

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
CAMPUS DIVINÓPOLIS
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

Mateus Meireles Ribeiro

DESENVOLVIMENTO E APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE
CONTROLE PARA UM SISTEMA TIPO PONTE ROLANTE



Divinópolis

2021

Mateus Meireles Ribeiro

DESENVOLVIMENTO E APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA UM SISTEMA TIPO PONTE ROLANTE

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao Colegiado de Graduação em Engenharia Mecatrônica como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico.

Eixo de Formação: Modelagem e Controle de Processos.

Orientador: Prof. Dr. Valter Júnior de Souza Leite

Coorientador: Me. Álan Crístopher e Sousa



Divinópolis

2021

AO ESPÍRITO DE COOPERAÇÃO DEMONSTRADO PELOS MEUS AMIGOS, QUE FOI DECISIVO PARA A CONCLUSÃO DESTES TRABALHOS.

Agradecimentos

Agradeço,

à minha mãe por todo o apoio e confiança em mim depositados;

ao Eng. Alan por toda a paciência durante essa etapa de orientação;

aos colegas mais próximos: Lucas José Aragão, Vinicius Burinyuy, Tulio Gonçalves e Otto Gabriel Benevides pela convivência descontraída e as trocas de experiências;

à Ana Elizia Nogueira pelo apoio emocional e companheirismo durante toda essa etapa;

a todos que de alguma forma contribuíram com o meu progresso.

Não podemos prever o futuro, mas podemos criá-lo.

Peter Drucker

Resumo

Este trabalho apresenta estudos sobre sistemas de pontes rolantes e o desenvolvimento de um protótipo que representa a dinâmica típica observada na carga em sistemas reais. A ponte rolante realiza locomoção em longas distâncias de cargas pesadas, um exemplo de ponte rolante localizada em Sochi (Rússia) com 550 metros de comprimento e cargas de transporte com peso médio de 740 toneladas. Esses sistemas têm limitações devido ao movimento do pêndulo que existe durante e após a operação. Tal oscilação provoca imprecisões no posicionamento da carga, além de aumentar o tempo de espera entre o transporte da carga. O trabalho apresenta o modelo matemático que representa a dinâmica da carga em uma ponte rolante e as aproximações realizadas. Em seguida, propõe a construção de um protótipo que represente a dinâmica do processo para testar quais técnicas de controle se aplicam. Posteriormente, é discutida a aplicação de técnicas de controle pelo método proporcional e pelo método de lugar geométrico das raízes, para resolver a oscilação após o transporte da carga. Por fim, é feita uma análise de desempenho e robustez, observando parâmetros como o tempo de subida e acomodação, as integrais do erro absoluto, da variância do erro e do sinal de controle. Para melhorar o desempenho do projeto foi implementada a técnica de controle moderna a partir do método adaptativo por modelo de referência. O uso desse método é relevante devido aos parâmetros do guindaste mudarem durante sua operação. Esse efeito é intrínseco ao processo porque o método selecionado visa perceber e ajustar os parâmetros do controlador para adaptar a operação e obter melhores resultados.

Palavras-chave: Supressão de Oscilação, Ponte rolante, Controle Adaptativo por Modelo de Referência, Controle Clássico.

Abstract

This work presents studies about crane systems and developing a prototype that represents the typical dynamics seen in the load in real systems. The overhead crane handles locomotion over long distances of heavy loads, an example of an overhead crane located in Sochi (Russia) that is 550 meters long and transport loads with an average weight of 740 tons. These systems have limitations because of the pendulum movement that exists during and after the operation. Such an oscillation causes inaccuracy in the cargo's positioning, besides increasing the waiting time between cargo transportation. The work presents the mathematical model representing the dynamics of the load on an overhead crane and the approximations made. Next, it proposes to build a prototype that represents the dynamics of the process to testing which control techniques apply. Then, it discusses the application control techniques by the proportional method and the location of the roots to solve the oscillation after load transport. Finally, it suggests a performance and robustness analysis, observing parameters such as the rise and accommodation time, and the integrals of the absolute error, the error's variation to error, and the control signal effort. A state-space control technique using an adaptive method based on a reference model is implemented to improve the position regulation and tracking. The use of this method is relevant due to the parameters of the crane changing during its operation. This effect is intrinsic to the process because the selected method aims to perceive and adjust the parameters of the controller to adapt operation and achieve better results.

Keywords: Oscillation Suppression, Overhead Crane, Adaptive Control, Classic Control

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Descrição do Objeto de Estudo	3
1.3	Objetivos do Trabalho	4
1.3.1	Objetivo Geral	4
1.3.2	Objetivos Específicos	4
1.4	Revisão Bibliográfica	5
1.5	Organização do Texto	6
2	Fundamentação Teórica	7
2.1	Controladores	7
2.1.1	Controladores Clássicos	7
2.1.1.1	Controlador Proporcional	8
2.1.1.2	Projeto de Controlador via Lugar Geométrico das Raízes	9
2.1.1.2.1	Compensador em avanço de fase	9
2.1.1.2.2	Compensador em atraso de fase	10
2.1.1.2.3	Compensador em avanço e atraso de fase	12
2.1.1.3	Preditor de Smith	12
2.1.2	Controladores Modernos	14
2.1.2.1	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência	14
2.1.2.1.1	Sistema de primeira ordem com parâmetros conhecidos	15

2.1.2.1.2	Mecanismo de Adaptação de Parâmetros	16
2.1.2.1.3	Sistema de ordem n_p e grau relativo maior que um.	16
2.1.2.2	Normalização das leis adaptativas	18
2.2	Tipos e Características de Operação para Pontes Rolantes	18
2.2.1	Ponte Rolante Apoiada	18
2.2.2	Ponte Rolante Suspensa	18
2.2.3	Utilização do Equipamento	19
2.3	Decremento Logarítmico	20
3	Desenvolvimento	23
3.1	Metodologia	23
3.2	Modelagem da Dinâmica do Sistema	24
3.2.1	Oscilação da Carga	24
3.2.2	Modelagem da Dinâmica do Carro	25
3.3	Desenvolvimento do Protótipo	28
3.3.1	Projeto do Protótipo	28
3.3.2	Construção	30
3.4	Desenvolvimento dos Controladores	32
3.4.1	Características do Sistema	33
3.4.2	Controlador Proporcional	33
3.4.3	Controlador via Lugar Geométrico das Raízes	34
3.4.4	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência	35
3.4.5	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência em Conjunto ao Preditor de Smith	37
4	Resultados e Discussões	41
4.1	Controlador Proporcional - Características em Malha Fechada	41
4.2	Controlador pelo Lugar das Raízes - Características em Malha Fechada	42
4.3	Comparação Entre Controladores Clássicos	44
4.4	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência	48
4.4.1	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência com Preditor de Smith	49
4.5	Comparação Entre os Controladores Propostos	51

5	Considerações Finais	55
5.1	Conclusões	55
5.2	Proposta de Continuidade	56
	Referências	59

Lista de figuras

Figura 1.1 – Exemplo de Ponte Rolante Industrial	1
Figura 2.1 – Malha de Controle Proporcional	8
Figura 2.2 – Diagrama de polos e zeros para um compensador em avanço.	9
Figura 2.3 – Análise no domínio da frequência do compensador em avanço	10
Figura 2.4 – Diagrama de polos e zeros para um compensador em atraso.	11
Figura 2.5 – Análise no domínio da frequência do compensador em atraso	11
Figura 2.6 – Topologia de controle para um sistema com preditor de Smith	13
Figura 2.7 – Malha do Controlador Adaptativo por Modelo de Referência	14
Figura 2.8 – Resposta de um sistema oscilatório em relação ao tempo	20
Figura 3.1 – Referenciais e parâmetros de modelagem do sistema	24
Figura 3.2 – Circuito equivalente elétrico da armadura / Diagrama de corpo livre	26
Figura 3.3 – Protótipo desenvolvido em ambiente computacional	29
Figura 3.4 – Protótipo projetado para a fonte de alimentação	30
Figura 3.5 – Peça guia parafusada a estrutura em alumínio	31
Figura 3.6 – Vigas principais do protótipo	31
Figura 3.7 – Resultado final do protótipo desenvolvido.	32
Figura 3.8 – Comparação sinal de saída real e ao modelo levantado para mesma entrada	33
Figura 3.9 – Polos do processo e a influência do ganho proporcional	34
Figura 3.10–Polos do sistema em malha fechada para o controlador obtido pelo método do lugar das raízes	35

Figura 3.11–Parâmetros do controlador sendo ajustados ao decorrer da simulação	36
Figura 3.12–Valores de Saída para o Sistema Linear em Relação a Referência	37
Figura 3.13–Comparação do posicionamento de polos e zeros das identificações con- siderando e não o atraso	38
Figura 3.14–Parâmetros do controlador sendo ajustados ao decorrer da simulação	39
Figura 3.15–Valores de Saída para o Sistema Linear em Relação ao Modelo de Referência	39
Figura 3.16–Comparação da resposta obtida quando alterado o atraso do sistema em duas amostras acima e abaixo	40
Figura 4.1 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao mo- delo real	41
Figura 4.2 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao mo- delo real - Controlador Lugar das Raízes	43
Figura 4.3 – Comportamento dos controladores abordados em malha fechada	44
Figura 4.4 – Comparação de polos e zeros entre os sistemas projetados	45
Figura 4.5 – Valores de resposta alcançados variando parâmetros do sistema.	46
Figura 4.6 – Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador via método geométrico do lugar das raízes, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.	47
Figura 4.7 – Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador proporcional, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.	47
Figura 4.8 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao mo- delo real e a referência - Controlador Adaptativo	48
Figura 4.9 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático. modelo real e modelo de referência - Controlador Adaptativo com Preditor de Smith	50
Figura 4.10–Comportamento dos controladores abordados em malha fechada	51
Figura 4.11–Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador adaptativo por modelo de referência, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.	53

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Recorte da norma NBR 8400 sobre delimitações de aceleração	2
Tabela 2.1 – Recorte da norma NBR 8400 quanto a utilização	19
Tabela 2.2 – Recorte da norma NBR 8400 quanto ao estado da carga	19
Tabela 4.1 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador proporcional	42
Tabela 4.2 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador pelo lugar das raízes	44
Tabela 4.3 – Comparação entre dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau	45
Tabela 4.4 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador adaptativo	49
Tabela 4.5 – Comparação entre dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau para todos os controladores projetados	52

Lista de acrônimos e notações

ϵ	Erro Aumentado - <i>Increased Error</i>
γ	Fator de Convergência - <i>Convergence Factor</i>
θ_p	Parâmetros do Controlador <i>Controller Parameters</i>
A	Decaimento correspondente a y - <i>Decay corresponding to y</i>
a	Aceleração do carro - <i>Car acceleration</i>
A_n	Decaimento correspondente a y_n - <i>Decay corresponding to y_n</i>
b	Atrito viscoso do motor - <i>Viscous friction of the engine</i>
B	Coefficiente de atrito viscoso - <i>Viscous friction coefficient</i>
B_g	Atrito entre carro e guias - <i>Friction between car and guides</i>
B_p	Coefficiente de atrito viscoso do pêndulo - <i>Pendulum viscous friction coefficient</i>
$C(s)$	Controlador no domínio da frequência - <i>Controller in the frequency domain</i>
e	Erro - <i>Error</i>
g	Gravidade - <i>Gravity</i>
G	Sistema a ser controlado - <i>System to be controlled</i>
i	Corrente de armadura - <i>Armature chain</i>
J	Momento de inércia - <i>Moment of inertia</i>
$J(\theta)$	Função Custo - <i>Cost function</i>

K	Constante de força eletromotriz - <i>Electromotive force constant</i>
K_c	Ganho do Controlador pelo Lugar das Raízes - <i>Controller's Gain for Root Place</i>
K_p	Ganho do controlador proporcional - <i>Proportional controller gain</i>
L	Comprimento do cabo do bloco do gancho - <i>Hook block cable length</i>
m	Massa da carga - <i>Load mass</i>
m^2	Função Quadrática para Normalização - <i>Quadratic Function for Normalization</i>
p_n	Polo do Controlador - <i>Controller Pole</i>
$r(t)$	Referência - <i>Reference</i>
$u(t)$	Sinal de saída do controlador - <i>Controller output signal</i>
V	Tensão - <i>Voltage</i>
$y(t)$	Resposta do Sistema - <i>System Response</i>
z_n	Zero do Controlador - <i>Controller Zero</i>
DMP	<i>Digital Motion Processor</i>
fem	Força eletromotriz - <i>Electromotive force</i>
GMAW	Soldagem por arco elétrico com gás de proteção - <i>Gas Metal Arc Welding</i>
PWM	Modulação de largura de pulso - <i>Pulse width modulation</i>

Introdução

1.1 Motivação

A ponte rolante é um dos sistemas mais eficientes e utilizados na indústria para a locomoção de cargas. Porém, esse sistema apresenta algumas limitações, pois o movimento pendular da carga, observado durante e após o deslocamento, dificulta o posicionamento preciso do objeto transportado e aumenta o tempo de funcionamento entre uma carga e outra. A Figura 1.1 mostra um exemplo de ponte rolante encontrada na indústria.

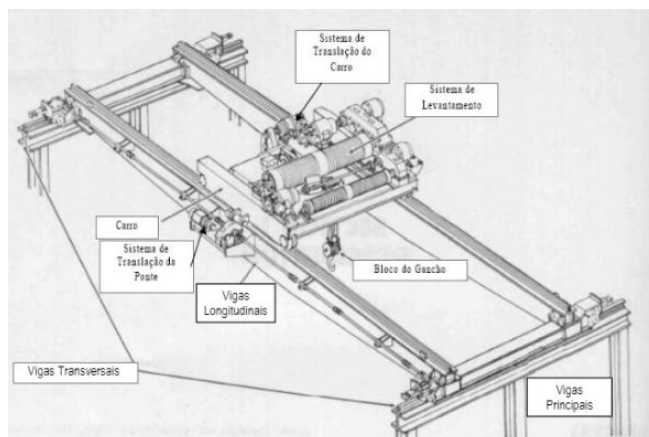


Figura 1.1 – Exemplo de Ponte Rolante Industrial

Fonte: (OVERHEAD..., 1968)

Para que o transporte possa ser feito o mais rápido possível, o operador realiza movimentos com a ponte rolante de forma a diminuir o tempo de oscilação de carga. Isso traz custos em capacitação e treinamento, para que o funcionário possa operar o equipamento. Esses cuidados ainda não resultam numa alta eficiência durante o transporte de carga,

devido aos erros de operação que podem persistir e tendem a atrasar o processo.

Além de dificultar a operação, as oscilações da carga podem danificá-la, quanto a estrutura da ponte rolante e podem até mesmo causar acidentes. Por isso, normativas como a NBR 8400 e a NR 11 já delimitam alguns parâmetros para operação, como a solicitação total no assentamento da carga, os valores de carga aerodinâmica a serem respeitados, fatores de segurança a partir da fixação entre as partes do projeto, entre outros.

A NBR 8400 delimita vários parâmetros operacionais, dois deles são quanto ao tempo de aceleração e a aceleração máxima permitida, impondo um coeficiente que determina o valor da carga transversal que a estrutura deve suportar. A Tabela 1.1 mostra um fragmento da delimitação de acelerações, aqui citadas, para pontes rolantes de aplicações mais comuns na indústria de acordo com a NBR 8400.

Velocidade a atingir		Equipamentos de velocidade média e alta (aplicações comuns)	
(m/s)	(m/min)	Tempos de aceleração (s)	Acelerações recomendadas (m/s^2)
4.00	240	8.0	0.50
3.15	189	7.1	0.44
2.50	150	6.3	0.39
2.00	120	5.6	0.35
1.60	96	5.0	0.32
1.00	60	4.0	0.25
0.63	37.8	3.2	0.19
0.40	24	2.5	0.16
0.25	15	-	-
0.16	9.6	-	-

Tabela 1.1 – Recorte da norma NBR 8400 sobre delimitações de aceleração

A importância desse equipamento e suas limitações de operação são fatores motivantes para que sejam desenvolvidos sistemas de controle capazes de auxiliar na correção de oscilações, presentes após o deslocamento. A aplicação desses sistemas é relevante para a retirada de gargalos de produção, aumento da segurança do equipamento e maior facilidade de manipulação pelo operador.

1.2 Descrição do Objeto de Estudo

Segundo NASSAR (2004) a ponte rolante é classificada como uma máquina de elevação e de transporte de carga, do tipo guindaste de ponte. Os principais equipamentos desse tipo, apresentados pelo autor, são os guindastes, as pontes rolantes, os elevadores e os guinchos.

Ainda de acordo com NASSAR (2004), a classificação desses equipamentos necessita de inúmeras considerações para abranger todas as características de sistemas de elevação de carga já desenvolvidos. Um exemplo disso é a própria ponte rolante, que pode realizar somente movimentos transversais (ponte rolante uni-viga), ou ainda apresentar movimentos longitudinais e transversais (ponte rolante dupla-viga).

A Figura 1.1 mostra um sistema de ponte rolante de forma geral, cujas partes podem ser descritas/definidas como:

- Carro Trole: responsável pela locomoção transversal do sistema de levantamento de cargas e distribuição uniforme do peso sobre as rodas. O mesmo é formado por:
 1. Sistema de levantamento: possibilita o deslocamento vertical das cargas a serem levantadas, proporcionando grandes deslocamentos das cargas movidas.
 2. Sistema de translação: fornece a força para movimentação cinética do carro ao longo das vias longitudinais e transversais. Esse sistema pode ser visto também fora do carro.
 3. Bloco do gancho: são utilizados na elevação ou no arraste de cargas a grande altura ou distância. Como esse sistema é móvel (com presença de cabos em aço), para que possa ocorrer o desacoplamento de carga é necessário que não haja oscilação.

- Vigas: impõem o sentido de deslocamento e fornecem rigidez a estrutura. Esse item normalmente é fabricado pela empresa que implementa o sistema.

Com as descrições e as ilustrações realizadas, é perceptível que a interação entre partes do sistema criem desafios de controle.

Ainda quanto aos parâmetros do sistema, alguns estados podem variar durante operação do dispositivo. Um exemplo disso é o peso da carga ou o comprimento de cabo, que

dependendo da demanda do equipamento ou da trajetória, podem estar constantemente variando.

Outro ponto que aumenta a complexidade do desenvolvimento de técnicas de controle, de acordo com Ngo, Hong e Jung (2009), é o sistema ser subatuado. Isso quer dizer que o sistema apresenta mais graus de liberdade do que atuadores, tornando as correções de oscilação mais complexas.

Perturbações são constantes nesse sistema devido a fatores externos como rajadas de vento ou ainda paradas de emergência ao sistema, evidenciando a aplicabilidade de sistemas que removam oscilações.

1.3 Objetivos do Trabalho

Os objetivos a serem alcançados podem ser vistos a seguir:

1.3.1 Objetivo Geral

Este trabalho objetivou o desenvolvimento de um protótipo que representasse a dinâmica de oscilação de carga de uma ponte rolante e, através de técnicas de controle, fossem projetados controladores capazes de controlar o ângulo de oscilação após o deslocamento.

1.3.2 Objetivos Específicos

1. Encontrar um modelo matemático que represente a dinâmica de oscilação de carga de uma ponte rolante.
2. Obter um modelo linear, a partir do modelo não-linear encontrado da ponte rolante entorno do ponto de equilíbrio para remoção da carga (ângulo 0).
3. Projetar e construir a estrutura do protótipo de ponte rolante
4. Projetar os circuitos e dispositivos de potência e de alimentação a serem utilizados.
5. Especificar sensores e microcontrolador necessários para atuação de ações de controle.
6. Projetar e simular alguns controladores, utilizando técnicas de controle clássico e moderno, capazes de controlar o ângulo de oscilação após o deslocamento.

7. Avaliar o desempenho e a robustez utilizando de técnicas como integral do erro absoluto, integral da variância ao erro e a integral da variância ao sinal de controle

1.4 Revisão Bibliográfica

Quatro publicações que abordam a modelagem e o cálculo de controladores aplicados a sistemas tipo ponte rolante serviram de referência e de inspiração para esse trabalho. As escolhas dessas foram embasadas em estudos que tivessem como objetivo principal a minimização de oscilações no balanço da carga pós operação do sistema.

Em Ngo, Hong e Jung (2009), foi proposto um sistema de controle adaptativo para remoção de vibrações de carga pós deslocamento da ponte rolante. Esse trabalho tem relevância pelas duas modelagens matemáticas do sistema que são apresentadas, uma partindo do pressuposto de que o cabo de levantamento da carga é rígido e outra com o cabo já se mostrando flexível e inextensível. Outro ponto interessante é a utilização da função de *Lyapunov* para garantir estabilidade uniforme do sistema em malha fechada.

Em Ma, Fong e Zhang (2008), foi considerado um modelo de controle que permitisse as oscilações de carga sob um intervalo durante transporte, objetivando um posicionamento final do carro mais rápido possível. Para que isso ocorresse, além da utilização do método de controle adaptativo, optou-se por desenvolver anteriormente um estágio de planejamento de trajetória.

Ainda em Ma, Fong e Zhang (2008) é descrito que os sistemas de ponte, para serem considerados eficientes, precisam de uma boa relação entre a rápida atuação e mínimas oscilações de carga. Porém, outros pontos devem ser levados em consideração na escolha dos métodos de controle, como o fato da ponte rolante ser subatuada, ou seja, o sistema possui menos atuadores do que graus de liberdade. É citado no texto que diversos pesquisadores implementaram controladores baseados em estratégias de controle *fuzzy*, para alcançar leis de controle mais adequadas a cada estado do equipamento, porém determinar regras adequadas a esses controladores é complexo.

Em Kang et al. (1999), é sugerido um esquema de controladores adaptativos para ponte rolantes. Nesse esquema são estipulados diversos controladores que são modelados a partir de diferentes comprimentos de cabo do bloco do gancho. A motivação do autor

surgiu devido à alta quantidade de incertezas presentes no sistema, que podem ser tratadas em cada controlador de forma diferenciada. O sistema responsável pela seleção de cada controlador funciona com um sistema supervisor, analisando as variáveis de estado do sistema.

Em Suzuki e Terashima (2000), foi proposto um sistema de controle semiautomático para pontes rolantes industriais. Nesse caso, a ponte rolante continuaria a ser manipulada pelo operador e o sistema de controle seria responsável pela supressão das oscilações.

O presente trabalho procura mostrar a possibilidade da aplicação de técnicas de controle já consagradas, além de permitir um estudo acerca da robustez do controlador da ponte rolante.

1.5 Organização do Texto

Este documento está dividido em 5 capítulos. No Capítulo 2 estão presentes os fundamentos teóricos que foram utilizados como base para o desenvolvimento do trabalho.

O Capítulo 3 expõe como será executada a proposta. Nele são definidas as estratégias de cada etapa do trabalho para, em seguida, serem executadas. Também são descritos os passos para desenvolvimento desse trabalho, demonstrando de forma detalhada todas as etapas realizadas ao longo desse documento.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados atingidos, mostrando através de gráficos, tabelas e imagens o protótipo desenvolvido e os resultados/comparações de cada controlador.

Por último, no Capítulo 5 são apresentadas as considerações finais e as propostas para futuros trabalhos.

Fundamentação Teórica

Neste capítulo, serão apresentados os conceitos e formulações necessárias para o desenvolvimento do trabalho em questão. Os mesmos estão divididos em três grandes grupos, sendo eles:

- Controladores
- Tipos e Características de Operação para Pontes Rolantes
- Método Logaritmo para Cálculo do Atrito

2.1 Controladores

2.1.1 Controladores Clássicos

De acordo com (OGATA, 2000), a teoria de controle, dentro da engenharia, trata do comportamento de sistemas dinâmicos. Quando deseja-se alcançar o domínio autônomo da saída de um sistema real, inteiramente ou em parte da operação, são utilizados controladores.

Ainda de acordo com (OGATA, 2000), os controladores clássicos foram os primeiros a serem desenvolvidos e aplicados. Eles partem do pressuposto de controlar todo o sistema a partir de uma análise no domínio da frequência, visto que as análises matemáticas se tornam mais simples, além de apresentar somente uma entrada e uma saída.

Os dois controladores presentes nesta seção fazem parte dessa gama clássica e serão referência para avaliações de controladores posteriores. Os documentos que serviram de referência para as informações apresentadas foram, principalmente, (OGATA, 2000) e

(NISE, 2017). Nos documentos originais desses autores é possível encontrar informações mais detalhadas acerca do assunto tratado neste estudo.

2.1.1.1 Controlador Proporcional

Para o melhor desenvolvimento do conteúdo sobre o controlador proporcional, a seguinte topologia é sugerida:

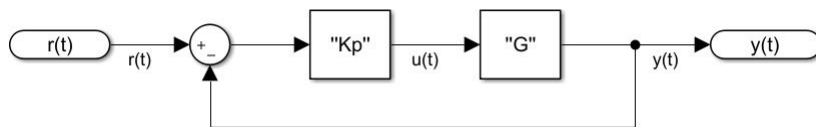


Figura 2.1 – Malha de Controle Proporcional

Sendo:

G Sistema a ser controlado

K_p Ganho do controlador proporcional

$u(t)$ Sinal de saída do controlador

$y(t)$ Resposta do Sistema

$r(t)$ Referência

Para um controlador com ação de controle proporcional, a relação entre a saída do controlador $u(t)$ e o sinal de erro atuante $e(t)$ pode ser descrita a partir da análise da Figura 2.1, como:

$$u(t) = K_p \times e(t) = K_p \times (r(t) - y(t)) \quad (2.1)$$

Ou ainda, pela transformada de Laplace:

$$\frac{y(t)}{r(t)} = \frac{GK_p}{1 + GK_p} \quad (2.2)$$

De acordo com o diagrama de polos e zeros desse sistema, o controlador proporcional altera o posicionamento dos polos do sistema devido a presença do ganho proporcional no denominador da Equação 2.2. Com isso é possível controlar sistemas que antes se mostravam instáveis ou ainda alterar a dinâmica do processo, sem inserir quaisquer polos ou zeros extras ao sistema.

2.1.1.2 Projeto de Controlador via Lugar Geométrico das Raízes

Conforme Castrucci, Bittar e Sales (2011), o método do lugar geométrico das raízes consiste em um gráfico, no qual estão presentes polos e zeros do sistema em malha aberta (diagrama de polos e zeros). Esse gráfico permite visualizar de que forma o sistema em malha fechada é influenciado pelos parâmetros projetados, como o ganho em malha aberta.

Ainda consoante Castrucci, Bittar e Sales (2011), esse método é excelente como instrumento de análise dos efeitos dinâmicos da realimentação e de eventuais controladores mais complexos.

2.1.1.2.1 Compensador em avanço de fase

Priorizando melhorar a resposta temporal do sistema, é reduzido o tempo da resposta transitória e do sobressinal, a função transferência típica para um compensador em avanço de fase pode ser dado por:

$$C(s) = K_c \frac{s + z}{s + p} \quad (2.3)$$

Desde que:

$$z < p;$$

Esse compensador apresenta o seguinte diagrama de polos e zeros:

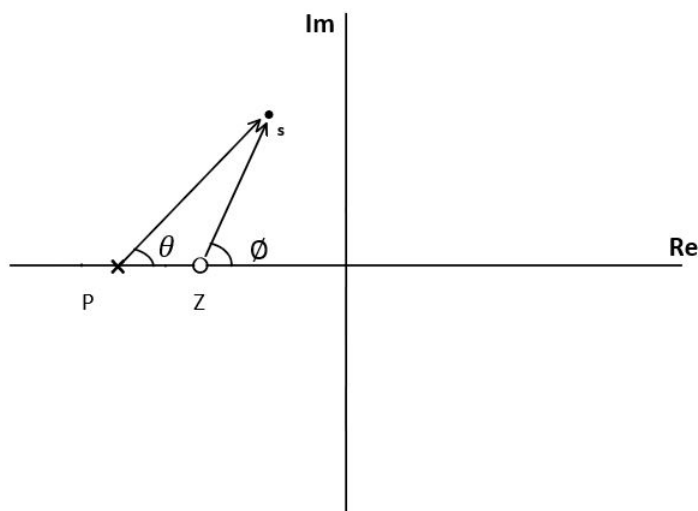


Figura 2.2 – Diagrama de polos e zeros para um compensador em avanço.

O polo desse sistema (p) deve estar alocado mais distante ao eixo Im , quando comparado ao zero do mesmo (z). A nomeação desse compensador é devido ao fato de que em

qualquer ponto s com $Re < 0$ e $Im > 0$ há um aumento de fase (por causa da forma que são alocados p e z). A magnitude dessa contribuição de fase é dada por $\theta - \phi$ e pode ser facilmente visualizada realizando uma análise do compensador no domínio da frequência, essa resposta pode ser observada na Figura 2.3.

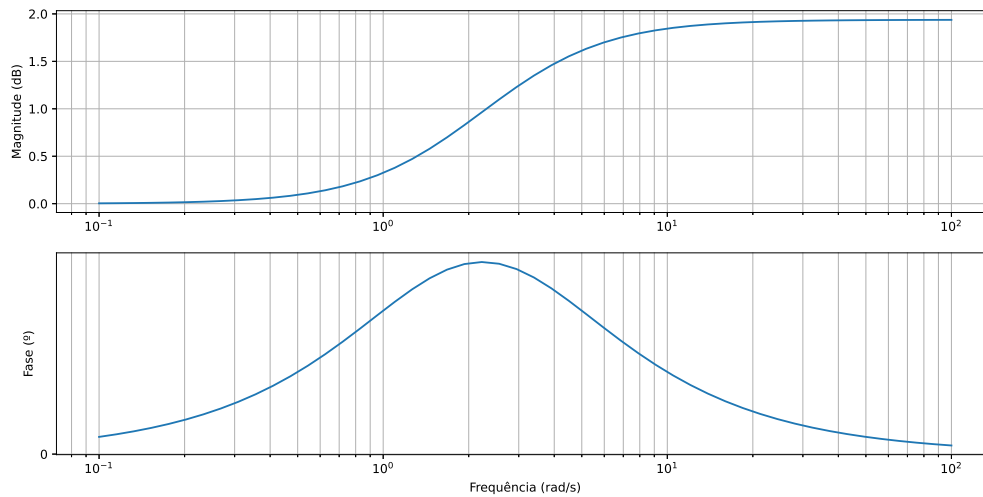


Figura 2.3 – Análise no domínio da frequência do compensador em avanço

Basicamente, o projeto do compensador em avanço consiste em conseguir alcançar as configurações de desempenho desejadas, quanto ao sobressinal e ao tempo de resposta do sistema. Esse efeito só é possível alocando os polos e zeros do compensador de forma que ou influenciem nos polos dominantes do sistema a ser controlado ou ainda que os mesmos sejam dominantes ao sistema em malha fechada

2.1.1.2.2 Compensador em atraso de fase

O bloco típico para um compensador por atraso de fase pode ser dado por:

$$C(s) = K_c \frac{s + z}{s + p} \quad (2.4)$$

Desde que:

$$z > p;$$

Esse compensador apresenta o seguinte diagrama de polos e zeros:

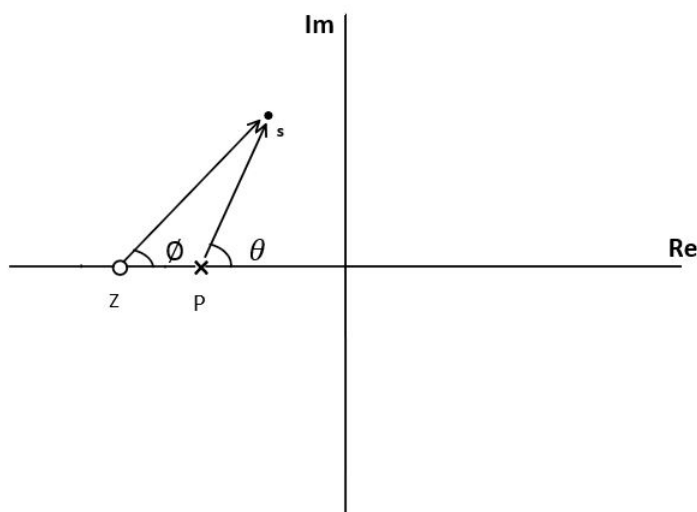


Figura 2.4 – Diagrama de polos e zeros para um compensador em atraso.

O polo desse sistema (p) deve estar alocado mais próximo ao eixo Im , quando comparado ao zero do mesmo (z). A nomeação de atraso de fase é devido ao fato de que, a partir desse posicionamento, qualquer ponto s com $Re < 0$ e $Im > 0$ do compensador C_s diminui a fase. A magnitude dessa contribuição de fase é dada por $\theta - \phi$ e pode ser facilmente observada através de uma análise no domínio da frequência do compensador, que pode ser observada na Figura 2.5.

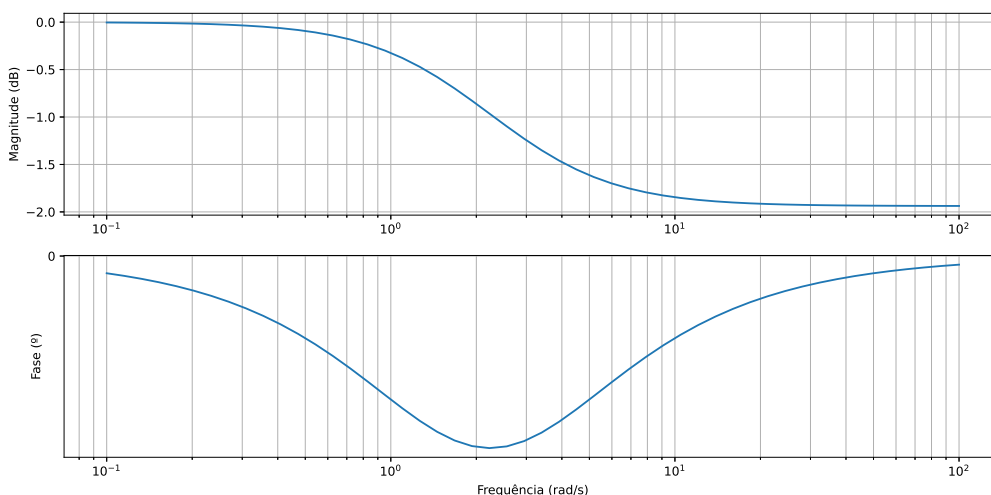


Figura 2.5 – Análise no domínio da frequência do compensador em atraso

Como efeito da diminuição de fase, a resposta transitória do sistema se torna mais lenta, tendo em vista a tendência de deslocar os polos do diagrama de polos e zeros à

direita. Esse controlador é utilizado objetivando correções de erros de estado estacionário, alocando normalmente seus polos e zeros próximos.

2.1.1.2.3 Compensador em avanço e atraso de fase

Em casos mais específicos pode ser necessária a aplicação de uma combinação dos dois compensadores apresentados anteriormente. A aplicação desse sistema ocorre em busca de obter os dois efeitos, a resposta transitória desejada e a redução do erro em estado estacionário desses compensadores, aplicando-os em conjunto.

Pode-se representá-lo pelo seguinte formato:

$$C(s) = K_c \frac{s + z_1}{s + p_1} \times \frac{s + z_2}{s + p_2} \quad (2.5)$$

Desde que:

$$z_1 < p_1$$

$$z_n > p_n;$$

Na etapa inicial de projeto desse compensador, normalmente, projeta-se um compensador em avanço, a fim de se alcançar a resposta transitória desejada. Depois, calcula-se o novo erro em estado estacionário do sistema. Por fim, é calculada a parte em atraso do compensador para que todas as especificações de projeto requeridas possam ser alcançadas.

2.1.1.3 Preditor de Smith

Proposto pela primeira vez na década de 50, o preditor de Smith é visto como uma topologia que remove o atraso presente a equação de malha fechada do sistema. Dessa forma, o controlador atua sobre o processo como se a dinâmica de malha fechada não apresentasse atraso. O diagrama de blocos de uma malha de controle de um sistema com uma entrada e uma saída com preditor de Smith pode ser visto na Figura 2.6.

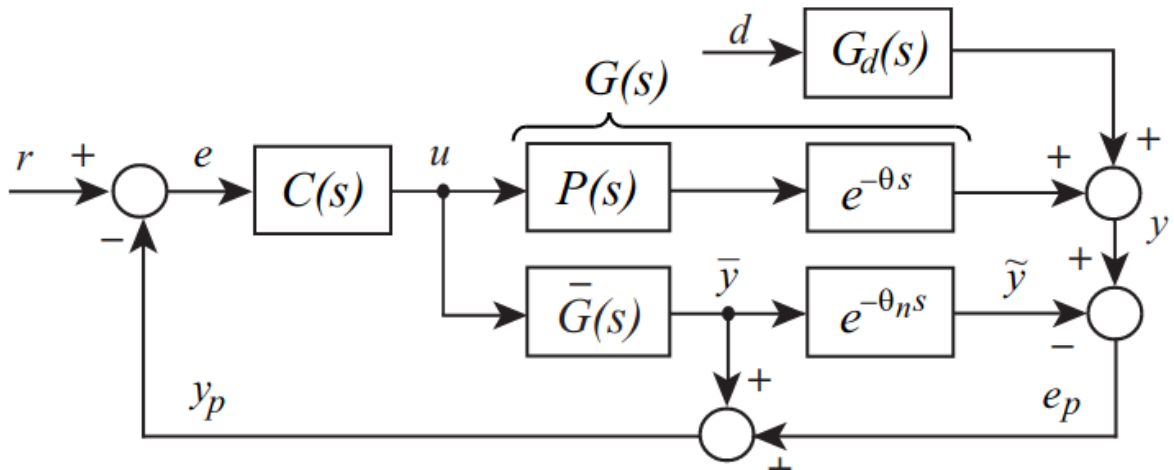


Figura 2.6 – Topologia de controle para um sistema com preditor de Smith

Fonte: Adaptado de (NISE, 2017)

Na Figura 2.6, $C(s)$ é o controlador, $G(s)$ é o processo a ser controlado, com atraso θ representado por $e^{-\theta s}$, $P(s)$ é a dinâmica pura da planta, sem considerar o atraso, $G_d(s)$ é a dinâmica de perturbação, e o preditor de Smith em si é representado pelos blocos $\bar{G}(s)$ e $e^{-\theta_n s}$, em que $\bar{G}(s)$ é a função transferência da planta sem considerar o atraso e θ_n é o atraso do modelo. Quanto aos sinais, r é a referência, y é a saída do processo, u é o sinal de controle, d é a perturbação, e_p é o erro de predição entre y e a saída do modelo \tilde{y} considerando o atraso, \bar{y} é a saída do modelo sem o atraso e e é o erro entre r e a saída predita y_p .

Com o preditor de Smith, a malha de realimentação do controlador é fechada, considerando o modelo sem atraso, $\bar{G}(s)$. O sinal de controle é aplicado simultaneamente no processo real $G(s)$ e em seu modelo $\bar{G}(s)e^{-\theta_n s}$. O sinal \bar{y} sem atraso é realimentado para que o controlador gere o sinal de controle a partir da dinâmica da planta sem atraso. Caso haja incertezas nos parâmetros do modelo do processo, haverá diferença nas saídas y e \tilde{y} , tendo assim o sinal de erro de predição e_p atuando em conjunto com \bar{y} , ajustando o valor da referência.

A eficiência da estratégia de controle empregada pelo preditor de Smith é diretamente ligada ao atraso constante e a certeza aos parâmetros da planta, motivo pelo qual seu desempenho é sensível às incertezas do modelo do processo de acordo com (NISE, 2017).

2.1.2 Controladores Modernos

De acordo com (OGATA, 2000), a teoria de controle moderno surgiu em função da necessidade de projetar sistemas de controle mais complexos e precisos. Baseado nisso, o método de domínio do tempo, desenvolvido por *Lyapunov*, *Minorsky* e outros, tem sido objeto de interesse até os dias atuais.

A diferença entre o controle moderno e o controle clássico, além do primeiro apresentar métodos mais precisos para projeto de controladores, é o fato de que é possível trabalhar com estados internos do sistema no controle moderno. Essa característica traz um sistema mais completo, visto que a visualização da dinâmica interna é mais simples na representação por espaço de estados.

Essa seção teve como principais referências os autores (IOANNOU; SUN, 1996) e (NASSAR, 2004).

2.1.2.1 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência

O controle adaptativo é um método que permite ajustar ao longo do tempo parâmetros do controlador de acordo com as condições do sistema e os conhecimentos obtidos pelo projetista. Ao invés de permanecer estático, como o controlador proporcional, o controle adaptativo responde ativamente a alterações do estado do sistema para melhorar o controle.

O método de controle adaptativo por modelo de referência, estudado neste trabalho, utiliza um modelo de referência com resposta da entrada para a saída semelhante a malha fechada desejada, conforme a Figura 2.7 demonstra. Dessa forma, as especificações de desempenho do controlador são definidas por uma função transferência pré-definida, considerando um sinal de entrada $r(t)$

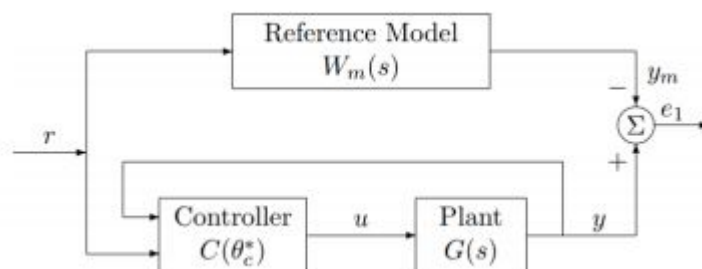


Figura 2.7 – Malha do Controlador Adaptativo por Modelo de Referência

Fonte: (SUZUKI; TERASHIMA, 2000)

De acordo com (FERNANDES, 2008), o controle adaptativo por modelo de referência é tradicionalmente desenvolvido por uma abordagem direta, constituído de uma estrutura de controle parametrizada e de um mecanismo de adaptação que utiliza apenas medições da entrada e saída. Como característica deste controlador, regido por leis integrais para adaptação, tem-se um desempenho transitório lento, porém em regime permanente há um sinal de controle suave.

Para facilitar a compreensão do método, será considerado um sistema de primeira ordem com parâmetros conhecidos.

2.1.2.1.1 Sistema de primeira ordem com parâmetros conhecidos

Tendo uma planta SISO de primeira ordem como na equação abaixo,

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{bp}{s + ap}$$

e um modelo de referência de primeira ordem como abaixo,

$$W_m(s) = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{bm}{s + am}$$

Pode-se definir, a partir da topologia apresentada na Figura 2.7, a seguinte lei de controle:

$$U(s) = \theta_{p1}R(s) - \theta_{p2}Y(s)$$

No qual θ_1 e θ_2 são os ganhos do controlador, $R(s)$ é um sinal de referência, $Y(s)$ é a saída do sistema e $Y_m(s)$ é a saída do modelo de referência.

Para que o sistema em malha fechada se comporte tal como o modelo de referência, é necessário que $Y(s) = Y_m(s)$. Com isso é possível definir que:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = W_m(s)$$

A saída do sistema pode ser expressa como:

$$Y(s) = G_p(s)U(s)$$

Utilizando das equações aqui apresentadas e buscando a representação dos ganhos verdadeiros do controlador tem-se que:

$$\theta_{p1} = \frac{bm}{bp}, \theta_{p2} = \frac{am - ap}{bp} \quad (2.6)$$

O controlador obtido garante que $y = ym$ somente se a planta for perfeitamente conhecida (ap e bp conhecidos). Caso a planta tenha parâmetros desconhecidos ou incertos, um mecanismo de adaptação deve ser utilizado.

2.1.2.1.2 Mecanismo de Adaptação de Parâmetros

Visto que há necessidade de estimar os parâmetros do controlador em sistemas que apresentam modelos incertos, deve-se criar um mecanismo que realize a aproximação dos parâmetros. Para iniciar o desenvolvimento do mecanismo responsável por viabilizar esta técnica a seguinte função custo deve ser minimizada:

$$J(\theta) = 0.5e_1^2 \quad (2.7)$$

Nesse caso, e_1 representa um erro ($e_1 = y - ym$). Para tornar J pequeno, é razoável modificar o parâmetro θ_p em direção ao gradiente negativo de J , tal como:

$$\frac{d\theta_p}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta_p} = -\gamma \frac{\partial e_1}{\partial \theta_p} \quad (2.8)$$

Cujo γ é um ganho positivo e constante. O valor de γ é relevante ao projetista, visto que ele define a velocidade de ajuste de parâmetros. Ou seja, quanto maior o valor de γ mais rápido será o ajuste de parâmetros. Contudo, grandes valores de γ podem ocasionar um comportamento instável do sistema.

Utilizando das formulações presentes nesta seção, é possível determinar o controle adaptativo para sistemas com parâmetros desconhecidos ou incertos e com grau relativo maior que um.

2.1.2.1.3 Sistema de ordem n_p e grau relativo maior que um.

Considerando um sistema $G_p(s)$ que possui ordem n_p . A planta é modelada como:

$$G_p(s) = k_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} \quad (2.9)$$

Nessa equação, k_p é um ganho com sinal conhecido, $Z_p(s)$ é um polinômio mônico Hurwitz e $R_p(s)$ é um polinômio mônico.

Deve-se considerar também o seguinte modelo de referência:

$$W_m(s) = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (2.10)$$

Cujo k_m é um ganho escolhido pelo projetista, $Z_m(s)$ é um polinômio mônico Hurwitz e $R_p(s)$ é um polinômio mônico Hurwitz.

A ação de controle é expressa por:

$$u = \theta_p^T \omega \quad (2.11)$$

Na equação acima, $\omega = [\omega_1^T, \omega_2^T, \dots, y, r]^T$, sendo $\omega \in \mathbb{R}^{np-1}$. O vetor de ganhos $\theta_p = [\theta_{p1}^T, \theta_{p2}^T, \dots, \theta_{py}, \theta_{pr}]^T$, sendo $\theta \in \mathbb{R}^{np-1}$.

A atualização de ω_1 e ω_2 é realizada através da seguinte equação:

$$\dot{\omega} = F\omega + qu \quad (2.12)$$

Onde $\omega_{(0)} = 0$. O par (F, q) é controlável, $F \in \mathbb{R}^{(np-1) \times (np-1)}$ e $q \in \mathbb{R}^{np-1}$.

A lei de adaptação a ser utilizada nesse estudo pode ser expressa por:

$$\dot{\theta}_p = -\Gamma \zeta \epsilon_1 \text{sgn}(\rho^*) \quad (2.13)$$

Nessa equação, o erro aumentado $\epsilon = e_1 + \theta_p^T \zeta - W_m(\theta_p^T \omega)$ sendo que o termo $W_m(\theta_p^T \omega)$ representa a filtragem do sinal escalar $\theta_p^T \omega$ pelo modelo de referência $W_m(s)$. Outra variável de interesse a equação é $\zeta = W_m I \omega$, além de $\rho = k_p/k_m$. Por fim é importante ressaltar que $\text{sgn}()$ representa a função sinal, e $\Gamma = \Gamma^T > 0$, ou seja Γ é simétrica e definida positiva (autovalores de Γ localizados no semiplano direito do plano complexo \mathbb{C}).

O erro aumentado ϵ está diretamente relacionado às provas de estabilidade para garantir que haja convergência paramétrica do vetor θ_p .

Mais informações acerca das equações desenvolvidas neste capítulo podem ser encontradas em (IOANNOU; SUN, 1996).

2.1.2.2 Normalização das leis adaptativas

É possível notar que as leis adaptativas, apresentadas nas seções anteriores, possuem um problema de divergir quando há uma alta amplitude para a referência.

Como solução utiliza-se da normalização. Esse recurso consiste em dividir a lei de adaptação por uma função quadrática m^2 . Essa função para normalização m^2 normalmente é composta pelos sinais internos da malha fechada. A solução implementada neste trabalho se dá por

$$m^2 = 1 + \zeta^T \Gamma \zeta \quad (2.14)$$

Dessa forma, pode-se observar que o termo 1 na equação é utilizado para evitar que m_2 alcance o 0.

2.2 Tipos e Características de Operação para Pontes Rolantes

Conforme descrito por NASSAR (2004) e visto nas normativas NBR 8400 e NR 11, os sistemas de pontes rolantes apresentam muitas características que se divergem, dando uma alta gama de divisões entre os sistemas desenvolvidos. Duas das divisões mais citadas nas publicações estudadas são acerca do sistema ser apoiado ou suspenso e a respeito da utilização do equipamento.

2.2.1 Ponte Rolante Apoiada

Nesse tipo de ponte rolante, a viga principal faz o deslocamento em cima dos trilhos do caminho de rolamento e os trilhos são sustentados pelas colunas do próprio local. Caso o projeto do local não tenha previsto a instalação de uma ponte rolante, os trilhos são sustentados por estruturas fabricadas de aço, permitindo o funcionamento da ponte rolante.

2.2.2 Ponte Rolante Suspensa

A viga principal desse tipo de ponte rolante é formada por duas vigas paralelas que cobrem o vão de trabalho como mostrado na Figura 1.1. Elas se deslocam por debaixo

do caminho de rolamento, o que permite um melhor aproveitamento do comprimento do local, uma vez que a talha possui um espaço maior para se locomover (SORDI, 2016).

2.2.3 Utilização do Equipamento

A classe de utilização (Tabela 2.1) classifica os sistemas a partir da frequência de uso em função da utilização do movimento de levantamento.

Classe de utilização	Frequência de utilização do movimento de levantamento	Numero de ciclos de levantamento
A	Utilização ocasional não regular com longos repousos	63000
B	Utilização constante e regular	200000
C	Utilização intensa e regular	630000
D	Utilização intensa e severa, como por exemplo em mais de um turno	200000

Tabela 2.1 – Recorte da norma NBR 8400 quanto a utilização

A carga a ser transportada também pode ser citada como parâmetro para a divisão entre os sistemas de ponte rolante. A Tabela 2.2 mostra essa divisão.

Estado da carga	Definição	Fração mínima da carga máxima
0 (muito leve)	Equipamentos levantando excepcionalmente a carga nominal e comumente cargas muito reduzidas	$P=0$
1 (leve)	Equipamentos que raramente levantam a carga nominal e comumente cargas de ordem de $1/3$ da carga nominal.	$P=1/3$
2 (médio)	Equipamentos que frequentemente levantam a carga nominal e comumente cargas compreendidas entre $1/3$ e $2/3$ da carga nominal.	$P=2/3$
3 (pesado)	Equipamentos regularmente carregados com a carga nominal	$P=1$

Tabela 2.2 – Recorte da norma NBR 8400 quanto ao estado da carga

É perceptível que os parâmetros de projeto e operação do sistema classificam toda a operação do sistema, desde a carga a ser transportada ao número de ciclos de levantamento.

2.3 Decremento Logarítmico

Para a obtenção de todos os atritos presentes neste trabalho foi utilizado o método de decremento logarítmico.

O decremento logarítmico é calculado a partir de um simples impulso provocado no sistema (em vibração livre), através da razão entre duas amplitudes sucessivas do sinal. O termo decremento logarítmico faz referência à taxa de redução logarítmica, relacionada à redução do movimento após o impulso, pois a energia é transferida para outras partes do sistema ou é absorvida pelo próprio elemento.

Quando um sistema oscilatório que apresenta um grau de liberdade e amortecimento viscoso é excitado por um impulso, sua resposta se apresenta na forma de decaimento no tempo. A Figura 2.8 demonstra essa dinâmica.

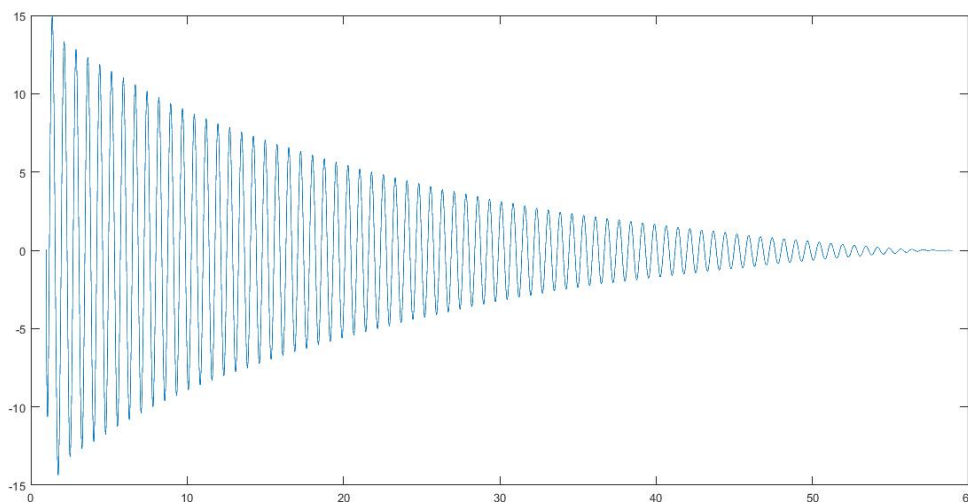


Figura 2.8 – Resposta de um sistema oscilatório em relação ao tempo

A equação, de acordo com (COSSOLINO; PEREIRA, 2010), que representa a saída demonstrada na Figura 2.8 é dada por:

$$y(t) = ye^{Bw_0t} \sin w_d t \quad (2.15)$$

Se a resposta no tempo $t = t_n$ é denotada por y e a resposta no tempo $t = tn + 2r\pi/w_d$ é denotada por y_n , então:

$$\frac{y_n}{y} = e^{-\zeta \frac{w_0}{w_d} 2\pi r}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.16)$$

O equacionamento desse modelo ,por Cossolino e Pereira (2010), é definido da seguinte forma :

$$B = \frac{1}{\sqrt{1 + (2n\pi/\ln(\frac{A}{A_n}))^2}} \quad (2.17)$$

No qual A é um ponto de decaimento que corresponde a y , e A_n o valor de magnitude correspondente ao pico (y_n).

Desenvolvimento

Neste capítulo serão desenvolvidos os procedimentos realizados para que os objetivos fossem alcançados.

As seções e subseções subsequentes têm como foco: apresentar a metodologia aplicada, discorrer sobre a modelagem matemática e as aproximações realizadas no sistema, expor a fabricação e as limitações do protótipo e descrever as simulações e as validações realizadas no decorrer desse trabalho.

3.1 Metodologia

Para uma progressão eficiente do trabalho desenvolvido, a metodologia abordada contemplou os objetivos da pesquisa visando uma evolução gradativa.

Foi realizada uma revisão bibliográfica para levantamento das características e dos tipos de pontes rolantes. Paralelamente, foi executado um estudo das condições de operação, práticas comuns observadas pelo operador e limitações impostas pelo fabricante ao sistema. Com isso, foram definidas as características desejadas do sistema em malha fechada.

Em seguida, foram investigados os modelos de controladores disponíveis em literatura e foram definidos quais seriam aplicados para atender os objetivos já descritos neste trabalho, a partir das características desejadas em malha fechada.

Simultaneamente, foi revisado o protótipo em busca de otimizações, uma vez que o mesmo se desenvolveu desde o início das disciplinas pertencentes ao eixo de controle da instituição e existiam imprecisões a serem corrigidas.

Posteriormente, os controladores foram sintetizados e implementados. Por fim, foi realizada a aquisição dos dados de funcionamento para análise do desempenho, com o objetivo de comparar os controladores e obter aquele que apresenta melhor comportamento.

3.2 Modelagem da Dinâmica do Sistema

3.2.1 Oscilação da Carga

Ao início do processo de modelagem do sistema foi obtido um modelo esquemático simplificado que representasse a dinâmica do processo. A Figura 3.1 mostra o modelo criado.

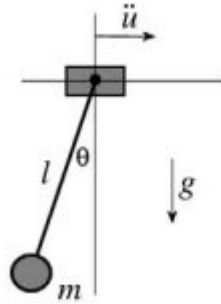


Figura 3.1 – Referenciais e parâmetros de modelagem do sistema

Para a análise do movimento oscilatório da carga foi percebida uma dinâmica similar ao movimento de pêndulo simples, com a haste do pêndulo se comportando de forma rígida. A escolha resulta da aproximação se mostrar satisfatória, devido ao alto valor de massa a ser transportado em relação ao arco feito pela haste de comprimento l , que se mostra pequeno em virtude das cargas aerodinâmicas não serem grandes o suficiente no que se refere à tensão na haste.

Para as forças atuantes no processo foi definido o uso dos momentos de força, visto que o deslocamento e posicionamento da maioria dos vetores se orienta conforme o deslocamento rotativo do pêndulo. Os parâmetros considerados e o referencial podem ser observados na Figura 3.1

De acordo com Alhazza (2013), foi possível obter a seguinte equação diferencial.

$$\ddot{\theta} + \frac{g}{L} \text{sen}\theta + \frac{Bp}{mL} \dot{\theta} = \frac{a}{mL} \text{cos}\theta \quad (3.1)$$

As variáveis dessa equação estão todas no Sistema Internacional de Medidas e são:

g Gravidade

L Comprimento do cabo do bloco do gancho

B_p Coeficiente de atrito viscos do pêndulo

m Massa da carga

a Aceleração do carro

Como essa equação é não linear, é utilizada uma aproximação por série de Taylor truncada no primeiro termo para a linearização em torno do ponto de operação desejado, ou seja, valores de ângulo próximos a 0° . Com isso, tem-se:

$$\ddot{\theta} + \frac{g}{L}\theta + \frac{B_p}{mL}\dot{\theta} = \frac{a}{mL} \quad (3.2)$$

Realizando a transformada de Laplace desse sistema no domínio do tempo para o domínio da frequência, tem-se:

$$\bar{\theta}s^2 + \frac{g}{L}\bar{\theta} + \frac{B_p s}{mL}\bar{\theta} = \frac{A}{mL} \quad (3.3)$$

Assim é possível obter a função transferência, cuja equação é:

$$G(s) = \frac{1/L}{s^2 + \frac{B_p}{mL}s + \frac{g}{L}} \quad (3.4)$$

A modelagem matemática desenvolvida representa somente a dinâmica da carga. Dessa forma, foi necessária a modelagem do carro da ponte rolante.

Outra consideração a ser ressaltada é a necessidade de estimar o valor de atrito viscoso do pêndulo. Para isso é utilizado o método do decremento logarítmico.

3.2.2 Modelagem da Dinâmica do Carro

Para que o sistema de translação da ponte pudesse realizar o deslocamento do carro foi utilizado um motor de corrente contínua. Dessa forma, é necessário modelar o comportamento desse dispositivo, a fim de obter a aceleração do carro.

Para a modelagem foi necessário aferir as características que influenciam o fenômeno, como o enrolamento de armadura. Esse componente do motor é construído de um material ferromagnético que se localiza em volta do rotor, componente que transmite força ao

sistema. O circuito que mostra a conversão de energia a partir do equivalente elétrico da armadura e o diagrama de corpo livre do rotor são mostrados na Figura 3.2.

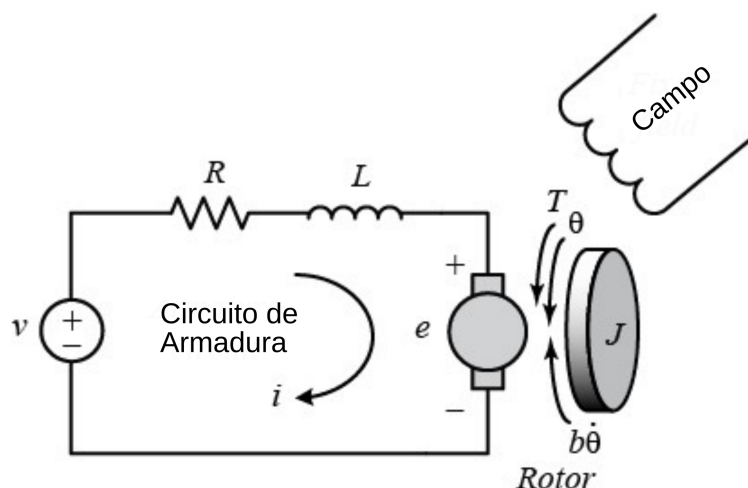


Figura 3.2 – Circuito equivalente elétrico da armadura / Diagrama de corpo livre

Foi assumido para esse modelo que a entrada do sistema é a fonte de tensão (V), aplicada à armadura do motor, enquanto a saída é a posição do eixo (Θ). É presumido que o rotor e o eixo sejam rígidos. Foi considerado ainda um modelo de atrito viscoso do motor (b) e outro entre carro e guias (B_g).

Em geral, o torque gerado por um motor CC é proporcional à corrente da armadura e à força do campo magnético. O campo magnético foi considerado constante e, portanto, o torque do motor é proporcional apenas à corrente da armadura i por um fator constante K_t .

$$T = K_t \times i \quad (3.5)$$

Já a Força eletromotriz - *Electromotive force* (fem) é proporcional à velocidade angular do eixo por um fator constante K_b :

$$e = K_b \dot{\theta} \quad (3.6)$$

Nas unidades do Sistema Internacional de Medida, o torque do motor e as constantes de contra-fem são iguais, ou seja, $K_t = K_e$, logo, foi utilizado K para representar a constante de torque do motor e a constante de fem reversa.

Ao derivar as equações apresentadas a partir das teorias newtonianas e na lei de tensão de Kirchhoff:

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = K \quad (3.7)$$

$$L\frac{di}{dt} + Ri = V - K\dot{\theta} \quad (3.8)$$

Utilizando a ferramenta da transformada de Laplace é possível obter a seguinte equação.

$$\frac{\ddot{\Theta}(s)}{V(s)} = \frac{Ks}{(Js + b)(Ls + R) + K^2} \quad (3.9)$$

Essa aceleração é vista na saída do motor, sem considerar os efeitos de inércia do pêndulo, do carro e do atrito do carro com a guia durante a translação. Equacionando esses efeitos temos:

$$R\ddot{\theta} - \frac{BgU}{M_t} + \frac{mg \cos^2 \theta}{M_t} = U \quad (3.10)$$

Linearizando a equação atual para pequenos ângulos, transformando para o domínio da frequência e inserindo na transformada $\frac{\ddot{\theta}}{V}$ tem-se a seguinte equação:

$$\frac{\ddot{U}(s)}{V(s)} = \frac{RMKs^2}{s^3 + \frac{LMb + LJB + MJ}{MJL}s^2 + \frac{MbR + JBR + BbL}{MJL}s + \frac{BbR + K^2}{MJL}} \quad (3.11)$$

O motor selecionado para o protótipo não apresenta todas as características como J (momento de inércia do rotor), b (constante de atrito viscoso do motor) e K (constante de força eletromotriz), descritos normalmente em folhas de dados. Então foi necessário levantar por caixa preta a equação em domínio da frequência que representa o sistema de translação, fazendo uso de um *encoder* industrial conectado diretamente ao eixo do motor citado.

Para essa identificação foi implementado ao microcontrolador um sinal de entrada sinc, além do uso do software MATLAB. Durante a validação do sistema modelado foi perceptível que vários polos e zeros aqui levantados se tornaram desprezáveis ao processo, conforme a seção 3.4.1.

3.3 Desenvolvimento do Protótipo

3.3.1 Projeto do Protótipo

Como uma ponte rolante real apresenta diversos equipamentos de construção e montagens mais precisas, o atual trabalho se prestou a construir um modelo mecânico que represente a dinâmica de oscilação de carga em um modelo real, mas com uma construção mecânica simples.

Para o atuador foi estipulado o uso de um motor de corrente contínua de fácil acesso em sucata eletrônica. Essa decisão foi embasada pela facilidade de obtenção do insumo em zonas de reciclagem, além da norma NBR 8400 definir valores de aceleração relativamente baixos ao carro da ponte.

Para a estrutura da planta, especificamente as partes que permitem o deslocamento do sistema, foi projetado o uso de duas guias em aço e rolamentos lineares para garantir o movimento transversal do carro. Já o carro foi designado como uma placa resistente à deformação e às dinâmicas do processo, feita preferencialmente em aço. A motivação para essa configuração é a facilidade de obtenção desses materiais.

Para a transmissão do torque do motor foi utilizado um sistema com correia e polias, permitindo o deslocamento do carro “placa” que foi parafusado na correia.

Para o pêndulo foi utilizado um rolamento linear modelo SCE em conjunto com um paralelepípedo, como haste e outro material de alta densidade como carga, para que o conjunto possa ter rotação e um momento de inércia ($J = mL^2$) próximo ao utilizado na modelagem matemática apresentada.

A Figura 3.3 mostra em ambiente computacional o sistema estipulado.

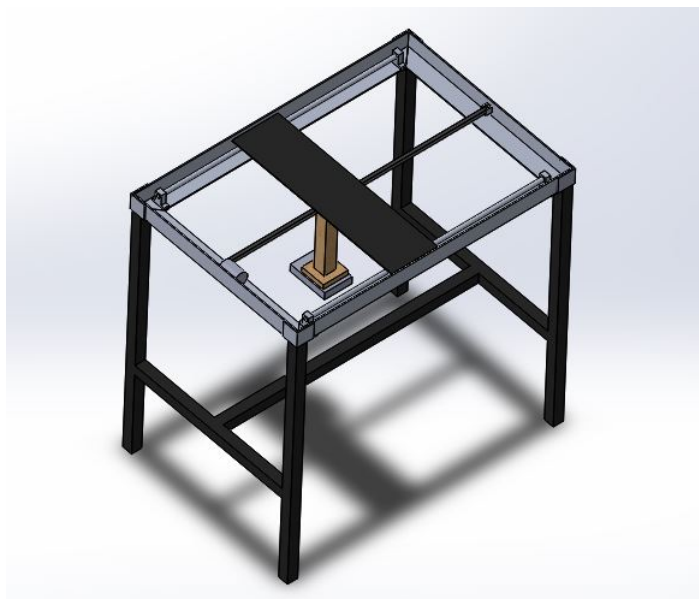


Figura 3.3 – Protótipo desenvolvido em ambiente computacional

O sensoriamento da planta foi feito por meio do MPU 6050, que é uma placa eletrônica com acelerômetro e giroscópio. Esse sensor foi escolhido por fazer medições usando o vetor gravidade como referência, ter baixo custo de mercado, ter várias bibliotecas *open-source* disponíveis e possuir uma unidade DMP (*Digital Motion Processor*). O DMP utiliza de um pré-processamento interno ao sensor para o cálculo do ângulo atual em tempo real. Esse processamento utiliza informações do giroscópio e do acelerômetro para o cálculo do ângulo, além de aplicar algoritmos de filtros para excluir os efeitos de ruídos.

O modo de funcionamento DMP gera uma interrupção externa em um dos pinos quando o valor está disponível para leitura (MPU-6000..., 2013). Utilizando o modo DMP, não é necessário mais utilizar os filtros Complementar e de Kalman, nem mesmo calcular os ângulos utilizando os acelerômetros e os giroscópios, tendo, dessa forma, menor custo computacional.

Outro equipamento eletrônico necessário é o *driver* L298N. Esse módulo é projetado para controlar cargas indutivas como motores DC e relés, permitindo o controle não só do sentido de rotação do motor, como da sua velocidade, utilizando os pinos PWM do microcontrolador. O L298N *driver* também foi de fácil acesso e baixo preço no mercado.

O microcontrolador escolhido foi o ESP 32. Esse dispositivo tem uma alta capacidade computacional, apresentando dois núcleos de processamento e diversos módulos já integrados à sua placa de desenvolvimento, como o módulo Wi-Fi e *bluetooth*.

Foi necessário inserir uma fonte de alimentação aos sistemas de potência. Para isso,

implementou-se um circuito conversor CA/CC em ponte de onda completa, encontrado principalmente em fontes de computador.

Porém, foi necessário garantir que a dinâmica de qualquer componente desse circuito não influencie na dinâmica do processo. Com isso foi inserido no projeto um regulador de tensão *Buck*, utilizando o circuito integrado LM2596. Esse dispositivo regulador de tensão é capaz de conduzir até 3 Amperes e garantir que qualquer influência da rede elétrica ou da conversão CA/CC seja eliminada do processo.

Por fim, foi realizado o desenvolvimento de uma caixa para inserir os componentes e evitar quaisquer acidentes durante utilização e permitir resfriamento inserido um *cooler* na mesma. A Figura 3.4 mostra o design da caixa de alimentação descrita.



Figura 3.4 – Protótipo projetado para a fonte de alimentação

3.3.2 Construção

Na etapa de construção da estrutura mecânica do protótipo, utilizou-se principalmente materiais em alumínio e metalon. A escolha de dois materiais diferentes garante fácil manutenção e modificação durante o desenvolvimento. Outro ponto positivo dessa escolha é a possibilidade de se definir peças em alumínio para partes que possam ser parafusadas e metalon a partes que exijam soldagem, além de serem materiais de fácil acesso em sucatas.

A fim de evitar a torção do carro durante funcionamento, tentou-se projetar as vigas de deslocamento o mais paralelas possíveis. Por isso, optou-se pela utilização de alumínio e pela parafusação da estrutura com peças guias em 90 graus.



Figura 3.5 – Peça guia parafusada a estrutura em alumínio

Quanto à estrutura similar as vigas principais de uma ponte rolante, é necessário que a mesma apresente grande rigidez mecânica, com a intenção de não permitir deslocamentos da estrutura. Dessa forma, foi escolhido implementar o metalon junto ao processo de soldagem GMAW.



Figura 3.6 – Vigas principais do protótipo

Já a estrutura do pêndulo foi construída em madeira e massa em aço. O motivo da escolha é devido a facilidade com que é possível obter esse material e de se fixar o mesmo

à massa em aço e ao encapsulamento em alumínio do rolamento utilizado.

Processos como corte e furação foram amplamente utilizados em todas as etapas de construção. Para isso, foram utilizados serra tico-tico e brocas, tanto para madeira quanto para aço carbono comum.

Já para a implementação dos dispositivos elétricos, foi utilizado o processo de soldagem para dispositivos eletrônicos em tungstênio, visto que as placas de circuitos foram compradas. Também foram inseridos botões de segurança como medida de proteção aos componentes implementados e ao operador da planta.

A Figura 3.7 mostra uma imagem do protótipo desenvolvido como um todo.

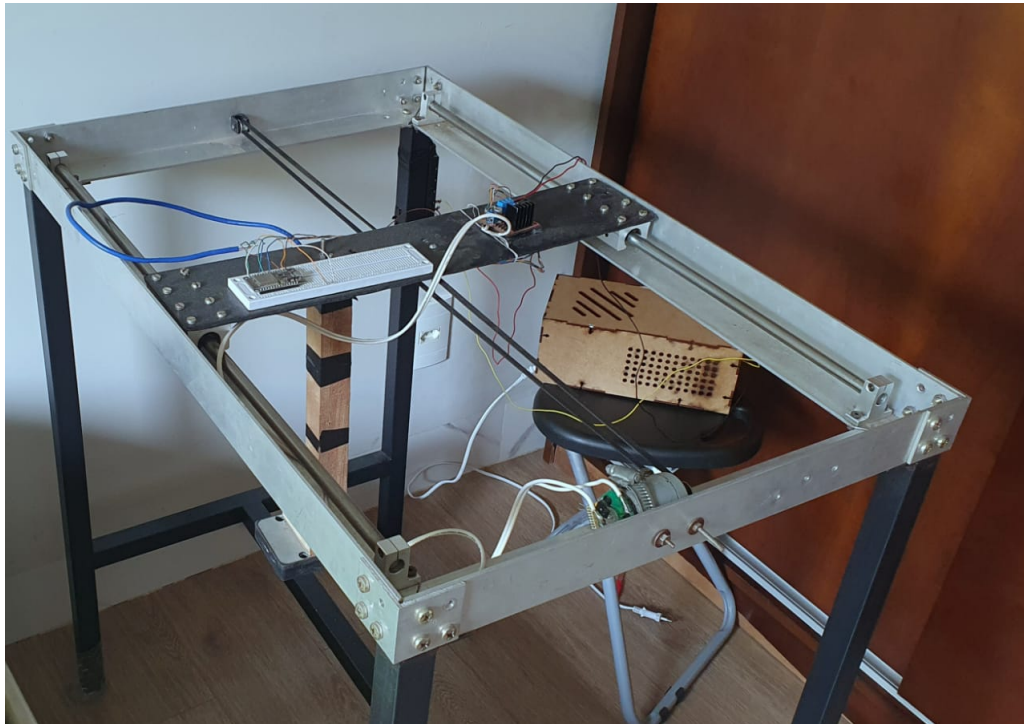


Figura 3.7 – Resultado final do protótipo desenvolvido.

3.4 Desenvolvimento dos Controladores

Nesta etapa serão apresentadas as características do protótipo desenvolvido, assim como a validação do modelo linear proposto na Seção 3.2. Após a apresentação do modelo alcançado é descrito o projeto dos controladores estipulados para este trabalho.

3.4.1 Características do Sistema

Em ambiente computacional foi aplicada, tanto no modelo linear quanto no sistema real, uma entrada em pulso de 500 *ms*, com o intuito de realizar ajustes finos ao modelo linear. Vale ressaltar que foi considerada a implementação a zona morta do motor, tendo assim um levantamento mais coerente da saída do sistema.

Com isso, foi possível obter a seguinte resposta:

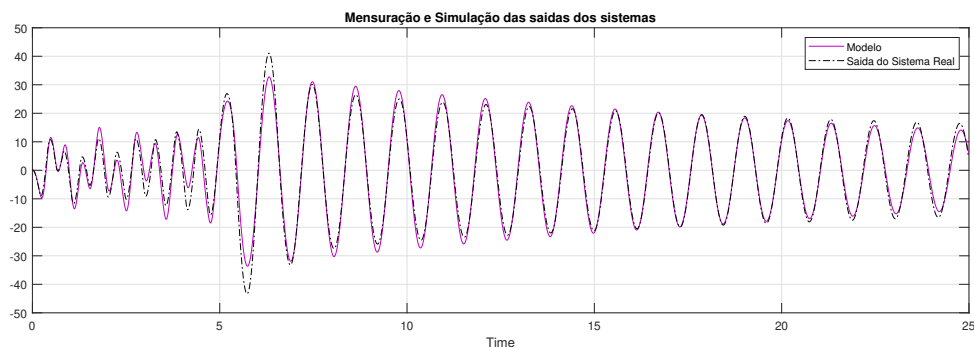


Figura 3.8 – Comparação sinal de saída real e ao modelo levantado para mesma entrada

A função transferência obtida pós ajustes foi:

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{-9.0023 \times (s - 0.141)}{(s^2 + 1.01s + 32.2)(s + 9.783)} \quad (3.12)$$

A necessidade de se realizar um ajuste fino ocorreu devido às diversas não linearidades presentes no projeto, como quando o motor altera o sentido de rotação, o atrito viscoso não constante durante todo o comprimento da guia do carro, além da influência de outros atritos não considerados neste trabalho ao modelo.

Uma métrica levantada em malha aberta é que, ao inserir uma angulação de aproximadamente -15° à carga e após esperar a estabilização em 0° , é obtido um tempo de acomodação de 4 minutos.

3.4.2 Controlador Proporcional

Para desenvolvimento do controlador proporcional foi analisada a influência do ganho proporcional no sistema em malha fechada. O resultado alcançado pode ser visto na Figura 3.9.

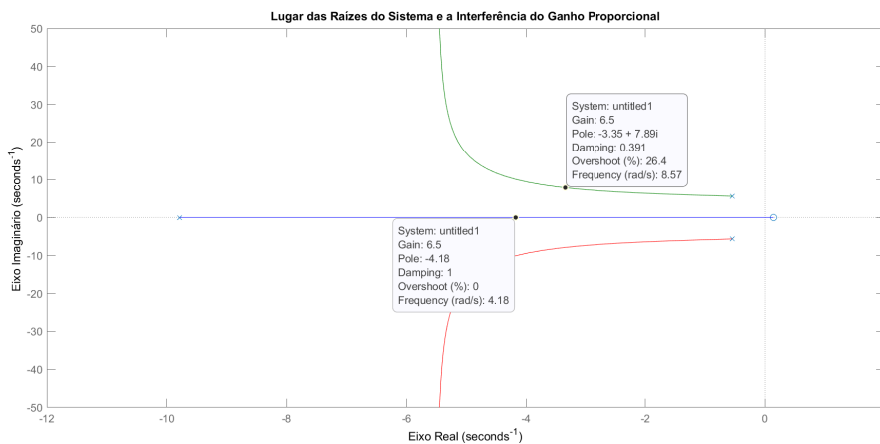


Figura 3.9 – Polos do processo e a influência do ganho proporcional

Com a análise do gráfico acima, foi definido para o projeto um ganho proporcional de 6.5, tendo foco em uma resposta que obtivesse menores oscilações de carga (*overshoot* e *undershoot*), mas que também alcançasse menor tempo de acomodação possível. Esse levantamento foi possível somente porque a resposta da perturbação ao pêndulo para a saída do sistema, que é a análise foco deste trabalho, apresenta uma função de transferência em malha fechada idêntica ao modelo da referência para a saída.

3.4.3 Controlador via Lugar Geométrico das Raízes

Já a especificação de um segundo controlador objetivou reduzir os valores alcançados no modelo proporcional de *undershoot* e *overshoot* utilizando da técnica de lugar das raízes. Como mostrado na Figura 3.10, os polos complexos do sistema, em conjunto com o zero de fase não mínima, são os fatores responsáveis pela dinâmica de *undershoot* e *overshoot* do sinal de saída. Para diminuir seus efeitos foi projetado um compensador que possa alocar zeros próximo aos polos complexos dominantes. Com os dois zeros inseridos é necessário implementar dois polos ao sistema que possam garantir menor tempo de acomodação.

Por fim, foi desenvolvido o seguinte controlador:

$$C(s) = \frac{-15.309(s^2 + 1.101s + 32.2)}{(s + 20)(s + 6.237)} \quad (3.13)$$

Ao implementar esse controlador no ramo direto do sistema e realizar uma análise de polos e zeros, foi obtida a seguinte resposta:

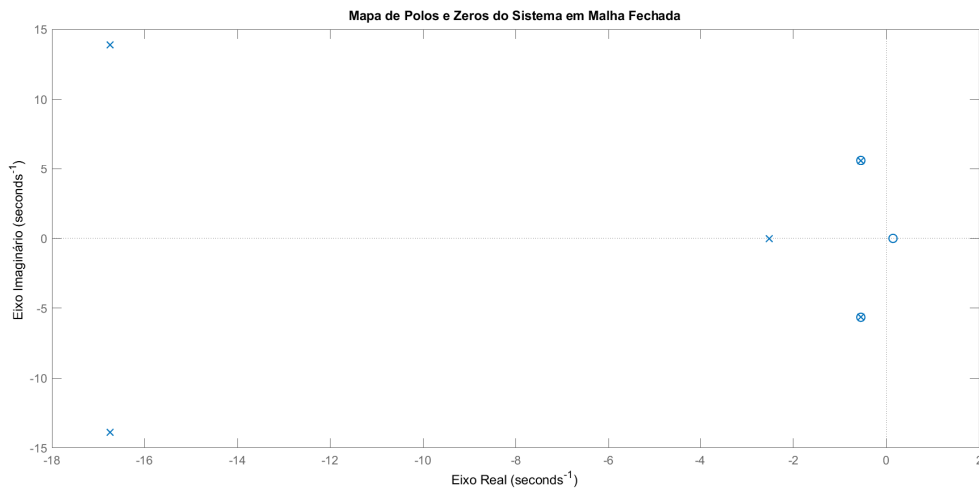


Figura 3.10 – Polos do sistema em malha fechada para o controlador obtido pelo método do lugar das raízes

3.4.4 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência

Para simplificar o cálculo de parâmetros a serem estimados e reduzir o custo computacional do micro-controlador, utilizou-se um modelo linear mais simples com apenas dois pólos e um zero. Para realizar uma aproximação que não se afastasse da dinâmica do protótipo, foram utilizados métodos de identificação já integrados ao software MATLAB. A equação obtida foi:

$$G(s) = 0.58805 \frac{s + 2.553}{s^2 + 0.0638s + 29.89} \quad (3.14)$$

Quanto à precisão da aproximação realizada, encontrou-se uma proximidade de 81.1%. O método de aproximação embasou-se em ter como objetivo a minimização do erro de predição uma amostra a frente. Tal resposta se mostrou satisfatória para a síntese do controlador.

Definido o modelo a ser utilizado computacionalmente, estipulou-se a equação de malha fechada que é referência ao sistema. Conforme os objetivos do projeto, definiu-se que o melhor posicionamento de polos para o sistema seria ambos reais e próximos um do outro. O motivo da escolha é devido ao comportamento do sistema real, que com características de atraso torna-se prejudicial ao controlador e ao sistema a dinâmica de um sistema com polo único dominante.

Outro ponto interessante a definição do modelo de referência é quanto ao posicionamento do zero. Para que não haja contribuição dele para a dinâmica do sistema, o mesmo

foi posicionado distante dos polos dominantes, mas sua influência não foi totalmente removida. O motivo dessa escolha é que quanto maior a discrepância entre o modelo de referência e o sistema da planta em malha fechada, pior se mostrou o desempenho do controlador. Dessa forma, a seguinte equação foi definida como modelo de referência.

$$W_m(s) = 1.9588 \frac{s + 20}{(s + 6.259)^2} \quad (3.15)$$

Com as Equações (3.14) e (3.15) definidas e com ajustes no valor de γ efetuados, a partir de tentativa e erro, foi possível mapear no modelo linear a aproximação dos parâmetros quando o sistema de controle é excitado por um sinal quadrado variando de -5° a 5° , a Figura 3.11 mostra esse mapeamento.

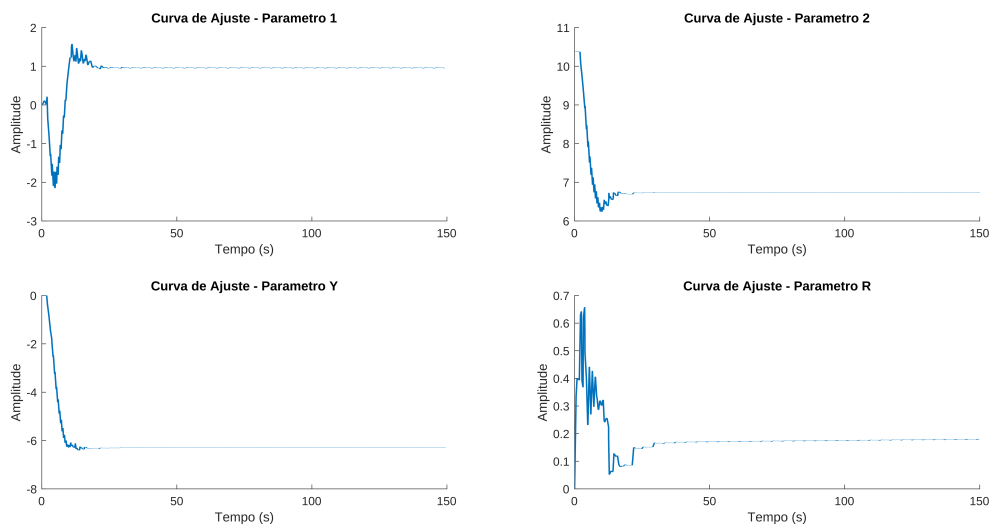


Figura 3.11 – Parâmetros do controlador sendo ajustados ao decorrer da simulação

Também é possível perceber o sinal de saída encontrado no modelo linear, quando os parâmetros tornam-se constantes, e compará-los ao sinal de referência (Figura 3.12).

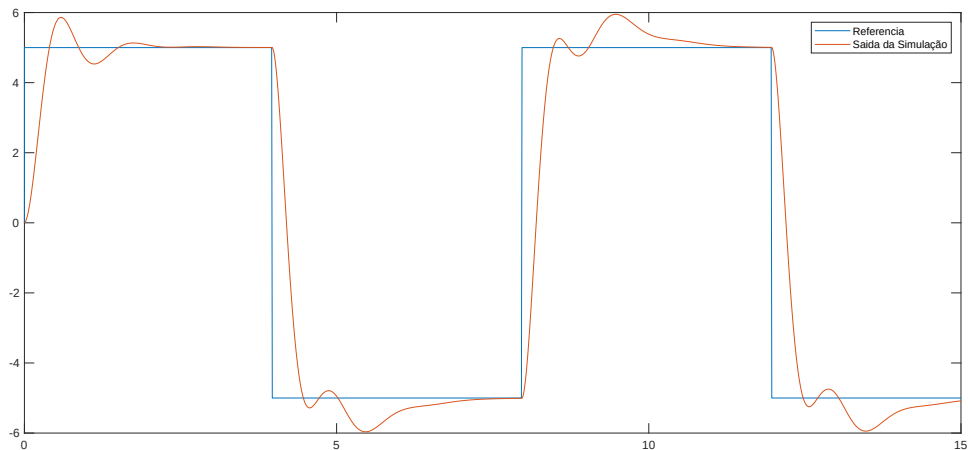


Figura 3.12 – Valores de Saída para o Sistema Linear em Relação a Referência

Percebe-se que a resposta de saída do modelo linear não se comporta exatamente como esperado pelo modelo de referência. Isso ocorre principalmente devido à dinâmica do atraso e ao baixo valor de amortecimento encontrado pelos polos (alto valor da parte imaginária).

Tendo em vista as características descritas no parágrafo anterior, foi realizado o projeto do sistema adaptativo com o acréscimo da topologia de preditor de Smith. A ideia que fundamentou essa escolha é que ao identificar um sistema em atraso com o mesmo número de polos e zeros, é possível posicionar os polos mais próximos do eixo real e ignorar a dinâmica do atraso para o projeto de controlador adaptativo.

3.4.5 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência em Conjunto ao Preditor de Smith

Assim como dito na Seção 3.4.4, identificou-se a função transferência que tivesse a mesma quantidade de polos e zeros, mas com o acréscimo de um atraso. A função transferência obtida pela identificação é representada por:

$$G(s) = -0.55996e^{-0.6s} \frac{s + 0.3839}{s^2 + 0.1078s + 0.3963} \quad (3.16)$$

Para comparar o posicionamento de polos desse sistema com o apresentado na Equação 3.14, o seguinte mapa de polos e zeros foi gerado:

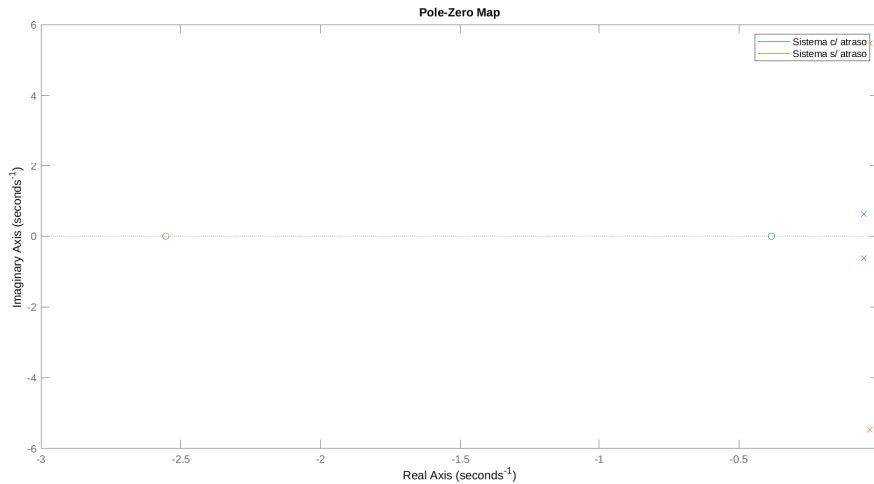


Figura 3.13 – Comparação do posicionamento de polos e zeros das identificações considerando e não o atraso

A partir da Figura 3.13 é possível verificar que foi alcançado um maior valor de amortecimento para os polos, assim como desejado.

Contudo, o controlador adaptativo ajustará parâmetros para a função transferência sem o atraso ($e^{0.6s}$). Dessa forma, a seguinte função transferência será utilizada para cálculo de parâmetros:

$$G(s) = -0.55996 \frac{s + 0.3839}{s^2 + 0.1078s + 0.3963} \quad (3.17)$$

Todavia, é válido ressaltar que a topologia de Smith ainda é respeitada. Sendo assim, o valor do erro não é somente a diferença entre a saída e o sinal de referência, visto que ele recebe a contribuição do erro para a diferença entre a saída com o atraso identificado para a saída, com o atraso real, do sistema.

Definido o modelo a ser utilizado computacionalmente, estipulou-se a equação de malha fechada que é referência ao sistema. Conforme os objetivos do projeto, definiu-se que o melhor posicionamento para o polo do sistema seria em $s = -3$. O motivo da escolha são as especificações de desempenho aferidas nos modelos anteriores. Dessa forma, a seguinte equação foi definida como modelo de referência:

$$W_m(s) = \frac{3}{s + 3} \quad (3.18)$$

Com as Equações (3.17) e (3.18) definidas e com ajustes no valor de γ efetuados, a partir do método de tentativa e erro, foi possível mapear no modelo linear a aproximação

dos parâmetros quando o sistema de controle é excitado por um sinal quadrado variando de -1° a 1° , a Figura 3.14 mostra esse mapeamento.

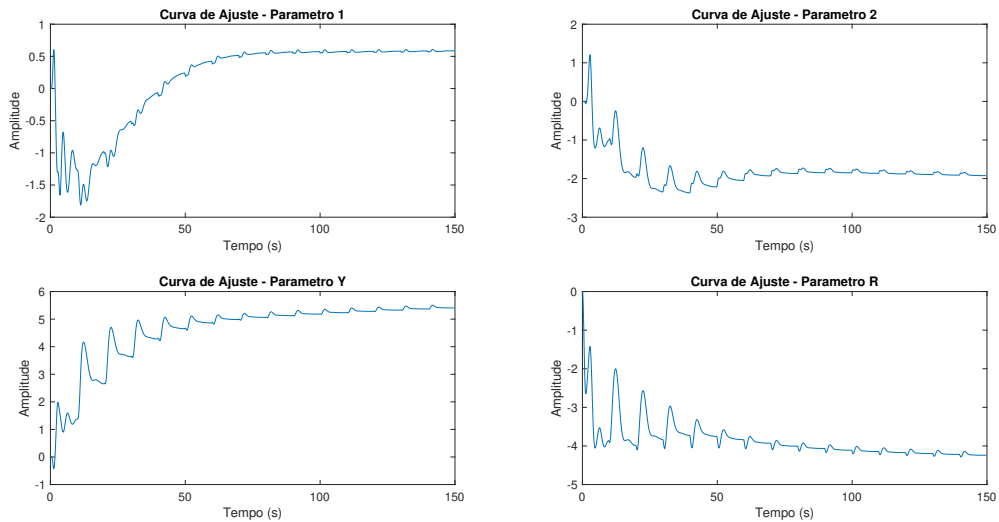


Figura 3.14 – Parâmetros do controlador sendo ajustados ao decorrer da simulação

Também pode-se perceber o sinal de saída encontrado no modelo linear e compará-los ao sinal de saída do modelo de referência (Figura 3.15).

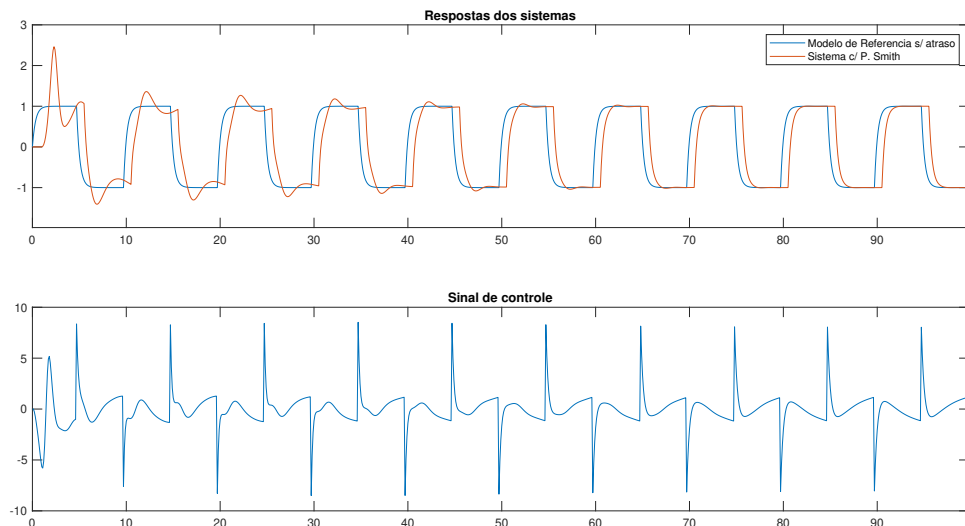


Figura 3.15 – Valores de Saída para o Sistema Linear em Relação ao Modelo de Referência

Percebe-se que a resposta de saída do modelo linear se comporta assim como o esperado, similar ao modelo de referência e tendo como o único diferencial o atraso de $0.6s$.

Visando verificar a influência do atraso a resposta do sistema, implementou-se ao modelo linear atrasos de 2 amostras, acima e abaixo, daquelas estipuladas no preditor de Smith ($e^{0.6s}$). As repostas alcançadas podem ser vistas a seguir:

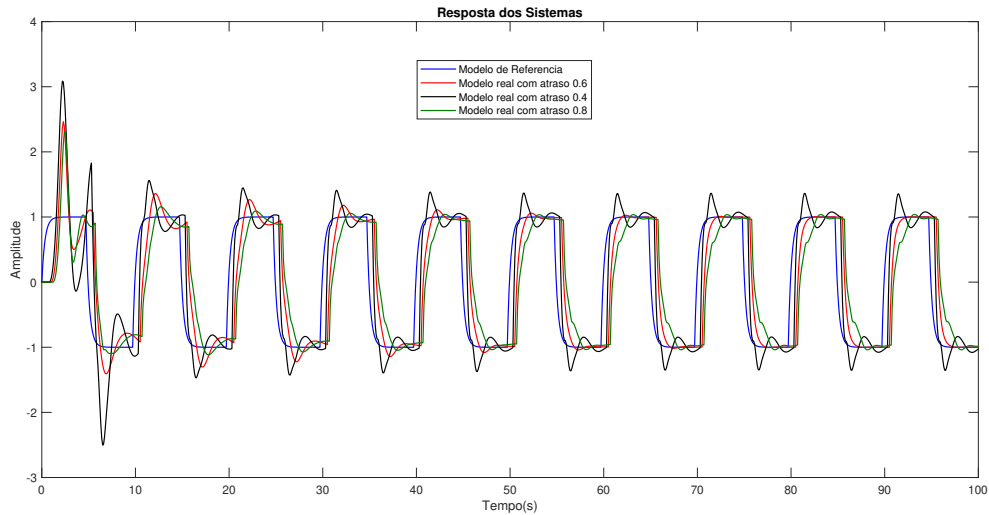


Figura 3.16 – Comparação da resposta obtida quando alterado o atraso do sistema em duas amostras acima e abaixo

A partir dessa resposta percebe-se que quando o atraso para o preditor de Smith é inferior ao visto no sistema, o desempenho da resposta se mostra melhor do que o inverso.

Resultados e Discussões

Neste capítulo são listados os resultados obtidos a partir da execução das tarefas mostradas nos capítulos anteriores. Os mesmos foram subdivididos de acordo com a área abordada, permitindo que as análises pudessem ser realizadas de forma segmentada.

4.1 Controlador Proporcional - Características em Malha Fechada

Buscando analisar a resposta do sistema quando o pêndulo encontra-se fora da posição desejada, totalmente na vertical (0°), e validar o modelo matemático proposto, implementou-se como sinal de referência um degrau com valor de -15° por um segundo e após esse tempo o sinal retornou a 0° . A resposta alcançada pode ser vista abaixo:

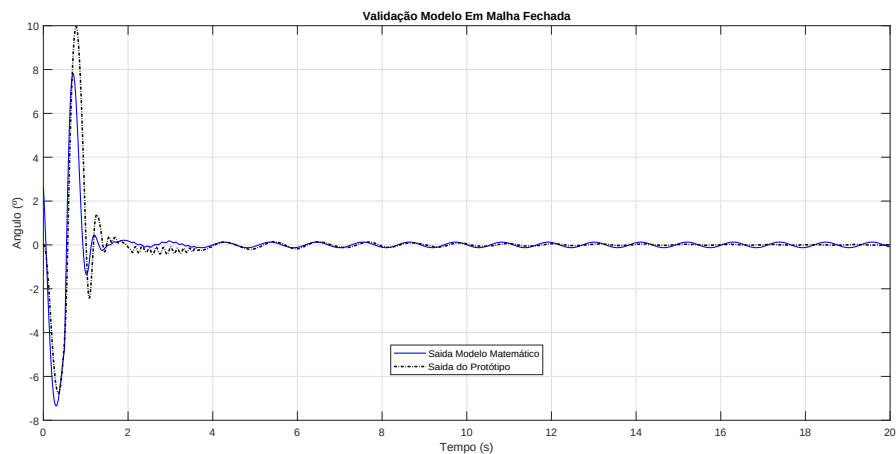


Figura 4.1 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao modelo real

Os principais motivos para a diferença entre o sinal obtido e o modelo matemático são as não linearidades do atrito durante deslocamento, a lubrificação dos rolamentos e a guia durante operação, além da sensibilidade do sensor a ruídos e distúrbios. Por ser um sensor com baixas especificações de precisão, erros de aferição são constantes mesmo com acionamento do filtro DMP.

Os dados mensurados sobre a resposta desse sistema ao degrau unitário são:

Desempenho	
Tempo de subida	0.0272 s
Tempo de acomodação	1.2967 s
Overshoot	104.7547 %
Undershoot	1.9374e3 %
Integral do erro absoluto $IAE = \int_0^T e(t) dt$	92.8124
Integral da variância ao erro $IVE = \int_0^T var(e(t)) dt$	0.4298

Tabela 4.1 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador proporcional

Sobre as métricas de desempenho IAE e IVE, o motivo de escolhe-las é que, além de serem bastante difundidas, apresentam boas ponderações quanto a amplitude do erro (que para este trabalho devem ter o menor valor possível). O índice IAE apresenta pouca seletividade em relação ao método IVE, visto que variações de parâmetros do processo correspondem a pequenas variações no índice. Esses dois índices são relevantes para comparação de desempenho entre controladores.

Como o foco para implementação de controladores neste trabalho é a correção de distúrbios sofridos pelo sistema, foi realizado um teste alterando o estado inicial da carga para 15 graus, mantendo o sinal de referência em 0. O tempo necessário para acomodação foi de 0.2 s, aproximadamente.

4.2 Controlador pelo Lugar das Raízes - Características em Malha Fechada

Assim como no controlador anterior, para analisar a resposta do sistema quando o pêndulo encontra-se fora do posicionamento desejado, totalmente na vertical (0°),

implementou-se como sinal de referência um degrau com valor de 5° por um segundo e após esse tempo o sinal retornou a 0° . A resposta alcançada pode ser vista abaixo:

Ao implementar esse controlador foi possível obter respostas em malha fechada para o modelo experimental, inserindo uma entrada em degrau indo de -15 a 0 graus.

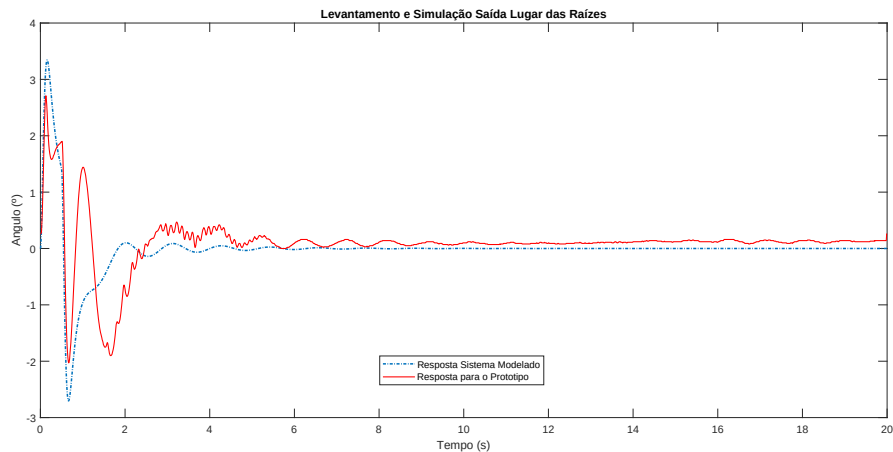


Figura 4.2 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao modelo real - Controlador Lugar das Raízes

Pela Figura 4.2 é visível certa discrepância entre o sinal obtido no modelo real e o computacional. Esse efeito ocorre pelas razões já citadas na descrição do controlador proporcional proposto e pelo fato do PWM do ESP 32 se limitar a números inteiros entre 255 a -255. Tal fato faz com que a resposta matemática do controlador não possa ser implementada fielmente ao acionamento do motor.

Uma das etapas de implementação é a discretização. Para sua implementação foi examinada qual a taxa de amostragem permitida pelo filtro interno do MPU, além de se utilizar do método *tustin* para discretização da equação (3.13).

A Tabela 4.2 abaixo mostra algumas especificações de saída levantadas a uma entrada em degrau e os índices de desempenho obtidos.

Desempenho	
Tempo de subida	0.1166 s
Tempo de acomodação	3.0007 s
<i>Overshoot</i>	68.4133 %
<i>Undershoot</i>	1.6477e3 %
Integral do erro absoluto $IAE = \int_0^T e(t) dt$	241.9086
Integral da variância ao erro $IVE = \int_0^T var(e(t))dt$	0.4418

Tabela 4.2 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador pelo lugar das raízes

O tempo necessário para que o protótipo acomode a haste totalmente na vertical, partindo do estado inicial do sistema de 15° , foi de 0.5 s, aproximadamente.

4.3 Comparação Entre Controladores Clássicos

Para comparar as respostas alcançadas pelos controladores quando o pêndulo encontra-se fora da posição desejada, totalmente na vertical (0°), implementou-se como sinal de referência um degrau com valor de 15° por $500ms$ e após esse tempo o sinal retornou a 0° . A resposta alcançada pode ser vista abaixo:

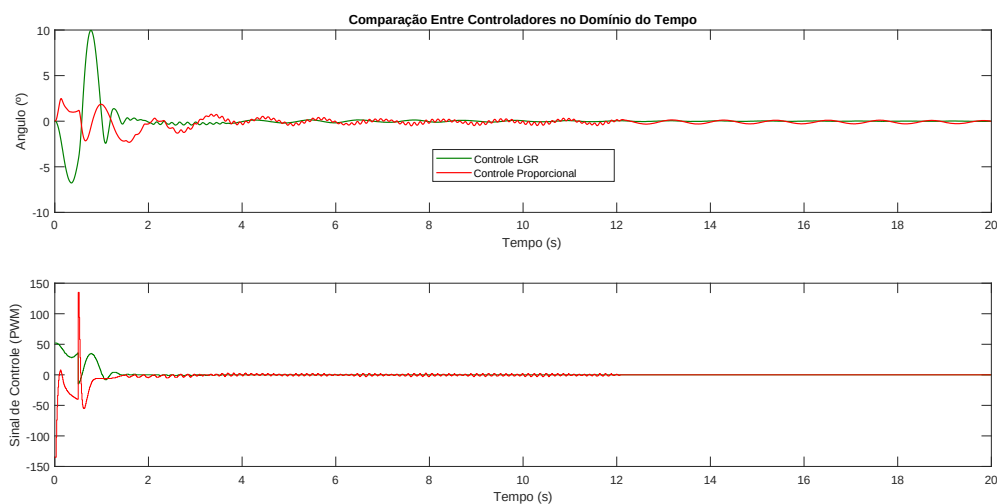


Figura 4.3 – Comportamento dos controladores abordados em malha fechada

O intervalo de tempo para o sinal de referência foi limitado, por conta do comprimento da guia que se mostrou limitado.

Nos resultados mostrados, o controlador pelo lugar das raízes teve uma diminuição em valores de *overshoot*, assim como esperado. O tempo de acomodação do sistema se tornou superior em relação ao modelo proporcional, visto que os polos da planta não estão exatamente alocados onde o modelo matemático aponta e assim tendo os zeros do controlador pelo lugar das raízes não removeram completamente o efeito destes polos. A figura abaixo traz uma comparação entre polos e zeros dos sistemas em malha fechada descritos.

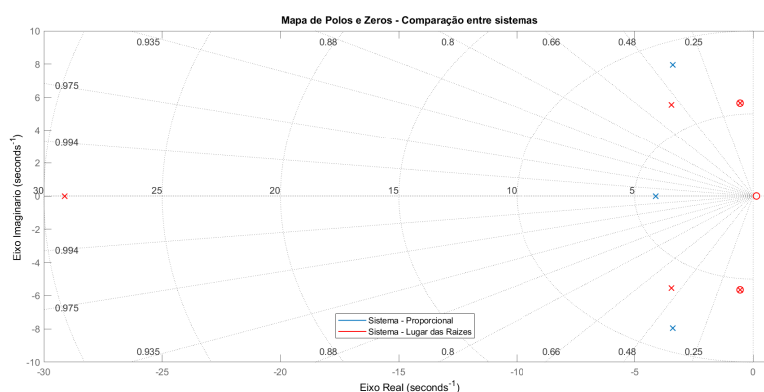


Figura 4.4 – Comparação de polos e zeros entre os sistemas projetados

A tabela abaixo ainda permite uma análise da resposta de cada modelo a uma entrada ao degrau:

Métricas para a saída	Controladores implementados	
	Proporcional	Lugar das Raízes
Tempo de acomodação	0.0272 s	0.1166 s
Tempo de subida	1.2967 s	3.0007 s
<i>Overshoot</i>	104.7547 %	68.4133 %
<i>Undershoot</i>	1.9374e3 %	1.6477e3 %
Tempo de acomodação alterando o estado inicial	0.2 s	0.5 s

Tabela 4.3 – Comparação entre dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau

Com isso, é possível dizer que, utilizando de técnicas clássicas, deve-se avaliar qual dinâmica é mais relevante ao sistema a ser implementado. Um exemplo disso são sistemas nos quais se prezam menores oscilações de carga e maior segurança durante transporte, neles o controlador obtido pelo método do lugar das raízes é mais eficiente. Porém, em sistemas nos quais é mais relevante a diminuição do tempo de transporte, o controlador proporcional se mostra mais relevante.

Sobre os índices de desempenho considerados, o controlador proporcional obteve menores índices. Essa característica pressupõe que o controlador proporcional consegue seguir o sinal de referência imposto à entrada do sistema com melhor precisão. O índice de variância do erro dos controladores apresentaram resposta semelhante, mostrando que eles não apresentam características de desempenho tão distantes.

Ainda comparando os controladores, foi realizada uma análise de robustez de cada controlador. Para isso, verificou-se a influência da variação de comprimento do cabo (variação em torno de 40%) e da massa da carga (variação em torno de 10%), tanto para a saída do sistema quanto para os índices de desempenho, quando excitados por um degrau unitário. Foi utilizado nesta análise o método estatístico de Monte Carlo, com 1000 amostragens aleatórias. O resultado encontrado para a saída do sistema pode ser visto abaixo.

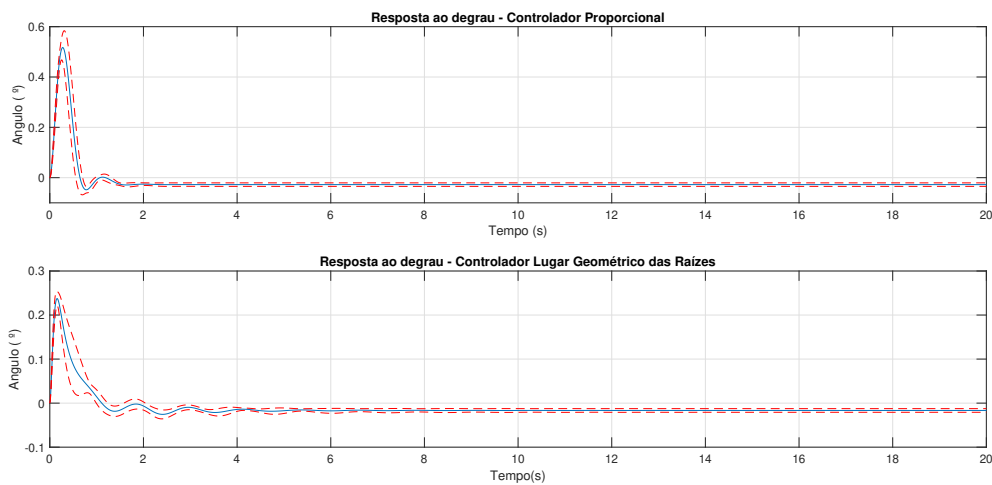


Figura 4.5 – Valores de resposta alcançados variando parâmetros do sistema.

Na Figura 4.5 tem-se a resposta média em azul, já as curvas em vermelho mostram os extremos de resposta, encontrados a partir do desvio padrão.

Outro dado aferido e demonstrado em forma de histogramas são os índices de desempenho. As Figuras 4.6 e 4.7 mostram os resultados alcançados.

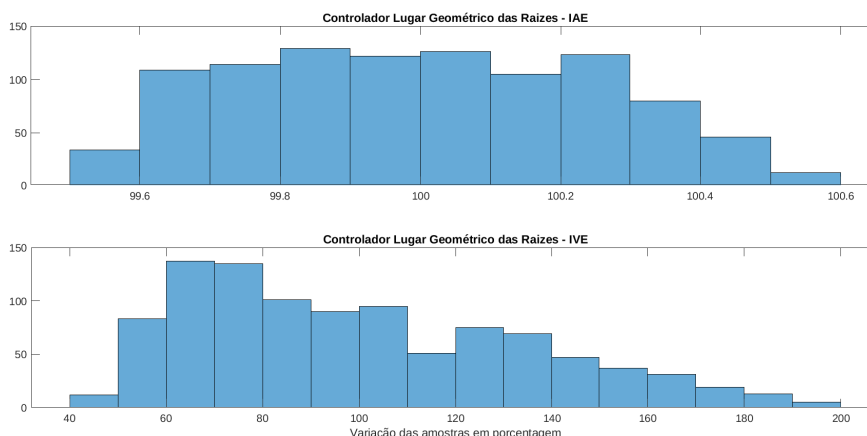


Figura 4.6 – Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador via método geométrico do lugar das raízes, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.

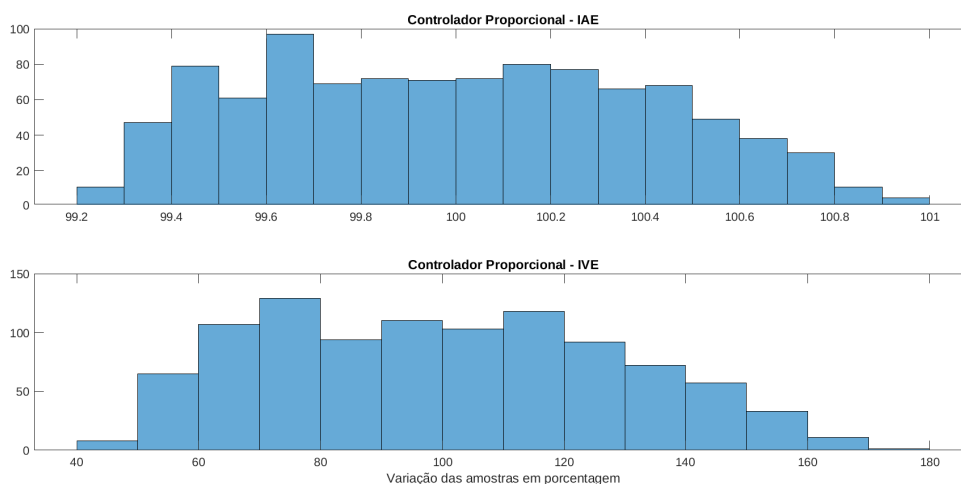


Figura 4.7 – Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador proporcional, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.

É relevante para a análise das Figuras 4.6 e 4.7 o valor médio dos índices de desempenho obtidos. Para o controlador via método do lugar das raízes, os valores alcançados foram de 241.591 para o IAE e de 0.3965 para IVE. Já para o controle proporcional, foram encontrados os valores de 92.073 para o IAE e de 0.2796 para IVE.

É importante ressaltar para essa análise, que quanto mais larga for a distribuição das amostras aferidas, menor a robustez do sistema (visto que grandes variações nos índices mostram grande variação de desempenho no sistema). Outro ponto relevante para a análise aqui percorrida é o posicionamento da maioria das amostras, visto que apresentam

a maior probabilidade de desempenho para o sistema quando seus parâmetros não são exatos.

A partir dos resultados expostos, pode-se dizer que o sistema de controle pelo lugar geométrico das raízes apresenta-se mais robusto que o controle proporcional, visto que a variação máxima do índice IAE ocorreu em 0.6% e 1% respectivamente. Contudo, o índice IVE mostra que as amostras do controlador via lugar geométrico das raízes alocam-se, em maioria, com menores rendimentos quando comparados ao controlador proporcional. Apesar disso, ambos os sistemas apresentam robustez semelhante, em virtude da variação dos índices mostrarem-se próximas. -

4.4 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência

Ao implementar esse controlador foi possível obter respostas em malha fechada para o modelo experimental, ao inserir uma entrada em degrau indo de -5 a 5 graus. Os parâmetros que convergiram no modelo computacional foram inseridos como parâmetros iniciais a fim de conferir estabilidade e maior velocidade de convergência.

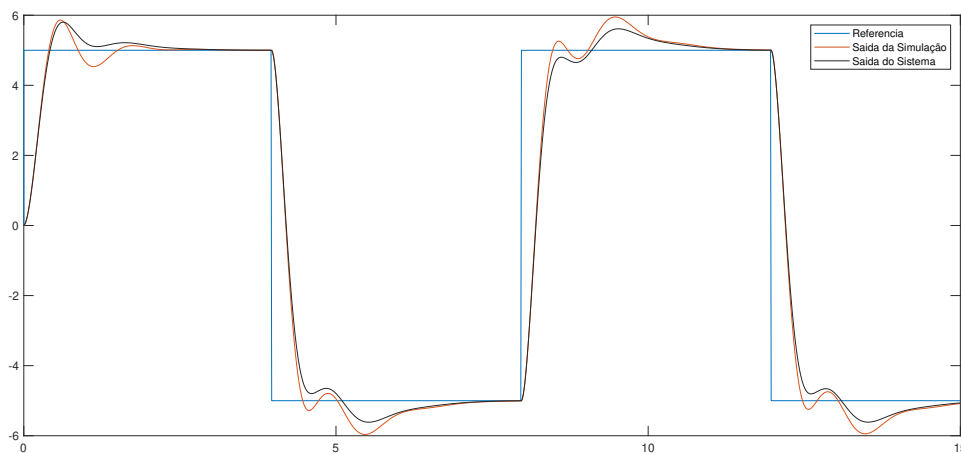


Figura 4.8 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático ao modelo real e a referência - Controlador Adaptativo

Na Figura 4.8 observa-se certa discrepância entre o sinal obtido no modelo real e no computacional. Tal fato ocorre devido à divergência encontrada entre o modelo linear e

o protótipo, que somada ao limitante comprimento das vigas transversais, não permitem a aproximação adequada dos parâmetros.

A Tabela 4.2 mostra algumas especificações de saída levantadas a partir de uma entrada de um degrau unitário e os índices de desempenho obtidos.

Desempenho	
Tempo de subida	0.57 s
Tempo de acomodação	1.35 s
<i>Overshoot</i>	17.14 %
<i>Undershoot</i>	9.34 %
Integral do erro absoluto $IAE = \int_0^T e(t) dt$	1.6100
Integral da variância ao erro $IVE = \int_0^T var(e(t))dt$	0.1224

Tabela 4.4 – Dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau - Controlador adaptativo

O tempo necessário para que o protótipo acomode a haste totalmente na vertical, partindo do estado inicial do sistema de 15° , foi de 0.3 s, aproximadamente.

4.4.1 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência com Preditor de Smith

Ao implementar esse controlador pôde-se obter respostas em malha fechada para o modelo experimental, inserindo uma entrada em degrau indo de -5 a 5 graus. Os parâmetros que convergiram no modelo computacional foram inseridos como parâmetros iniciais, a fim de conferir estabilidade e maior velocidade de convergência.

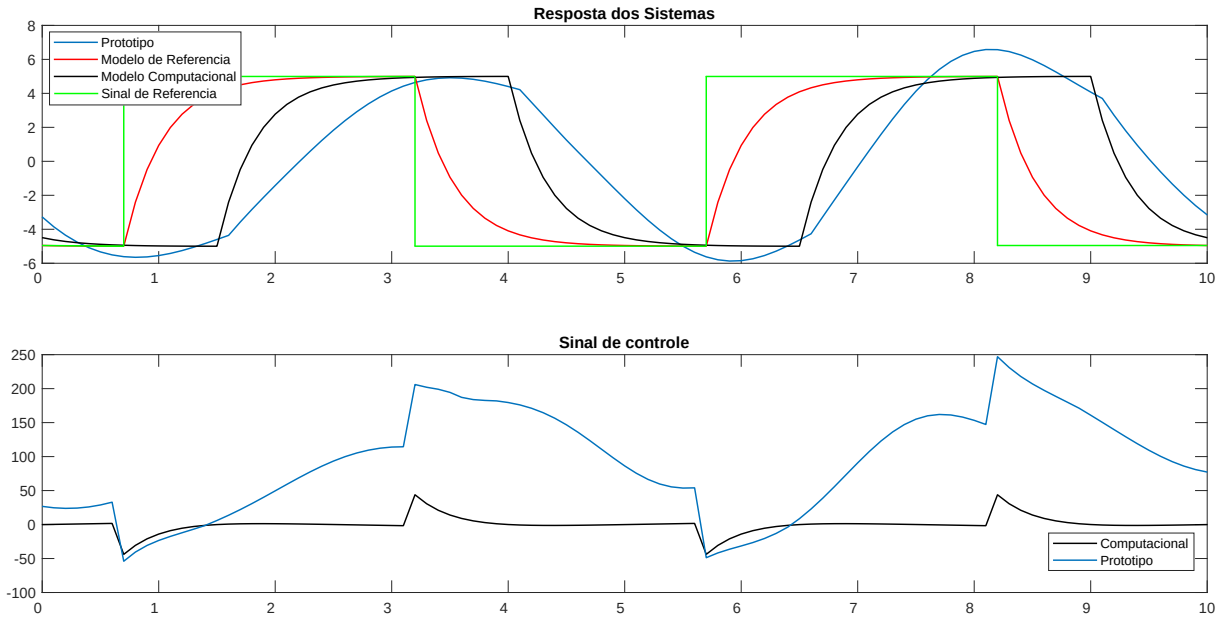


Figura 4.9 – Comparação entre as saídas levantadas do modelo matemático, modelo real e modelo de referência - Controlador Adaptativo com Preditor de Smith

Na Figura 4.9, observa-se uma discrepância entre o sinal obtido no modelo real e no computacional. Tal fato ocorre devido à divergência encontrada entre o modelo linear e o protótipo, que somada ao limitante comprimento das vigas transversais e a limitada resolução do sinal PWM utilizado, não permitem a aproximação adequada dos parâmetros.

Outra divergência é quanto a magnitude do sinal de controle visto no modelo real em relação ao modelo computacional. Como no protótipo é levado em conta a zona morta do motor, o sinal de controle parte de um valor para controle do sistema, fenômeno esse que não é visto em modelo computacional.

A Tabela 4.2 mostra algumas especificações de saída levantadas a partir de uma entrada de um degrau unitário e os índices de desempenho obtidos.

Desempenho	Pior Curva	Melhor Curva
Tempo de acomodação	2.73s	2.61s
<i>Overshoot</i>	31.52%	0%
<i>Undershoot</i>	10%	9%
Integral do erro absoluto $IAE = \int_0^T e(t) dt$	2.5722	1.7320
Integral da variância ao erro $IVE = \int_0^T var(e(t))dt$	0.4253	0.2864

O tempo necessário para que o protótipo acomode a haste totalmente na vertical,

partindo do estado inicial do sistema de 15° , foi de 0.8 s , aproximadamente.

Apesar da dinâmica dos sistemas, real e computacional, divergirem do modelo proposto, os resultados alcançados apresentam um alto grau de relevância. Além de alcançar o objetivo de remover as oscilações quando o carro está estático, a característica do sinal de saída seguir a referência permite a aplicação em um sistema que objetive limitar a oscilação durante movimento do carro, em uma perspectiva futura.

4.5 Comparação Entre os Controladores Propostos

Pode-se comparar as respostas dos controladores estipulados na imagem a seguir com o sinal de referência, sendo nos primeiros 500 ms de 15 graus e no restante de tempo em 0 graus .

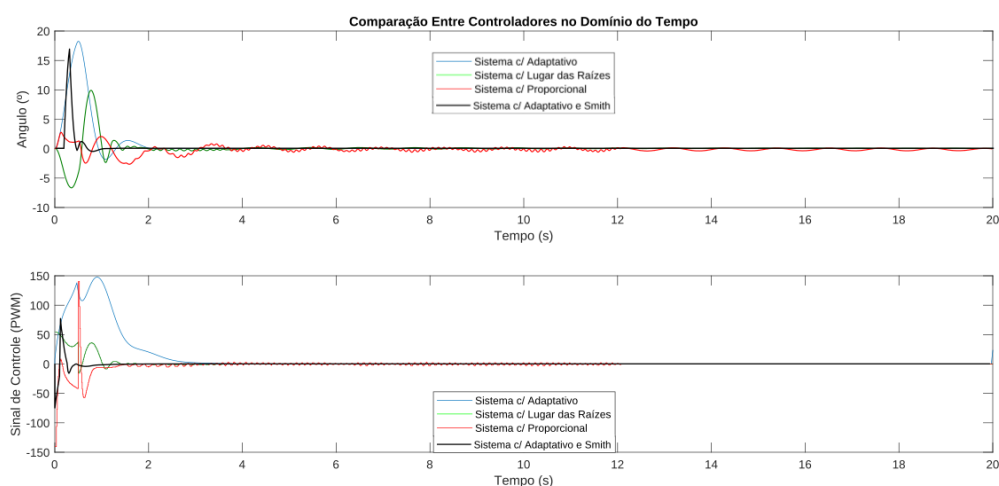


Figura 4.10 – Comportamento dos controladores abordados em malha fechada

O intervalo de tempo para o sinal de referência foi limitado devido ao comprimento da guia.

Nos resultados apresentados o controlador adaptativo por modelo de referência, tanto com preditor de Smith quanto sem o mesmo, demonstra melhores respostas que os controladores clássicos, principalmente quanto à seguir o sinal de referência do sistema. O motivo dessa discrepância é devido às incertezas inerentes ao processo. A técnica moderna apresentou-se robusta e flexível na definição da dinâmica de malha fechada desejada.

A tabela abaixo permite ainda uma análise da resposta de cada modelo a uma entrada em degrau:

4.5. Comparação Entre os Controladores Propostos

Métricas \ Controladores	Proporcional	LGR	Adaptativo s/ Smith	Adaptativo c/ Smith
Tempo de subida	0.0272 s	0.1166 s	0.57 s	0.73s
Tempo de acomodação	1.2967 s	3.0007 s	1.35 s	2.61 s
<i>Overshoot</i>	104.7547 %	68.4133 %	17.14 %	0%
<i>Undershoot</i>	1.9374e3 %	1.6477e3 %	9.34 %	9 %
Tempo de acomodação (estado inicial $\neq 0$)	0.2 s	0.5 s	0.3 s	0.8 s

Tabela 4.5 – Comparação entre dados de saída obtidos em relação a uma entrada em degrau para todos os controladores projetados

Com isso, pode-se dizer que o estudo de uma técnica moderna mais robusta que as técnicas clássicas, para sistemas de transporte de carga, é relevante. Isso porque o ganho na diminuição de valores de *Overshoot* e *Undershoot* foi significativo. Além disso, os índices de desempenho mostram a possibilidade de utilizar o mesmo sistema de controle para várias outras etapas de funcionamento do equipamento, como o controle de oscilação durante o deslocamento do carro.

Um ponto importante a ser ressaltado é que a técnica de controle adaptativo somada ao preditor de Smith apresentou desempenho inferior no protótipo em comparação ao controle adaptativo puro, por conta das limitações do mesmo. Pensando em um sistema real, no qual o comprimento das guias são maiores e é possível ter maior controle sobre o sinal aplicado no motor, o controlador adaptativo somado ao preditor de Smith pode alcançar melhores resultados.

Outro ponto levantado foi quanto à robustez do sistema moderno em relação aos clássicos já apresentados. Para isso, verificou-se a influência da variação de comprimento do cabo (variação em torno de 40%) e da massa da carga (variação em torno de 10%), para os índices de desempenho, quando excitados por um degrau unitário. Utilizou-se nessa análise o método estatístico de Monte Carlo, com 1000 amostragens aleatórias. O resultado encontrado para a saída do sistema pode ser visto abaixo.

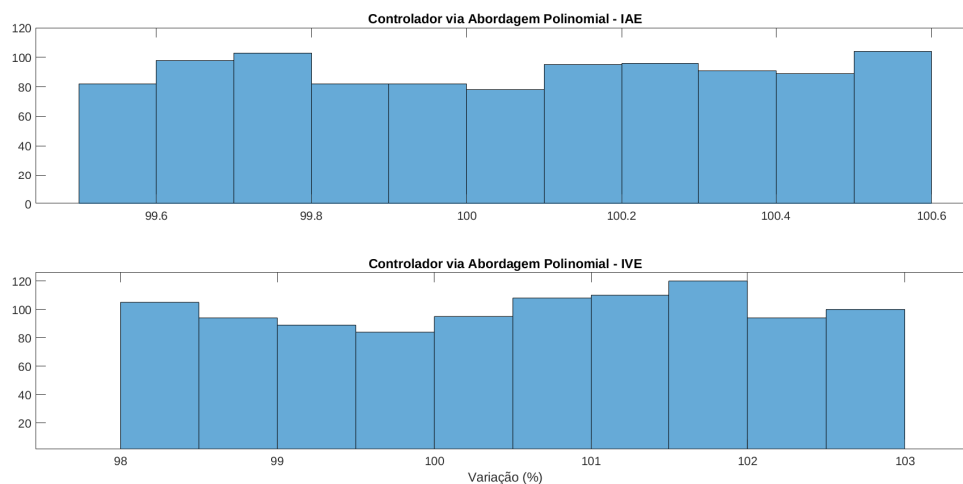


Figura 4.11 – Histograma da variação dos índices de desempenho para o controlador adaptativo por modelo de referência, com variação da massa em 10% e comprimento de cabo em 40%.

É relevante para a análise da Figura 4.11, o valor médio dos índices de desempenho obtidos. Para o índice IAE alcançou-se o valor de 1.60, já para o IVE o valor alcançado foi 0.1222.

Quanto ao controlador adaptativo somado ao preditor de Smith os resultados se mostraram muito similares aos expostos na Figura 4.11. A diferença maior entre os dois é quanto ao valor médio de desempenho, de 1.7925 e 0.3859 para IAE e IVE, consecutivamente.

A partir do histograma, pode-se dizer que o sistema de controle moderno apresenta menores variações do índice IVE, além de ter valores médios para os dois índices mais próximos dos valores obtidos na Seção 4.4. No histograma para controlador moderno, ao contrário dos outros controladores, os índices de desempenho apresentaram uma distribuição mais homogênea.

Considerações Finais

Neste capítulo são descritas as principais observações concluídas ao longo do desenvolvimento do Trabalho de Conclusão de Curso.

5.1 Conclusões

O presente trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um protótipo que representou a dinâmica de oscilação de carga para uma ponte rolante e, por meio de técnicas de controle, minimizou as oscilações de carga característica do processo.

O grande tempo investido em correções mecânicas e projeto eletrônico do protótipo na fase inicial do trabalho fez com que o desenvolvimento da primeira etapa fosse comprometido. Esse preciosismo na etapa trouxe maior validade e eficiência ao modelo linear proposto.

Na etapa de projeto do controlador proporcional, foram estimadas as características ótimas ao processo, por meio de normas estudadas que regem o funcionamento do equipamento. Essa escolha se tornou relevante já que essas normativas aproximam o comportamento ideal e eficiente. Após fase de projeto, foi realizado o levantamento das métricas relevantes como índices de desempenho, *overshoot*, *undershoot*, tempo de acomodação e tempo de correção de posição pós mudança de estado inicial da carga, almejando comprovar a eficácia da abordagem.

Durante a validação foi perceptível que a utilização do sensoriamento de baixo custo com a utilização de sinal de saída do microcontrolador com baixa resolução foram características que limitaram a eficiência dos sistemas. Ademais, as não linearidades e limitações

de tamanho de guias para deslocamento presentes ao protótipo desenvolvido também limitaram a eficiência dos sistemas.

Através dos resultados alcançados do controlador proporcional foi estudada a inserção de um controlador mais complexo, que trouxesse melhores características de controle. Desse modo, os polos e os zeros foram alocados para garantir menor oscilação de carga com menor tempo de acomodação do processo.

De posse das métricas de desempenho de cada controlador e da análise de robustez individual, foi possível perceber que existe espaço para implementação de ambos, uma vez que a escolha depende da necessidade da linha de fabricação para estabelecer os pesos de cada resultado obtido.

Porém, tendo em vista as alterações de parâmetros que ocorrem durante o processo, as técnicas de controle clássicas mostram espaço para melhorias quanto ao critério de desempenho. Dessa forma, é interessante o desenvolvimento de um controlador que reaja a essas alterações e possa melhorar os resultados da relação de oscilação da carga.

Logo, projetou-se um controlador moderno através da técnica de controle adaptativo por modelo de referência. Inserindo a dinâmica de referência mais relevante ao objetivo do estudo, foi possível encontrar um sistema com índices de desempenho melhores e respostas oscilatórias durante operação menores quando comparado aos sistemas clássicos.

Contudo, mesmo essa topologia de controle apresentou limitações por conta do baixo valor de amortecimento visto nos polos dominantes. Dessa forma, implementou-se em conjunto ao controlador moderno o preditor de Smith, uma técnica clássica de controladores que permite ignorar a dinâmica de atraso para malha fechada.

Analisando os resultados desse conjunto de técnicas percebeu-se um melhor desempenho do que os outros modelos, quando comparados aos resultados computacionais. Contudo, com as limitações físicas do protótipo, como comprimento de guia e resolução do sinal PWM, o desempenho em sistema real se mostrou inferior quando comparado ao sistema com somente o sistema de controle adaptativo.

5.2 Proposta de Continuidade

Um dos resultados relevantes para este TCC é quanto as respostas alcançadas pelas técnicas de controle moderno. Por seguir o sinal de referência, quando comparado aos

controladores clássicos, esses sistemas podem ser implementados como uma parte de um sistema para controle de oscilações durante deslocamento do carro da ponte rolante. Esse sistema poderia ser complementar ao implementado neste trabalho, apresentando assim sistemas de controle em todo instante de operação.

Ainda sobre o controlador moderno, propõe-se futuramente a implementação de um preditor de Smith adaptativo ao sistema. Assim como visto tanto na Seção 2.1.1.3 quanto na Seção 4.4.1, o atraso implementado ao preditor de Smith sofre grande influência do atraso real encontrado no sistema. Sendo assim, a ideia é avaliar se, assim como para o controlador adaptativo, realizar ajustes a esse parâmetro em conjunto ao ajustes feitos no controlador adaptativo poderia melhorar a aproximação da resposta transitória a dinâmica do modelo de referência e trazer maior robustez ao conjunto.

Outra proposta possível de continuidade é quanto a disponibilização dos dados de operação. Com a utilização do ESP 32 como microcontrolador, pode-se disponibilizar, via protocolos de comunicação Web, informações em tempo real do sistema como inclinação da carga sendo transportada, sinal de alimentação dos motores, tempo de utilização do sistema, entre outros. Acompanhar essas informações em tempo real pode trazer maior compreensão da empresa sobre como seu sistema de elevação de carga é utilizado.

Por fim, é relevante aos futuros trabalhos aumentar a resolução do sinal PWM imposto ao motor. Uma solução a esse problema é estar utilizando mais que 8 bits e dois canais para gerar o sinal PWM. Contudo, essa escolha exige a realização de configurações internas ao controlador, principalmente ao temporizador do sistema, inviabilizando a utilização da função *analogWrite()* nativa da biblioteca do ESP 32 para linguagem Arduino.

Referências

- ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **ABNT NBR 8400 - Equipamentos de elevação e movimentação de carga - Regras para projeto.** [S.l.], 2019.
- ALHAZZA, Khaled A. A novel Wave-Form Command Shaper for Overhead Cranes. **Engineering Research**, Journal of Engineering Research, 2013.
- ARDUINO. **Arduino.** [S.l.: s.n.], 2019. <https://www.arduino.cc/>.
- BORNIA, Antônio Cezar. **Análise gerencial de custos em empresas modernas.** 3. ed. São Paulo: Atlas, mai. 2002. ISBN 9788522452491.
- CASTRUCCI, Plínio de Lauro; BITTAR, Anselmo; SALES, Roberto Moura. **Controle Automático.** Rio de Janeiro: LTC, 2011. ISBN 9788521617860.
- COSSOLINO, LC; PEREIRA, AHA. Amortecimento: classificação e métodos de determinação. **Informativo Técnico-Científico ITC04 - ATCP Engenharia Física**, p. 2–14, 2010.
- COSTA, Cap. Humberto Cardoso da. **Aplicação de técnicas de modelagem e controle em sistemas tipo ponte rolante.** Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2010.
- FERNANDES, Marcus Vinicius Araujo. Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável Aplicado ao Controle de Ângulo de Carga e Fluxo de Campo de um Gerador Síncrono. **Universidade Federal do Rio Grande do Norte**, RN, 2008.
- INVENSENSE. **MPU-6000 and MPU-6050 Product Specification.** [S.l.], ago. 2013. Rev. 3.4.

- IOANNOU, P.A; SUN, J. **Robust Adaptative Control**. [S.l.: s.n.], 1996.
- KANG, Zebo et al. Adaptive Control of a Planar Gantry Crane by the Switching of Controllers. **Trans. of the Society of Instrument and Control Engineers**, v. 35, p. 3502–0253, fev. 1999. DOI: 10.1007/s12206-009-0912-4.
- MA, Bojum; FONG, Yongchun; ZHANG, Xuebo. Adaptive Tracking Control for an Overhead Crane System. **The International Federation of Automatic Control**, v. 17, p. 12194–12199, nov. 2008. DOI: 10.1007/s12206-009-0912-4.
- MATHWORKS. **Matlab**. [S.l.: s.n.], 2020.
<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>.
- MINISTÉRIO DO TRABALHO E EMPREGO. **NR 11 - Transporte, Movimentação, Armazenagem e Manuseio de Materiais**. [S.l.], 2017.
- NASSAR, Wilson Roberto. Apostila de Máquinas de Elevação e Transporte. **Universidade de Santa Cecília**, São Paulo, 2004.
- NGO, Quang Hieu; HONG, Keum-Shik; JUNG, Il Hyo. Adaptive control of an axially moving system. **Journal of Mechanical Science and Technology**, v. 23, p. 3071–3078, nov. 2009. DOI: 10.1007/s12206-009-0912-4.
- NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Rio de Janeiro: LTC, 2017.
- OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. Rio de Janeiro: LTC, 2000.
- P&H. **Overhead Cranes, Instruction Manual Bulletin C -7 -3**. Harnischfeger, Milwaukee, 1968.
- SORDI, G. **Dimensionamento da viga principal de uma ponte rolante**. Lajeandro: Centro Universitrio UNIVATES, 2016. Monografia (Bacharel em Engenharia Mecânica).
- SUZUKI, M.; TERASHIMA, K. Semi-automatic control of overhead crane using potential method. **Smc 2000 conference proceedings. 2000 ieee international conference on systems, man and cybernetics. 'cybernetics evolving to systems, humans, organizations, and their complex interactions' (cat. no.0**, v. 5, p. 3224–3229, 2000.
- SYSTEM, Dassault. **SolidWorks**. [S.l.: s.n.], 2020.
<https://www.solidworks.com/pt-br>.