16.2% Resultsofplagiarismanalysisfrom2023-07-0522:16UTC

Disserta_o_Mestrado_Engenharia_Mecatronica_UFRN__jhonat.pdf

Date:2023-07-0522:07UTC

✱Allsources 71 | Internetsources 71

☑	[0]	www.passeidireto.com/arquivo/121745755/projetocontroladoressistemas-dantas-2019/3 12.7% 187matches ⊞ 1documentswithidenticalmatches
☑	[2]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/8891/000590394.pdf?sequence=1 0.9% 29matches
☑	[3]	repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/12956/1/EstudoComparativoDesempenho_Galdino_2011pdf 1.3% 24matches
☑	[4]	repositorio.ufrn.br/jspui/bitstream/123456789/15507/1/JanEMGP_DISSERT.pdf 1.2% 27matches
☑	[5]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/8187/000569689.pdf?sequence=1 1.0% 26matches
☑	[6]	repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/90366/241062.pdf?sequence=1 1.0% 20matches
☑	[7]	web.icmc.usp.br/SMA/PortalSMA/MaterialDidatico/SMA_88_sma354.pdf 0.6% 20matches
☑	[8]	edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/5371277/mod_folder/content/0/KatsuhikoOgata-EngenhariadeControleModerno(2010,Pearson_Pre 0.6% 20matches
☑	[9]	idoc.pub/documents/idocpub-qvndw6j2wlxm 0.4% 9matches
☑	[10]	repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/51164/1/Metodosintoniacontroladores_Ferraz_2022.pdf 0.7% 13matches
☑	[11]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/8702/000587027.pdf?sequence=1 0.3% 9matches
☑	[12]	core.ac.uk/download/pdf/30364656.pdf 0.5% 9matches
☑	[13]	repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/44791/1/Controlerealimentacaosaida_Mancini_2021.pdf 0.4% 7matches
☑	[14]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/14301/000663888.pdf?sequence=1&isAllowed=y 0.3% 8matches
☑	[15]	monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10015866.pdf 0.4% 10matches
☑	[16]	portal.peq.coppe.ufrj.br/index.php/dissertacoes-de-mestrado/2019/576--139/file 0.3% 8matches
☑	[17]	repositorio.unicamp.br/Busca/Download?codigoArquivo=472511 0.3% 6matches
☑	[18]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/3539/000339615.pdf?sequence=1 0.3% 9matches
☑	[19]	repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/15451/8/LeonardoRSC_DISSERT.pdf.txt 0.3% 5matches
☑	[20]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/15942/000693671.pdf;sequence=1 0.2% 6matches
☑	[21]	repositorio.unesp.br/bitstream/handle/11449/203498/000916978.pdf?sequence=1 0.3% 7matches
☑	[22]	repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/24010/1/ThiagoCorreiaPereira_DISSERT.pdf 0.3% 4matches
☑	[23]	www.passeidireto.com/arquivo/78541374/selecao-de-features-guiada-por-atencao-visual-em-imagens-com-fovea 0.2% 4matches
☑	[24]	www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/17297/000712622.pdf?...1 0.2% 6matches

www.ufjf.br/andre_hallack/files/2009/08/linear.pdf

[25] www.ufjf.br/andre_hallack/files/2009/08/linear.pdf
0.1% 3matches

[26] repositorio.ufmg.br/bitstream/1843/BUOS-8CJHM3/2/174.pdf.txt
0.2% 4matches

[27] www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/6114/000525124.pdf?sequence=1
0.2% 5matches

[28] www.respondeai.com.br/conteudo/sistemas-de-controle/projeto-de-controlador-classico/margem-de-ganho-e-margem-de-fase/2163
0.2% 4matches

[29] www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3139/tde-31052011-142428/publico/Tese_Vitor_Alex_Alves.pdf
0.1% 4matches

[30] run.unl.pt/bitstream/10362/19920/1/Barrocas_2016.pdf
0.2% 6matches

[31] repositorio.bc.ufg.br/tede/bitstream/tede/11000/3/Tese-FelipeResendedeCarvalhoSousa-2020.pdf
0.1% 5matches

[32] repositorio.ufrn.br/bitstream/123456789/49888/1/Tapecariatextualuniverso_Macedo_2022.pdf
0.2% 3matches

[33] www.uv.es/ayala/docencia/tami/tami13.pdf
0.0% 2matches

[34] www.scielo.br/j/rem/a/ZqQxqyg3WKZz5xBz98X5q5r/?format=pdf&lang=en
0.1% 3matches

[35] core.ac.uk/download/pdf/33543547.pdf
0.2% 2matches

[36] edisciplinas.usp.br/mod/resource/view.php?id=1010971
0.1% 4matches

[37] www.passeidireto.com/arquivo/76807500/01-matematica
0.1% 2matches

[38] repositorio.ufrn.br/jspui/handle/123456789/48320
0.2% 3matches

[39] www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/36749/000128658.pdf?sequence=1
0.1% 4matches

[40] www.editorarealize.com.br/editora/anais/join/2019/TRABALHO_EV124_MD1_SA119_ID1565_23082019221949.pdf
0.2% 3matches

[41] repositorium.sdum.uminho.pt/bitstream/1822/70542/1/DissertaçãoAldaFilipaRibalongaMagalhães.pdf
0.1% 3matches

[42] core.ac.uk/download/pdf/30371331.pdf
0.1% 3matches

[43] repositorio.unicamp.br/Busca/Download?codigoArquivo=467761
0.1% 3matches

[44] repositorio.ufscar.br/bitstream/handle/ufscar/10544/Disserta__o_Mestrado___Tiago_Pinho.pdf?sequence=1&isAllowed=y
0.1% 3matches

[45] www.respondeai.com.br/conteudo/calculo/livro/exercicios/17-equacao-movimento-sistema-molamassa-amortecimento-veja-secao-37
0.1% 2matches

[46] www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18133/tde-25112015-111953/publico/Dissert_Barreto_GuilhermeA.pdf
0.1% 3matches

[47] livros01.livrosgratis.com.br/cp071988.pdf
0.1% 3matches

[48] inis.iaea.org/collection/NCLCollectionStore/_Public/10/422/10422759.pdf
0.1% 3matches

[49] paginapessoal.utfpr.edu.br/avargas/courses-1/principios_de_controle/principios_de_controle/principiosCap10.pdf
0.1% 3matches

[50] www.gta.ufrj.br/rebu/arquivos/2008-REBU-0612228926373803_01-1.pdf
0.1% 3matches

[51] repositorio.ufc.br/bitstream/riufc/23476/1/2017_dis_hmlflima.pdf
0.1% 3matches

[52] www.passeidireto.com/arquivo/110192403/slide-unidade-1/2

[52] 0.0% 2matches

[53] www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/download/1179/1093/ 0.1% 3matches

[54] repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/95707/292267.pdf?sequence=1&isAllowed=y 0.0% 2matches

[55] www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/download/1142/1068/ 0.0% 2matches

[56] www.researchgate.net/publication/323198365_O_problema_da_distancia_geometrica_intervalar_via_otimizacao_global 0.1% 3matches

[57] www.maxwell.vrac.puc-rio.br/11035/11035_5.PDF 0.1% 2matches

[58] core.ac.uk/download/pdf/143397699.pdf 0.1% 2matches

[59] repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/111642/79642.pdf?sequence=1&isAllowed=y 0.1% 3matches

[60] www.passeidireto.com/arquivo/106474057/art-bol 0.0% 2matches

[61] www.lume.ufrgs.br/bitstream/handle/10183/54142/000855656.pdf?sequence=1 0.1% 2matches

[62] repositorio.ufrn.br/jspui/handle/123456789/18089?mode=full 0.1% 2matches

[63] edisciplinas.usp.br/mod/resource/view.php?id=937647 0.0% 2matches

[64] www.cos.ufrj.br/uploadfile/publicacao/2705.pdf 0.0% 2matches

[65] repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/191766/TCCRaissaMunhozVersãoCorreção.pdf?sequence=1&isAllowed=y 0.0% 1matches

[66] www.sba.org.br/Proceedings/SBAI/SBAI2017/SBAI17/papers/paper_672.pdf 0.0% 1matches

[67] core.ac.uk/download/pdf/79834491.pdf 0.1% 1matches

[68] edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/2470129/mod_resource/content/1/3_Representação_Sistemas.pdf 0.0% 1matches

[69] www.grafiati.com/en/literature-selections/angle-of-impact/ 0.1% 1matches

[70] www.ene.unb.br/estognetti/files/20151/Aula-14_CP_pid.pdf 0.0% 1matches

[71] www.passeidireto.com/arquivo/109332920/aula9-analise-das-variacoes 0.0% 1matches

77pages,15551words

Averylighttext-colorwasdetectedthatmightconceallettersusedtomergewords.

PlagLevel:16.2%selected/16.3%overall

269matchesfrom72sources,ofwhich72areonlinesources.

Settings

Datapolicy: *Comparewithwebsources,Checkagainstmydocuments*

Sensitivity: *Medium*

Bibliography: *Considertext*

Citationdetection: *ReducePlagLevel*

Whitelist: --

Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecatrônica

Controle PID de Vibrações em Sistemas de Segunda Ordem com Atraso Usando Receptância com Estabilidade Robusta e Otimização de Desempenho

Jhonat Heberson Avelino de Souza

Orientador: Prof. Dr. Carlos Eduardo Trabuco Dórea

Co-orientador: Prof. Dr.[3] José Mário Araújo

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecatrônica da UFRN como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PEM:[0] M018
Natal, RN, agosto de 2023

Resumo

Fenômenos como vibrações mecânicas, ressonância e oscilações, podem ser critos matematicamente por sistemas de equações diferenciais de segunda ord[2] sendo estes sistemas comumente designados como sistemas de segunda ordem. Tr balhar com esse tipo de modelo, em vez dos modelos de estado de primeira ord traz benefícios numéricos, mas há dificuldades inerentes à determinação de parâmetros físicos.[2] Os desafios são ainda mais significativos quando se conside existência de atrasos entre as medições dos estados e os sinais de atuação, leva gumas abordagens à necessidade de uma pós-análise para determinar a estabili das soluções calculadas. Uma alternativa para contornar as dificuldades de m de parâmetros é a abordagem por resposta em frequência que usa modelos ba dos em receptância. Este trabalho trata do projeto de controladores Propo Integral Derivativo (PID) para sistemas dinâmicos lineares com atraso, modela por equações diferenciais matriciais de segunda ordem. É adotada a abordagem por receptância, que, por se basear na resposta em frequência do sistema, per tratar da estabilidade em malha fechada de forma exata, sem a necessidade recorrer a aproximações do termo de atraso nem a verificações a posteriori. U blema de otimização é formulado para a determinação dos ganhos do contro que garantam robustez, por meio de uma margem de estabilidade pré-estabele e desempenho, e também da minimização da Integral do Erro Absoluto relativo seguimento de uma referência constante.[56] Um Algoritmo Genético é implement para resolver o problema de otimização.[0] Diferentemente de trabalhos correl literatura, o método proposto pode ser aplicado igualmente a sistemas com po malha aberta no semiplano direito.

Palavras-chave:[0] Sistemas de Segunda Ordem, Sistemas com Atraso, Controli PID, Receptância, Algoritmo Genético.[0]

Abstract

Phenomena such as mechanical vibrations, resonance, and oscillations can
mathematically described by second-order differential equation systems, whic
commonly referred to as second-order systems. Working with this type of mo
instead of first-order state models, brings numerical benefits, but there are in
difficulties in determining their physical parameters. The challenges are even
significant when considering the existence of delays between state measurement
actuation signals, leading some approaches to the need for post-analysis to det
the stability of calculated solutions. An alternative to bypass the difficul
parameter measurement is the frequency response approach that uses models b
on receptance.

This work deals with the project of PID controllers - Proportional-Inte
Derivative for linear dynamic systems with delay, modeled by second-order ma
differential equations. Is adopted the receptance approach, which, because it
sed on the frequency response of the system, allows dealing with closed-loop st
exactly, without the need for re- run on delay term approximations or back-t
A problem of optimization is formulated for the determination of the contr
gains that guarantee robustness, through a pre-established stability margin
performance, and also the the minimization of the Absolute Error Integral re
to the tracking of a constant reference. A Genetic Algorithm is implemente
solve the problem of optimization. Unlike related works in the literature, th
posed method can be applied equally to systems with open-loop poles in the
half-plane.

Keywords: Second-Order Systems, Time-Delay, PID Control, Receptance, Genetic Algorithm.

Sumário

Sumário i

Lista de Figuras iii

Lista de Tabelas v

Lista de Símbolos e Abreviaturas vii

1 Introdução 1

2 Fandamentação Teórica 5
- 2.1 Sistemas de Segunda Ordem 5
  - 2.1.1 Representação de Primeira Ordem 6
  - 2.1.2 O Método da Receptância 7
  - 2.1.3 A Matriz de Receptância 8
  - 2.1.4 Sistema com Atraso 9
- 2.2 Resposta em Frequência 10
  - 2.2.1 O Diagrama Polar, ou Diagrama de Nyquist 10
  - 2.2.2 Critério de Estabilidade de Nyquist 12
- 2.3 Controlador Proporcional Integrativo Derivativo . . . .
- 2.4 Índices de desempenho 16
- 2.5 Margem de Estabilidade 17

3 Formulação do Problema 19
- 3.1 Parâmetro de Projeto e Formulação Matemática 2
  - 3.1.1 Circunferência M_s 20
  - 3.1.2 Definição do problema de otimização 22

4 Implementação do Método Proposto 27
- 4.1 Solução do Problema de Otimização 27
- 4.2 Implementação do Algoritmo de Otimização 32

5 Experimentos e Resultados 41
- 5.1 Experimentos estudados 41
  - 5.1.1 Exemplo 1 41
  - 5.1.2 Exemplo 2 44
  - 5.1.3 Exemplo 3 47

5.1.4 Exemplo 4 51
5.1.5 Exemplo 5 56

6 Conclusão 59

Referências bibliográficas 60

Lista de Figuras

2.1 Sistema Massa-Mola-Amortecedor 5
2.2 Exemplo de Diagrama de Nyquist para Sistema modelado por G(s) . 11
2.3 Diagrama de Nyquist com a Parte Espelhada 12
2.4 Diagrama de blocos de $G_{Mf}(s)$ 13
2.5 Diagrama de blocos do PID 15

3.1 Diagrama de Nyquist Exemplo de Circunferência. M_s 22
3.2 Diagrama de Nyquist de um Sistema Genérico para Exemplo de um Caso de Instabilidade. 24

4.1 Simulação criada com MATLAB/Simulink® 28
4.2 Diagrama de Nyquist para $\omega \in [10^{-1}, 10^{3}]$ 33
4.3 Diagrama de Nyquist para $\omega \in [10^{-6}, 10^{3}]$ 33
4.4 Exemplificação da contagem de voltas que contem o ponto $-1 + j0$ e o sentido do diagrama de Nyquist 39

5.1 Sistema massa-mola-amortecedor de um grau de liberdade 42
5.2 Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.1 43
5.3 Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.1.1 .
5.4 Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.2 46
5.5 Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.1.2 .
5.6 Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.3 48
5.7 Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.1.3 .
5.8 Diagrama de Nyquist com pertubação para o Exemplo 5.1.3 5
5.9 Resposta no tempo para uma referência constante com pertubação do Exemplo 5.1.3 51
5.10 Diagrama de Nyquist para o caso co-localizado, Exemplo 5.1.4 . . . .
5.11 Resposta no tempo para uma referência constante do caso co-localizado Exemplo 5.1.4 54
5.12 Diagrama de Nyquist para o de caso não co-localizado, Exemplo 5.1.4
5.13 Resposta no tempo para uma referência constante para o caso não co-localizado, Exemplo 5.1.4 56
5.14 Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.5 57
5.15 Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.5 58

Lista de Tabelas

5.1 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.1 42
5.2 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.2 45
5.3 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.3 48
5.4 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o caso co-localizado - Exemplo 5.1.4 52
5.5 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o caso não co-localizado - Exemplo 5.1.4 56
5.6 Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.5 58

Lista de Símbolos e Abreviaturas

$\ddot{x}$	aceleração do bloco, veja equação (2.2), página 5
$\dot{x}$	velocidade do bloco, veja equação (2.2), página 5
C	matriz de amortecimento, veja equação (2.4), página 6
K	matriz de rigidez, veja equação (2.4), página 6
M	matriz de massa, veja equação (2.4), página 6
b	matriz de atuação, veja equação (2.4), página 6
ω	frequência natural, veja equação (2.10), página 8
ξ	fator de amortecimento, veja equação (2.10), página 8
d	coeficiente de amortecimento dos dashpots, veja equação (2.2), página
k	coeficiente de rigidez das molas, veja equação (2.2), página 5
k_D	Ganho derivativo, veja equação (2.18), página 9
k_I	Ganho integral, veja equação (2.18), página 9
k_p	Ganho proporcional, veja equação (2.18), página 9
m	massa do bloco, veja equação (2.2), página 5
u	entrada, veja equação (2.2), página 5
x	deslocamento do bloco, veja equação (2.2), página 5
AG	Algoritmo Genético, veja equação (1.0), página 2
AVC	Active Vibration Control, veja equação (2.0), página 5
GM	"Gain Margin", veja equação (3.10), página 21
IAE	Integrated Absolut Error, veja equação (1.0), página 2
ISE	Integrated squared Error, veja equação (2.28), página 16
ITAE	Integrates Timed Absolut Error, veja equação (2.30), página 16

ITSE	Integrated Timed Squared Error, veja equação (2.31), página 17
PID	Proporcional Integral Derivativo, veja equação (0), página 3
PM	”Phase Margin”, veja equação (3.10), página 21
SPD	Semiplano Direito, veja equação (2.26), página 13
SPE	Semiplano Esquerdo, veja equação (2.26), página 13

Capítulo 1

Introdução

Uma diversidade de fenômenos físicos, a exemplo da ressonância em sistemas vibratórios, vibro-acústicos e elétricos, é ricamente representada por meio de m dinâmicos de segunda ordem BALAS (1982); VANDERVELDE (1986). Os sistemas de segunda ordem são amplamente encontrados em diversas áreas, desde a engenharia até a física e a biologia, tornando seu estudo fundamental para a compreensão de uma ampla gama de fenômenos naturais e artificiais.

Modelos matemáticos que representam esses sistemas podem ser escritos co um sistema matricial de equações diferenciais de segunda ordem, onde as consta e variáveis das equações têm relações físicas diretas com o modelo real, ou tr madas em equações diferenciais de primeira ordem DANTAS (2019). Em DATTA (2004), são apresentadas representações de primeira ordem para alguns sist de segunda ordem e discutidas algumas deficiências associadas ao uso do mod original.

Devido à sua relevância prática, o estudo de sistemas de segunda ordem t ganhado cada vez mais notoriedade na comunidade de engenharia, proporciona soluções para diversos desafios DANTAS (2019). Uma das dificuldades na utiliza de modelos matemáticos obtidos a partir de equações diferenciais de segunda o está na definição dos elementos das matrizes que caracterizam o sistema, como m e elasticidade, visando simplificar o processo de modelagem desses sistemas, ex uma abordagem que utiliza a ideia de receptância, que foi proposta por RAM et (2009) se baseia no uso de informações experimentais do sistema para definir es matrizes.

Nos últimos anos, alguns trabalhos utilizaram essa ideia, como base para m delagem de sistema de controle de segunda ordem com atraso, entre eles ARAÚJO and SANTOS (2018); ARAÚJO (2018a,b); SANTOS et al. (2018); DANTAS (2019); DANTAS et al. (2020a); MARTINS et al. (2020); NUNES (2022); GONTIJO et al (2022).

A utilização do método da receptância, é possível alocar os polos do sis em uma posição segura no plano complexo e alcançar um desempenho desejad Entretanto, quando há presença de atraso de transporte no sistema, ao utiliz método, faz-se necessário realizar um tratamento posteriormente para garant o sistema continue estável em malha fechada, como visto em RAM et al. (2009 em ARAÚJO and SANTOS (2018).

Uma abordagem foi proposta por DANTAS et al. (2020a) para eliminar a análise posterior do método de receptância na presença de atraso.[0] Eles propuseram uma abordagem no domínio da frequência, utilizando conceitos como estabilidade de Nyquist, margem de ganho e função de sensibilidade.[0] Por meio dessa abordagem, foi possível projetar um controlador robusto para sistema de segunda ordem com atraso.

Também em NUNES (2022) foi desenvolvido um método para projetar um controle utilizando realimentação derivativa de estados, que modifica as matrizes mass e amortecimento. A realimentação derivativa oferece vantagens em relação à rea limentação de estados, como o uso de acelerômetros como sensores, que são mais baratos e mais aplicáveis na indústria, maior precisão na leitura dos estados do sistema ABDELAZIZ and VALÁŠEK (2004) e a possibilidade de regularização e estabilização de sistemas com matriz de massa singular. Resultados deste método foram apresentados em um trabalho de NUNES et al. (2021).

No trabalho GONTIJO et al. (2022), é apresentado um método robusto para a concepção de controladores PID para sistemas vibratórios de segunda ordem com incertezas paramétricas. Diferentemente de trabalhos correlatos baseados exclusiv mente em retroalimentação proporcional e derivativa, o método proposto empreg a ação integral para atingir um erro nulo de rastreamento do ponto de ajuste n presença de distúrbios constantes relacionados aos graus de liberdade atuados, a mentando assim a flexibilidade do projeto.

Neste trabalho, é apresentado um método para o projeto de controle usando um controlador Proporcional Integral Derivativo seguidor de referência, baseado método proposto por DANTAS et al. (2020a).[15] A metodologia de projeto usa o critério de estabilidade de Nyquist como base teórica para determinar os valores d ganhos do controlador que estabilizam a planta e atendem aos requisitos do projet de controle.

[40] Neste estudo, diferentemente de outros trabalhos nessa linha, um dos objetivos é alcançar a otimização do índice de Integral do Erro Absoluto (IAE - integral c the absolute magnitude of the error) em conjunto com a otimização da robustez d sistema.[4] Como também, o controlador PID é introduzido na formulação do problema para sistemas de segunda ordem com atraso, o qual esse controlador é amplamente utilizado até os dias atuais, de forma que aplicação deste estudo seja mais utilizad em situações reais de controle.

O objetivo deste trabalho é apresentar uma extensão e comparação com o método proposto em DANTAS et al. (2020a). Diferentemente do estudo de SANTOS et al. (2018), que utilizou técnicas de alocação de polos, a natureza do controlador P neste trabalho não exige tais técnicas. Bem como a extensão do uso do índice de IAE como parâmetro de busca para Algoritmo Genético (GA - genetic algorithm). Isso é importante para aumentar a eficiência do sistema e garantir sua robustez, mesmo com a concorrência entre os parâmetros da otimização.

O trabalho está disposto da seguinte maneira:

- Capítulo 2:[0] Apresenta a teoria matemática básica para a compreensão do problema abordado e desenvolvimento do trabalho.

- Capítulo 3:[0] Apresenta o problema com equacionamento matemático e deta importantes sobre as vantagens do método a ser utilizado.
- Capítulo 4: Apresenta o método desenvolvido para solução do problema sentado no Capítulo 3.
- Capítulo 5:[0] Apresenta os resultados obtidos com a utilização do método posto, através de exemplos numéricos emprestados de outros trabalhos objetivo de obter parâmetros de comparação dos resultados alcançados.
- Capítulo 6: Traz comentários conclusivos e sugestões para futuros trab relacionados.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Sistemas de Segunda Ordem

Diferentes tipos de sistemas, como os sistemas vibratórios mecânicos, são cla cados como sistemas de segunda ordem. Esses sistemas são descritos pelas equaç (2.1), (2.2) que retratam o comportamento dinâmico do sistema. Nos trabalhos ARAÚJO (2018b); SANTOS et al. (2018) são discutidos tais modelos com destaqu para sua importância no Controle Ativo de Vibrações (AVC - active vibration trol).[0] Esses modelos são usados para sistemas que podem ser representadas p equações diferenciais de segunda ordem, uma para cada grau de liberdade do sis DANTAS et al. (2020a).

u

Figura 2.1:[0] Sistema Massa-Mola-Amortecedor

O sistema mostrado na Figura 2.1 pode ser modelado usando equações difer ciais, conforme mostrado nas equações (2.1) e (2.2), segundo as leis clássicas mecânica de Newton.

$$m_1\ddot{x}_1(t) + d\,(2\,\dot{x}_1(t) - \dot{x}_2(t)) + k\,(2x_1(t) - x_2(t)) = 0, \quad (2.1)$$

$$m_2\ddot{x}_2(t) + d\,(\dot{x}_2(t) - \dot{x}_1(t)) + k\,(x_2(t) - x_1(t)) = u, \quad (2.2)$$

sendo u uma força externa manipulável (entrada); m1 e m2 as massas dos bloc k o coeficiente de rigidez das molas;[8] d o coeficiente de amortecimento dos dash x_1 e x_2 os deslocamentos dos blocos; e $\dot{x}_1$, $\dot{x}_2$, $\ddot{x}_1$, $\ddot{x}_2$ respectivamente, as velocid e acelerações dos blocos.

Em forma matricial as equações (2.1) e (2.2)[0] podem ser reescritas da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2d & -d \\ -d & d \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2k & -k \\ -k & k \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \tag{2.3}$$

Enquanto de forma compacta:

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = bu(t), \tag{2.4}$$

sendo:

[0]

$$M = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 2d & -d \\ -d & d \end{bmatrix},\ K = \begin{bmatrix} 2k & -k \\ -k & k \end{bmatrix} \text{ e } b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

em que $M, C, K \in \Re^{n\times n}$ são matrizes, respectivamente, de massa, amortecimento e rigidez do sistema; $b \in \Re^{n\times 1}$ é uma matriz de influência (atuação); $\ddot{x}, \dot{x} \in \Re^{n}$ denotam respectivamente aceleração e velocidade generalizadas; e $u \in \Re$ é o esforç de controle.

2.1.1[9] Representação de Primeira Ordem

A Equação (2.4)[0] representa o sistema de segunda ordem em sua forma original. [0] Outra maneira de interpretar o sistema descrito em (2.4)[0] é usar representações de primeira ordem, como espaço de estado $\dot{x} = Ax + bu$.

[0] Definindo $x = \tilde{x}_1$ e $\dot{x} = \tilde{x}_2$, podemos escrever o sistema de segunda ordem da equação 2.4 como:

$$\dot{\tilde{x}}_1 = \tilde{x}_2 \tag{2.5}$$

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -M^{-1}K\tilde{x}_1 - M^{-1}C\tilde{x}_2 + M^{-1}bu \tag{2.6}$$

na forma de matrizes:

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}b \end{bmatrix} u. \tag{2.7}$$

[0]

ou de maneira abreviada:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{b}u$$

com:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix} \text{ e } \tilde{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1}b \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

[8]

Essa representação é chamada de representação de primeira ordem padrão, enquanto outras formas de representações do sistema de segunda ordem são generalizadas em sistema descritor, o qual é um tipo de sistema dinâmico que pode ser representado por meio de uma equação diferencial matricial que inclui uma matriz de ganho. Ele é chamado de "descritor"[9] porque inclui tanto as variáveis de estado

quanto as de saída em uma única matriz, ao contrário dos sistemas padrão nas c
as variáveis de estado e saída são separadas DATTA (2004).

[4] A motivação para a obtenção de um modelo de primeira ordem está na equa
com uma solução mais simples do que a equação de segunda ordem. No entan
algumas dificuldades numéricas surgem ao lidar com o sistema expresso dessa fo

Uma dificuldade numérica é a possibilidade de surgimento de raízes comple
no polinômio característico do sistema de primeira ordem, o que pode dificult
análise da estabilidade do sistema. Por fim, a transformação de segunda or
para primeira ordem pode levar a uma perda de precisão numérica devido a e
de arredondamento e truncamento, o que pode afetar a validade do modelo.

Outro fato importante é as propriedades disponíveis das matrizes de coefici
M, C e K; como simetria, a qual em problemas de grande escala são informaçõ
importantes para representação em segunda ordem na Equação (2.7).

2.1.2 O Método da Receptância

O Método da Receptância é uma técnica utilizada na engenharia estrutural
analisar e controlar sistemas dinâmicos complexos. [0] Ele permite a representaç
um sistema de segunda ordem como um sistema de primeira ordem, facilitando
processo de modelagem e controle desses sistemas.

[3] O método é baseado na ideia de que um sistema de segunda ordem pode se
representado por um sistema de primeira ordem com múltiplos graus de liberd
[4] Cada grau de liberdade representa a resposta do sistema a uma determinada f
ou excitação externa. [12] A receptância é uma medida da relação entre a respos
sistema e a excitação externa em cada grau de liberdade.

[2] Para aplicar o método da receptância, é necessário medir a resposta do sis
em cada grau de liberdade para uma série de excitações externas. A partir d
dados, é possível calcular a receptância em cada grau de liberdade. [3] Em seg
essas receptâncias podem ser utilizadas para representar o sistema como um sis
de primeira ordem.

Uma das principais vantagens do método da receptância é que ele permit
representação de sistemas complexos com múltiplos graus de liberdade de uma
simplificada. Isso facilita a análise e o controle desses sistemas, além de permi
identificação de problemas que possam estar afetando o desempenho do sistema

[0] Por ser um método baseado unicamente em dados medidos de vibrações, não
necessidade de se determinar, ou conhecer, estas matrizes TEHRANI et al. (201

A Determinação da Matriz Rigidez (K) e de massas (M) são menos desafiadoras
porque de acordo com MOTTERSHEAD and RAM (2007) os elementos finito
dessas matrizes podem ser facilmente determinados, usando métodos variacion
No entanto, essa praticidade não funciona com matriz de amortecimento (C) NU
(2022).

A regra de Rayleigh é um método amplamente utilizado para estimar a matr
amortecimento em um sistema dinâmico. A matriz de amortecimento é fundament
para descrever a dissipação de energia no sistema e a correta definição é impo

para garantir a precisão da análise dinâmica. [35] Segundo a regra de Rayleigh, a matri de amortecimento pode ser aproximada como uma combinação linear das matrizes de massa e rigidez do sistema conforme apresentado na Equação (2.9).

$$C = \alpha M + \beta K \tag{2.9}$$

[26]

Onde C é a matriz de amortecimento, M é a matriz de massa, K é a matriz de rigidez, e α e β são constantes determinadas a partir das frequências naturais do sistema.

Essas constantes podem ser calculadas a partir da equação (2.10) que envolve a frequências naturais do sistema e o fator de amortecimento.

$$\frac{(\beta\omega_1^2 - \alpha\omega_2^2)}{(\omega_1^2\omega_2^2)} = \zeta \tag{2.10}$$

Onde ω_1 e ω_2 são as frequências naturais do sistema, e ζ é o fator de amortecimento do sistema.

É importante notar que a regra de Rayleigh é uma aproximação e sua precisãc pode variar dependendo das características específicas do sistema em análise. No entanto, essa técnica é comumente utilizada na prática quando não há informaçõe precisas sobre a matriz de amortecimento ou quando é difícil medir as propriedades de amortecimento diretamente.

2.1.3 [0] A Matriz de Receptância

Considerando o controle de um sistema de segunda ordem por realimentação de estados definido por

A saída é definida por:

$$y(t) = Lx(t) \tag{2.11}$$

em que $L \in \Re^{1\times n}$ é uma matriz de composição de sensores.

Para uma dada referência $r(t)$, o erro de rastreamento é definido por:

[4] $$e(t) = r(t) - y(t) \tag{2.12}$$ [0]

Assume-se a lei de controle por realimentação de estados como:

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = bu(t) \tag{2.13}$$

em que $M, C, K, \in \Re^{n\times n}$; $x \in \Re^n$, $M = M^T$, $C = C^T$, $K = K^T$; $v^TMv \quad 0$, $v^TCv \geq 0$ e $v^TKv \geq 0$ para qualquer $v \quad = 0$, $v \in \Re^n$.

[2] Na equação [0] (2.13), assumindo $x(t) = ze^{st}$, sendo z um vetor constante e s a variável de Laplace, tem-se:

$$(Ms^2 + Cs + K - q(s)bL)z = 0 \tag{2.14}$$

é possível perceber que $q(s)$ é o controlador do sistema definido no projeto componentes de malha fechada de rigidez e amortecimento são modificadas p matriz de posto-1, $q(s)b_L$, consequência da realimentação de estados.

A Fórmula de Sherman-Morrison

A fórmula de Sherman-Morrison fornece a inversa de uma matriz com mo dificação de posto-1 em termos da inversa da matriz original, e como visto VAN LOAN and GOLUB (1983) e GOLUB and VAN LOAN (2012) ela estabelece que, para uma dada matriz $A \in \Re^{n\times n}$ quadrada e inversível e vetores colunas u v $\in \Re^n$:

$$(A + uv^T)^{-1} = A^{-1} - \frac{A^{-1}uv^T A^{-1}}{1 + v^T A^{-1}u} \qquad (2.15)$$

Aplicando a fórmula de Sherman-Morrison em (2.14) com $A = (Ms^2 + Cs + K)$, $u = b$ e $v = q(s)$, temos:

$$\hat{H}(s) = H(s) - \frac{q(s)H(s)b_L H(s)}{1 + q(s)_L H(s)b} \qquad (2.16)$$

na qual $\hat{H}(s) = (Ms^2 + Cs + K + q(s)b_L)^{-1}$ é definida em RAM et al. (2009) como matriz de receptância de malha fechada e $H(s) = (Ms^2 + Cs + K)^{-1}$ como matriz de receptância de malha aberta, que, na prática, pode ser medida pela respos frequência $H(j\omega)$.

Seja a receptância de malha fechada (2.16) sob o controlador PID, torn equação característica:

$$1 + q(s)_L H(s)b = 0 \qquad (2.17)$$

2.1.4 Sistema com Atraso

Quando existe um atraso no tempo entre o estado medido e a ação de cont do atuador podemos representar a lei de ação de controle da seguinte maneir

$$u(t-\tau) = k_p e(t-\tau) + k_I \int_0^t e(t-\tau)\,d\tau + k_D \frac{de(t-\tau)}{dt} \qquad (2.18)$$

sendo k_p, k_I e $k_D \in \Re$ e são vetores de ganho do sistema, desta forma, um sistema d controle de segunda ordem, como o da Figura 2.1, descrito pelo sistema de equ (2.4), com matrizes de massa $M \in \Re^{n\times n}$, amortecimento $C \in \Re^{n\times n}$ e elasticidade $K \in \Re^{n\times n}$ pode ser escrito como:

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = bu(t-\tau) \qquad (2.19)$$

Aplicando-se os procedimentos da seção anterior, para obtenção da matriz r ceptância do sistema de segunda ordem com atraso descrito pela equação (2 com $x(t) = ze^{st}$, sendo z um vetor constante e s a variável de Laplace, a soluçã sistema, tem-se:

$$(Ms^2 + Cs + K - q(s)bLe^{-\tau s})z = 0 \tag{2.20}$$

Aplicando $q(s) = (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)$ na equação (2.20), temos:

$$(Ms^2 + Cs + K - (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)bLe^{-\tau s})z = 0 \tag{2.21}$$

e aplicando-se a fórmula de Sherman-Morrison como em (2.14)

$$\hat{H}(s) = H(s) - \frac{(k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)H(s)bLH(s)e^{-\tau s}}{1 + (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)LH(s)be^{-\tau s}} \tag{2.22}$$

sendo novamente $\hat{H}(s) = (Ms^2 + Cs + K + (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)bLe^{-\tau s})^{-1}$ é definida como matriz de receptância de malha fechada e $H(s) = (Ms^2 + Cs + K)^{-1}$ como matriz de receptância de malha aberta. A presença do atraso na equação (2.22) não modifica a possibilidade da obtenção de $H(s)$ por sua resposta em frequência, uma das motivações para o desenvolvimento deste trabalho.

A equação característica da matriz de receptância de (2.22) é dada por:

$$1 + (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)LH(s)be^{-\tau s} = 0 \tag{2.23}$$

2.2 Resposta em Frequência

Na literatura clássica de controle, como em OGATA (2009), o termo resposta em frequência é definido como a resposta de estado estacionário do sistema a uma entrada senoidal. Trabalho realizado em resposta a frequência é muitas vezes motivado pela maior facilidade em lidar com a incerteza nos modelos das plantas usando informações experimentais FRANKLIN et al. (2013).

2.2.1 O Diagrama Polar, ou Diagrama de Nyquist

A representação gráfica escolhida para o desenvolvimento deste trabalho é diagrama de Nyquist, também conhecido como diagrama polar. Gráfico polar de uma função de transferência senoidal $G(j\omega)$ consiste na representação da magnitude de $G(j\omega)$ e do angulo de fase de $G(j\omega)$ em coordenadas polares, onde ω varia de zero a infinito OGATA (2009). Um exemplo de gráfico de Nyquist para um sistema típico de segunda ordem mostrado na equação 2.24 é apresentado na Figura 2.2.

Figura 2.2: [0] Exemplo de Diagrama de Nyquist para Sistema modelado por G(s)
Fonte: [8] DANTAS (2019)

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (2.24)$$ [16]

O Diagrama de Nyquist, é um gráfico no qual o eixo radial representa a m
nitude de ganho e o eixo angular representa o deslocamento de fase de um sist
de controle. Quando a curva do diagrama cruza o eixo real, há um ponto cr
de estabilidade que indica que a resposta do sistema está instável, além disso
curvas de Nyquist são caracterizadas pela simetria em relação ao eixo real co
apresentado na Figura 2.3.

O Diagrama de Nyquist é uma técnica muito útil para a análise de sistem
de controle, já que é possível avaliar a estabilidade do sistema sem precisar d
simulação completa. É amplamente utilizado em áreas como engenharia de control
eletrônica e telecomunicações para projetar e ajustar sistemas de controle e
sua estabilidade.

Figura 2.3: Diagrama de Nyquist com a Parte Espelhada
Fonte: DANTAS (2019)

Métodos para obtenção dos diagramas podem ser encontrados em livros de controle clássico como OGATA (2009), FRANKLIN et al. (2013) e SKOGESTAD and POSTLETHWAITE (2007).

2.2.2 Critério de Estabilidade de Nyquist

O critério de estabilidade de Nyquist determina a estabilidade do sistema, baseado na resposta em frequência de um sistema em malha aberta. Em um sistema no circuito fechado, descrito pela função de transferência apresentado na equaç (2.25) e seu diagrama de blocos conforme a Figura 2.4:

$$G_{MF}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \tag{2.25}$$

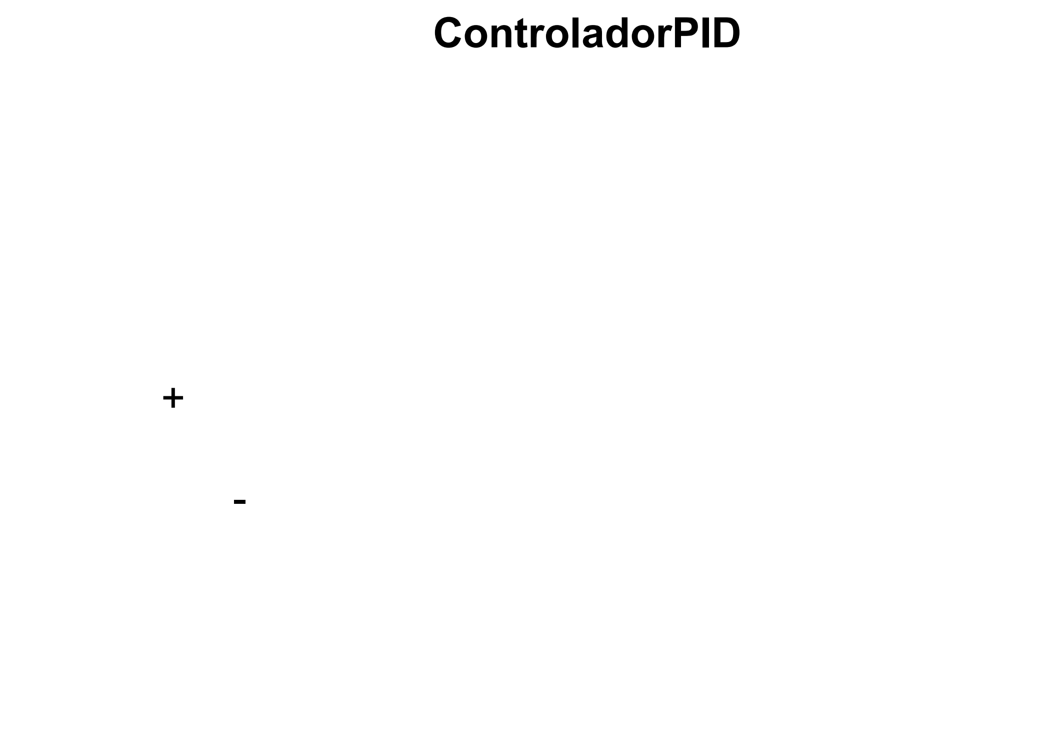

Figura 2.4:[0] Diagrama de blocos de $G_{Mf}(s)$

a equação característica é dada por

$$1 + G(s) = 0 \tag{2.26}$$

e para estabilidade, todas as raízes desta equação devem ter partes reais negat
seja, pertencer ao semiplano esquerdo (SPE) no plano s.[0] Esse critério de estabi
da equação de Nyquist relaciona o número dessas raízes no semiplano direito (S
para com o número de voltas no ponto $-1 + j0$ descrito na equação (2.27)

$$Z = N + P \tag{2.27}$$

na qual Z representa o número de polos de malha fechada situados no SPD, N
número de envolvimentos do ponto $-1 + j0$, no sentido horário, pelo traçad
Nyquist do ganho de malha de $G(j\omega)$ e P o número de polos de malha aberta
semi-plano direito de $G(s)$.

O número N pode ser negativo como também positivo, dependendo da orientaç
da volta, para cada contribuição em volta no ponto no sentido horário em N
tiva, e para cada volta no sentido anti-horário conta como uma contribuição
tiva. Esse argumento é baseado no teorema do mapeamento complexo ou Teore
Cauchy, que cria uma relação a curvas em domínios funcionais com o domínio s.[14] S
gundo OGATA (2009) a análise de estabilidade do sistema pode ser resumido pa

três casos possíveis:

1. [0] Não existir nenhum envolvimento do ponto $-1+j0$, implicando que, o sistema será estável se não houver polos de malha aberta no SPD do plano s, e instável caso contrário;
2. [0] Existir um ou mais envolvimentos do ponto $-1+j0$ no sentido anti-horário, implicando que, para o sistema estável, nesse caso, o número de envolvimentos no sentido anti-horário tem que ser igual ao número de polos de malha aberta no SPD;
3. [0] Existir um ou mais envolvimentos do ponto $-1+j0$ no sentido horário, implicando nesse caso em instabilidade.

[0] Baseado no teorema do mapeamento, FRANKLIN et al. [0] (2013) resumem em quatro passos básicos o processo de determinação de estabilidade de um sistema pelo critério de estabilidade de Nyquist:

1. [0] Obter o diagrama de Nyquist do ganho de malha do sistema, geralmente representado por (2.25);
2. [0] Avaliar o número de envolvimentos do ponto $-1+j0$ no sentido horário (N), se o envolvimento for no sentido anti-horário o número é negativo;
3. Determinar o número de polos instáveis em malha aberta (P);
4. Calcular o número de raízes instáveis em malha fechada: $Z = N + P$

O critério de estabilidade de Nyquist apresenta diversas vantagens em relação a outros métodos de análise de estabilidade. Uma dessas vantagens é que ele possibilita uma representação gráfica da estabilidade do sistema, permitindo uma rápida avaliação da estabilidade sem a necessidade de cálculos matemáticos complexos. [29] Além disso, esse critério pode ser utilizado tanto para analisar funções de transferência em malha aberta como sistemas em malha fechada, o que o torna uma ferramenta versátil para a análise de estabilidade. Ademais, o critério de estabilidade de Nyquist fornece informações sobre a margem de estabilidade do projeto de controladores que garantam a estabilidade em diversas condições. Por fim, ele considera toda a faixa de frequência do sistema, em vez de apenas uma frequência ou faixa de frequências, proporcionando uma análise mais abrangente da estabilidade do sistema.

2.3 Controlador Proporcional Integrativo Derivativo

O Controlador Proporcional Integrativo Derivativo (PID) une as ações proporcional, integral e derivativa num só controlador, atuando tanto no regime transitório quanto no regime permanente. São utilizados em sistema de controle industriais, onde ele introduz um polo em $p = 0$ e dois zeros ao sistema, que dependem dos parâmetros de controlador GONTIJO et al. (2022).

Existem muitas maneiras de representar um controlador PID por função de transferência, uma delas é esta:

$$G_C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{s^2 K_D + s K_p + K_I}{s} = K_C \frac{(s + z_1)(s + z_2)}{s} \quad (2.28)$$

Na Figura 2.5, mostrado o controlador PID, como representação de diagr
de blocos.

Figura 2.5: Diagrama de blocos do PID

Na literatura de controle como OGATA (2009), o método do Lugar Geomét
das Raízes (LGR), e as regras de sintonia de Zigler-Nichols são algumas técnic
projetos de controladores PID.

Neste trabalho não utilizaremos soluções lineares, sim, soluções heurísticas, com o uso do Algoritmo Genético e em trabalhos futuros o algorítimo de Enxames de Partículas para encontrar os valores dos ganhos que satisfaçam as nossas restriçõ de estabilidade Nyquist.

2.4 Índices de desempenho

Os índices de desempenhos são medidas quantitativa do desempenho de um sistema, que considera fatores tais como erro de rastreamento e tempo de resposta. Para cada sistema é preciso identificar qual o fator mais relevante, para o qual s visa atingir o ótimo. Dizemos que o desempenho do sistema é ótimo quando o índice de desempenho selecionado é minimizado.

Alguns índices de desempenhos mais usados são:

- Integral do erro quadrático (ISE - Integrated squared Error)

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \tag{2.29}$$

Essa passagem descreve um índice usado para medir a eficiência de uma malha de controle.[5] O índice é chamado de ISE e é calculado integrando o quadrado do erro entre a resposta do sistema e o sinal de referência. O ISE é mais sensível aos erros grandes, por contribuírem mais para o resultado da integra do que erros menores. No entanto, esse índice pode fazer com que erros pequenos persistam no sistema por um período prolongado, o que pode levar a oscilações prolongadas e de pequena amplitude no sinal.

- Integral do erro absoluto (IAE - Integrated Absolut Error)

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \tag{2.30}$$

A minimização do índice IAE tende a gerar resposta mais lentas do que a do ISE segundo OGATA (2009). A formulação é definida como integral do módulo do erro atuante, logo pode se notar que penaliza menos o erro se comparado com ISE, o IAE não, adiciona qualquer tipo de peso ao erro, ao minimizar o sistema considerando IAE podemos afirmar que a resposta será mais lenta, contudo espera-se que o sistema de controle apresente menos oscilações na saída.

[40]
- Integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto (ITAE - Integrates Timed Absolut Error)

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \tag{2.31}$$

O ITAE é mais seletivo do que outros índices porque seu valor mínimo é fa cilmente identificável em fator do amortecimento ζ do sistema. Quando controladores são ajustados para minimizar o ITAE, os sistemas tendem a a cançar o regime permanente de forma mais rápida, porque o índice consid tanto a magnitude quanto a duração do erro presente na resposta do re transitório.

[40]
- Integral do tempo multiplicada pelo erro ao quadrado (ITSE - Integrate med Squared Error)

$$ITSE = \int_0^T t e^2 dt \qquad (2.32)$$

O ITSE, como também ITAE foca nas penalizações de oscilações persistent com objetivo de reduzir o tempo de acomodação.

2.5 Margem de Estabilidade

A capacidade de um sistema de segunda ordem em manter a estabilidade e desempenho diante de incertezas e perturbações externas é conhecida como rob Isso significa que um sistema robusto consegue lidar com variações em suas cond de operação e manter um comportamento estável e desejado.

[3] Vários fatores podem influenciar a robustez de um sistema de segunda orde incluindo a localização dos polos do sistema no plano complexo, a razão de am cimento e a frequência natural. [3] Quanto mais distantes os polos do sistema esti do eixo imaginário, maior será a robustez, pois o sistema será menos suscetív perturbações na fase.

[6] Outro fator que pode afetar a robustez de um sistema de segunda ordem razão de amortecimento. Sistemas com alta razão de amortecimento tendem a mais robustos, uma vez que o amortecimento limita o impacto das perturbaçõe sistema. Além disso, a frequência natural do sistema também influência na robus já que sistemas com frequências naturais mais baixas tendem a ser mais robust do que aqueles com frequências naturais mais altas.

[6] Em síntese, é crucial garantir a robustez de um sistema de segunda ord para que ele possa manter a estabilidade e o desempenho adequados em condi variáveis e adversas.

[0] O critério de estabilidade de Nyquist permite estabelecer se um sistema lin estável em malha fechada, a partir de sua resposta em frequência em malha ab mais especificamente do seu diagrama polar, ou diagrama de Nyquist. O crit baseia-se na seguinte equação FRANKLIN et al. (2013):

$$N = Z - P, \qquad (2.33)$$

sendo P o número de polos de malha aberta no semiplano direito, Z o núme de polos de malha fechada no semiplano direito e N o número de voltas qu diagrama de Nyquist faz em torno do ponto crítico $-1 + j0$ no sentido horário. Par estabilidade em malha fechada deve-se ter, portanto, $Z = N + P = 0$, logo, $N = -P$, ou seja, o diagrama de Nyquist deve dar tantas voltas no sentido anti-horário em torno de $-1 + j0$ quanto seja o número de polos de malha aberta no semiplano direito.

Esse critério garante estabilidade nominal, ou seja, considerando que o modelo d sistema é exato, o que não ocorre na prática. Uma solução para tornar o controla robusto em relação a desvios no modelo nominal é estabelecer uma "região de segu rança" em torno do ponto crítico, na forma de um círculo de raio M_s^{-1} centrado nele, sendo M_s o pico da função de sensibilidade. Como mostrado em (SKOGESTAD and POSTLETHWAITE, 2007), no caso de sistemas estáveis em malha aberta, ao se garantir que a curva de Nyquist não faz voltas em torno deste círculo, garantem-limitantes inferiores para as margens de ganho e de fase.

Para implementar um controle robusto e com melhor desempenho, REGO et al. (2017) propõem o uso de um círculo de raio M_s^{-1} centrado em $(-1+0j)$ e visa fazer com que a curva do diagrama de Nyquist (em azul na Figura 3.1) tangencie esse círculo (em vermelho na Figura 3.1) são utilizados valores de Ms entre 1,3 e 2, com indicado por ASTROM (1995).

Capítulo 3

Formulação do Problema

Modelos dinâmicos lineares de segunda ordem são utilizados com frequên em análise de fenômenos vibratórios em estruturas flexíveis que usam modelo parâmetros concentrados.[2] A equação diferencial de modelos de segunda ordem trolados por uma entrada, contendo n graus de liberdade, definida sobre um d camento generalizado $x \in \Re^n$, é dada por:

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = bu(t) \tag{3.1}$$

O sistema matricial de equações diferenciais de segunda ordem mostrado i (3.1), aparece em uma gama variada de aplicações em análises estruturais e vibr como em (BALAS, 1982) e (VANDERVELDE, 1986), em que M, C, $K \in \Re^{n \times n}$ são matrizes, respectivamente, de massa, amortecimento e rigidez do sistema; $b \in \Re^{n \times}$ uma matriz de influência (atuação); $\ddot{x}, \dot{x} \in \Re^n$ denotam respectivamente aceleração e velocidade generalizadas; $x \in \Re^n$ é o vetor de estado; e $u \in \Re$ é o esforço controle.

Aplicando agora a transformada de Laplace a (3.1) obtém-se:

$$X(s) = [Ms^2 + Cs + K]^{-1} bU(s) = H(s)U(s), \tag{3.2}$$

sendo $H(s) = [Ms^2 + Cs + K]^{-1} b$ definida como a matriz de receptância em malha aberta do sistema.

O problema estudado consiste em controlar vibrações do sistema, com a pos lidade de rastreamento de uma referência constante por um dos graus de liber utilizando realimentação de saída com robustez garantida. A saída é definida

$$y(t) = Lx(t) \tag{3.3}$$

em que $L \in \Re^{1 \times n}$ é uma matriz de composição de sensores.

Para uma dada referência $r(t)$, o erro de rastreamento é definido por:

$$e(t) = r(t) - y(t) \tag{3.4}$$

Um controlador PID, que possui a capacidade inerente de rastreamento p referências constantes com erro de regime permanente nulo (FRANKLIN et 2013), é então proposto como solução do problema, considerando a presen atraso de medição, isto é:

$$u(t) = k_p e(t-\tau) + k_I \int e(t-\tau)\, d\tau + k_D \frac{de(t-\tau)}{dt} \tag{3.5}$$

em que k_p, k_I e $k_D \in \Re$ são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador.[54] Aplicando a transformada de Laplace em (3.3), (3.4) e (3.5) obtém-se:

$$U(s) = -(k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)e^{-\tau s} l X(s) + V(s), \tag{3.6}$$

em que $q(s) = (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)$ e $V(s) = q(s)R(s)$.

Da substituição de (3.6) em (3.1) resulta:

$$[Ms^2 + Cs + K + e^{-\tau s} q(s) b l] X(s) = bV(s). \tag{3.7}$$

Logo,

$$X(s) = [Ms^2 + Cs + K + e^{-\tau s} q(s) b l]^{-1} bV(s) = \hat{H}(s)V(s) \tag{3.8}$$

Aplicando a fórmula de Sherman-Morrison (2.15) na inversa presente em (3.8), obtém-se a matriz de receptância de malha fechada do sistema, dada por:

$$\hat{H}(s) = H(s) - \frac{(k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s) H(s) b l H(s) e^{-\tau s}}{1 + (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s) l H(s) b e^{-\tau s}} \tag{3.9}$$

Nota-se que a receptância de malha fechada pode ser construída apenas com o conhecimento da receptância de malha aberta $H(s)$, dispensando assim o conhecimento das matrizes M, C, K. Resultados expressivos sobre controle de vibrações utilizando receptâncias podem ser acessados na literatura recente (ARAÚJO; SANTOS, 2018; ARAÚJO, 2018a; SANTOS et al., 2018; SINGH et al., 2019; DANTAS et al., 2020b, 2021; RICHIDEI et al., 2022).

3.1 Parâmetro de Projeto e Formulação Matemática

Margens de ganho e de fase são usualmente utilizadas como parâmetros de projeto de controladores por resposta em frequência. As relações entre a resposta temporal e essas margens fornecem boas referências, ainda que dadas de maneira indireta, para o controle de sistemas via resposta em frequência.

3.1.1 Circunferência M_s

Em vista das dadas as discussões anteriores sobre estabilidade com a definição do critério de estabilidade de Nyquist, uma conclusão para sistemas estáveis em malha aberta, ou seja, sem nenhum polo de malha aberta no SPD ($P = 0$), é que não deve haver nenhum envolvimento do ponto $-1 + j0$ pelo diagrama de Nyquist do sistema.[0] Assim, surge a ideia de se definir como parâmetro de projeto um medida que garanta estabilidade visando atender a este critério.[0] (SKOGESTAD POSTLETHWAITE, 2007) trazem a ideia da relação entre o chamado pico máxim da função de sensibilidade e a menor distância entre o ponto $-1 + j0$ e o diagr de Nyquist do ganho de malha do sistema apresentado.[0] Baseado nesse conce define-se uma circunferência de raio M_s^{-1} centrada no ponto $-1 + j0$ delimitando a região onde o traçado de Nyquist é permitido, assim, garantindo uma distâ segura do ponto $-1 + j0$, ilustrando a ideia de sistema robusto, é matematicami definida como:

$$GM \geq \frac{M_s}{M_s - 1}; \qquad PM \geq 2\,\mathrm{arcsen}\,\frac{1}{2M_s} \geq \frac{1}{M_s}\,[\mathrm{rad}] \tag{3.10}$$

sendo a margem de ganho (GM - Gain Margin) e a margem de fase (PM - Phase Margin).[2] da equação (3.10) pode-se concluir que, definido um valor M_s garant um mínimo valor de GM e PM.

Na literatura clássica de controle, como nos livros de OGATA (2009) e FR KLIN et al.[0] (2013), a margem de ganho é descrita como um fator pelo qual o ga do sistema pode ser aumentado antes de atingir a instabilidade.[0] A influência d margem na resposta temporal do sistema é refletida em sua velocidade, em que mas com margens de ganho menores alcançam respostas mais rápidas. O indicad de robustez, representado por Ms, estabelece um limite mínimo de margem de nho que ainda seria considerado confortável.[0] Portanto, a menor margem de gan consequentemente melhor desempenho em termos de velocidade de resposta) oc quando satisfazemos a equação (3.11).

$$GM = \frac{M_s}{M_s - 1} \tag{3.11}$$

Figura 3.1: Diagrama de Nyquist Exemplo de Circunferência. M_s

Fonte: DANTAS (2019)

3.1.2 Definição do problema de otimização

A Figura 3.1 mostra o diagrama de Nyquist de um sistema genérico (traçado em azul) e uma circunferência (em vermelho) representando a circunferência M_s. A medida que o ganho do sistema aumenta o diagrama de Nyquist tende a tangenciar a área da circunferência e se aproxima do ponto $-1 + j0$ chegando próximo da fronteira da instabilidade.

Otimização de Robustez

Define-se como parâmetro de projeto que o sistema tenha uma distância mínima do ponto $-1 + j0$ definida pelo raio dessa circunferência. A solução apresentada neste trabalho visa garantir uma estabilidade robusta, com objetivo de que mesmo sujeito a alterações de parâmetros o sistema seja estável. Para isso deve-se mante o ponto $-1 + j0$ a uma distância segura de $L(j\omega)$, o que pode ser interpretado como o traçado de $L(j\omega)$ fora de uma circunferência centrada em $-1 + j0$ cujo raio seria a distância mínima desejada com o cuidado de não apresentar soluções nas quais as curvas de $L(j\omega)$ estejam muito afastadas do círculo, o que levaria a respostas muito lenta. Dessa forma, busca-se fazer com que a curva de $L(j\omega)$ tangencie o círculo M_s estabelecido e então o seguinte problema de otimização pode ser formulado semelhante ao proposto em DANTAS et al. (2021):

$$\min_{k_p,k_i,k_d} \left(\min_{\omega_i} |L(j\omega)+1| - M_s^{-1} \right)^2 \tag{3.12}$$

$$\text{s.a } \operatorname{Re}\{L(j\omega)\} \geq -1 + M_s^{-1} \quad \forall \; \omega / \operatorname{Im}\{L(j\omega)\} = 0 \tag{3.13}$$

$$L(j\omega) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s\right) H(j\omega)\, e^{-j\omega\tau}$$

$$N = -P \tag{3.14}$$

sendo ω variando de zero a um valor elevado o suficiente para que $|L(j\omega_i)| \simeq 0$. A equação (3.12) estabelece o problema de minimização da função, que por ser função quadrática tem seu valor mínimo para $\min_{\omega_i} |L(j\omega)+1| = M_s^{-1}$, e como $(\min_{\omega_i} |L(j\omega)+1|)$ é a menor distância entre $L(j\omega)$ e o ponto $-1 + j0$, dará num ponto tangente à circunferência de raio M_s^{-1}.

Otimização de Desempenho

O problema de otimização dado pela equação (3.12) não garante, todavia o desempenho da resposta seja considerada diretamente, apesar da ideia de ro tez. Assim, propomos a otimização de desempenho definido matematicamente pe equação (3.15) que estabelece a busca por um conjunto de ganho de controlado objetivo de maximizar o desempenho do sistema.

$$\min_{k_p,k_i,k_d} \int_0^T |e(t)|\, dt \tag{3.15}$$

$$\text{s.a } \left(\min_{\omega_i} |L(j\omega)+1| - M_s^{-1} \right)^2 \leq \epsilon \tag{3.16}$$

$$L(j\omega) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s\right) H(j\omega)\, e^{-j\omega\tau}$$

$$N = -P \tag{3.17}$$

Em alguns trabalhos na literatura o desempenho do sistema é abordado utili se de técnicas de ajuste de curva, sintonia de ganhos do controlador, integral como índice de IAE. Nesse trabalho, adotamos a minimização do IAE, assim melhorando o desempenho do sistema de segunda ordem com atraso. A restrição d pela equação (3.16) garante que a solução aleatória mostrado na Figura 3 sejam obtidas pela busca, pois pelo critério de estabilidade de Nyquist esse exe ilustra um caso de instabilidade MARTINS et al. (2020).

Figura 3.2: [0] Diagrama de Nyquist de um Sistema Genérico para Exemplo de um Caso de Instabilidade.

Fonte: DANTAS (2019)

Sintonia Robusta com Otimização de Desempenho

Em matéria de sistema de controle, a robustez de um sistema, e o desempenho são parâmetros concorrentes, o qual não é possível melhorar esses critérios controle de forma igualitária. Por isso, decidimos propor uma solução que tende a realizar a otimização desses parâmetros, de tal forma que na mesma proporção que maximizamos o desempenho do sistema, tentamos maximizar a robustez, de forma que ambos os parâmetros tenha mesma importância na otimização.

Além de pospormos a otimizar desses parâmetros concorrentes, existentes em projeto de sistema de controle, também queremos garantir que o método desenvolvido seja aplicável para sistema estáveis em malha aberta, e instáveis. Assim, a receptância de malha fechada (3.9) sob o controlador PID. A presença do atraso de transporte torna a equação característica:

$$1 + (k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s)LH(s)be^{-\tau s} = 0 \tag{3.18}$$

uma equação não-polinomial, que apresenta infinitas soluções. O estudo da estabilidade em problemas deste tipo não é uma tarefa trivial, entretanto método no domínio da frequência baseados no critério de Nyquist permitem uma avaliação

precisa da estabilidade em malha fechada do sistema na presença do atraso de t
porte.

[17] Métodos existentes na literatura de controle de sistemas de segunda ordi
dam com problemas que consideram o termo exponencial do atraso em seus mod
utilizando aproximações, tais como a conhecida aproximação de Padé e, em al
casos, as séries de Taylor e Maclaurin.[53] Em (MOTTERSHEAD and RAM, 2007)
evidenciado um dos problemas no cálculo de ganhos de controladores para sis
com atraso utilizando aproximações: as soluções não garantem que todos os
de malha fechada fiquem restritos ao semiplano esquerdo. Outro aspecto que d
coraja o uso de aproximações é que para boas representações se faz necessári
de funções polinomiais de ordem bastante elevada.

Visto que as soluções para o problema de cálculo de ganhos dos control
em sistemas com atraso demandam estabilidade em malha fechada, este proble
de controle pode ser formulado como um problema de otimização baseado em
parâmetro de desempenho dos controladores sob a restrição de estabilidade.
este trabalho objetiva-se a minimização da integral do erro absoluto sujeito a
dimento do critério de estabilidade de Nyquist conforme descrito a seguir:

A restrição (3.[0]20), se satisfeita, garante uma distância mínima entre a cu
de Nyquist e o círculo M_s, proporcionando uma margem de estabilidade robu
pré-estabelecida.

[7] Já a restrição (3.21) representa a garantia de estabilidade segundo o crit
Nyquist que afirma que, para cada polo de malha aberta presente no semiplan
reito, um envolvimento do ponto crítico $-1+j0$ no sentido anti-horário é neces
[0] Qualquer envolvimento do ponto crítico pela curva de Nyquist no sentido h
resulta em instabilidade.

$$\min_{k_p,k_I,k_D} (1-\alpha) * \int_0^T |e(t)|\,dt + \alpha \min_{\omega_I} \left(|L(j\omega)+1| - M_s^{-1}\right)^2 \quad \forall \quad \alpha \in \{0,1\} \qquad (3.19)$$

$$\text{s.a} \quad \min_{\omega_I} \left(|L(j\omega)+1| - M_s^{-1}\right)^2 \le \epsilon \qquad (3.20)$$

$$L(j\omega) = \left(k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s\right) H(j\omega)\, e^{-j\omega\tau}$$

$$N = -P \qquad (3.21)$$

Capítulo 4

Implementação do Método Proposto

Este capítulo apresenta o método desenvolvido para alcançar os resultado sentados no Capítulo 5. A busca por uma solução para o problema de otimizaçã crito no Capítulo 3 é feita usando um algoritmo genético, um algoritmo estoc baseado em população que procura soluções aleatoriamente por meio de muta cruzamento entre os membros da população. Este algoritmo pode ser utilizado solucionar problemas de otimização, tanto suaves como não suaves, com restr lineares ou não lineares MATHWORKS. (2019); GOLDBERG and Holland (1988)

4.1 Solução do Problema de Otimização

Uma das alternativas para solucionar problemas de otimização, como o des na equação (3.19), é o uso do algoritmo genético (GA), um método para solu de problemas de otimização com ou sem restrições baseado no processo de sel natural que imita a evolução biológica. O GA é um pioneiro na solução de prob do tipo abordado neste trabalho MATHWORKS. (2019). O algoritmo funcion repetitivamente alterando a população de soluções individuais. A cada eta algoritmo genético escolhe aleatoriamente indivíduos da população atual e os como pais para gerar filhos para a geração seguinte. Ao longo de sucessivas ge a população evolui até chegar a uma solução ótima. O que é perfeitamente ade ao objetivo de procura para o problema descrito pela equação (3.13).

O algoritmo genético pode ser utilizado para resolver problemas que nã adequados aos algoritmos de otimização padrão, incluindo aqueles na qual a fu objetivo é descontínua, não diferenciável, estocástica ou altamente não linea

Simulação do sistema para cálculo do IAE

A função Integral do Erro Absoluto é um indicador que avalia o desempenho sistema conforme descrito na seção 2.4. Esse indicador considera o erro de ras mento, ou seja, a diferença entre o sinal de saída e o sinal de referência. O cá da integral do valor absoluto desse erro feito a partir da simulação da resp sistema com os valores do ganho do controlador associados a cada indivíduo da busca.

[6] Neste trabalho, foi usado a ferramenta MATLAB/Simulink® para efetuar a simulação conforme o diagrama apresentado na Figura 4.1. Usando o resultado da simulação, o IAE calculado e seu valor salvo em uma variável com mesmo nome.

Apresentado no Algorítimo 1 emprega a simulação mencionada para calcular o índice IAE para cada indivíduo da população, sendo que cada indivíduo é composto por Kp, Ki e Kd. As demais variáveis necessárias para a execução da simulação são carregadas no Workspace do software MATLAB®. [7] A função importa os parâmetros do controlador para a simulação e a executa, utilizando as variáveis do Workspac [7] Após a conclusão da simulação, a função retorna o valor do IAE.

Figura 4.1: Simulação criada com MATLAB/Simulink®

Algoritmo 1: Função IAE

Entrada: populacao e simulink
Saída: IAE

```
Kp = populacao(1);
Ki = populacao(2);
Kd = populacao(3);
setParam(strcat(simulink, "/Proportional"), "Gain", num2str(Kp));
setParam(strcat(simulink, "/Integral"), "Gain", num2str(Ki));
setParam(strcat(simulink, "/Derivative"), "Gain", num2str(Kd));
sim(simulink);
IAE = IAE(length(IAE));
```

Algoritmo genético desenvolvido

No trabalho apresentado, optou-se por desenvolver o algoritmo genético d facilidade de otimização dos hiperparâmetros e obtenção de melhores resultad variações dos métodos principais do GA, tais como seleção, cruzamento e muta SOUZA e CARVALHO (2020)

Os passos do algoritmo genético implementado foram:

1. Inicialização: Uma população inicial de soluções é gerada aleatoriamen kp, kI e kD.
2. Seleção:[24] Os indivíduos são ordenados de forma que os ganhos do contr dor que tiveram melhor resultados estão no início da população e esses selecionados para reprodução. Esse tipo de seleção é denominado de eliti
3. Cruzamento: Os ganhos do controlador PID selecionados são usadas co pais para produzir novos indivíduos (filhos).
4. Mutação: Alguns dos indivíduos produzidos são submetidos a pequenas a terações aleatórias (mutações).
5. Avaliação: A nova geração de soluções é avaliada em termos da sua apt com a função de custo. Neste trabalho utilizamos a robustez do sistema me pelo valor de M_s, integral do erro absoluto e concorrência entre eles.
6. Variabilidade Genética: Implementamos esse cálculo a fim de verificar a riação dos resultados da função de custo, reduzindo o número de itera desnecessárias, que não apresentam ganhos significativos.
7. Substituição: A nova geração de soluções é substituída pela antiga, form a nova população.
8. Repetição: O processo é repetido sucessivas vezes até que se atinja uma sol ótima ou se alcance um critério de parada.
9. Resultado: A melhor solução encontrada é retornada como resultado do ritmo genético.

Essas variações no comportamento do passo de seleção, como seleção por eli seleção randômica, seleção por roleta, bem como variações no método de cruz como cruzamento em dois pontos ou uniforme, e a mutação gaussiana ou uniform podem trazer grandes ganhos na otimização do GA, dependendo da formulação problema e de como ele se comporta no espaço de amostra SOUZA e CARVALH (2020).

As etapas para obtenção dos ganhos do controlador que resolvem o proble otimização estão descritos no Algoritmo 2. Os dados de entrada do algorítmo

o sistema de segunda ordem (M, C, K, B, L), o atraso do sistema τ, o vetor de frequências ω_i sobre as quais a resposta em frequência do sistema será aval o valor desejado para a medida de robustez e o nome do arquivo de simulação sistema Simulink apresentado na Figura 4.1.

[7] A execução do algoritmo requer as seguintes funções auxiliares:[2] uma funçã restrições para descrever as limitações impostas pelas equações (3.[6]13), uma f de robustez que avalia a capacidade do sistema em malha fechada de lidar c

variações, conforme definida pela equação (3.19), uma função IAE associada a um dado individuo que calcula a integral do erro absoluto do sistema em malha fechada conforme definido pela equação (2.31), e uma função Fitness que calcula o valor a ser minimizado pelo algoritmo genético. Dependendo do valor da variável alfa, a robustez do sistema ou o IAE em malha fechada podem ser otimizados, bem como a combinação desses parâmetros no sistema.

Algoritmo 2: Função de Busca

```
Entrada: M; C; K; B; l; τ; ω; Ms e simulink
Saída: gain = [ Kp  Ki  Kd ];
populacao = random(n);
objetivo = "execute";
execucao = 0;
variabilidade = 1;
evolucao = 0;
alfa = random(0, 1);
n = 100;
repita
    para geracao=1 até geracao=n faça
        avalicao = [ ]
        se execucao  0 então
            populacao(2 : n, :) = random(n − 1);
        fim
        para i = 1 até populacao=n faça
            L ← LFunction(M, C, K, B, l, τ, ω, populacao(i, 1 : 3);
            robustez ← RobustezFunction(L(s), Ms);
            restrictions ← RestrictionsFunction(L(s), 0);
            IAE ← IaeFunction(populacao, simulink);
            ff ← FitnessFunction(IAE, robustez, alfa);
            avaliacao(i, 1 : end) = [ff, restrictions];
            i = i + 1;
        fim
        populacao = [populacao avaliacao];
        populacao ← AssortmentFunction(populacao);
        populacao ← CrossOverFunction(populacao(1 : n, 1 : end − 2));
        L ← LFunction(M, C, K, B, l, τ, ω, populacao(1, 1 : 3));
        robustez ← RobustezFunction(L(s), Ms);
        restrictions ← RestrictionsFunction(L(s), 0);
        IAE ← IaeFunction(populacao, simulink);
        ff ← FitnessFunction(IAE, robustez, alfa);
        se (ff  0.4 && restrictions  0.9) ||(execucao
         2 && Restrictions  0.9) então
            objetivo = "fim";
            melhorIndividuo = populacao(1, :);
            interromper;
        fim
        VariabilidadeFunction(variabilidade, evolucao, ff);
        geracao = geracao + 1;
    fim
    execucao = execucao + 1;
até (objetivo = "fim");
```

População inicial

A primeira etapa na configuração de um algoritmo genético consiste em criar a população inicial.[0] Esse termo, assim como todos os outros relacionados ao algoritmo, é inspirado na analogia com a teoria da evolução biológica. No contexto de otimização, ele se refere ao conjunto inicial de soluções possíveis para o problema específico em questão.

Neste trabalho, optou-se pelo desenvolvimento de um conjunto aleatório de indivíduos para a população. Inicialmente, criamos uma população com cem indivíduos, onde o primeiro locus corresponde a Kp, seguido por Ki, e Kd.

4.2 Implementação do Algoritmo de Otimização

Nesta seção, discutiremos detalhes relativos ao desenvolvimento e implementação das teorias apresentadas neste trabalho.

Ganhos infinitos da resposta em frequência devido ação integral

Devido à natureza da ação integral do controlador PID, o modulo da resposta em frequência do ganho de malha atende a infinito para baixas frequências, dificultando a contagem do número de voltas do diagrama de Nyquist em torno do ponto crítico.

Por exemplo, quando utilizamos o sistema do exemplo 5.1.3, do capítulo 5 o método resultou nos seguintes ganhos do controlador PID [7.9574 14.8018 3.592 respectivamente Kp, Ki, Kdna Figura 4.2, o qual as frequências ω tem uma variação no intervalo de $[10^{-1}\ 10^{3}]$ podemos observar que o diagrama não envolve o ponto crítico $-1 + j0$, e com base na definição de estabilidade de Nyquist o sistema seria estável em malha aberta.[2] Mas, para os mesmo valores dos ganhos, com a variação de ω no intervalo de $[10^{-6}\ 10^{3}]$, quando observamos a Figura 4.3, o gráfico envolve o ponto crítico.

FIGURA 4.2: DIAGRAMA DE NYQUIST PARA $\omega \in [10^{-1}, 10^{3}]$

FIGURA 4.3: DIAGRAMA DE NYQUIST PARA $\omega \in [10^{-6}, 10^{3}]$

COMO SOLUÇÃO INICIAL, INTRODUZIMOS UMA PERTUBAÇÃO NA AÇÃO INTEGRATIVA O Q MATEMATICAMENTE EXPRESSA PELA EQUAÇÃO (4.2), CALCULANDO O LIMITE $\omega(\mathrm{I}) \to 0$ OBTI O SEGUINTE RESULTADO:

$$\lim_{\omega(\mathrm{I}) \to 0} \frac{K_{\mathrm{I}}}{j \times \omega(\mathrm{I})} = \lim_{\omega(\mathrm{I}) \to 0} \frac{K_{\mathrm{I}}}{j \times 0} = \lim_{\omega(\mathrm{I}) \to 0} \frac{K_{\mathrm{I}}}{0} = +\infty \tag{4.1}$$

Ao introduzir a pertubação no denominador da ação integrativa conforme a equação (4.3). Assim ao para valores baixos de $j \times \omega(i)$, devido a pertubação evitamos valores infinitos para ação integrativa, porque a resultados do denominador nã irá tender a zero para frequência muito baixas, fazendo que o cálculo do diagram de Nyquist não tenha uma representação errada na função L exposta no Algoritmo 3.

$$\frac{K_I}{j \times \omega(i)} \tag{4.2}$$

$$\frac{K_I}{j \times \omega(i) + 0.0001} \tag{4.3}$$

Algoritmo 3: Função L

Entrada: M; C; K; B; l; τ; ω e populacao
Saída: L

```
Kp = populacao(1);
KI = populacao(2);
KD = populacao(3);
para i = 1 até i = comprimento(ω) faça
    β = j × ω(i);
    L(i) = (Kp + KI/(β+0.0001) + β × KD) × l × (M × β^2 + C × β + K)^(-1) × B × e^(-τ×β);
    i = i + 1;
fim
```

A Função Robustez

A função de robustez é utilizada como avaliação dos indivíduos da população e tem em vista garantir que a menor distância entre o ponto $-1 + j0$ e o diagrama de Nyquist de $L(j\omega)$ seja igual ao raio da circunferência M_s, um parâmetro de projeto definido na resposta em frequência.

A função L apresentada no Algoritmo 3 calcula os valores de $L(j\omega_i)$ e os armazena nos vetores Re e Im, correspondendo às partes real e imaginária de $L(j\omega_i)$, respectivamente. O vetor d é utilizado para armazenar as distâncias entre o pont $-1 + j0$ e os pontos ao longo da curva $L(j\omega_i)$ que foram armazenados nos vetores Re e Im. Função de robustez é uma medida usada para a avaliação para cada indivíduo da população (o qual é um candidato a solução do problema de otimização) e o seu valor é utilizado na busca realizado pelo Algorítimo Genético.

Algoritmo 4: Função Robustez

Entrada: L e M_S

Saída: robustez

[0]

$D = \sqrt{(Re(L)+1)^2 + Im(L)^2}$;

$robustez = (min(D) - M_S^{-1})^2$;

[2] A Função de Restrições

O algoritmo 5 apresenta a função de restrições responsável por impor ao
divíduos as limitações do problema de otimização, definidas pelas equações (3
que se refere a impor o número de voltas necessário em torno do ponto crítico
para garantia da estabilidade em malha fechada pelo critério de Nyquist. O
"cross"[0] armazena os pontos de intersecção entre a curva de Nyquist de $L(j\omega)$
eixo real. A variável "restrictions" é utilizada para representar a restrição n
estabelecida pela inequação (3.16) e é restrita a valores menores ou iguais a

[7] A função de restrição envia os valores de restrictions de volta para o Algor
Genético e avalia o indivíduo da população com a função fitness. A busca é conc
quando as mudanças entre as gerações se tornam insignificantes e o melhor indiv
avaliado pelas funções descritas é apresentado como resposta.[0] Os resultados c
com o algoritmo desenvolvido são apresentados no capítulo 5.

Algoritmo 5: Função de Restrição

```
Entrada: L; Z;
Saída: restrictions
contadorcw = 0;
contadorccw = 0;
cross = 0;
se Re(L(1))   −1&& abs(Im(L(1)))   0.2 então
    xcrosses = [xcrosses   Re(Ls(1))];
    se Im(L(2))   Im(L(1)) então
        contadorccw = contadorccw + 1;
    fim
    senão
        contadorcw = contadorcw + 1;
    fim
fim
para i = 1 até comprimento(L) − 1 faça
    se Im(L(i)) × Im(L(i + 1))   0 então
        se Re(L(i)) × Re(L(i + 1))/2  −1 então
            cross = [cross  Re(L(i)) + Re(L(i + 1)))/2];
            se Im(L(i + 1))   Im(L(i)) então
                contadorccw = contadorccw + 1;
            fim
            senão
                contadorcw = contadorcw + 1;
            fim
        fim
    fim
    i = i + 1;
fim
para i = 1 até comprimento(L) − 1 faça
    se −Im(L(comprimento(L) − (i − 1))) ×−Im(L(comprimento(L) − i))   0
     então
        se Re(L(comprimento(L) − (i − 1))) + Re(L(comprimento(L)))/2  −1
         então
            cross = [cross  Re(L(comprimento(L) − (i − 1))) + Re(L(comprimento) − i)))/2];
            se
             −Im(L(comprimento(L) − (i − 1))))   −Im(L(comprimento(L) − i)))
             então
                contadorccw = contadorccw + 1;
            fim
            senão
                contadorcw = contadorcw + 1;
            fim
        fim
    fim
    i = i + 1;
fim
restrictions = −min(cross) × contadorcw + (Z − contadorccw))^2;
```

A Função Fitness

A função Fitness recebe como entrada dois parâmetros: os índices de robust IAE, resultantes das funções descritas nas seções 8 e 4.1, respectivamente. O í de robustez mede o quão robusto é o sistema.

Entretanto, é possível notar que as definições dessas duas medidas podem en em conflito, já que quando se deseja minimizar a integral do erro, ou seja, ter tempo de acomodação baixo, pode-se acabar com um sistema menos robusto, c altos valores de Overshoot. Como solução, foi criado um parâmetro chamado que pondera esses dois critérios na função de fitness. O valor de alfa é um nú entre zero e um, permitindo escolher se dar maior importância ao índice de rob ou ao IAE, bem como decidir se ambos têm a mesma importância na otimização d algoritmo de busca. O algoritmo 6 apresenta essa lógica.

Algoritmo 6: Função Fitness

Entrada: Robustez, IAE, e alfa
Saída: ff

ff = alfa × robustez + (1 − alfa) × IAE;

[9] A Função de Variabilidade

O objetivo da Função de Variabilidade Genética, apresentada no Algoritm é solucionar o problema de iteração do Algoritmo Genético quando não h melhora no valor da Função Fitness após várias iterações. Com isso, evita- execução desnecessária do programa quando a solução estiver presa em um mí local, a partir do qual não haverá avanços significativos com a continuidad execuções do GA.

[7] A função avalia o valor da função objetivo em dez execuções. [2] Caso haja u baixa variância entre esses valores, há uma indicação de que o algoritmo nã apresentando evolução na otimização, assim o custo computacional de conti executando o algoritmo proposto não resultará em ganhos significativos. [43] Com a função interrompe a execução do GA e retorna o melhor indivíduo para a execução.

Algoritmo 7: Função de Variabilidade

```
Entrada: variabilidade, evolucao, e ff
evolucao(variabilidade) = ff;
variabilidade = variabilidade + 1;
se tamanho(evolucao) 10 então
    variabilidade = 1;
    evolucao = evolucao(2 : end);
    se var(evalution) 0.0000001 então
        objetivo = "fim";
        melhorIndividuo = populacao(1, :);
        interromper;
    fim
fim
```

Obtenção dos ganhos do controlador via Algoritmo Genético

Neste trabalho também aplicaremos os métodos testado para sistema de controi estáveis para sistemas instáveis, porém isso traz algumas complicações no desenvol vimento do algoritmo, para que atenda as funções de restrições.

[9] Pelo critério de Nyquist, testamos as raízes do polinômio característico de mal fechada devem ser parte real negativa, mas quando temos um sistema instável signi- fica que temos raízes no SPD, e para tornar esse sistema estável, precisamos força que o número de voltas no ponto $-1+j0$ seja igual ao número de raízes do polinômio característico de malha aberta, assim tornando o sistema estável. [0] Nesse caso, o al goritmo proposto escolhe de forma heurística os ganhos do controlador PID, par atender essa condição de voltas, igual ao número de polos de malha aberta no SPD

A solução inicial se a base na teoria de ponto de intersecção de uma reta no diagrama de polos. Ao se traçar retas no plano complexo e encontrar os pontc de intersecção que o digrama de Nyquist tem com essas retas, conseguimos aferir o sentido no qual gráfico de Nyquist está envolvendo o ponto $-1+j0$, como também realizar a contagem dessas voltas.

Por exemplo, ao traçar uma reta definida como $\Re = -1$, cruzando o eixo real do diagrama Nyquist, encontrando as intersectações que a curva de Nyquist tem com essa reta, a partir de um ponto de intersecção, calculamos qual é ponto do diagrama de Nyquist imediatamente antes da interseção e após, realizando uma análise desses pontos, consegue-se inferir qual o sentido do diagrama com base no valor imaginário desses pontos. Na Figura 4.4, tem um ponto intersecta essa reta primeiramente abaixo do ponto $-1+j0$, ao calcular o ponto imediatamente antes da interseção da reta com o diagrama e calcular o ponto após essa intersecção, se multiplicar o valor real desses pontos e se o resultado for negativo, isso signifi matematicamente que ocorreu uma transição entre a reta, ao verificar que ocorreu transição, ao se analisar o valor imaginário desses pontos, como o valor imaginário ponto antes da interseção é menor do que o valor do ponto pós a intersecção, ass inferi o sentido do Nyquist naquele cruzamento, está no sentido horário, e como ess pontos de intersecção contem o ponto $-1+j0$, logo foi realizado uma volta no pont

de instabilidade. dessa forma, foi implementado o algoritmo que consegue trat
casos de sistema instáveis em malha aberta, conforme apresentado no algoritm

Legendas

CírculoMs
DiagramadeNyquist
Retatraçadanoponto-1+j0
Pontodeinterseçãocomreta
Pontoimediatamenteantesdainterseção
Pontoimediatamentedepoisdainterseção
x

Figura 4.4: Exemplificação da contagem de voltas que contem o ponto $-1 + j0$
sentido do diagrama de Nyquist

A complexidade do problema de otimização (3.19)-(3.21) praticamente inviabi
sua solução por métodos tradicionais de otimização baseados em gradiente.

Neste trabalho, foi implementado um algoritmo genético, por sua eficiênc
versatilidade, como descrito na seção 4.1.

[2] Na elaboração do algoritmo foi definido como objetivo a função express
equação (3.19).[2] Para retorno da avaliação do círculo M_s foi utilizada a eq
(3.[2]20) e a definição de esta[7]bilidade baseada no critério de Nyquist visando at
ao disposto na equação (3.21) com uma função que contabiliza os envolvimen

do ponto crítico $-1 + j0$ nos sentidos horário e anti-horário pela curva $L(j\omega)$. Na função de ordenação do algoritmo, os indivíduos são classificados em ordem crescen atendendo inicialmente à estabilidade, quantificada pela equação (3.21), onde P é o número de polos de malha aberta no semiplano direito e N a quantidade de envolvimentos do ponto crítico (N 0 sentido horário, N 0 sentido anti-horário). Assim, indivíduos "estáveis"(com $Z = 0$) nas primeiras posições da classificação e indivíduos "instáveis"(com $Z \; = 0$) nas últimas posições. Em seguida a população é reordenado com base na função objetivo apresentada na equação (3.19) que consider o critério de robustez com seu custo dado pelo valor de ϵ na equação (3.20) e tamb a integral do Erro absoluto. Nesta etapa, aquele indivíduo que tiver menor valc de ϵ e atender ao critério de estabilidade, tomará a frente nas primeiras posições i ordenação.

Para a busca ser encerrada foram considerados os seguintes critérios de parad. para verificação das Condições Atendidas:

1. Melhor indivíduo estável
2. Número de gerações ≥ 100
3. A função variabilidade apresentado na seção 1 atinja seu critério

Assim, devidos a essa técnica de contagem de voltas que o diagrama de Nyquist faz em torno do ponto $-1 + j0$, consegui-se aplicar essa a estratégia de sistema robusto e eficiência também para sistema instáveis em malha aberta, como também para sistema estáveis em amalha aberta. Somado a isso, com a criação dessas funções auxiliares, conseguimos melhorar a desempenho do algoritmo de busca, considerando os resultados com o decorrer da iteração do algorítimo. Dessa forma, os resultad gerados com a execução desse algorítimo, se apresentou eficiente e funcional confor apresentado no capítulo 5.

Capítulo 5

Experimentos e Resultados

Neste capítulo, estudos de simulações são apresentados, visando avaliar à e e afetividade dos controladores utilizando o método proposto. Para a otimiza PID, são utilizados dois parâmetros de busca.

A primeira otimização se baseia no critério de robustez do sistema, a segu otimização é baseada no índice de IAE, buscando alcançar uma maior eficiência sistema.

[7] Podemos encontrar na seção 5.1 uma comparação entre os resultados ob quando otimizamos a robustez do sistema e o índice de Integral do Erro Absolu

Podemos inferir que esses parâmetros de avaliação do sistema são mutuame exclusivos, o que significa que é difícil obter um sistema altamente robusto e efi ao mesmo tempo.[6] Quando minimizamos o índice IAE, a robustez do sistema pode ser comprometida. O objetivo é encontrar um equilíbrio para otimizar tant robustez quanto o índice de IAE, a fim de obter um controlador ideal que mante a estabilidade e o tempo de acomodação mesmo em situações de perturbaçõe sistema.

[0] 5.1 Experimentos estudados

Os exemplos que serão estudados nesta seção são baseados em literatur sistemas de controle, como descrito em OGATA (2009).[0] Abordaremos sistemas controle de segunda ordem com atraso e detalharemos os resultados obtido o método proposto, além de compará-los com trabalhos já realizados, conf descrito em DANTAS (2019).

5.1.1 Exemplo 1

Na Figura 5.1, é apresentado um exemplo clássico de aplicação do sistema m mola-amortecedor de um grau de liberdade. O problema de controle por r mentação de estados é definido para $M = 1$, $C = 0,01$, $K = 5$, $b = 1$ e $L = 1$ com atraso igual a $\tau = 0,1$s como no Exemplo 2 de (RAM et al., 2009).[0] O objetivo encontrar valores de K_p, K_i e K_d, de forma que o diagrama de Nyquist de $L(j\omega)$ esteja completamente fora da área delimitada pela circunferência de raio M qual é um parâmetro de projeto definido.[0] A definição de Ms estabelece margens de ganho e de fase para o sistema, e valores comuns de Ms estão no intervalo de $1,22 \leq M_s \leq 1,667$ SKOGESTAD and POSTLETHWAITE (2007).

$x_1(t)$

K

$u(t)$

M

C

Figura 5.1:[0] Sistema massa-mola-amortecedor de um grau de liberdade

O método proposto neste trabalho foca nos parâmetros de projeto baseados no diagrama de Nyquist do ganho de malha do sistema $L(j\omega)$, considerando os conceitos de estabilidade segundo os critérios de Nyquist. O objetivo da solução é obter um sistema relativamente robusto, tendo como meta $M_s = 1,66$.

Resultados da Otimização

A análise comparativa dos parâmetros otimizados diretamente e observaremos os benefícios de realizar a busca pelo critério de robustez ou pelo índice de IAE. A ideia inicial é comparar os gráficos de Nyquist e as simulações do sistema, sobrepondo os resultados o quais são os dados são sumarizados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.1

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	2.9222	5,4647	3,6449	0,9149
Robustez	1,4160	1,5225	0,8718	3,2841

A Figura 5.2 apresenta a comparação dos diagramas para o exemplo 5.1.1, sendo que o diagrama que enfatiza a robustez do sistema tangencia a referência M_s, enquanto o diagrama otimizado para o IAE está próximo à circunferência e apresenta comportamento semelhante a outro diagrama.

A respeito da Figura 5.3, percebemos que o sistema estabilizado pelo critério do IAE é mais eficiente, apresentando um tempo de acomodação mais rápido, enquanto o sistema com ênfase na robustez tem uma resposta transitória mais lenta.

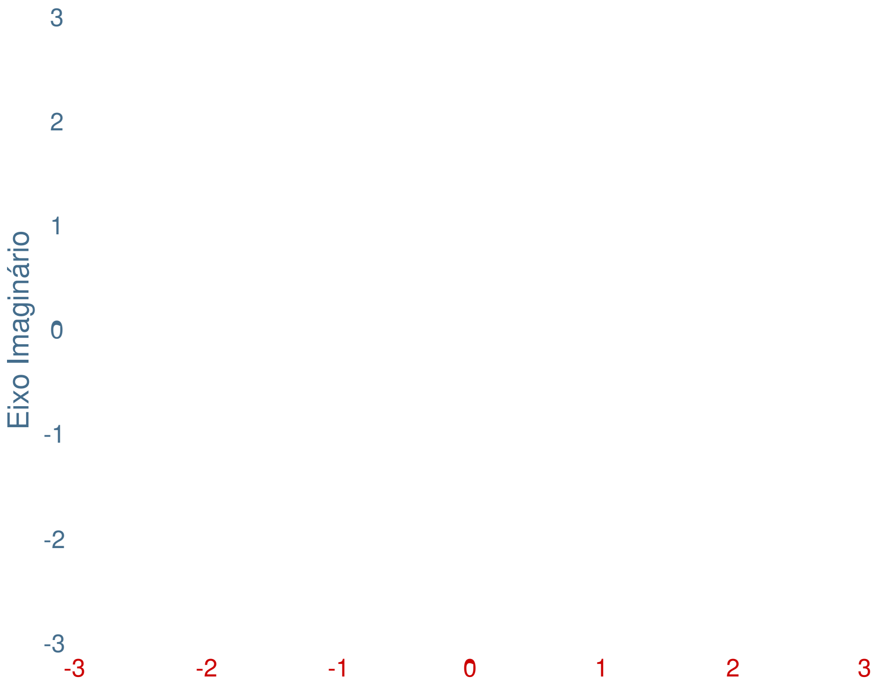

Figura 5.2: Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.1

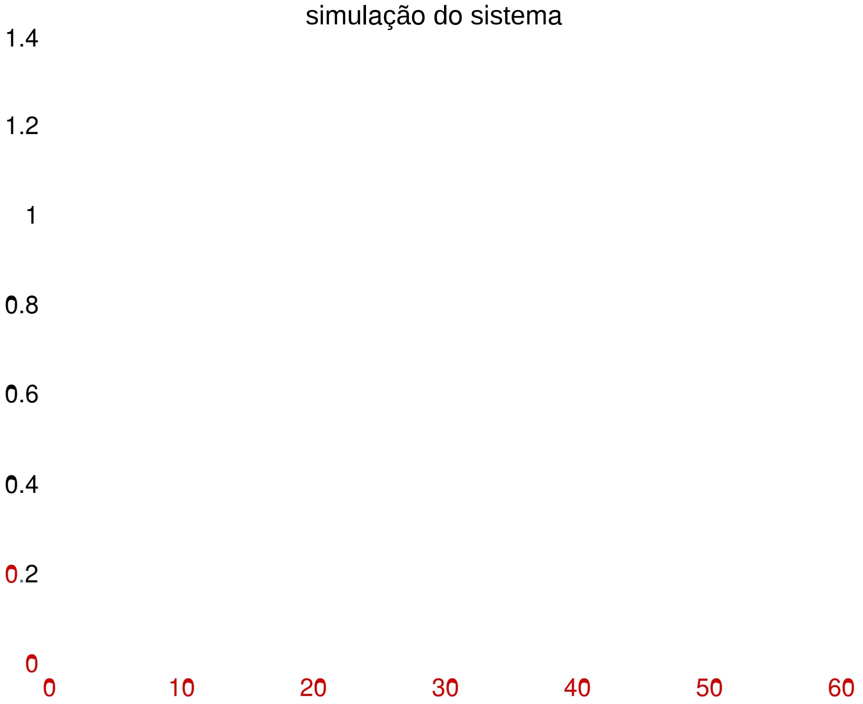

Figura 5.3: Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.1.1

Ao examinar os resultados conseguidos com a função de fitness definida na seção 41, que tenta considerar os dois parâmetros de busca. Nesse caso, estamos atribuind a mesma importância à robustez e ao IAE, já que o valor do parâmetro alfa é $0,5$.

A Figura 5.2 revela que o diagrama de Nyquist apresenta uma pequena distância da referência M_s, mantendo sinais de um sistema mais robusto, sem perder a prioridade da eficiência. Essa situação difere quando realizamos a otimização apenas do IAE, onde o diagrama tende a se afastar ainda mais do raio de robustez estabelecido.

Analisando a Figura 5.3, percebe-se que a combinação dos parâmetros resulta em uma melhoria geral em relação à simulação na qual a busca tentou otimizar apenas o índice IAE, e também em comparação com a simulação do trabalho base DANTAS (2019).

5.1.2 Exemplo 2

Considerando um exemplo prático para demonstrar a aplicação do método apresentado, conforme visto em (RAM et al., 2011), podemos tomar as matrizes de massa, amortecimento e elasticidade como:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \; C = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \; K = \begin{bmatrix} 3 & -2 \\ -2 & 3 \end{bmatrix}$$

Considerando o método apresentado em (RAM et al., 2011), utilizaremos co exemplo prático uma matriz de entradas $l = b^T = [0\ 1]$ [0] é uma constante de atr $\tau = 5s$. [0] Nesse caso, estamos lidando com um sistema não amortecido com auto valores de malha aberta sobre o eixo imaginário do plano s. Quando isso oco pode ser difícil trabalhar com a resposta em frequência, uma vez que há uma continuidade nas frequências que coincidem com os autovalores do sistema no imaginário. [0] Para lidar com essa situação, a literatura de sistemas de control base na teoria do mapeamento sugere fazer uma pequena alteração no contor plano s, de modo a evitar os polos sobre o eixo $j\omega$. [0] Em outras palavras, é neces deslocar levemente os polos para a esquerda do eixo, o que pode ser conseguid meio de uma pequena alteração em um dos elementos da matriz de amortecimen OGATA (2009). Nesse exemplo, a matriz C é considerada.

[0]

$$C = \begin{matrix} 1 & -0,9999 \\ -0,9999 & 1 \end{matrix}$$

Novamente a busca pela solução do problema descrito pela equação (3.1 realizada para o círculo $M_s = 1,6667$.

Resultados da Otimização

No caso do exemplo 5.1.2, por se tratar de um sistema mais complexo e, teor mente, com maior dificuldade na sintonia dos ganhos do controlador, esses gan está apresentado na Tabela 5.2, como também os índices IAE obtidos da simulaç A Figura 5.4 [5] apresenta o diagrama de Nyquist. Neste caso, é possível observar para o índice considerado, o Nyquist intersecta a circunferência, enquanto, p busca pela robustez, isso não ocorre, como esperado. Além disso, conseguimos o um comportamento semelhante no diagrama, circulando o ponto $0 + 0j$.

Tabela 5.2: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.2

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	0,5145	0,2578	0,4004	7,3408
Robustez	0,1773	0,2229	0,4432	10,0418

A simulação do sistema na Figura 5.5 apresenta o comportamento deseja quando otimizado com o índice de Integral do Erro Absoluto, sendo notável o sistema é mais eficiente, enquanto o sistema otimizado com ênfase na robust tem uma resposta transitória mais lenta.

Figura 5.4: Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.2

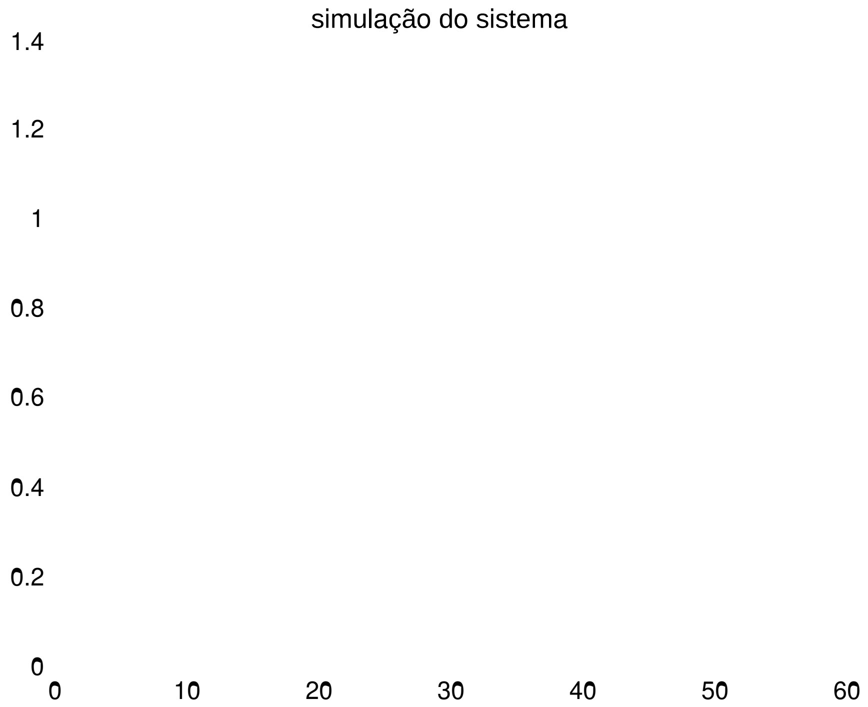

Figura 5.5: Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.

No caso do resultado otimizando robustez mais o Integral do Erro Absol nota-se que o gráfico de Nyquist na Figura 5.4 está próximo à circunferênc robustez M_s, e os resultados da simulação mostram eficiência, conforme evidenc na Figura 5.5. Esses resultados são superiores aos obtidos nas simulações em otimizado apenas um parâmetro na busca do algoritmo GA.

5.1.3 Exemplo 3

Neste caso específico, foi feita uma pequena modificação do exemplo 5.1.2, p introduzir uma perturbação no sistema.

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \; C = \begin{bmatrix} 1 & -0.9 \\ -0.9 & 1 \end{bmatrix}, \; K = \begin{bmatrix} 3 & -2 \\ -2 & 3 \end{bmatrix}$$

Para uma matriz de entradas $B = L = [0\ 1]$, e uma constante de atraso $\tau = 0$

Resultados da Otimização

No exemplo 5.1.3, os ganhos e índices são evidenciados na Tabela 5.3, o qu reflete o que podemos observar na Figura 5.6 que há uma maior distância do agrama em relação a ambas as otimizações. A partir da simulação do sistema na Figura 5.7, verificamos que a otimização do índice de IAE apresentou um tempo de acomodação menor em comparação com a otimização do critério de robustez.

Tabela 5.3: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.3

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	0,7548	1,8163	0,4856	2,4390
Robustez	-0,2399	1,0990	1,6015	6,4692

Figura 5.6: Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.3

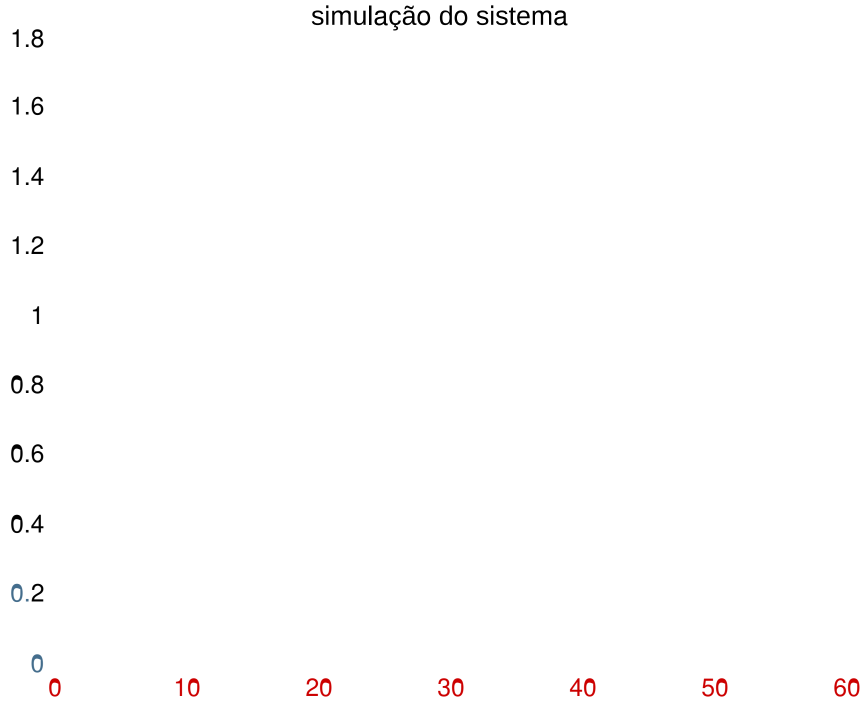

Figura 5.7: Resposta no tempo para uma referência constante do Exemplo 5.

Na Figura 5.7, podemos observar que a resposta transitória do sistema é mi em comparação com as simulações da otimização em apenas um dos parâmetr Na Figura 5.6, a curva de Nyquist não se afasta muito da circunferência, o indica que o sistema de controle continua eficiente em termos de robustez e te de acomodação, importantes para bons resultados em sistemas de controle OG (2009).

Resultados da pertubação no sistema

Simularemos uma pertubação do sistema, com objetivo de verificar quão os temas são robustos para o método proposto neste trabalho.

Para realizar a simulação da pertubação, analisaremos o sistema do exem 5.1.2, com ganhos obtidos da simulação para este exemplo, executaremos a simul do exemplo 5.1.3, o qual representa uma pertubação no sistema, devido à vari da Matriz C, de um exemplo para outro.

Para o método proposto neste trabalho, observamos um comportamento se lhante, conforme a Figura 5.8, apresenta, com uma acentuação dos resultados sentados no exemplo 5.1.2, principalmente para o Overshoot, como apresenta Figura 5.9.

Figura 5.8: Diagrama de Nyquist com pertubação para o Exemplo 5.1.3

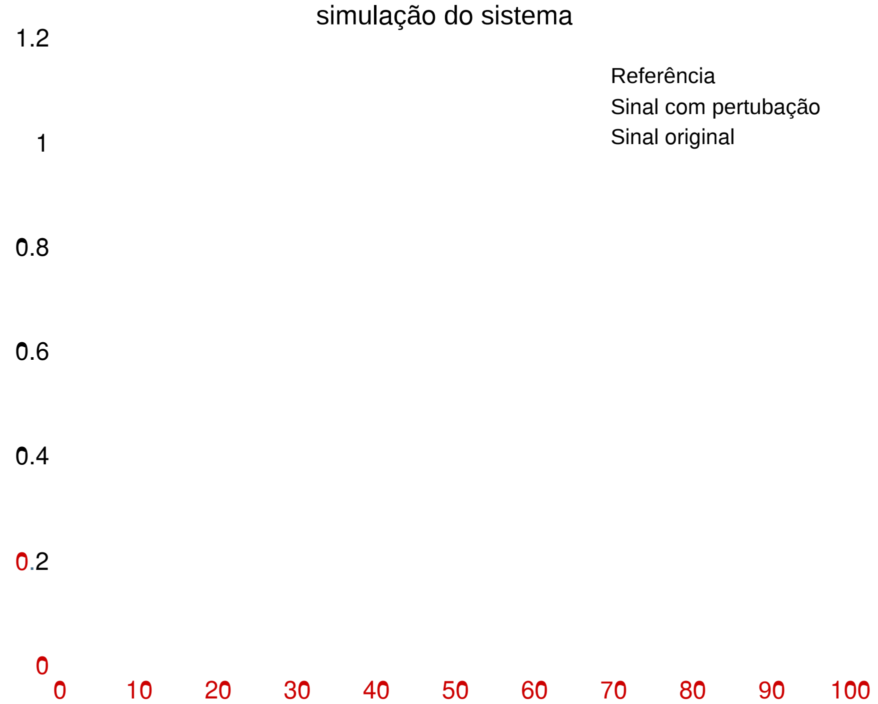

Figura 5.9: Resposta no tempo para uma referência constante com pertubaçã
Exemplo 5.1.3

O sistema de segunda ordem, com atraso, permanece estável em malha fechad
Isso evidencia que a robustez é atenuado, para esses métodos, mais sem perde
estabilidade e robustez, além disso, percebemos que a perda da robustez é signif
vamente pequena, em relação aos ganhos de desempenho, adquiridos com introdu
da busca com concorrência.

5.1.4 Exemplo 4

Este exemplo explora a aplicação do método de sintonia em um sistema c
atraso longo e restrição de robustez menos rígida. As matrizes do sistema são

[60]

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} 3 & -2 \\ -2 & 3 \end{bmatrix}$$

Dois casos são explorados nesse exemplo: o caso co-localizado - sensor e atu
juntos no mesmo grau de liberdade, ou seja, $L = b^T$ - e o caso não co-localizado
qual a distribuição do sensor e do atuador é distinta.

Os parâmetros considerados são $\tau = 5s$, $L = b^T = 1$ e $M_s = 2$. O algoritmo de otimização é então aplicado considerando a minimização de IAE, e també
somente a minimização da distância ao círculo M_s.

Considere-se agora o caso não co-localizado, com $b^T = 1\ 0$ e $L = 0\ 1$. As matrizes e os demais parâmetros são os mesmos do caso co-localizado.

Resultados da Otimização

Os resultados para o caso co-localizado, são sumarizados na Tabela 5.4, onde estão registrados os ganhos dos controladores sintonizados e os valores do índice IA Os diagramas de Nyquist com otimização de desempenho e robustez e considerando somente robustez são mostrados na Figura 5.10. A resposta ao degrau para as duas sintonias é apresentada na Fig. 5.11, onde é evidente o desempenho superior do método de sintonia proposto.

Tabela 5.4: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o caso co-localizado - Exemplo 5.1.4

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	0,5710	0,2829	0,4713	7,4872
Robustez	0,5193	0,2424	0,1804	7,9387

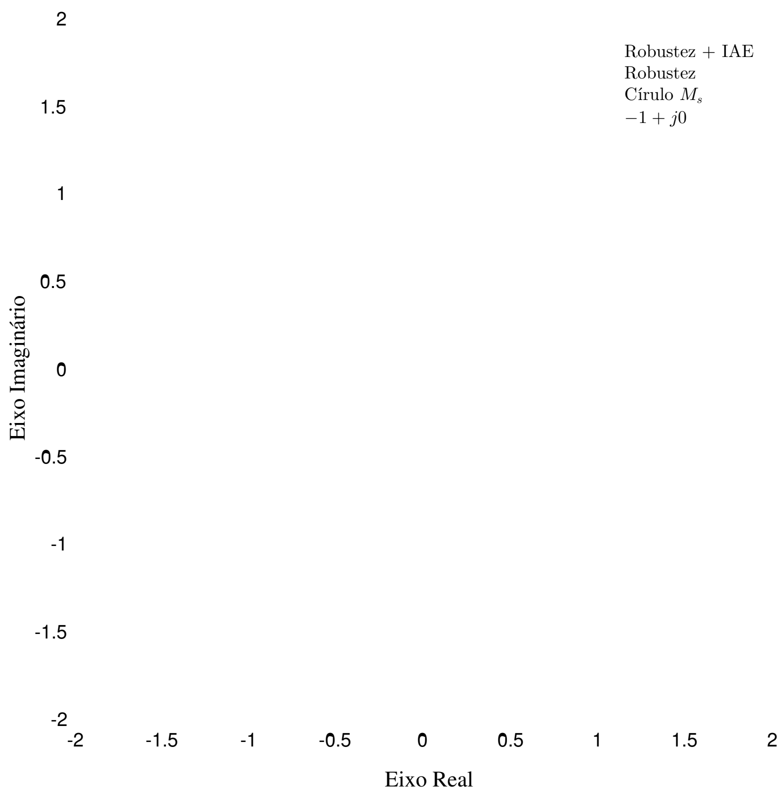

Figura 5.10: Diagrama de Nyquist para o caso co-localizado, Exemplo 5.1.4

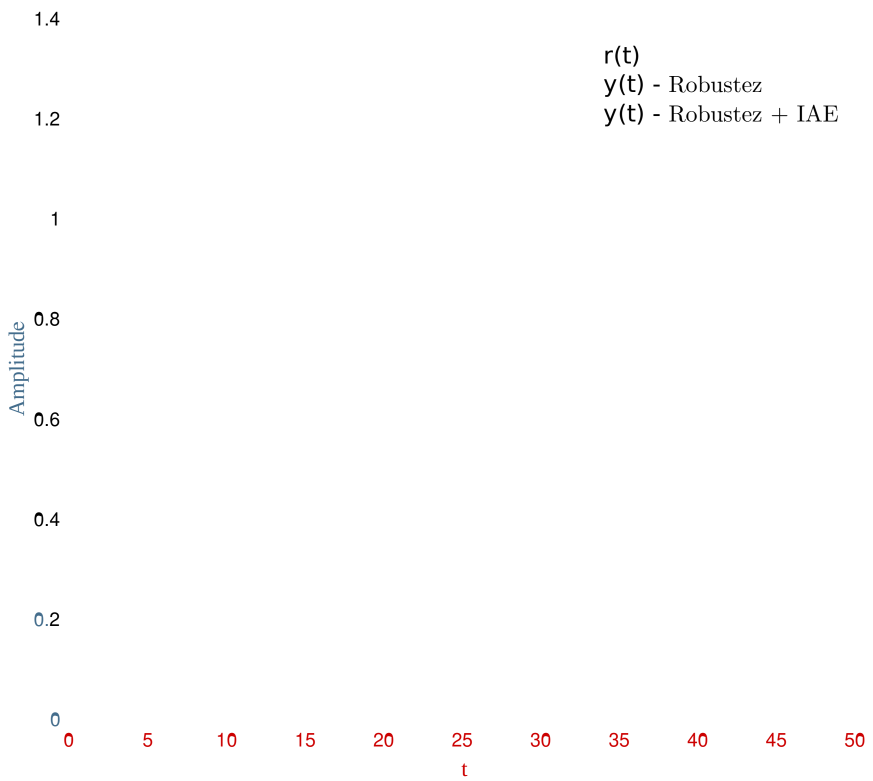

Figura 5.11: Resposta no tempo para uma referência constante do caso co-localizad
Exemplo 5.1.4

O controle de graus de liberdade no esquema não co-localizado representa um d
safio maior que o caso co-localizado, pois neste último, a propriedade de alternânc
entre pólos e zeros garante melhores margens (PREUMONT, 1997). Entretanto, com a técnica proposta, as margens mínimas são garantidas. Na Figura 5.12, são mostrados os diagramas de Nyquist para as sintonias ótimas que consideram somente a robustez e também a robustez combinada com IAE. As respostas no domínio do tempo, ilustradas na Fig. 5.13, permitem comparar a sintonia com e sem a consideração do índice de desempenho. Os ganhos dos controladores sintonizados e os valores do índice IAE podem ser vistos na Tabela 5.5.

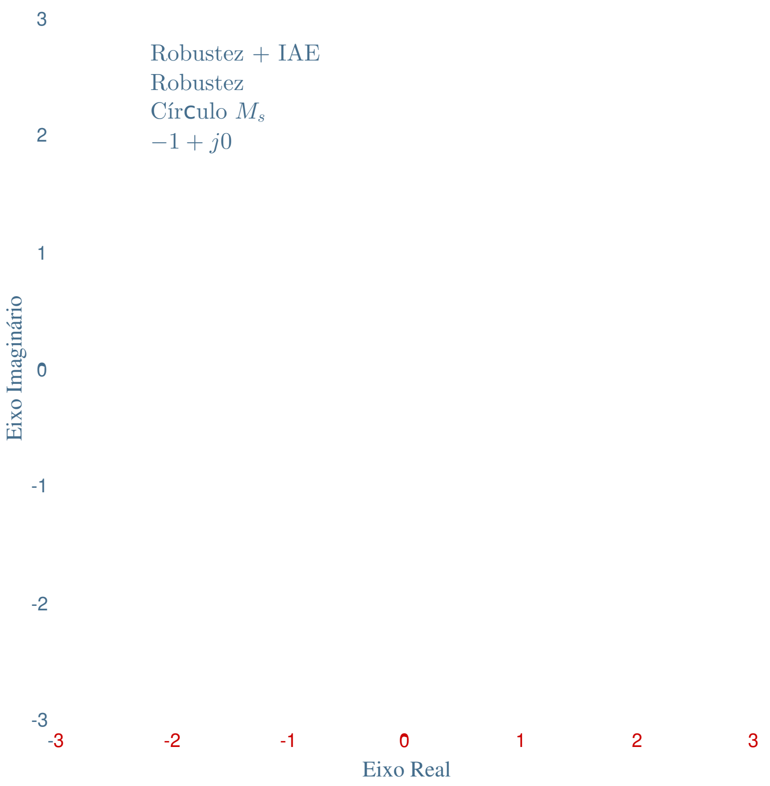

Figura 5.12: Diagrama de Nyquist para o de caso não co-localizado, Exemplo .

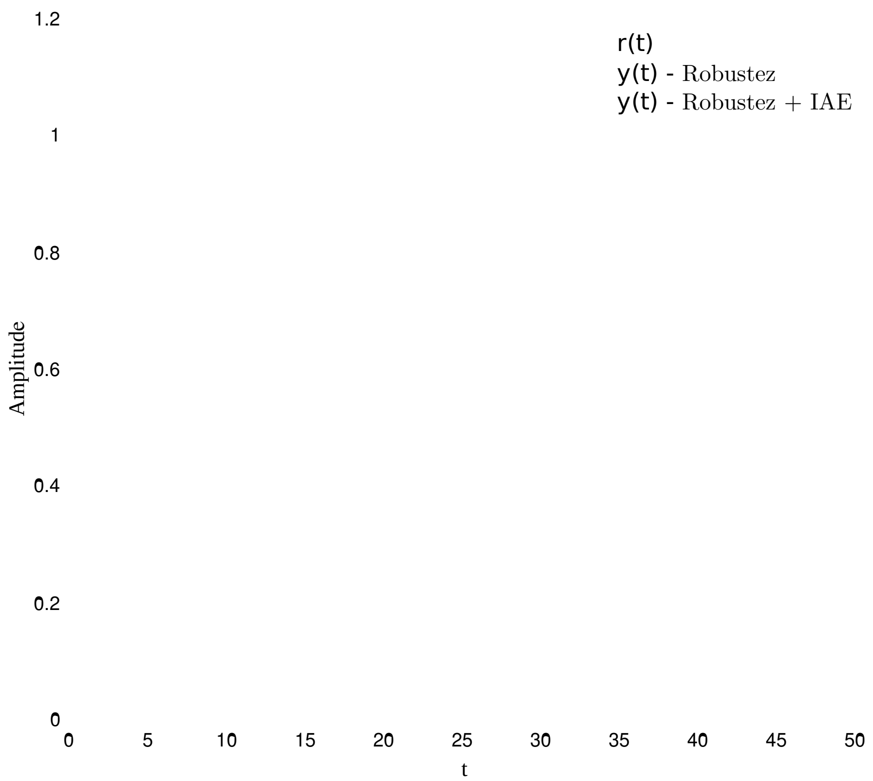

Figura 5.13: Resposta no tempo para uma referência constante para o caso não co-localizado, Exemplo 5.1.4

Tabela 5.5: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o caso não co-localizado - Exemplo 5.1.4

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	0,5878	0,3866	0,5382	7,2212
Robustez	0,5460	0,3437	0,5229	7,5067

5.1.5 Exemplo 5

Este exemplo, adaptado de (SHAPIRO, 2005), aborda um caso instável em malha aberta, cujas matrizes são dadas por:

$$M = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 11 \end{bmatrix}, \; C = \begin{bmatrix} 4 & 1 \\ 1 & 5 \end{bmatrix}, \; K = \begin{bmatrix} 8 & 4 \\ -4 & 9 \end{bmatrix}$$

com $b^T = [-1\ 1]$ e $l = [1\ 0]$ além de um atraso $\tau = 0.5$s. Para garantia de margi é dado $M_s = 1,6667$. Neste sistema dois polos de malha aberta localizam-se semiplano direito, $s_{1,2} = 0,0039 \pm j0,9$. Da mesma forma que nos exemplos anteri res, projetam-se controladores PID conforme o método proposto, e consideran apenas o critério de robustez para fins de comparação.

Resultados da Otimização

Na Figura 5.[51]14 visualizam-se os diagramas de Nyquist obtidos. As respostas tempo são comparadas na Figura 5.15. A Tabela 5.6 permite a comparação controladores projetados, e é possível notar um desempenho melhorado em re ao IAE com a aplicação do método proposto.[5] A estabilidade em malha fecha pode ser verificada no diagrama de Nyquist completo ($\omega \in \Re$) com visão expandi onde são constatados os dois envolvimentos requeridos do ponto crítico $-1 +$

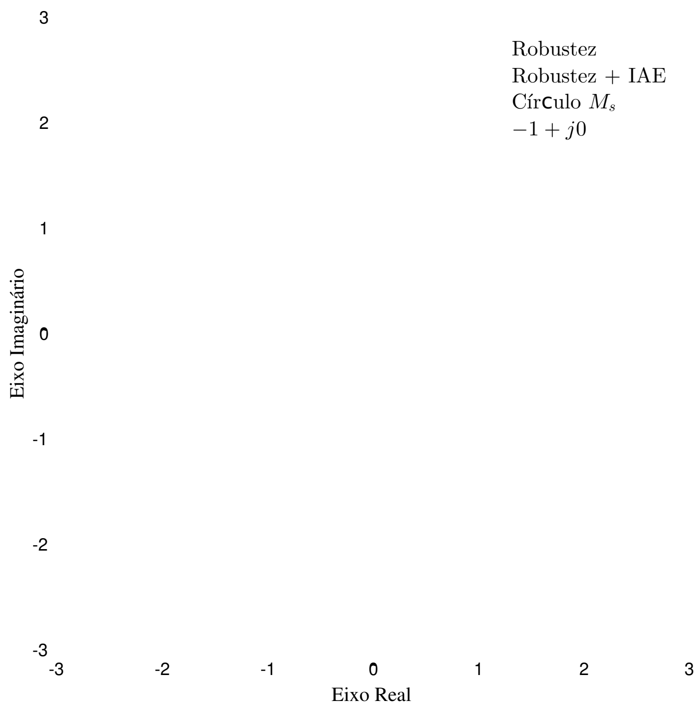

Figura 5.14: Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.5

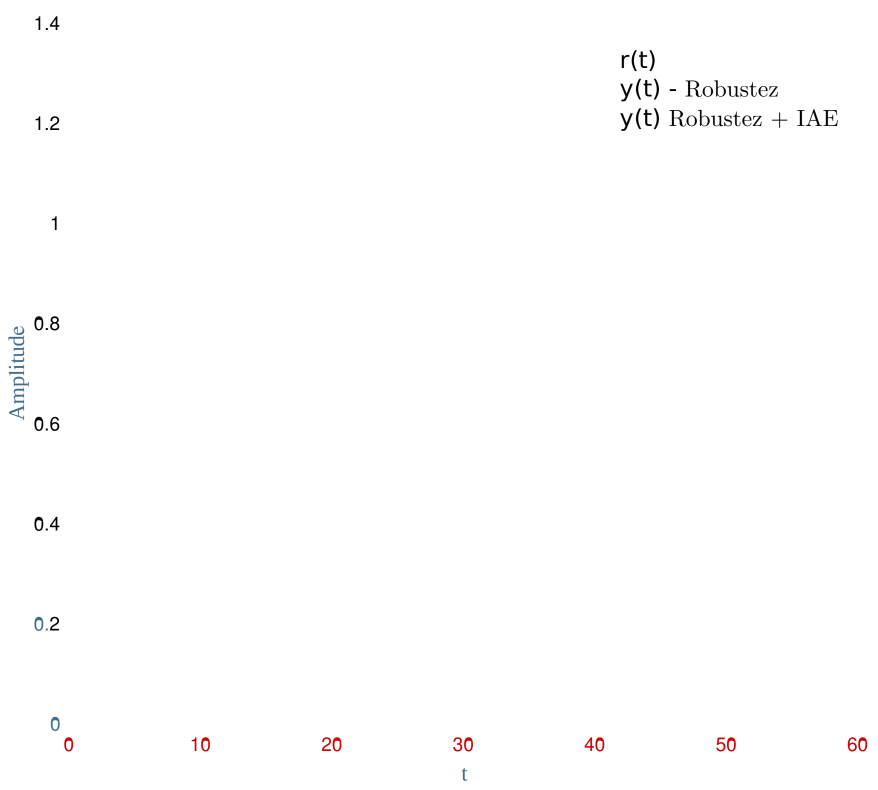

Figura 5.15: Diagrama de Nyquist para o Exemplo 5.1.5

Tabela 5.6: Ganhos ótimos e índice de desempenho para o Exemplo 5.1.5

Sintonia	k_p	k_I	k_D	IAE
Robustez + IAE	-4,4787	-3,3738	-11,1194	2,6374
Robustez	-2,1975	-4,3664	-10,8658	3,5080

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho, foram propostas soluções para o problema de controle d mas de segunda ordem com atraso por meio do uso de um controlador PID.[0] U alternativa interessante para lidar com sistemas mais complexos é a utilizaç representação dos sistemas de segunda ordem com atraso por meio de uma ma de receptância que pode ser obtida experimentalmente.[0] Para obter os veto ganho do controlador PID, o problema de controle foi expresso como um prob de otimização matemática.[0] O objetivo foi encontrar ganhos que atendam de fo satisfatória tanto a restrição do problema de otimização que é estabilidade do sistema e ao critério do projeto o desempenho do sistema, medido pelo índic IAE.

Por meio de experimentos numéricos, constatou-se que a robustez e a otimiza do índice do IAE apresentam comportamentos que competem entre si. Ou seja não é possível otimizar a Integral do Erro Absoluto sem prejudicar a robust sistema. Por isso, foi necessário desenvolver um método que visasse melhorar am os aspectos equilibradamente.

[0] A utilização do algoritmo genético e sua modificações, como a medição da riabilidade genética e tratamento para que o GA conseguisse lidar com sist instáveis em malha aberta, mostrou-se importante não só, para redução no nú de iteração do algorítimo, como também, desenvolver uma solução para siste segunda ordem com atraso genérico, que conseguisse encontrar ganhos do con dor proporcional integral derivativo para sistema estáveis e instáveis.

Os resultados apresentados no capítulo 5 mostram que o método que tem vista otimizar ambos os parâmetros apresentam resultados mais satisfatórios d a busca de algoritmos com apenas um parâmetro. Além disso, foi possível ob resultados superiores em relação a trabalhos anteriores deste mesmo grupo os estudos realizados por Dantas DANTAS (2019), e NUNES (2022), com melho tempo de acomodação e Overshoot.

Existem outras propostas de interesse acadêmico que podem ser abordadas trabalhos futuros, como a aplicação em sistemas multivariáveis com atraso. disso, o uso de outras meta-heurísticas, como o Algoritmo de Enxame de Partíc (PSO), pode ser explorado para buscar resultados diferentes e possivelmente m rias no controle desses sistemas.

Referências Bibliográficas

ABDELAZIZ, THS and M VALÁŠEK (2004), 'Pole-placement for siso linear systems by state-derivative feedback', IEE Proceedings-Control Theory and Applica 151(4), 377–385.

ARAÚJO, José Mário (2018a), 'Discussion on 'state feedback control with tim delay'', Mechanical Systems and Signal Processing 98, 368–370.

ARAÚJO, José Mário (2018b), 'Partial eigenvalue assignment inlinear time-invari systems using state-derivative feedback and a left eigenvectors parametriza Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Sys and Control Engineering p. 0959651818811010.

ARAÚJO, José Mário and Tito Luís Maia SANTOS (2018), 'Control of a class o second-order linear vibrating systems with time-delay: Smith predictor appro Mechanical Systems and Signal Processing 108, 173–187.

ASTROM, Karl J (1995), 'Pid controllers: theory, design, and tuning', The Inte national Society of Measurement and Control .

BALAS, Mark (1982), 'Trends in large space structure control theory: fondest h wildest dreams', IEEE Transactions on Automatic Control 27(3), 522–535.

DANTAS, N. J. B. (2019), Projeto de controladores para sistemas de segunda ord com atraso via resposta em frequência., Dissertação (mestrado) — Mestrado Engenharia Mecatrônica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Na

DANTAS, Nelson J. B., Carlos E. T. Dorea and Jose M. Araujo (2021), 'Partial pole assignment using rank-one control and receptance in second-order sys with time delay', Meccanica 56(2), 287–302.
URL: https://doi.org/10.1007/s11012-020-01289-w

DANTAS, Nelson J.B., Carlos E.T. Dórea and José M. Araújo (2020a), 'Design o rank-one modification feedback controllers for second-order systems with tim lay using frequency response methods', Mechanical Systems and Signal Proces 137, 106404. Special issue on control of second-order vibrating systems with delay.
URL: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327019306259

DANTAS, Nelson J.B., Carlos E.T. Dórea and José M.[0] Araújo (2020b), 'Design of rank-one modification feedback controllers for second-order systems with time delay using frequency response methods', Mechanical Systems and Signal Processing 137, 106404.

[0] DATTA, Biswa (2004), Numerical methods for linear control systems, Vol. 1, Academic Press.

[0] FRANKLIN, Gene F, J David Powell and Abbas Emami-Naeini (2013), Sistemas de controle para engenharia, Bookman Editora.

[0] GOLDBERG, David E and John H Holland (1988), 'Genetic algorithms and machine learning', Machine learning 3(2), 95–99.

GOLUB, Gene H and Charles F VAN LOAN (2012), Matrix computations, Vol. 3, JHU Press.

GONTIJO, Danielle S, José M Araújo, Tito LM SANTOS and Fernando O Souza (2022), 'Proportional-integral-derivative-acceleration robust controllers for vibrating systems', Journal of Vibration and Control p. 10775463211060898.

[10] MARTINS, José KEC, Fábio MU Araújo and Carlos ET Dórea (2020), Um método baseado em otimizaçao para sintonia de controladores pi para sistemas sujeitos a restriçoes, em 'Anais do Congresso Brasileiro de Automática-CBA'.

MATHWORKS. (2019), 'Genetic algorithm - matlab & simulink'.
URL: https://www.mathworks.com/help/gads/genetic-algorithm.html

MOTTERSHEAD, John E and Yitshak M RAM (2007), 'Receptance method in active vibration control', AIAA journal 45(3), 562–567.

[0] NUNES, Leonardo A, Nelson JB Dantas, Carlos ET Dórea and José M Araújo (2021), Controle por realimentação derivativa de estados de sistemas dinâmicos de segunda ordem com atraso, em 'Anais do Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente-SBAI'.

[12] NUNES, Leonardo Araújo (2022), Controle por realimentação derivativa para sistemas dinâmicos de segunda ordem com atraso, Dissertação (mestrado) — Mestrado em Engenharia Mecatrônica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal.

[30] OGATA, Katsuhiko (2009), Modern control engineering, Prentice Hall Upper Saddle River, NJ.

PREUMONT, André (1997), Vibration Control of Active Structures, Springer Netherlands.
URL: https://doi.org/10.[0]1007/978-94-011-5654-7

RAM, YM, Akshay SINGH and John E MOTTERSHEAD (2009), 'State feedback control with time delay', Mechanical Systems and Signal Processing 23(6), 1! 1945.

RAM, YM, JE Mottershead and M Ghandchi TEHRANI (2011), 'Partial pole plac ment with time delay in structures using the receptance and the system matr Linear Algebra and its Applications 434(7), 1689–1696.

REGO, Everton JC, Carlos ET Dórea and Andre L Maitelli (2017), 'Ressinton automática de controladores pi embarcados em clp, baseada em estimativa robustez', XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente pp. 1733–1738.

RICHIDEI, Dario, Iacopo Tamellin and Alberto Trevisani (2022), 'Pole-zero assi ment by the receptance method: multi-input active vibration control', Mecha Systems and Signal Processing 172, 108976.

SANTOS, Tito LM, José Mário Araújo and Taniel S Franklin (2018), 'Receptanc based stability criterion for second-order linear systems with time-varying d Mechanical Systems and Signal Processing 110, 428–441.

SHAPIRO, Amir (2005), 'Stability of second-order asymmetric linear mechan cal systems with application to robot grasping', Journal of Applied Mecha 72, 966–968.

SINGH, Kumar Vikram, Charlene Black and Raymond Kolonay (2019), 'Active aeroelastic output feedback control with partial measurements by the meth receptances', Aerospace Science and Technology 86, 47–63.

SKOGESTAD, Sigurd and Ian POSTLETHWAITE (2007), Multivariable feedback control: analysis and design, Vol. 2, Wiley New York.

SOUZA e CARVALHO, Jhonat Heberson Avelino CARVALHO, Elton José Figuei-redo de (2020), 'Implementação e avaliação de algoritmos genéticos e de en no ajuste de campos de força em dinâmica molecular', Anais do XXXI Congress de Iniciação Científica e Tecnológica da UFRN - eCICT 2020 pp. 1604–1605.

TEHRANI, Maryam Ghandchi, Robin NR Elliott and John E Mottershead (2010) 'Partial pole placement in structures by the method of receptances: theor experiments', Journal of Sound and Vibration 329(24), 5017–5035.

VAN LOAN, Charles F and Gene H GOLUB (1983), Matrix computations, Johns Hopkins University Press.

VANDERVELDE, Wallace E (1986), 'Control of large flexible space structures