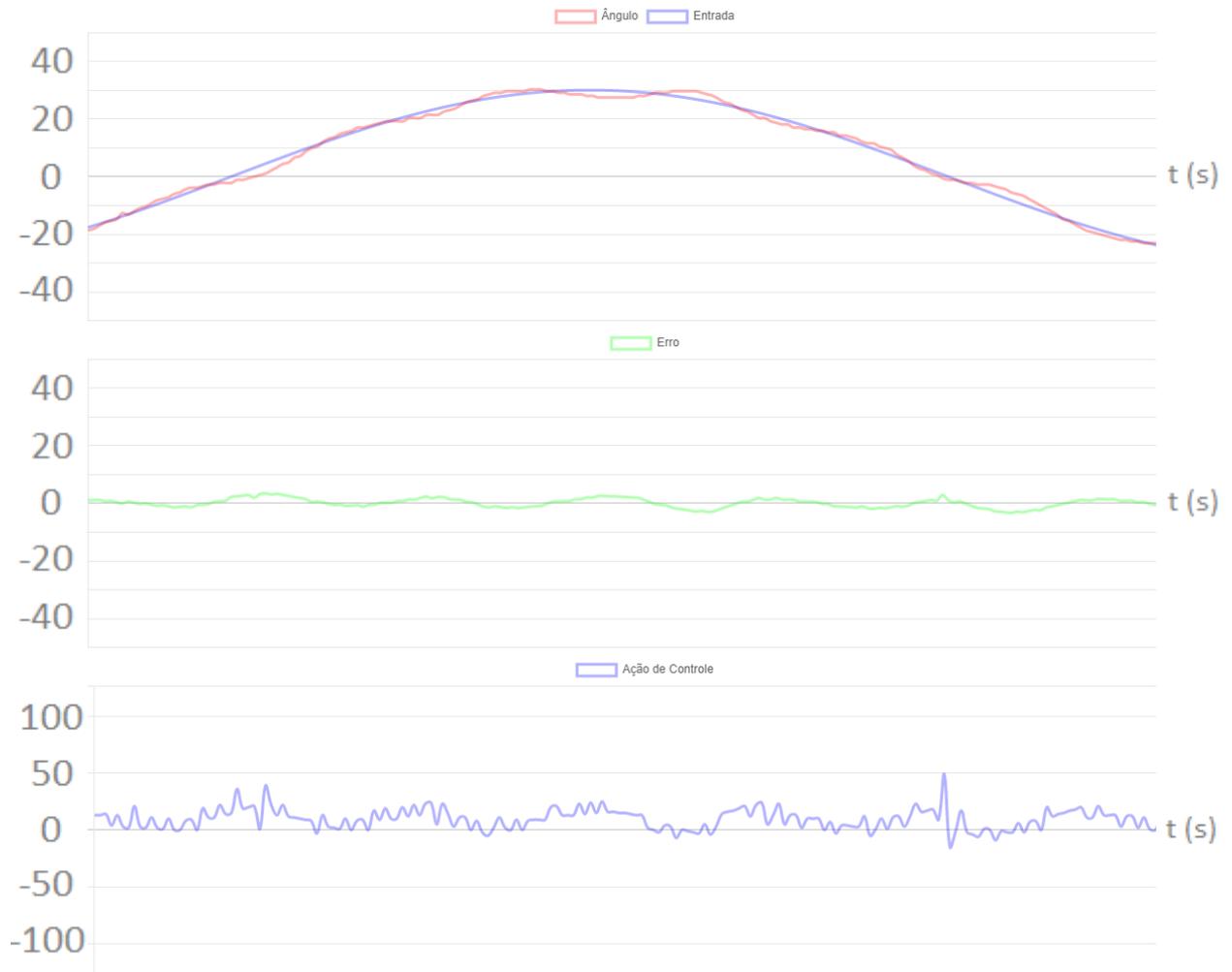
Figura 68 – Resposta onda quadrada 1 Hz – sintonia automática agressiva



Fonte: Elaborado pelo Autor.

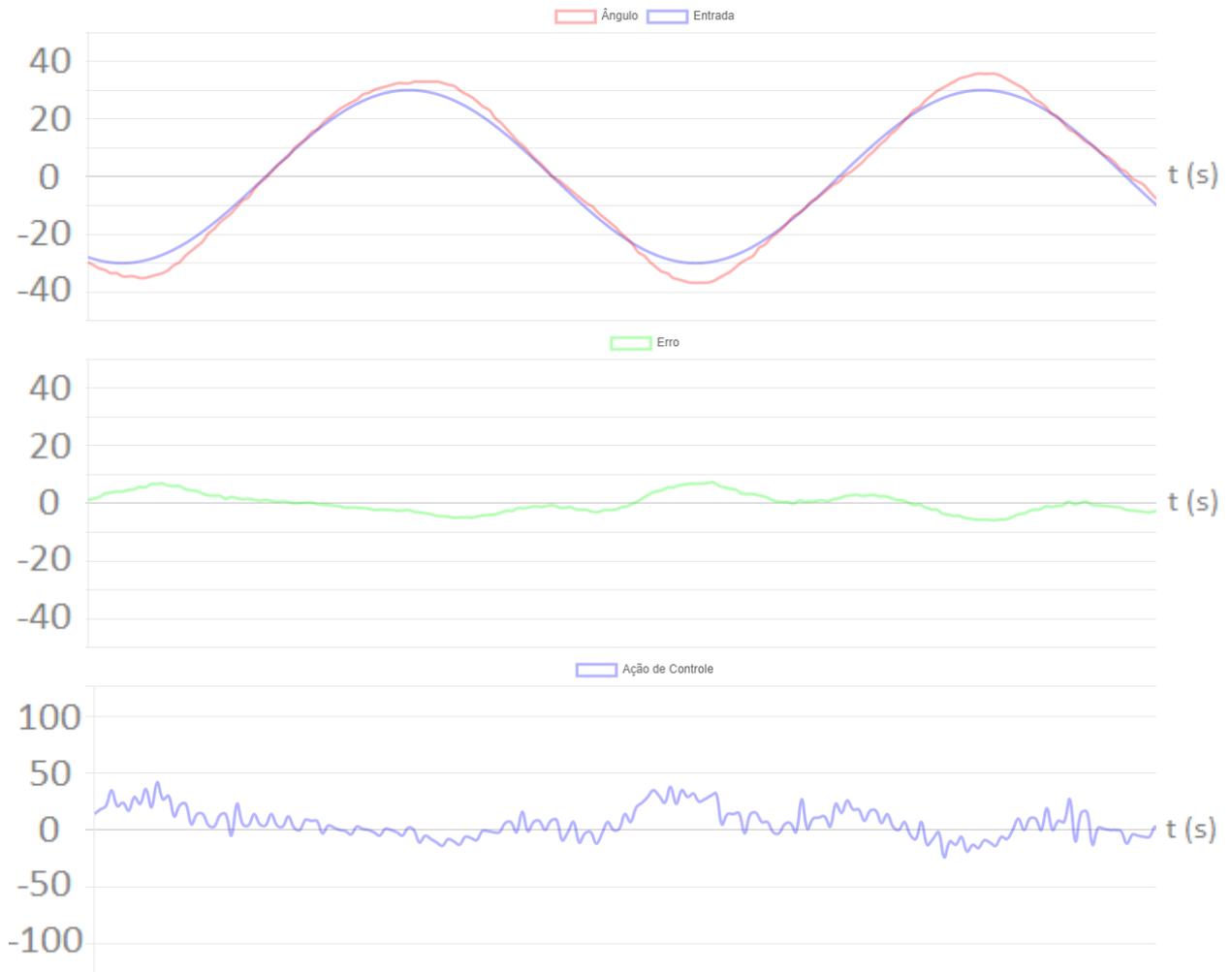
As Figuras 69, 70 e 71 apresentam a resposta do sistema, quando aplicado um sinal de referência do tipo senoidal, com frequência 0,2 Hz, 0,5 Hz e 1 Hz, respectivamente. Para baixas frequências do sinal de referência, o sinal de saída continua mostrando boa exatidão, embora apresente um pequeno comportamento oscilatório em torno da referência. Para frequências de referência mais altas, é possível observar que a defasagem entre referência e saída é praticamente eliminada, devido ao baixo tempo de subida dessa configuração. Como consequência, o sobressinal é muito maior do que o observado nas configurações anteriores.

Figura 69 – Resposta onda senoidal 0,2 Hz – sintonia automática agressiva



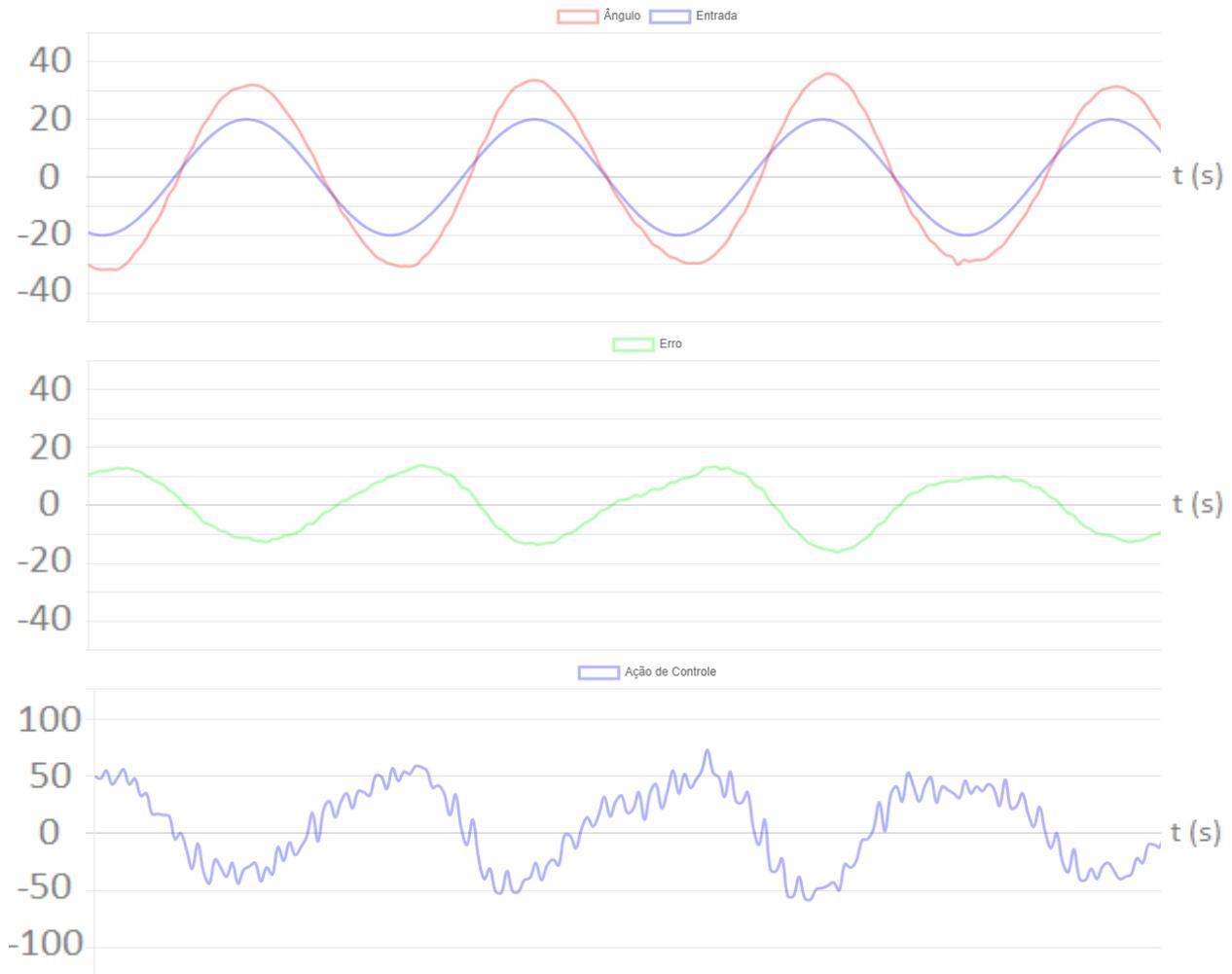
Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 70 – Resposta onda senoidal 0,5 Hz – sintonia automática agressiva



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 71 – Resposta onda senoidal 1 Hz – sintonia automática agressiva



Fonte: Elaborado pelo Autor.

No controlador com configuração agressiva, fica evidente o destaque do controlador proporcional. Quando a entrada apresenta variações abruptas de referência, o controlador proporcional atua de maneira significativa, fazendo com que o limite angular máximo da planta seja alcançado, gerando as oscilações observadas nas figuras que representam degraus e ondas quadradas como entrada. Como a onda senoidal não apresenta grande variação de referência em um curto período de tempo, esse fenômeno não é observado, mas é nítido que o sobressinal é muito superior ao apresentado nos outros métodos verificados, o que garante que esse tipo de controlador não é o indicado para a planta em questão, que não possui grande excursão angular e não tolera impactos no fim de escala.

Avaliando a sintonia automática, é possível afirmar que ela é funcional, pois retorna valores de sintonia coerentes com os esperados. Quanto à obtenção dos

valores, o método apresenta certa variação, pois depende de alguns fatores, como o ângulo inicial da haste, o que retorna valores levemente diferentes a cada sintonia realizada. Apesar de apresentar variações, indica um bom ponto de partida para o ajuste refinado do controlador PID, manualmente.

5 CONCLUSÕES

A execução das atividades propostas neste trabalho possibilitou a interação com diversas áreas do conhecimento. O protótipo inicial idealizava somente a implementação de rotinas de controle do sistema. Entretanto, como relatado na seção 3, o projeto inicial poderia responder de modo mais rápido, tornando o protótipo um objeto de estudo mais interessante. A partir destes resultados, o projeto foi totalmente reconstruído, desde a parte mecânica, que engloba o desenho de peças para fabricação em acrílico, até o desenvolvimento de placa de circuito impresso dedicada para o controle do sistema.

Com a estrutura mecânica desenvolvida, foi possível elaborar modelos matemáticos que pudessem descrever a dinâmica de movimento do sistema. A função de transferência prática do sistema foi obtida através da obtenção dos parâmetros necessários para a elaboração dela, que foram desde simples medidas de comprimento e massa, até parâmetros que foram necessariamente obtidos através da ferramenta de identificação de planta disponibilizada pelo Matlab. Comparando as funções de transferência teórica e prática, foi possível verificar que ambas são similares e apresentam confiabilidade.

A construção do *software* supervisor foi realizada em *JavaScript* e possibilita uma interface de usuário agradável, com todos os recursos necessários para a operação da planta. A partir da leitura do ângulo apresentada no supervisor, foi possível observar que não se mostrou necessária a utilização de filtros para eliminar as componentes de alta frequência, na leitura analógica do sensor, o que é bastante incomum para sistemas que utilizam atuadores para movimento. Para justificar essa situação, é possível mencionar dois filtros que estão presentes fisicamente no sistema: capacitores na placa de sensoriamento, e um sistema de amortecimento que conecta a haste do sensor à haste em que ficam posicionados os motores.

Para a sintonia do controlador PID utilizado, primeiramente foi utilizado o método experimental, que busca identificar parâmetros ótimos para o controlador, com base na resposta apresentada pela planta. Com a utilização destes parâmetros, foi possível verificar as características de resposta do sistema e avaliar a qualidade da sintonia realizada. O método de sintonia automática foi empregado utilizando o método SIMC de ajuste para controladores PI e PID, que busca verificar o atraso de transporte e ganho apresentados pela planta. Com os valores identificados, é aplicado

o método sugerido, resultando em três configurações de resposta: suave, padrão e agressiva.

Assumindo que a planta possui comportamento extremamente instável em malha aberta e em malha fechada, com sintonias de controle não ajustadas adequadamente, pode-se assumir que o desempenho dos controladores empregados se mostrou satisfatório, pois consegue manter o sistema operando de modo estável, desde que bem sintonizado. Os parâmetros identificados nos diferentes tipos de configuração de sintonia automática se mostraram bastante coerentes e fiéis aos esperados de cada tipo de configuração: para suave, maior tempo de subida e estabilização, com menor sobressinal; para padrão, tempo de subida intermediário, tempo de estabilização bom e sobressinal baixo; para agressivo, tempo de subida baixo, tempo de estabilização alto e sobressinal alto. A instabilidade apresentada pela planta se deve, em parte, aos componentes utilizados na montagem, pois os motores são extremamente eficazes quando avaliados quanto à propulsão, porém as reduções utilizadas pelos mesmos possuem características mecânicas frágeis e que visam baixo custo construtivo, apresentando atrito e transferindo vibração significativa à estrutura.

Por fim, o desenvolvimento deste trabalho se mostrou bastante satisfatório, pois a planta teve um ótimo desempenho, quando aplicado os controladores com as sintonias mencionadas, ao passo que, em malha aberta, ela tende à destruição, dada a velocidade de resposta e capacidade de propulsão dos motores.

5.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

O aero pêndulo balanceado possibilita a execução de novos projetos, utilizando esta mecânica. Algumas sugestões são elencadas abaixo:

- Adição de mais um grau de liberdade ao sistema, possibilitando o movimento em dois planos;
- Controle angular por diferentes tipos de sensores: giroscópio, tacômetros etc.;
- Aplicação de técnicas modernas de controle;
- Aplicação de técnicas diversas de sintonia automática de controladores PID;

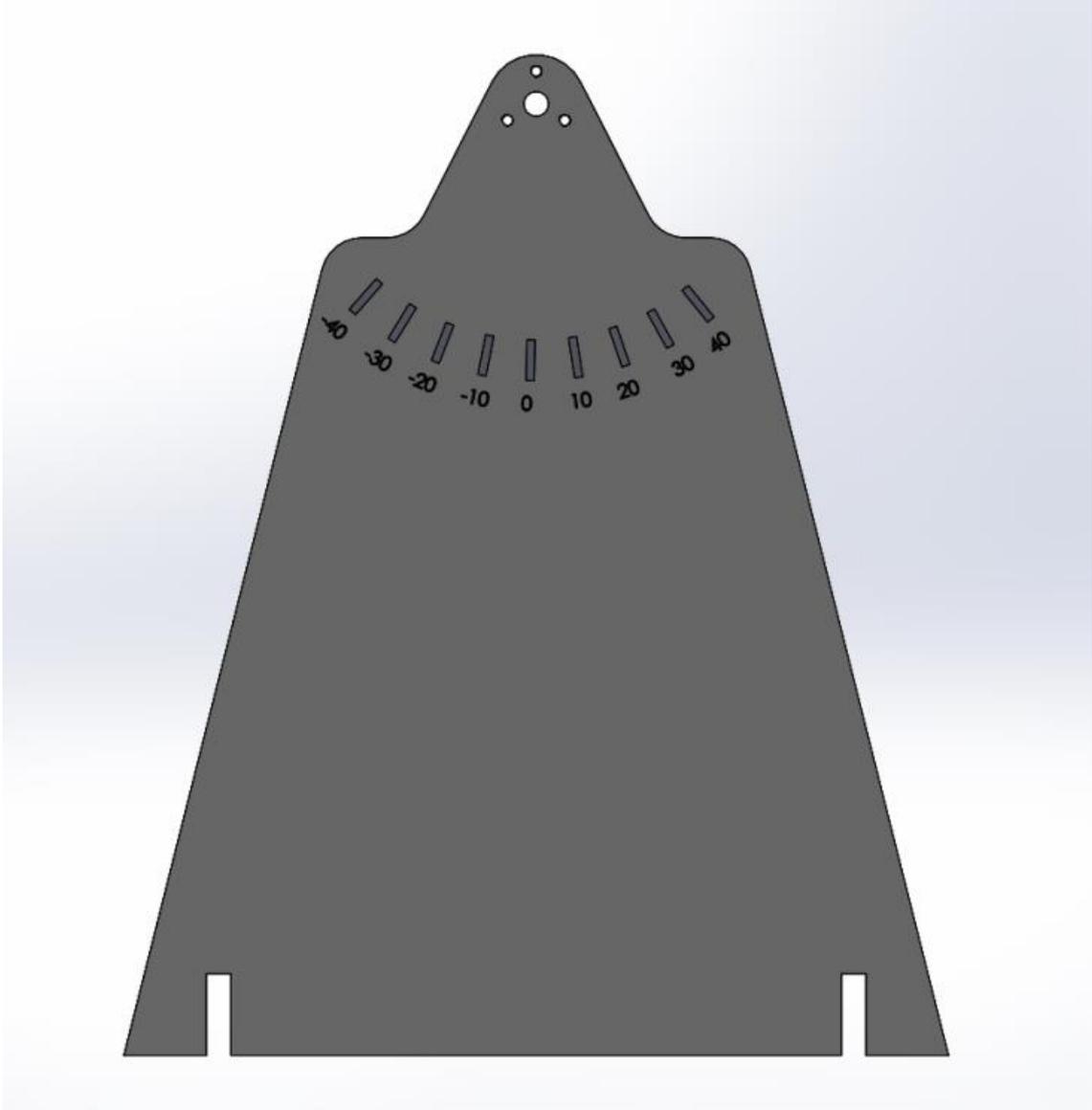
- Desenvolvimento de interface de controle integrada com sistema supervisor.

REFERÊNCIAS

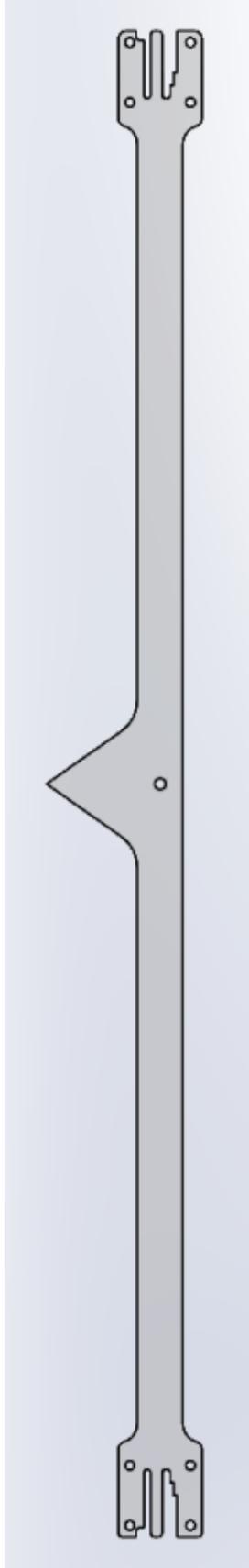
- ALAJMI, Esam & ALHAJRI, Soud. (2021). **Control System Design for Motor Based on Temperature Dynamics**. International Journal of Innovative Science and Research Technology, Engineering and Technology. 6. 1160-1670.
- ASTRÖM, K. & HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design and Tuning**. 2 ed. USA, 1995.
- ARDUINO. **Arduino Nano**. Disponível em: <<https://www.arduino.cc/en/pmwiki.php?n=Main/ArduinoBoardNano>>. Acesso em: 4 ago. 2021.
- CARDOSO, Matheus. **O que é um Microcontrolador?** Disponível em <<https://edu.ieee.org/br-ufcgras/o-que-e-um-microcontrolador/>>. Acesso em 20 out. 2021.
- COELHO, Marcelo S. **Sistemas Supervisórios**. Documento Eletrônico. Disponível em <http://professorcesarcosta.com.br/upload/imagens_upload/Apostila_%20Sistema%20Supervis%C3%B3rio.pdf>. Acesso em 20 set. 2021.
- CTMS. **PID Controller Design**. Disponível em: <<https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction§ion=ControlPID>>. Acesso em: 20 ago. 2021.
- DEVMEDIA. **Guia Completo de Node.js**. Disponível em: <<https://www.devmedia.com.br/guia/node-js/40312>>. Acesso em: 05 dez. 2021.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 12. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.
- Ecole Technique – Ecole des Métiers de Lausanne (ETML). **Plataforma de Estudos para Sistemas de Controle**. WorldSkills, 2009.
- ENIKOV, Eniko T. **Aeropendulum Project**. Disponível em: <<https://aeropendulum.arizona.edu/>>. Acesso em: 15 out. 2021.
- FABTOLAB. **0720 MOTOR**. Disponível em: <<https://www.fabtolab.com/coreless-motor-0720>>. Acesso em: 10 ago. 2021.
- GRIMHOLT, C.; SKOGESTAD, S. The SIMC Method for Smooth PID Controller Tuning. **PID Book**. 2016.

- JÚNIOR, Alexsandro Ferreira de Barros. **Construção e Projeto de Controle de um Aero Pêndulo utilizando *Model-Based Design***. Campina Grande, 2019. 41p. TCC. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande.
- MOUSER. **3382 - 12 mm Rotary Position Sensor**. Disponível em <<https://br.mouser.com/datasheet/2/54/3382-776135.pdf>>. Acesso em 15 out. 2021.
- NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 7. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.
- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.
- ÖZER, Tolga & KIVRAK, Sinan & OGUZ, Yüksel. (2017). **H Bridge DC Motor Driver Design and Implementation with Using dsPIC30f4011**. International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology. 6. 75-83.
- SALMONY, Philip. Control System Design. **Philsal**, 2019. Disponível em <<https://philsal.co.uk/>> Acesso em: 20 set. 2021.
- TAYLOR, David. **PID Anti-Windup Techniques**. Documento Eletrônico. Disponível em <<https://info.erdosmiller.com/blog/pid-anti-windup-techniques>>. Acesso em 15 set. 2021.
- VISHAY. **IRL540**. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/91300/sihl540.pdf>>. Acesso em: 10 ago. 2021.

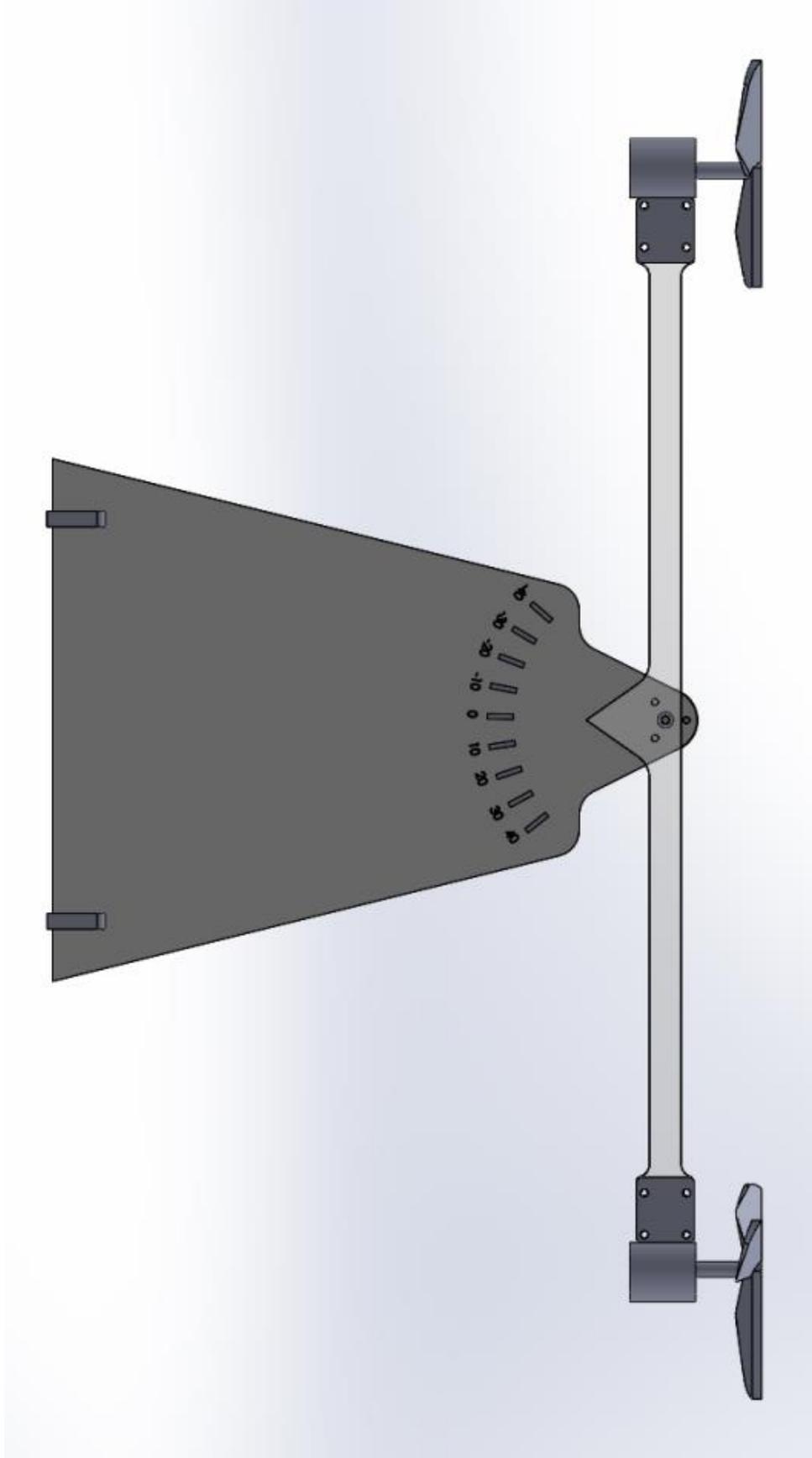
APÊNDICE A – BASE DO SISTEMA DE PÊNULO



APÊNDICE B – HASTE DO SISTEMA DE PÊNDULO



APÊNDICE C – SISTEMA DE PÊNULO BALANCEADO



APÊNDICE D – INTERFACE DO SUPERVISÓRIO

Apêndice

Menu

Porta

Baud

Iniciar Comunicação

Amplitude (-40° a +40°)

Kp Ki Kd

Tipo de Entrada

Degrau
 Onda Quadrada
 Onda Senoidal

Frequência (Hz)

Padrão

Kp Ki Kd

Suave

Kp Ki Kd

Agressivo

Kp Ki Kd

Sintonia Manual

Sintonia Automática

Iniciar / Parar

Ângulo Entrada

Erro

Ação de Controle

APÊNDICE E – ESQUEMA ELÉTRICO DA PCB

