



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FRANCISCO HELENO VITOR DA SILVA**

**IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UMA JUNTA DE UM MANIPULADOR**  
**BASEADO EM MÍNIMOS QUADRADOS PARA CONTROLE DE GANHO**  
**CONSTANTE**

**FORTALEZA**

**2023**

FRANCISCO HELENO VITOR DA SILVA

IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UMA JUNTA DE UM MANIPULADOR  
BASEADO EM MÍNIMOS QUADRADOS PARA CONTROLE DE GANHO CONSTANTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Orientadora: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis

FORTALEZA

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

S58i Silva, Francisco Heleno Vitor da.

Identificação de parâmetros de uma junta de um manipulador baseado em mínimos quadrados para controle de ganho constante / Francisco Heleno Vitor da Silva. – 2023.  
81 f. : il.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2023.

Orientação: Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis.

1. PID 2-DOF. 2. Mínimos Quadrados. 3. Manipulador Robótico. 4. Métodos de sintonia. I.  
Título.

CDD 621.3

---

FRANCISCO HELENO VITOR DA SILVA

IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UMA JUNTA DE UM MANIPULADOR  
BASEADO EM MÍNIMOS QUADRADOS PARA CONTROLE DE GANHO CONSTANTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

---

Profa. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos  
Reis (Orientadora)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Josias Guimarães Batista  
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia  
do Ceará (IFCE)

---

Prof. Dr. Darielson Araújo de Souza  
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia  
do Ceará (IFCE)

---

Prof. Dr. Antônio Barbosa de Souza Júnior  
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia  
do Ceará (IFCE)

Aos meus pais que foram os melhores professores da minha vida. Mãe, você foi minha primeira professora me ensinando a ler e escrever antes mesmo de eu conhecer uma escola. Pai, você é o melhor profissional que conheço e tenho orgulho de ter sido seu aprendiz na sua profissão.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por tudo que tem feito em minha vida.

A minha orientadora, Prof<sup>a</sup>. Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis, pelos ensinamentos e valiosa colaboração na minha dissertação.

Ao Prof. e amigo Dr. Josias Guimarães Batista pelo incentivo e fundamental ajuda para que eu entrasse e pudesse concluir esse mestrado.

Aos meus pais e irmãs que são pilares fundamentais na minha trajetória educacional e pessoal, e sem eles nada disso seria possível.

A minha esposa, Rosy Sousa, e filha, Lorena Victor, por me apoiar e entender os momentos de ausência.

Aos Professores Dr. Antônio Barbosa e Dr. Darielson de Souza pelas contribuições em minha pesquisa e ajuda durante esta trajetória.

A todos do GPAR que contribuíram com este trabalho, em especial a Alanio Lima e Eduardo Vilas Boas.

“Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo  
para todo o propósito debaixo do céu.”

(Eclesiastes 3:1)

## RESUMO

Este trabalho apresenta a identificação através do método matemático de Mínimos Quadrados (MQ) não recursivos, do modelo de uma junta rotacional de um manipulador cilíndrico acionado por Motor de Indução Trifásico (MIT) e a aplicação de controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) e PID *Two Degree Of Freedom* (2-DOF). A partir do modelo de 2ª ordem encontrado por MQ da junta do manipulador robótico, é realizada a identificação do modelo de 1ª ordem, pelo método da curva de reação ao degrau para se calcular os parâmetros  $K$ ,  $\tau$  e  $\theta$  dos métodos de sintonia propostos para controlar a velocidade. Foram utilizados os métodos de sintonia *Ziegler/Nichols* (ZN), *Chien-Hrones-Reswick* (CHR), *Internal Model Control* (IMC) e *Skogestad IMC* (SIMC). Para comparar os resultados dos controladores são utilizados os critérios de desempenho: tempo de subida (*rise time* ( $t_r$ )), tempo de acomodação (*settling time* ( $t_s$ )), sobressinal (*overshoot*), *Integral of the Absolute Error* (IAE) e *Integral of the Square Error* (ISE). Foram realizadas simulações com os perfis de entrada a degrau positivo e negativo e entrada senoidal para se avaliar o desempenho dos controladores PID e PID 2-DOF para cada método de sintonia proposto. Nas simulações o controlador PID apresentou melhores desempenhos para os métodos de sintonia propostos em relação aos apresentados pelo PID 2-DOF, com destaque para o método de sintonia ZN que obteve o melhor  $t_r$ , o método CHR com o melhor  $t_s$  e o método IMC que não apresentou *overshoot*. Por fim, foi realizada a implementação em bancada experimental do controlador PID com os métodos de sintonia ZN e IMC obtendo resultados satisfatórios em ambos os casos, com o destaque de melhores  $t_r$  e  $t_s$  do método IMC.

**Palavras-chave:** PID 2-DOF; Mínimos Quadrados; Manipulador Robótico; Métodos de sintonia.

## ABSTRACT

This work presents the identification through the mathematical method of non-recursive MQ, of the model of a rotational joint of a cylindrical manipulator driven by MIT and the application of PID and PID 2-DOF controllers. From the 2nd order model found by MQ of the robotic manipulator joint, the 1st order model is identified using the step reaction curve method to calculate the parameters  $K$ ,  $\tau$  and  $\theta$  of the tuning methods proposed to control the speed. The tuning methods ZN, CHR, IMC and SIMC were used. To compare the results of the controllers, the following performance criteria are used: rise time ( $t_r$ ), settling time ( $t_s$ ), overshoot, IAE and ISE. Simulations were carried out with positive and negative step input profiles and sinusoidal input to evaluate the performance of the PID and PID 2-DOF controllers for each proposed tuning method. In the simulations, the PID controller showed better performance for the proposed tuning methods in relation to those presented by PID 2-DOF, with emphasis on the ZN tuning method that obtained the best  $t_r$ , the CHR method with the best  $t_s$  and the IMC method that did not present overshoot. Finally, the PID controller was implemented on an experimental bench with the ZN and IMC tuning methods, obtaining satisfactory results in both cases, with the highlight of better  $t_r$  and  $t_s$  of the IMC method.

**Keywords:** PID 2-DOF; Least Squares; Robotic Manipulator; Tuning methods.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Configuração do manipulador cilíndrico. . . . .	25
Figura 2 – Configuração do acionamento da máquina de indução para a identificação do modelo. . . . .	26
Figura 3 – Bancada experimental com os circuitos utilizados para controle e acionamento do manipulador. . . . .	27
Figura 4 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de treinamento do modelo matemático do motor. . . . .	28
Figura 5 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de validação do modelo matemático do motor. . . . .	29
Figura 6 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de treinamento do modelo matemático da junta. . . . .	30
Figura 7 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de validação do modelo matemático da junta. . . . .	30
Figura 8 – Curvas de treinamento e validação para identificação com MQ do modelo do motor. . . . .	32
Figura 9 – Curvas de erro normalizado do treinamento e da validação para o MQ do modelo do motor. . . . .	33
Figura 10 – Curvas de treinamento e validação para identificação com MQ do modelo da junta. . . . .	34
Figura 11 – Curvas de erro normalizado do treinamento e da validação para o MQ do modelo da junta. . . . .	35
Figura 12 – Diagrama de blocos do controlador PID paralelo clássico. . . . .	38
Figura 13 – Diagrama de blocos PID 2-DOF na forma geral. . . . .	40
Figura 14 – Diagrama de blocos do controlador PID 2-DOF do tipo <i>feedback</i> . . . . .	41
Figura 15 – Resposta ao degrau unitário de uma planta. . . . .	43
Figura 16 – Método <i>Smith</i> para modelagem de processos com atrasos de 1ª ordem. . . . .	46
Figura 17 – Comparação entre modelos da junta do manipulador. . . . .	47
Figura 18 – Comparação da variação do valor de $\lambda$ no método de sintonia IMC. . . . .	48
Figura 19 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau para o PID. . . . .	51
Figura 20 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau negativo para o PID. . . . .	52

Figura 21 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada senoidal para o PID.	52
Figura 22 – Comparação da variação dos valores de $\alpha$ e $\beta$ do controlador PID 2-DOF .	53
Figura 23 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau para o PID 2-DOF. . . . .	54
Figura 24 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau negativo para o PID 2-DOF. . . . .	54
Figura 25 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada senoidal para o PID 2-DOF. . . . .	55
Figura 26 – Entrada a degrau experimental com método de sintonia ZN para o controlador PID. . . . .	57
Figura 27 – Entrada a degrau experimental com método de sintonia IMC para o controlador PID. . . . .	58

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sintonia por ZN. . . . .	43
Tabela 2 – Sintonia por CHR. . . . .	44
Tabela 3 – Sintonia por IMC. . . . .	44
Tabela 4 – Sintonia por SIMC. . . . .	45
Tabela 5 – Parâmetros calculados. . . . .	50
Tabela 6 – Comparação dos critérios de desempenho $t_r$ , $t_s$ e <i>overshoot</i> do controlador PID nas simulações. . . . .	56
Tabela 7 – Comparação dos critérios de desempenho $t_r$ , $t_s$ e <i>overshoot</i> do controlador PID 2-DOF nas simulações. . . . .	56
Tabela 8 – Comparação dos critérios de desempenho IAE e ISE para a entrada degrau, degrau negativo e entrada senoidal do controlador PID aplicado ao modelo nas simulações. . . . .	56
Tabela 9 – Comparação dos critérios de desempenho IAE e ISE para a entrada degrau, degrau negativo e entrada senoidal do controlador PID 2-DOF aplicado ao modelo nas simulações. . . . .	57
Tabela 10 – Comparação dos critérios de desempenho $t_r$ , $t_s$ e <i>overshoot</i> do controlador PID nos resultados experimentais. . . . .	58

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2-DOF	<i>Two Degree Of Freedom</i>
AGV	<i>Autonomous Ground Vehicles</i>
ARX	<i>autoregressive with exogenous inputs</i>
ASED	<i>Adaptive Safe Experimentation Dynamics</i>
BELBIC	<i>Brain Emotional Learning–Based Intelligent Controller</i>
CC	Corrente Contínua
CHR	<i>Chien-Hrones-Reswick</i>
CLP	Controlador Lógico Programável
DSPC	<i>Digital Signal Processors &amp; Controllers</i>
EO	<i>Equilibrium Optimizer</i>
FLS	<i>Fuzzy Logic System</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FOPDT	<i>First Order Plus Delay Time</i>
GPAP	Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica
hPS	<i>Hybrid Power System</i>
I-PD	Integral-Proporcional-Derivativo
IAE	<i>Integral of the Absolute Error</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
ISE	<i>Integral of the Square Error</i>
ITAE	<i>Integral of Time-weighted Absolute Error</i>
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
MIPS	Milhões de Instruções por Segundo
MIT	Motor de Indução Trifásico
MQ	Mínimos Quadrados
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
RC	Resistor-Capacitor
RLS	<i>Recursive Least Square</i>
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i>
RMSU	<i>Root Mean Square Uncertainty</i>

RPP	Rotacional-Prismático-Prismático
RST	<i>Reference Signal Tracking</i>
SBVC-PID	<i>Sigmoid Based Variable Coefficient PID</i>
SIMC	<i>Skogestad IMC</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SVPWM	<i>Space Vector Modulation Based on Pulse Width Modulation</i>
TMILS	<i>Transformed Multi-Innovation Least Squares</i>
TRMS	<i>Twin Rotor MIMO System</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
ZN	<i>Ziegler/Nichols</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Corrente elétrica, Ampère (A)
$ABC$	Fases elétricas, Volt (V)
$b$	Peso do ponto de ajuste no termo proporcional
$c$	Peso do ponto de ajuste no termo derivado
$C$	Capacitância elétrica, Farad (F)
$cv$	Cavalo Vapor
$dq$	Transformada de Clarke e Park
$e(t)$	Erro no domínio do tempo
$e_r(t)$	Resíduo
$G(s)$	Função de transferência contínua
$G_c(s)$	Controle de velocidade
$G_1c(s)$	Controle de posição
$G(z)$	Função de transferência discreta
$Hz$	Frequência elétrica, Hertz (Hz)
$i_a, i_b, i_c$	Correntes elétricas do motor, Ampère (A)
$i_a^*, i_b^*, i_c^*$	Correntes elétricas de referência, Ampère (A)
$i_d$	Corrente elétrica de campo, Ampère (A)
$i_d^*$	Referência de corrente elétrica de campo, Ampère (A)
$i_q$	Corrente elétrica de quadratura, Ampère (A)
$i_q^*$	Referência de corrente elétrica de quadratura, Ampère (A)
$K$	Ganho estático
$K_d$	Ganho derivativo do controlador PID
$K_i$	Ganho integral do controlador PID
$K_p$	Ganho proporcional do controlador PID
$L$	Indutância elétrica, Henry (H)
$L_r$	Indutância total de cada fase do rotor, Henry (H)

$R_r$	Resistência total de cada fase do rotor, Ohm ( $\Omega$ )
$T_a, T_b, T_c$	Período para chaveamento dos circuitos de potência
$T_d$	Tempo derivativo (s)
$T_f$	Tempo de filtro derivativo (s)
$T_i$	Tempo integrativo (s)
$t_r$	Tempo de subida (s)
$t_s$	Tempo de acomodação (s)
$u(t)$	Entrada do sistema
$y(t)$	Saída do sistema
$V$	Tensão elétrica, Volt (V)
$\theta$	Atraso de transporte
$\theta_e$	Somatório da posição de escorregamento com posição atual do eixo do motor
$\theta_i$	Vetor de parâmetros
$\theta_r$	Posição atual do eixo do motor
$\theta_r^*$	Referência de posição
$\theta_{sl}$	Posição de escorregamento
$\lambda$	Desempenho desejado
$\tau$	Constante de tempo
$\varphi$	Matriz de regressores
$\omega_r$	Velocidade atual do eixo do motor
$\omega_r^*$	Referência de velocidade

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
<b>1.1</b>	<b>Importância do trabalho</b>	<b>18</b>
<b>1.2</b>	<b>Revisão da literatura</b>	<b>19</b>
<b>1.3</b>	<b>Motivação e problemática</b>	<b>22</b>
<b>1.4</b>	<b>Objetivos</b>	<b>23</b>
<i>1.4.1</i>	<i>Objetivo geral</i>	<i>23</i>
<i>1.4.2</i>	<i>Objetivos específicos</i>	<i>23</i>
<b>1.5</b>	<b>Produção Científica</b>	<b>24</b>
<b>1.6</b>	<b>Organização geral do trabalho</b>	<b>24</b>
<b>2</b>	<b>IDENTIFICAÇÃO DA JUNTA DO MANIPULADOR CILÍNDRICO</b>	<b>25</b>
<b>2.1</b>	<b>Configuração experimental</b>	<b>25</b>
<b>2.2</b>	<b>Coleta de dados</b>	<b>27</b>
<i>2.2.1</i>	<i>Dados do motor</i>	<i>28</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Dados da junta</i>	<i>29</i>
<b>2.3</b>	<b>Mínimos Quadrados não Recursivos</b>	<b>30</b>
<i>2.3.1</i>	<i>Identificação do modelo do motor</i>	<i>32</i>
<i>2.3.2</i>	<i>Identificação do modelo da junta</i>	<i>34</i>
<i>2.3.3</i>	<i>Comparação do modelo do motor com modelo da junta</i>	<i>35</i>
<b>2.4</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>36</b>
<b>3</b>	<b>CONTROLADORES PID E PID 2-DOF</b>	<b>37</b>
<b>3.1</b>	<b>Controlador PID</b>	<b>37</b>
<b>3.2</b>	<b>Controlador PID discreto</b>	<b>38</b>
<b>3.3</b>	<b>Controlador PID 2-DOF</b>	<b>39</b>
<b>3.4</b>	<b>Métodos de sintonia</b>	<b>42</b>
<i>3.4.1</i>	<i>Ziegler/Nichols (ZN)</i>	<i>42</i>
<i>3.4.2</i>	<i>Chien-Hrones-Reswick (CHR)</i>	<i>43</i>
<i>3.4.3</i>	<i>Internal Model Control (IMC)</i>	<i>44</i>
<i>3.4.4</i>	<i>Método Skogestad IMC (SIMC)</i>	<i>44</i>
<b>3.5</b>	<b>Métricas de avaliação dos controladores</b>	<b>45</b>
<b>3.6</b>	<b>Identificação do modelo de 1ª ordem com atraso da junta do manipulador</b>	<b>46</b>

3.7	Parâmetros dos controladores a partir dos métodos de sintonia . . . . .	48
3.8	Considerações Finais . . . . .	50
4	<b>RESULTADOS DOS CONTROLADORES</b> . . . . .	51
4.1	Resultados das simulações com o PID . . . . .	51
4.2	Resultados das simulações com o PID 2-DOF . . . . .	53
4.3	Comparação das simulações entre controladores PID e PID 2-DOF . . . . .	55
4.4	Resultados experimentais com o PID . . . . .	57
4.5	Comparação dos resultados experimentais do controlador PID . . . . .	58
4.6	Discussões . . . . .	59
4.7	Considerações Finais . . . . .	60
5	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> . . . . .	61
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	62
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	66
	<b>APÊNDICE A</b> – Código de identificação do modelo da junta . . . . .	66
	<b>APÊNDICE B</b> – Código de simulação controladores . . . . .	73

# 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a importância deste trabalho, a revisão da literatura sobre as pesquisas com aplicações utilizando controladores PID, suas variações e outros tipos de controladores com diversas formas de sintonia. Também serão apresentados os objetivos, bem como as produções científicas e a organização do mesmo.

## 1.1 Importância do trabalho

O modelo matemático de um sistema pode ser identificado e aspectos essenciais podem ser utilizados para uso no controle. Segundo Ljung e Glad (1994), os procedimentos envolvidos na elaboração de modelos matemáticos são: análise físico-matemática e análise experimental. Esses procedimentos possibilitam a obtenção de modelos que representam a dinâmica em um ponto de operação da planta. Quando utilizado no controle de processos, não se pretende obter um modelo matemático exato, mas sim um modelo adequado à aplicação (Coelho; Coelho, 2004).

Existem diversos tipos de controladores aplicados aos processos industriais. O controlador PID se destaca devido sua simplicidade de aplicação e ajuste. Um controlador PID é um sistema de controle amplamente utilizado em aplicações de engenharia e automação. Ele foi projetado para manter um ponto de ajuste desejado (valor alvo) ajustando continuamente uma saída de controle com base na diferença entre o ponto de ajuste e a variável do processo (valor medido).

Selecionar o tipo apropriado de controlador PID e ajustar os ganhos é crucial para alcançar um controle estável e responsivo em diversas aplicações industriais. A escolha muitas vezes depende das características e requisitos específicos do sistema controlado. Geralmente esse ajuste é feito com base em um ponto de operação da planta. Existem diversas formas de sintonia de controladores na literatura, cabendo ao projetista a escolha da que melhor se encaixa na sua aplicação.

A robótica industrial é um campo da automação que se concentra no projeto, desenvolvimento e aplicação de sistemas robóticos em ambientes industriais e de manufatura. Esses robôs são projetados para realizar uma ampla gama de tarefas, desde ações simples e repetitivas até operações complexas e de precisão. Ela continua a evoluir rapidamente, impulsionada pelos avanços na tecnologia e pela necessidade de maior automação em vários setores. Esses robôs

desempenham um papel vital no aumento da produtividade, qualidade e eficiência na fabricação e em outras aplicações industriais.

## 1.2 Revisão da literatura

Muitas pesquisas atualmente utilizam o algoritmo dos MQ na identificação de modelos de controle. No artigo de Takemoto *et al.* (2022) foi realizado um estudo dos MQ para identificação de um sistema caixa-cinza a partir do modelo *autoregressive with exogenous inputs* (ARX). O método foi aplicado em um circuito Resistor-Capacitor (RC), onde foram coletados dados experimentais através das plataformas Arduino<sup>®</sup> e Simulink<sup>®</sup> e utilizado o *software Matlab*<sup>®</sup> para implementação do MQ com base no modelo ARX. Ao final, o modelo estimado apresentou uma acurácia de 99,19% para os dados medidos no processo.

No artigo de Fadwa *et al.* (2022) foram usados MQ para encontrar a solução ótima e a identificação foi realizada em um *loop* devido ao caráter de integrador duplo instável dos robôs. O artigo enfocou esta técnica e propôs uma extensão deste método que foi aplicado a um robô com 2 graus de liberdade no plano. Na pesquisa de Zhang *et al.* (2015) foi utilizado o método de MQ para resolver o problema de manobrar navios com 4 graus de liberdade. O algoritmo foi utilizado para realizar a identificação dos parâmetros do modelo com os dados de teste em escala real. Um novo algoritmo de mínimos quadrados multi-inovação transformado (*Transformed Multi-Innovation Least Squares* (TMILS)) foi utilizado.

No trabalho de Costa *et al.* (2016) é realizado a identificação de parâmetros de um manipulador robótico com dois graus de liberdade utilizando o método de MQ. Os parâmetros identificados são as massas, os atritos viscosos e os atritos de *Coulomb* de cada junta. O manipulador é modelado utilizando-se *Lagrange*, e então no modelo obtido é realizada uma trajetória pseudo-aleatória afim de se coletar valores experimentais para aplicação do método de MQ.

O artigo de Batista *et al.* (2020) apresentou a identificação da cinemática inversa de um manipulador cilíndrico usando técnicas de identificação de MQ, *Recursive Least Square* (RLS) e um algoritmo de identificação de parâmetros dinâmicos baseado em *Particle Swarm Optimization* (PSO) com espaço de busca definido por RLS (RLSPSO). No trabalho de Silva *et al.* (2020) foi apresentada a identificação e controle de uma planta de nível utilizando um Controlador Lógico Programável (CLP). A identificação da planta foi realizada pelo modelo paramétrico *First Order Plus Delay Time* (FOPDT), utilizando os seguintes métodos: *Ziegler/Nichols*, *Hägglund*,

*Smith e Sundaresan/Krishnaswamy.*

Pode ser destacado também que os controladores PID são amplamente utilizados nas pesquisas atuais, como pode ser visto nos artigos (Liu *et al.*, 2022; Jamil *et al.*, 2022; Mok; Ahmad, 2022; Joseph *et al.*, 2022). Para controlar o modelo identificado, é comum o uso de controladores PID e suas diversas estruturas. Segundo Ribeiro *et al.* (2017), o controlador PID é uma das topologias de controle mais utilizadas na indústria, atingindo 95% das malhas de controle. É importante que os ganhos proporcional, integral e derivativo sejam ajustados corretamente com base no ponto de operação desejado no processo. O artigo de Souza *et al.* (2021) apresentou o controle de velocidade de uma junta de manipulador robótico acionada por um motor de indução trifásico que usa modulação vetorial espacial baseada em modulação por largura de pulso onde o PID foi sintonizado com *metaheurísticas*.

Para que uma planta/processo industrial tenha uma boa resposta, é importante que o sistema de controle tenha melhor eficiência, ou seja, os ganhos do controlador devem estar corretamente ajustados. No trabalho Batista *et al.* (2014) foi apresentado um estudo comparativo de métodos de sintonia de controladores PID encontrados na literatura. O sistema utilizado foi aproximado a um modelo de 1ª ordem com atraso, os métodos de sintonia apresentados tratam especificamente de sistemas desta categoria. Os métodos abordados foram analisados através de simulações utilizando o *software Matlab*® e comparado com métricas de controle como tempo de pico, tempo de estabilização, *overshoot*, *Root Mean Square Uncertainty* (RMSU) e *Root Mean Square Error* (RMSE).

Existem na literatura outras variações dos controladores PID em diferentes aplicações a fim de melhorar seu desempenho e precisão de controle. Em Ghazali *et al.* (2022) foi desenvolvido um método baseado na dinâmica de experimentação segura adaptativa (*Adaptive Safe Experimentation Dynamics* (ASED)) onde o parâmetro de projeto atualizado é modificado para se adaptar à mudança na função objetivo. A ASED é usada para ajustar os parâmetros do controlador neuroendócrino-PID, que é baseado na regra de secreção de regulação hormonal no corpo humano e que foi escolhido para melhorar a estrutura do controlador PID convencional para sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (MIMO). A avaliação do PID neuroendócrino proposto com base no método ASED é realizada rastreando seu desempenho e tempo computacional.

Um estudo sobre o controlador Integral-Proporcional-Derivativo (I-PD) é realizado em Dogruer (2023). Os pesquisadores apresentaram um algoritmo de controle fundamentado

em um preditor de *Smith* baseado em I-PD para o controle de processos inversos instáveis ou integrados atrasados. Os parâmetros do controlador são ajustados usando o algoritmo otimizador de equilíbrio (*Equilibrium Optimizer* (EO)), que determina os parâmetros ótimos do controlador minimizando o erro e o sinal de controle usando uma função multiobjetivo baseada no critério de desempenho integral do erro absoluto ponderado no tempo (*Integral of Time-weighted Absolute Error* (ITAE)). Isso determina os parâmetros do controlador que fornecerão o rastreamento do ponto de ajuste e o controle de rejeição de distúrbio mais adequado. Como resultado, verifica-se que as respostas transitórias e a rejeição de distúrbios dos processos inversos instáveis ou integrados atrasados são melhoradas com o método proposto.

O artigo Ateş *et al.* (2015) apresenta um controlador PID de coeficiente variável baseado em sigmóide (*Sigmoid Based Variable Coefficient PID* (SBVC-PID)) para o sistema MIMO de rotor duplo (*Twin Rotor MIMO System* (TRMS)). Os coeficientes  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  do controlador SBVC-PID proposto são alterados dinamicamente de acordo com uma função sigmóide modificada do sinal de erro, limitando-os entre valores inferiores e superiores predeterminados. Os polinômios de *Kharitonov* são usados para garantir que a mudança no coeficiente SBVC-PID ocorra nos intervalos de estabilidade robustos. Devido à mudança dinâmica dos coeficientes SBVC-PID, o desempenho do controle é melhorado em comparação com o PID convencional.

No artigo de Pereira e Reis (2014), foi realizada uma avaliação de desempenho de um conjunto de estruturas de controlador PID, incluindo o PID 2-DOF, métodos discretos e de ajuste aplicados a um sistema de controle digital de velocidade do motor de Corrente Contínua (CC). Foram apresentados os controladores discretos escolhidos com base na estrutura de *Reference Signal Tracking* (RST), os métodos de sintonia do controlador, o sistema digital de controle de velocidade utilizado, o processo de identificação por meio de um sinal *Pseudorandom Binary Sequence* (PRBS), simulações, experimentos e resultados. O artigo de Hussain *et al.* (2022) mostrou uma abordagem de estratégia de controle de potência ativa para um sistema híbrido de potência (*Hybrid Power System* (hPS)) ilhado. Os controladores 2-DOF foram empregados para os hPS considerados autônomos de modo a conter a flutuação de frequência sob condições variáveis.

Em Mohammed *et al.* (2022) foi proposto um estudo para encontrar uma solução para superar as incertezas e não-linearidades de um robô manipulador projetando um controlador adaptativo PID 2-DOF executado por um sistema supervisor de lógica *fuzzy* (*Fuzzy Logic System* (FLS)). As simulações são realizadas no *software Matlab*<sup>®</sup> e ao final conclui-se que o

controlador adaptativo PID 2-DOF possui um melhor desempenho em comparação com outros controladores tradicionais de ganho fixo. Já no artigo de Adar e Kozan (2016) é proposto um controlador PID 2-DOF para controle de um manipulador robótico rígido de seis graus de liberdade onde é realizada uma comparação de desempenho entre o controlador PID 2-DOF e controladores PID tradicionais. Ao final é constatado o melhor desempenho do PID 2-DOF.

Um estudo sobre o controlador PID 2-DOF aplicado para o controle de velocidade de motores CC é realizado em Kumar *et al.* (2015) e é verificado sua melhor performance em relação a aplicação do controlador PID. No artigo de Guras *et al.* (2022) também é realizado um estudo do controlador PID 2-DOF aplicado a um motor elétrico CC com engrenagem helicoidal com o objetivo de verificar o efeito dos parâmetros adicionados do controlador PID 2-DOF na dinâmica do controle de malha fechada. O artigo mostra como o *overshoot* da variável controlada é eliminado usando o PID 2-DOF.

Além dos controladores PID e PID modificados, existem na literatura outros tipos de controladores que são utilizados e comparados com os controladores PID e suas variações em diversas aplicações. Em Tao *et al.* (2023), é realizado um estudo de controle que combina o controle de movimento longitudinal e lateral da tarefa de seguimento de caminho para um veículo terrestre autônomo (*Autonomous Ground Vehicles (AGV)*). No controle de movimento lateral, um modelo cinemático modificado é introduzido para melhorar o desempenho do caminho seguidor e o controlador inteligente baseado em aprendizagem emocional cerebral (*Brain Emotional Learning-Based Intelligent Controller (BELBIC)*) é aplicado para controlar a direção do rumo. O algoritmo PSO é usado para ajustar os parâmetros BELBIC. Como resultados da simulação, o artigo mostra que o controlador BELBIC permitiu que o AGV seguisse o caminho desejado com um deslocamento lateral menor em relação à aplicação do controlador PID.

### **1.3 Motivação e problemática**

Muitas pesquisas utilizam os MQ para identificação de modelos de manipuladores, como pode ser visto na revisão literária desta pesquisa, além disso os controladores PID e suas variações são amplamente utilizados nas aplicações práticas da indústria ou em laboratórios de pesquisas, mostrando sua importância para os sistemas de controle.

Os pesquisadores do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (GPAR) da Universidade Federal do Ceará (UFC) vêm ao longo dos últimos anos realizando pesquisas voltadas ao controle de manipuladores acionados por MIT com testes na bancada experimental

presente no laboratório do GPAR. Destaque para as pesquisas de: (Barbosa, 2014), (Rebouças, 2017) e (Batista, 2023).

Dando continuidade ao que já vem sendo desenvolvido na bancada experimental do manipulador, pode-se destacar que esta pesquisa apresenta uma contribuição importante do ponto de vista de controladores PID, ao se investigar qual o melhor método de sintonia para os controladores PID clássico e PID 2-DOF aplicados ao modelo identificado com MQ de uma junta de um manipulador acionado por MIT. Com isso, pode-se saber qual o melhor controlador e qual o melhor método de sintonia para a aplicação aqui apresentada.

## **1.4 Objetivos**

A seguir são apresentados os objetivos gerais e específicos do trabalho.

### ***1.4.1 Objetivo geral***

O objetivo deste trabalho é aplicar o controle de velocidade da junta rotacional de um manipulador cilíndrico acionado por MIT através dos controladores PID e PID 2-DOF com sintonia pelos métodos ZN, CHR, IMC e SIMC.

### ***1.4.2 Objetivos específicos***

Os objetivos específicos deste trabalho são enumerados a seguir:

1. Estudar o estado da arte relacionado ao modelo dinâmico de manipuladores robóticos e de controladores PID e PID 2-DOF;
2. Identificar o modelo da junta rotacional de um manipulador acionado por MIT utilizando MQ;
3. Desenvolver controladores PID e PID 2-DOF com os ganhos ajustados com ZN, CHR, IMC e SIMC;
4. Realizar uma comparação dos métodos de sintonia aplicados aos controladores PID e PID 2-DOF utilizando perfis de entrada;
5. Realizar análise de desempenho dos controladores através de métricas.

## 1.5 Produção Científica

Os resultados parciais deste trabalho, até o momento, foram reunidos nos artigos publicados a seguir.

1. Silva, F. H. V., Batista, J. G., Souza, D. A., Lima, A. F., dos Reis, L. L., Júnior, A. B. S., & Dias, E. V. (2022). Controle e identificação de parâmetros de uma junta de um manipulador com base em PID, PID 2-DOF e mínimos quadrados. *In Congresso Brasileiro de Automática-CBA*.
2. Silva, F., Batista, J., Souza, D., Lima, A., dos Reis, L., & Barbosa, A. (2023). *Control and identification of parameters of a joint of a manipulator based on PID, PID 2-DOF, and least squares*. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 45(6), 327.

## 1.6 Organização geral do trabalho

O trabalho está organizado em cinco capítulos, os quais apresentam uma sequência que mostra passo a passo o estudo e desenvolvimento do mesmo. No Capítulo 2 é apresentada as características mecânicas e elétricas do manipulador cilíndrico e a modelagem matemática por MQ para obtenção da função de transferência da junta rotacional do manipulador. No Capítulo 3 são apresentados os controladores PID, PID 2-DOF, os métodos de sintonia utilizados, as métricas de avaliação dos controladores, o modelo identificado em 1ª ordem da junta do manipulador e os parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  dos controladores que são calculados a partir dos métodos de sintonia propostos. No Capítulo 4 são apresentados os resultados dos controladores PID e PID 2-DOF aplicados ao modelo por MQ da junta rotacional do manipulador. Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões, as análises dos resultados e as propostas de trabalhos futuros.

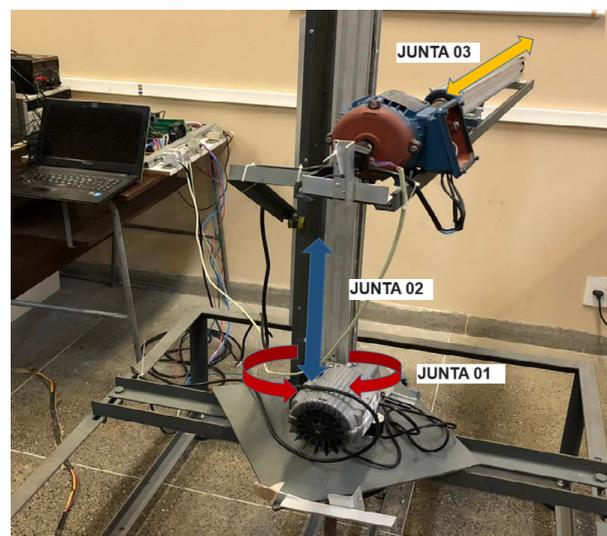
## 2 IDENTIFICAÇÃO DA JUNTA DO MANIPULADOR CILÍNDRICO

Esta seção apresenta as características do manipulador cilíndrico utilizado na configuração experimental deste trabalho, traz os procedimentos para o experimento de coleta de dados e o método de identificação de MQ utilizado para modelagem da função de transferência da junta rotacional do manipulador. Além disso é realizada a identificação do modelo do motor para comparação com o modelo da junta.

### 2.1 Configuração experimental

Neste trabalho é utilizado um manipulador robótico cilíndrico acionado por motores de indução trifásicos. Como pode ser visto na Figura 1, a primeira junta se move em torno do eixo principal da estrutura (movimento rotacional), e a segunda e terceira juntas possuem movimentos lineares (prismáticos) que são definidos como Rotacional-Prismático-Prismático (RPP). Os motores de indução trifásicos utilizados são do tipo gaiola de esquilo cuja potência foi escolhida para que cada junta do manipulador pudesse ser movimentada.

Figura 1 – Configuração do manipulador cilíndrico.



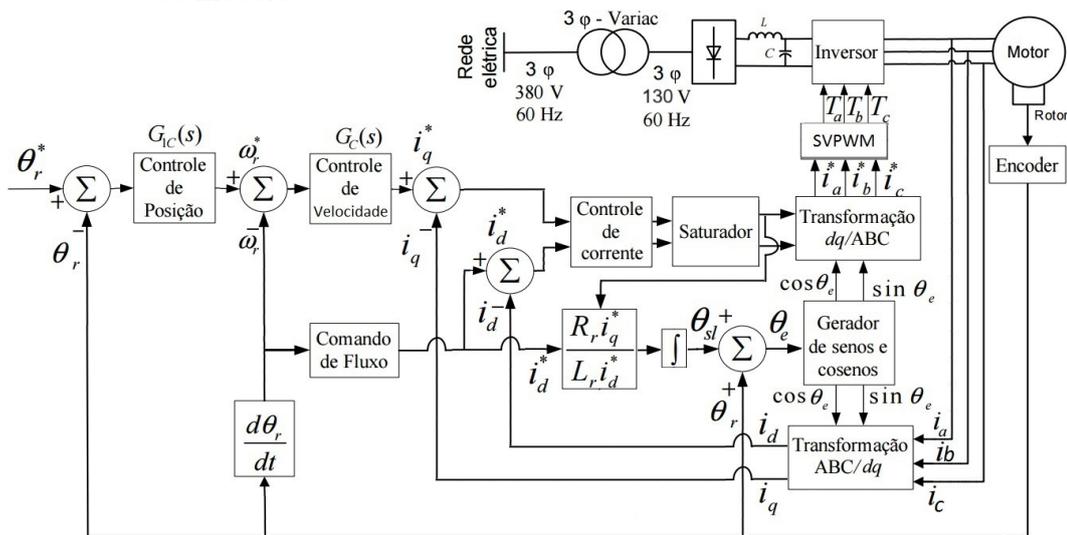
Fonte: Elaborado pelo autor.

A bancada experimental permite o controle em cascata de corrente, velocidade e posição. Neste primeiro momento controla-se a velocidade, mas posteriormente será aplicado ao controle de posição, sendo para isso necessário realizar o controle de velocidade.

O manipulador é acionado por motores de indução trifásicos, conforme mostrado na Figura 1, do tipo gaiola de esquilo. A junta 1 do manipulador é acionada com motor de 0,5 cv

de potência nominal, tensão nominal de 220/380 V, 4 *polos*, e com corrente nominal de 1,18 A com ligação delta, pois a tensão utilizada é de até 220 V. Um processador e controlador de sinais digitais, (*Digital Signal Processors & Controllers (DSPC)*) da *Texas Instruments*<sup>®</sup>, modelo *TMS320F28335*<sup>®</sup> foi utilizado para a coleta de dados. A principal vantagem de utilizar este modelo se deve ao fato de que, além do alto desempenho, ser capaz de executar 150 Milhões de Instruções por Segundo (MIPS) e suportar de forma intrínseca a modulação em vetores espaciais (*Space Vector Modulation Based on Pulse Width Modulation (SVPWM)*). A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle de campo orientado (*Field Oriented Control (FOC)*), que representa o modelo utilizado na coleta de dados para a identificação da junta do manipulador e também para o controle de velocidade nos testes experimentais (Batista, 2023).

Figura 2 – Configuração do acionamento da máquina de indução para a identificação do modelo.



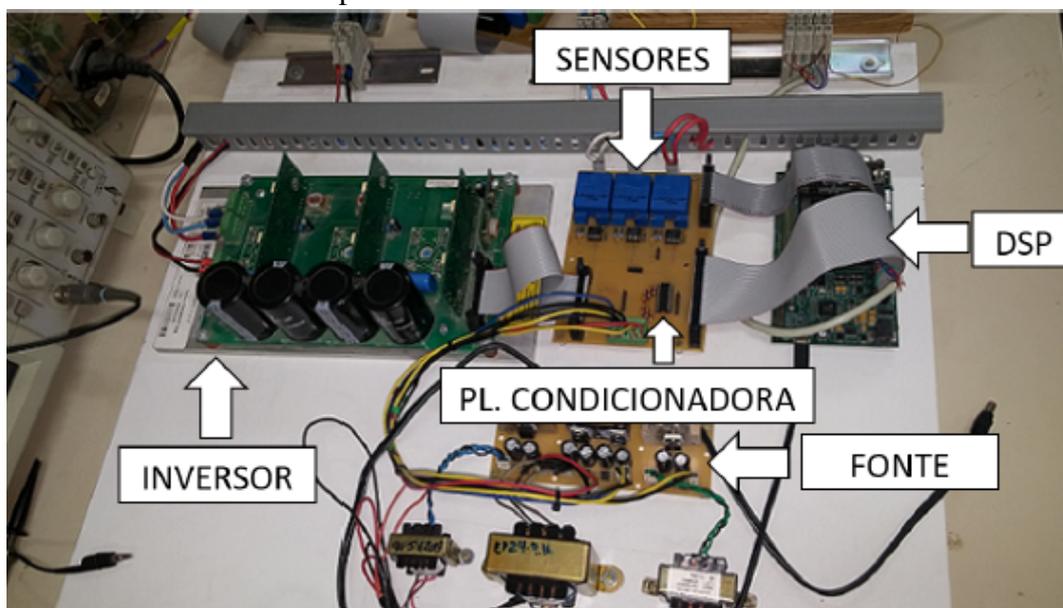
Fonte: Rebouças (2017).

Para a aplicação do controle de velocidade, analisando a Figura 2, temos que o bloco de controle de velocidade,  $G_c(s)$ , envia o comando da corrente de quadratura,  $i_q^*$ . A corrente de comando de eixo direto,  $i_d^*$ , é calculada no bloco Comando de Fluxo, tendo a realimentação da velocidade do rotor,  $\omega_r$ , proveniente do bloco de filtro digital,  $d\theta_r/dt$ , que utiliza da posição do rotor,  $\theta_r$ , obtida pelo *encoder* fixado no eixo do motor. Os comandos das correntes de quadratura e de eixo direto vão para o bloco Controle de corrente que, após passar pelo bloco Saturador, obtém-se as referências de corrente para o bloco Transformação  $dq/ABC$ , que, por sua vez, fornece ao bloco SVPWM os comandos de corrente  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  e  $i_c^*$ , que então calcula os períodos dos gatilhos das chaves  $T_a$ ,  $T_b$  e  $T_c$  enviados ao bloco Inversor que, por fim, fornece as correntes necessárias para acionar o motor de indução (Rebouças, 2017).

Quando o sistema está em operação a corrente de campo,  $i_d$ , é escolhida de modo a manter o fluxo constante, neste caso foi utilizada a corrente,  $i_d = 1,4 A$ , de modo que o conjugado pode ser controlado pela mudança na corrente de quadratura,  $i_q$ , que é modificada por um sinal PRBS. Uma vez que  $i_d$  é desacoplada de  $i_q$ , ou seja, uma corrente teoricamente não influencia na outra (Barbosa, 2014).

Os outros instrumentos utilizados foram: sensores de corrente de efeito hall da LEM<sup>®</sup>, modelo  $LA - 25 - NP$ <sup>®</sup>; inversor trifásico (comutação em  $10 kHz$ ), da Semikron<sup>®</sup>, modelo  $SKS18GB6I11V12$ <sup>®</sup> e um *encoder* de 400 pulsos/revolução, da Avago<sup>®</sup>, modelo  $HEDS - 5500$ <sup>®</sup>, para realizar a medição da velocidade da junta do manipulador. Na Figura 3 é apresentada a bancada experimental com os circuitos e placas, nela foi utilizada uma fonte de tensão auxiliar capaz de fornecer 4 níveis de tensão contínua. Sendo  $18 V$  a tensão para chavear os gatilhos do inversor trifásico,  $15 V$  e  $-15 V$  a tensão para os sensores de corrente e  $5 V$  a tensão para o painel de alimentação de condicionamento de sinal (Rebouças, 2017).

Figura 3 – Bancada experimental com os circuitos utilizados para controle e acionamento do manipulador.



Fonte: Rebouças (2017).

## 2.2 Coleta de dados

Os experimentos de identificação são realizados na plataforma de *software e hardware* de desenvolvimento próprio, conforme mostrado nas Figuras 1, 2 e 3. O código apresentado no APÊNDICE A é utilizado na identificação.

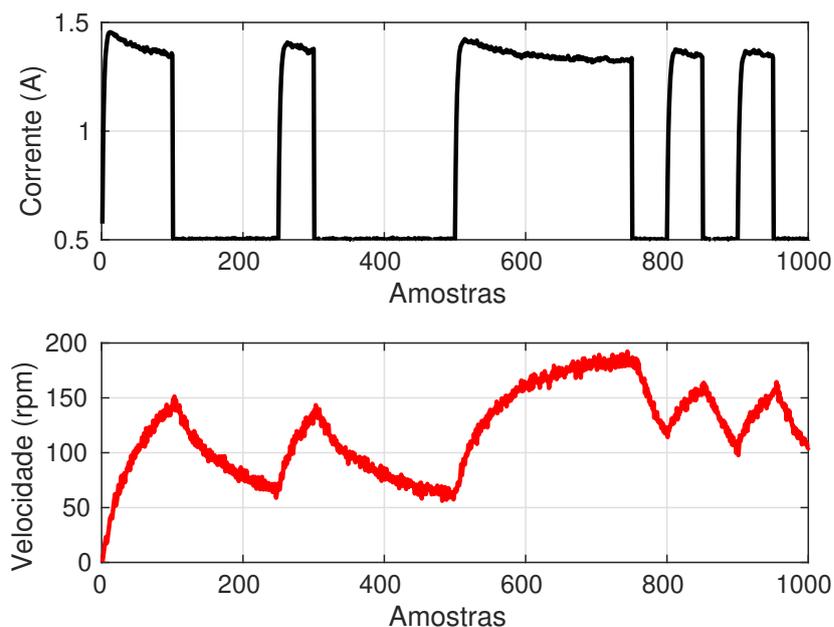
Foram realizados dois experimentos na bancada experimental a fim de se obter o modelo matemático do motor (sem carga) e o modelo matemático da junta (motor com carga). Os dados coletados são de corrente (entrada) e velocidade (saída), um sinal PRBS de corrente na entrada do sistema foi utilizado para que comportamentos mais dinâmicos sejam explorados. Com o sinal PRBS aplicado na entrada do sistema ( $i_q$ ), é realizado a leitura do *encoder* instalado no motor para o cálculo da resposta da velocidade.

### 2.2.1 Dados do motor

Dois experimentos foram realizados a fim de se coletar os dados de corrente e velocidade do motor. Os dados de cada experimento têm 2000 amostras, sendo 1000 amostras de corrente e 1000 amostras de velocidade. O primeiro conjunto de dados foi utilizado para estimar o modelo e o segundo conjunto de dados para testá-lo (Batista, 2023).

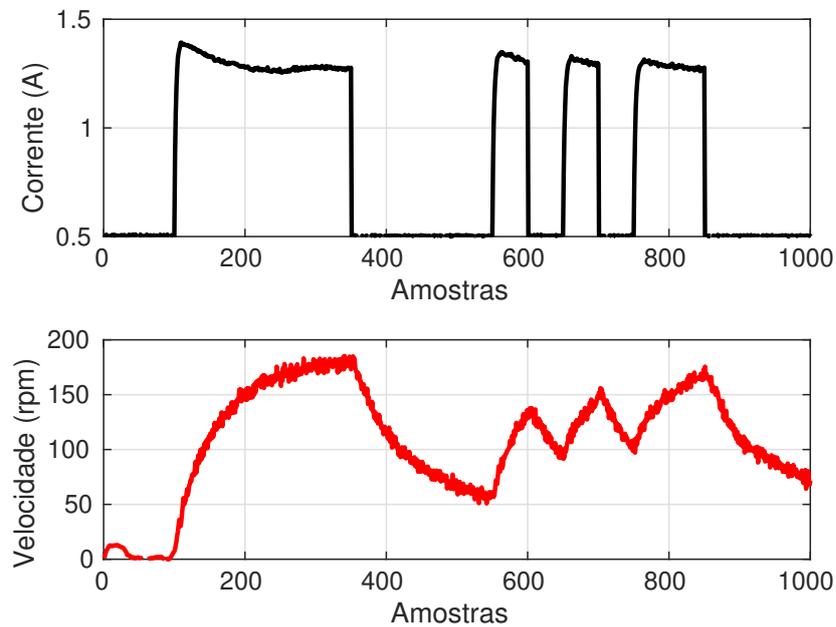
A Figura 4 apresenta os dados de entrada e saída para o estágio de treinamento dos algoritmos do modelo matemático do motor. A Figura 5 apresenta os dados utilizados no estágio de validação do modelo matemático do motor.

Figura 4 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de treinamento do modelo matemático do motor.



Fonte: Batista (2023).

Figura 5 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de validação do modelo matemático do motor.



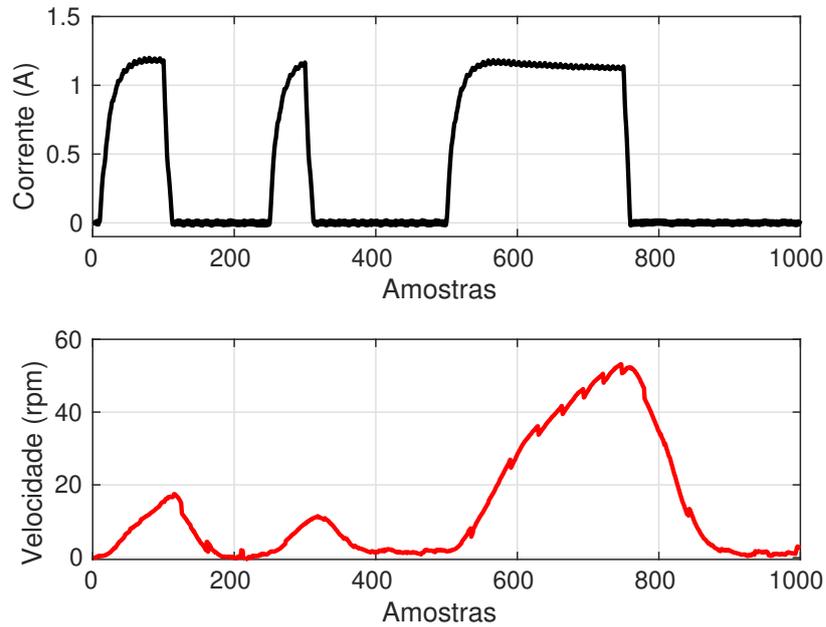
Fonte: Batista (2023).

### 2.2.2 Dados da junta

Na identificação do modelo matemático da junta foi realizado um único experimento com a coleta de 2000 amostras de corrente e 2000 amostras de velocidade. Esses dados foram utilizados para determinação do modelo, sendo 50% dos dados de corrente e velocidade utilizados para treinamento e os outros 50% para a validação.

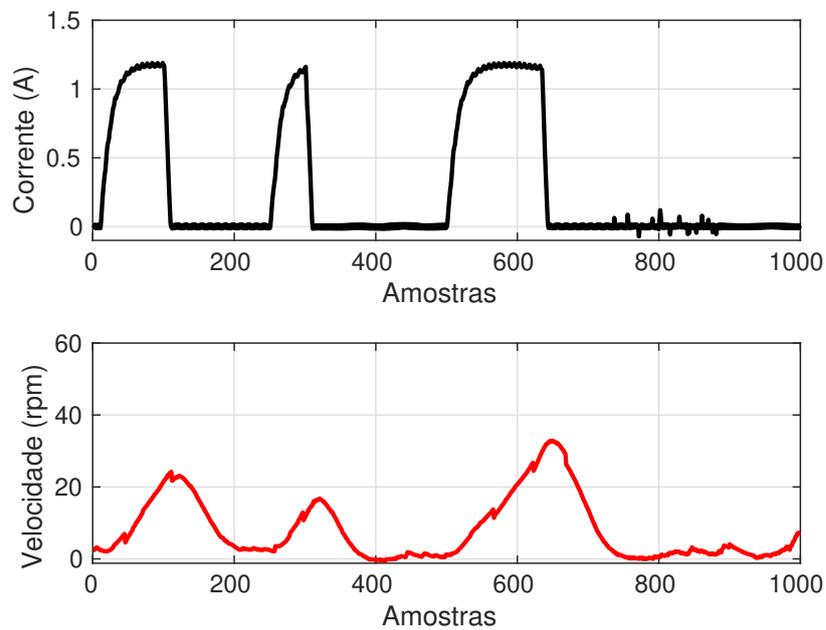
A Figura 6 e a Figura 7 apresentam, respectivamente, os dados de entrada e saída para o estágio de treinamento e os dados utilizados no estágio de validação dos algoritmos do modelo matemático da junta.

Figura 6 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de treinamento do modelo matemático da junta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 7 – Entrada e saída reais da planta para o estágio de validação do modelo matemático da junta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 2.3 Mínimos Quadrados não Recursivos

Os mínimos quadrados não recursivos - MQ (*Least Square - LS*) é um dos mais conhecidos e utilizados nas mais diversas áreas (Aguirre, 2007). Neste trabalho, optou-se por

MQ devido a característica dinâmica dos dados coletados terem a forma de séries temporais com dados de entradas  $\{u(1), u(2), \dots, u(n)\}$  e dados de saídas  $\{y(1), y(2), \dots, y(n)\}$ .

Neste caso, o processo de identificação da junta do manipulador foi caracterizado por uma função de transferência linear discreta na forma (Coelho; Coelho, 2016):

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + e_r(t), \quad (2.1)$$

sendo  $u(t)$  a corrente,  $y(t)$  a velocidade e as matrizes e vetores apropriados têm tamanhos conhecidos.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (2.2)$$

e

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + a_{nb}z^{-nb}. \quad (2.3)$$

sendo  $na$  e  $nb$  ordens dos polinômios  $A$  e  $B$  com parâmetros  $a_i (i = 1, \dots, na)$  e  $b_j (j = 0, \dots, nb)$ .

Considerando que foram realizadas medições  $n$  suficientes para determinar os parâmetros  $a_i$  e  $b_j$ , temos:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(n-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi^T(0) \\ \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(n-1) \end{bmatrix} \theta_i + \begin{bmatrix} e_r(0) \\ e_r(1) \\ \vdots \\ e_r(n-1) \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

que pode ser representado em forma de matriz como:

$$y(t) = \varphi(t)^T \theta_i + e_r(t), \quad (2.5)$$

sendo  $\varphi(t)$  chamado de matriz de regressores,  $e_r(t)$  o resíduo e  $\theta_i$  o vetor de parâmetros.

A estimativa dos parâmetros é calculada, sendo  $\theta_i$  o vetor de parâmetros e  $\varphi(t)$  o vetor regressivo.

Aplicando o princípio dos MQ (Ljung; Söderström, 1983) a equação (2.5) produz-se a estimativa MQ de  $\theta_i$

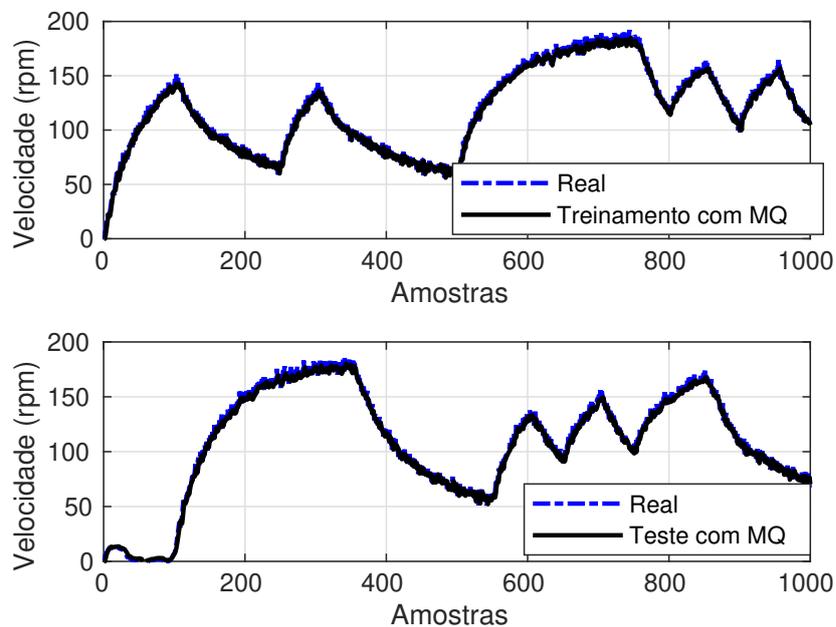
$$\hat{\theta}_{LS}(t) = \left[ \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) \right]^{-1} \left[ \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i) \right] \quad (2.6)$$

O processo de identificação pode ser melhorado usando a proximidade total dos mínimos quadrados, que também considera as incertezas na matriz de regressão.

### 2.3.1 Identificação do modelo do motor

A identificação com MQ do modelo do motor apresentou os resultados na Figura 8. A parte superior da figura mostra a etapa de treinamento onde são obtidos os parâmetros do algoritmo. Esses parâmetros de treinamento foram utilizados com os dados experimentais do ensaio para validação, que está apresentado na parte inferior da Figura 8.

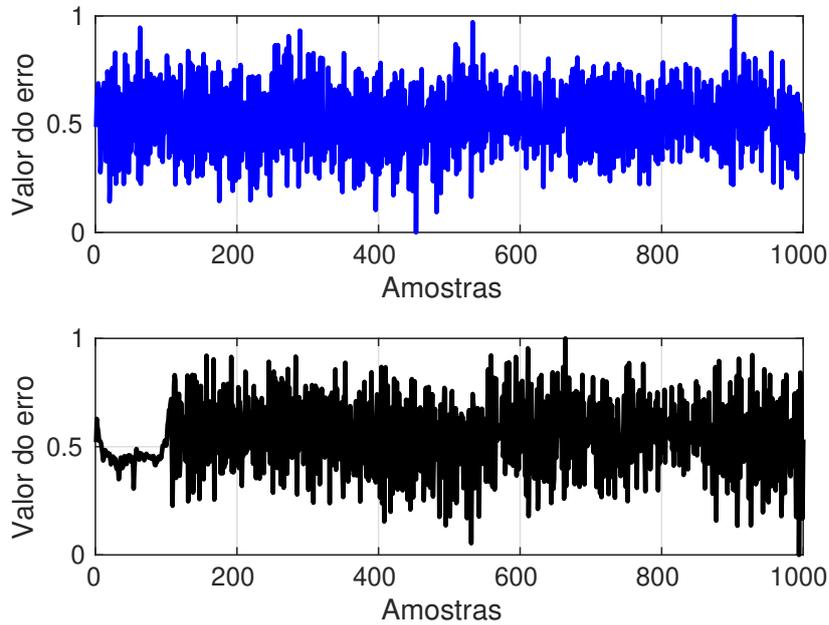
Figura 8 – Curvas de treinamento e validação para identificação com MQ do modelo do motor.



Fonte: Batista (2023).

A Figura 9 mostra as curvas de erro normalizado para treinamento e validação do algoritmo de mínimos quadrados para o modelo do motor.

Figura 9 – Curvas de erro normalizado do treinamento e da validação para o MQ do modelo do motor.



Fonte: Batista (2023).

O vetor de regressão  $\theta_i$  gerado no treinamento e utilizado no teste de validação do algoritmo MQ é escrito como:

$$\theta_i = \begin{bmatrix} -0.3770 & -0.5939 & 2.2830 & -0.0783 \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

A função de transferência em tempo discreto gerada com o modelo de treinamento MQ, com tempo amostral de  $0,2 \text{ s}$ , é apresentada como:

$$G(z) = \frac{2.283z - 0.07834}{z^2 - 0.377z - 0.5939}. \quad (2.8)$$

A função de transferência apresentada em (2.8) representa o modelo da planta identificada pelos MQ em tempo discreto.

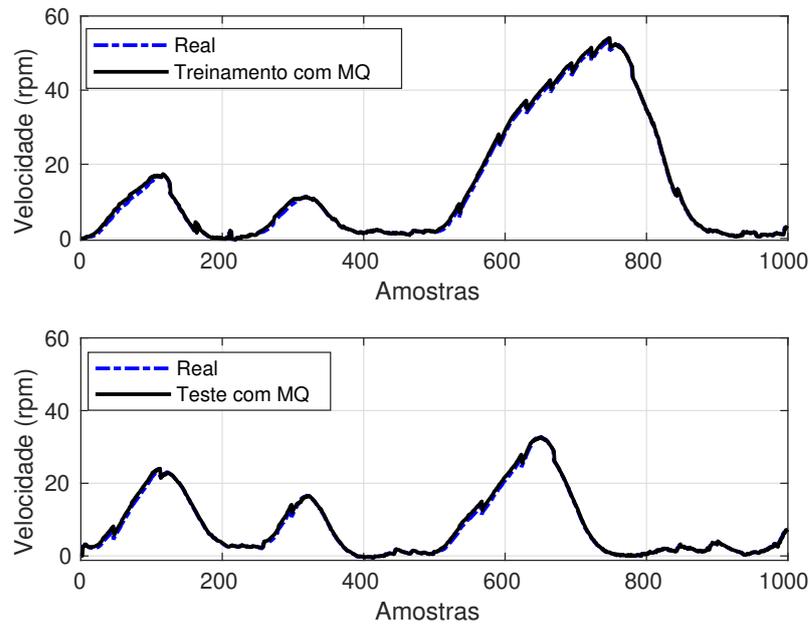
Para o modelo identificado pelo algoritmo MQ, pode-se escrever a função de transferência contínua,

$$G(s) = \frac{8,32s^2 + 179,7s + 1754}{s^3 + 5,119s^2 + 253,5s + 23,15}. \quad (2.9)$$

### 2.3.2 Identificação do modelo da junta

A identificação do modelo da junta é semelhante a identificação do modelo do motor. A Figura 10 traz na parte superior a etapa de treinamento e na parte inferior a etapa de validação.

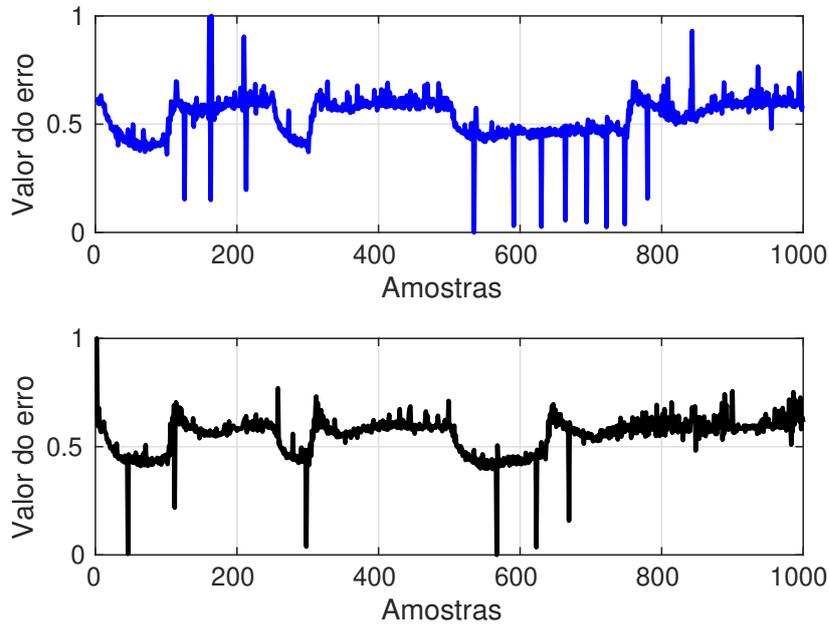
Figura 10 – Curvas de treinamento e validação para identificação com MQ do modelo da junta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 11 mostra as curvas de erro normalizado para treinamento e validação do algoritmo de MQ para o modelo da junta.

Figura 11 – Curvas de erro normalizado do treinamento e da validação para o MQ do modelo da junta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O vetor de regressão  $\theta_i$  é escrito como:

$$\theta_i = \begin{bmatrix} -1,047 & 0,05518 & 0,9833 & 0,1985 \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

A função de transferência em tempo discreto gerada é apresentada como:

$$G(z) = \frac{0,9833z + 0,1985}{z^2 - 1,047z + 0,05518}. \quad (2.11)$$

Para o modelo identificado pelo algoritmo MQ, pode-se escrever a partir da equação (2.11) a função de transferência contínua,

$$G(s) = \frac{2,158s + 90,76}{s^2 + 14,49s + 0,6268}. \quad (2.12)$$

A equação (2.12) será usada para projetar os controladores discutidos aqui neste trabalho.

### 2.3.3 Comparação do modelo do motor com modelo da junta

Analisando a Figura 10 percebe-se que na identificação do modelo da junta a velocidade sofre pequenas variações no decorrer das amostras, apresentadas tanto na etapa de

treinamento quanto na etapa de validação, o que não é visto na Figura 8 na identificação do modelo do motor. Isso se dá devido a influência da carga que necessita de maior torque (corrente) do motor para acelerar e que acaba desacelerando mais rápido devido a força contrária ao movimento que a carga propõe.

## **2.4 Considerações Finais**

Este capítulo apresentou as características mecânicas e elétricas do manipulador cilíndrico objeto deste trabalho. Foi realizada a identificação da junta rotacional do manipulador por MQ e obtida sua função de transferência de 2ª ordem no domínio da frequência que será utilizada como base no restante do trabalho. Além disso foi realizado a identificação do modelo do motor e feito a comparação com o modelo da junta.

### 3 CONTROLADORES PID E PID 2-DOF

Neste capítulo são apresentados os controladores PID e PID 2-DOF, os métodos de sintonia, as métricas de avaliação de desempenho dos controladores e a identificação do modelo de 1ª ordem da junta rotacional do manipulador. Também são apresentados os parâmetros dos controladores calculados a partir dos métodos de sintonia propostos neste trabalho.

#### 3.1 Controlador PID

O controlador PID é o algoritmo de controle mais empregado em meio acadêmico e industrial (Batista *et al.*, 2019). Esta popularidade se deve principalmente à simplicidade no ajuste dos seus parâmetros para se obter um bom desempenho, versatilidade e confiabilidade comprovada em diversas aplicações de controle e do fato de este algoritmo estar disponível em boa parte dos principais equipamentos de controle industrial, como os CLPs e outros dispositivos disponíveis comercialmente (Kaster *et al.*, 2011).

Embora os controladores PID sejam populares e eficazes em muitas aplicações, é essencial observar que eles podem não ser a melhor escolha para todos os problemas de controle. Em alguns casos, estratégias de controle mais avançadas, tais como controle baseado em modelos ou controle adaptativo, podem ser necessárias para alcançar um desempenho ótimo.

Segundo Ogata (2010), a utilidade dos controladores PID está na sua aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle. Quando o modelo matemático da planta não é conhecido e os métodos analíticos não podem ser utilizados, controladores PID se mostram mais úteis.

A equação deste controlador no domínio do tempo é mostrada abaixo (Åström; Hägglund, 1995):

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right] \quad (3.1)$$

sendo  $u(t)$  a variável de controle,  $e(t)$  o erro,  $K_p$  é o ganho proporcional,  $T_i$  é o tempo integrativo e  $T_d$  é o tempo derivativo.

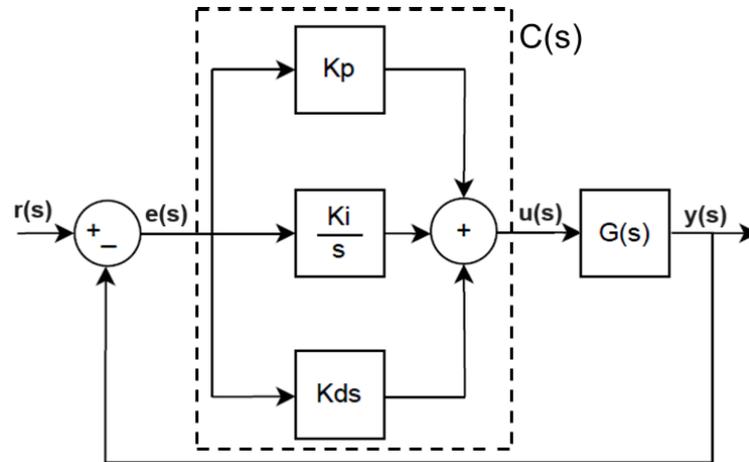
Aplicando a transformada de *Laplace* na equação (3.1) temos (Ogata, 2010):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.2)$$

sendo  $K_i$  o ganho integral e  $K_d$  o ganho derivativo.

A Figura 12 mostra o diagrama de blocos de um controlador PID paralelo clássico.

Figura 12 – Diagrama de blocos do controlador PID paralelo clássico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2 Controlador PID discreto

Para realizar os testes experimentais é necessário a forma discreta do controlador PID. Como a bancada experimental já vem sendo explorada por outros pesquisadores do grupo GPAR ao longo dos últimos anos, alguns controladores já foram implementados e servem de base para este trabalho.

Para a implementação do controlador PID considera-se a forma discreta implementada pelo pesquisador Rebouças (2017), que traz a forma das equações a diferenças para uma aproximação retangular da equação 3.1, obtendo-se:

$$u(k) = K_p \left\{ e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^k e(i-1) + \frac{T_d}{T_s} \left[ e(k) - e(k-1) \right] \right\}, \quad (3.3)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem.

A equação 3.3 determina o algoritmo de controle digital do tipo PID recursivo, de tal forma que para calcular o valor de  $u(k)$  os valores de  $e(k)$  e  $u(k)$  devem ser conhecidos. Com isso, o cálculo do controle em um instante  $u(k)$  depende do valor anterior,  $u(k-1)$ , e dos valores de erro atual,  $e(k)$ , erro anterior,  $e(k-1)$ , e o sinal de erro anterior ao anterior,  $e(k-2)$  (Rebouças, 2017). Assim, temos:

$$u(k-1) = K_p \left\{ e(k-1) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} e(i-1) + \frac{T_d}{T_s} \left[ e(k-1) - e(k-2) \right] \right\}, \quad (3.4)$$

Subtraindo a equação 3.3 da 3.4, tem-se:

$$u(k) - u(k-1) = \left( K_p + K_p \frac{T_d}{T_s} \right) e(k) + \left( K_p \frac{T_s}{T_i} - 2K_p \frac{T_d}{T_s} - K_p \right) e(k-1) + K_p \frac{T_d}{T_s} e(k-2) \quad (3.5)$$

Adequando a equação 3.5 em função dos termos  $q_0$ ,  $q_1$  e  $q_2$  e isolando  $u(k)$  temos:

$$u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (3.6)$$

sendo:

$$\begin{aligned} q_0 &= K_p \left( 1 + \frac{T_d}{T_s} \right), \\ q_1 &= -K_p \left( 1 + 2\frac{T_d}{T_s} - \frac{T_s}{T_i} \right) e \\ q_2 &= K_p \frac{T_d}{T_s} \end{aligned} \quad (3.7)$$

As equações 3.6 e 3.7 são utilizadas nas aplicações do PID na bancada experimental.

### 3.3 Controlador PID 2-DOF

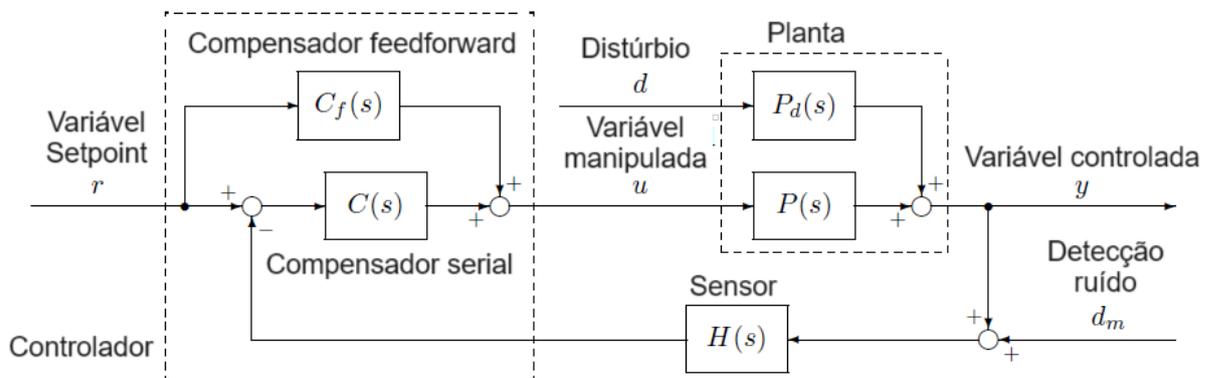
Um controlador PID 2-DOF (controlador PID de dois graus de liberdade) é uma extensão do controlador PID tradicional que oferece mais flexibilidade de controle e melhor desempenho em determinadas situações. Consiste em dois conjuntos de parâmetros PID, cada um controlando diferentes aspectos do sistema de controle:

1. Controlador PID Primário: o controlador PID primário é responsável por regular a variável principal do processo e garantir que ela siga de perto o ponto de ajuste desejado. Ele atua da mesma forma que um controlador PID convencional.
2. Controlador PID Secundário: o controlador PID secundário é projetado para mitigar os efeitos de perturbações e ruídos no sistema de controle. Atua como filtro ou observador de perturbações, ajudando a rejeitar perturbações e melhorar a robustez do sistema de controle.

O controlador PID 2-DOF inclui ponderação do ponto de ajuste nos termos proporcional e derivativo (Reis *et al.*, 2019). É capaz de rejeição rápida de perturbações sem aumento significativo do *overshoot* no rastreamento do *setpoint*. Esse algoritmo de controle é uma forma modificada do PID clássico e tem como objetivo superar suas limitações (Adar; Kozan, 2016).

A teoria de controladores PID 2-DOF não é tão amplamente coberta em livros como a teoria do controlador PID tradicional, contudo, muitos artigos exploram esse tipo de controlador e suas diversas variações. Em Araki e Taguchi (2003) é apresentado o PID 2-DOF na forma geral, que pode ser visto na Figura 13, e suas variações a partir deste, que são: *feedforward*, *feedback*, filtro de *setpoint*, filtro derivativo precedido e separado por componentes.

Figura 13 – Diagrama de blocos PID 2-DOF na forma geral.



Fonte: Araki e Taguchi (2003)

As equações do PID 2-DOF na forma geral são apresentadas a seguir (Araki; Taguchi, 2003):

$$G_{yr2}(s) = \frac{P(s)\{C(s) + C_f(s)\}}{1 + P(s)C(s)H(s)} \quad (3.8)$$

$$G_{yd2}(s) = \frac{P_d(s)}{1 + P(s)C(s)H(s)} \quad (3.9)$$

sendo que  $G_{yr2}$  e  $G_{yd2}$  representam, respectivamente, as funções de transferências de malha fechada de  $r$  para  $y$  e de  $d$  para  $y$ . Sendo  $C(s)$  o compensador principal,  $C_f(s)$  o compensador *feedforward*,  $P(s)$  a planta,  $P_d(s)$  o distúrbio e  $H(s)$  o sensor.

As equações dos compensadores  $C(s)$  e  $C_f(s)$  são definidas a seguir:

$$C(s) = K_p \left\{ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d D(s) \right\} \quad (3.10)$$

$$C_f(s) = -K_p\{\alpha + \beta T_D D(s)\} \quad (3.11)$$

sendo  $\alpha$  o peso do termo proporcional ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ),  $\beta$  o peso do termo derivativo ( $0 \leq \beta \leq 1$ ), e  $D(s)$  a derivada aproximada por:

$$D(s) = \frac{s}{1 + \tau s} \quad (3.12)$$

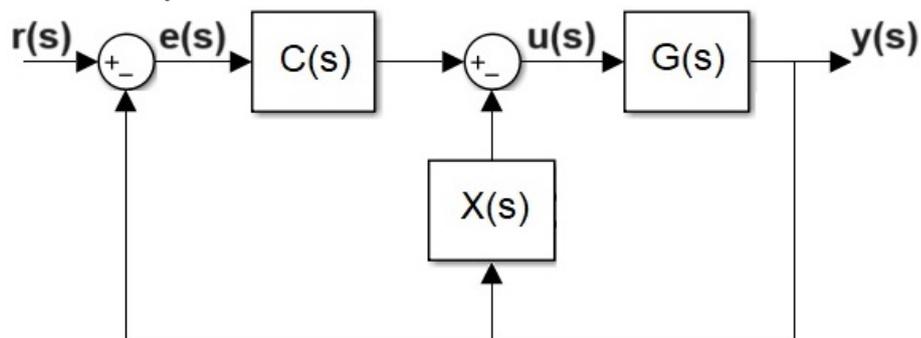
em quê:

$$\tau = \frac{T_d}{\delta} \quad (3.13)$$

sendo  $\delta$  um ganho derivativo que geralmente é utilizado por pesquisadores o valor de 1000. Nos testes aqui realizados não verificou-se mudanças significativas com sua variação, com isso foi adotado o valor referência na literatura.

Neste trabalho é utilizado a configuração em *feedback*, formada por um controlador *Single Input Single Output* (SISO) PID convencional  $C(s)$ , um controlador de realimentação  $X(s)$  e a planta de processo  $G(s)$  (Teng *et al.*, 2015). A Figura 14 mostra o diagrama de blocos do controlador PID 2-DOF tipo *feedback*.

Figura 14 – Diagrama de blocos do controlador PID 2-DOF do tipo *feedback*.



Fonte: Teng *et al.* (2015)

A função de transferência de malha fechada do PID 2-DOF na configuração *feedback* é apresentada a seguir:

$$G_{yr}(s) = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)\{C(s) + X(s)\}} \quad (3.14)$$

As equações dos controladores  $C(s)$  e  $X(s)$  no domínio da frequência são mostradas abaixo:

$$C(s) = K_p \left\{ (1 - \alpha) + \frac{1}{T_i s} + (1 - \beta) T_d D(s) \right\} \quad (3.15)$$

$$X(s) = K_p \{ \alpha + \beta T_d D(s) \} \quad (3.16)$$

As equações 3.14, 3.15 e 3.16 são utilizadas nas simulações do controlador PID 2-DOF.

### 3.4 Métodos de sintonia

Existe na literatura diversas técnicas de sintonia para controladores PID. A escolha do método de sintonia depende da natureza do sistema, dos requisitos de desempenho e da disponibilidade de dados. É importante lembrar que a sintonia de um controlador PID é um processo iterativo e testes devem ser realizados no sistema controlado para avaliar o desempenho e se fazer ajustes adicionais, caso seja necessário.

Ziegler e Nichols (1942) foram pioneiros na elaboração de técnicas de ajustes de controladores PID, desde o seu trabalho várias técnicas vêm sendo desenvolvidas e aperfeiçoadas a fim de se obter melhores ajustes dos controladores. Com isso, cada método de ajuste tem suas vantagens e limitações, implicando em diferentes comportamentos para cada tipo de sistema (Batista *et al.*, 2014).

Os métodos de sintonia escolhidos para o projeto dos controladores deste trabalho são baseados no modelo de 1ª ordem com atraso, conforme mostrado na seguinte equação:

$$G_p(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (3.17)$$

sendo  $K$  o ganho estático,  $\tau$  a constante de tempo e  $\theta$  o atraso de transporte.

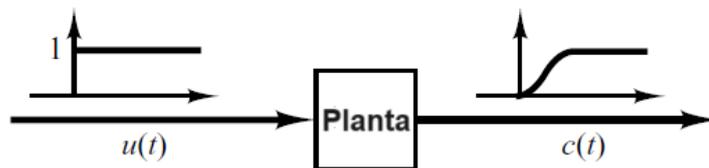
#### 3.4.1 Ziegler/Nichols (ZN)

Ziegler/Nichols propuseram regras para determinar os valores de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  com base nas características de resposta transitória de uma determinada planta (Ogata, 2010). O

método ZN foi descrito para facilitar a sintonia de controladores em processos industriais (Batista *et al.*, 2014).

Existem dois métodos chamados regras de sintonia de ZN, no qual neste trabalho será abordado o método da resposta ao degrau. O método consiste em obter experimentalmente a resposta da planta a uma entrada em degrau unitário. Se a planta não envolver integradores nem polos complexos conjugados dominantes, então essa curva de resposta ao degrau unitário pode parecer em forma de *S* conforme mostrado na Figura 15 (Ogata, 2010).

Figura 15 – Resposta ao degrau unitário de uma planta.



Fonte: Ogata (2010)

A partir da curva em *S* gerada a planta pode ser aproximada por um modelo em 1ª ordem com atraso no formato da equação 3.17. A Tabela 1 mostra as equações para ajuste dos parâmetros dos controladores pelo método de ZN.

Tabela 1 – Sintonia por ZN.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{1,2\tau}{k\theta}$	$2\theta$	$0,5\theta$

Fonte: Åström e Hägglund (1995)

### 3.4.2 Chien-Hrones-Reswick (CHR)

Este método é uma modificação do método ZN original. Foi produzido por *Chien-Hrones-Reswick* em 1952 para um melhor controle do *overshoot* na resposta. O método de CHR escolhido apresenta resposta servo com 0% de sobressinal para controladores PID (Pereira; Reis, 2014). Além disso, tem a capacidade de ajustar o ponto de ajuste e a perturbação (Sen *et al.*, 2015). A Tabela 2 mostra as equações para a sintonia dos controladores pelo método de CHR.

Tabela 2 – Sintonia por CHR.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{0,6\tau}{K\theta}$	$\tau$	$0,5\theta$

Fonte: Chien *et al.* (1952)

### 3.4.3 Internal Model Control (IMC)

O método IMC é uma técnica de sintonia de controladores utilizada para projetar controladores PID com base na modelagem interna do sistema que está sendo controlado. Segundo Batista *et al.* (2014), o método IMC possui varias versões propostas por diferentes autores. Neste trabalho foi utilizada a versão apresentada por (Pereira; Reis, 2014). A Tabela 3 mostra as equações.

Tabela 3 – Sintonia por IMC.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{1}{K} \frac{\tau + \frac{\theta}{2}}{\lambda + \frac{\theta}{2}}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau + \theta}$

Fonte: Pereira e Reis (2014)

De acordo com Pereira e Reis (2014), o valor de  $\lambda$  deve ser  $\theta < \lambda < \tau$ , onde um menor valor de  $\lambda$  aumenta a velocidade de resposta, enquanto um maior valor aumenta a robustez do sistema. Esse método permite ao projetista equilibrar a performance e a robustez do sistema, permitindo incertezas no modelo da planta do processo (Batista *et al.*, 2014).

### 3.4.4 Método Skogestad IMC (SIMC)

Skogestad (2003) publicou um conjunto de regras de sintonia para controladores PID que podem ser aplicadas tanto para rastreamento de referência quanto para distúrbios de carga. Essas configurações derivadas analiticamente têm a grande vantagem de serem simples e fáceis de memorizar, podendo ser utilizadas em uma ampla gama de processos (Manum, 2005).

O método SIMC é uma otimização do método IMC. Ele determina que o  $T_i$  seja o menor possível, dentre as duas equações, para melhorar a rejeição de distúrbios pelo sistema, além disso o valor de  $\lambda$  deve ser trocado por  $\theta$  (Skogestad, 2003). A Tabela 4 mostra as equações deste método de sintonia.

Tabela 4 – Sintonia por SIMC.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
PID	$\frac{2\tau+\theta}{3\theta k}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$ ou $8\theta$	$\frac{\tau\theta}{2\tau+\theta}$

Fonte: Skogestad (2003)

### 3.5 Métricas de avaliação dos controladores

Existe na literatura de sistemas de controle formulações matemáticas para descrever índices de desempenhos, métricas, de controladores em aplicações, tais como: projeto ótimo de sistemas, controle adaptativo e otimização paramétrica de sistemas de controle. Essas métricas são responsáveis pela verificação do desempenho de uma malha de controle de acordo com as especificações do processo (Pinto, 2014).

As métricas de avaliação são importantes para realizar uma comparação entre controladores. Com base nas respostas do controlador, os critérios de desempenho são apresentados e fornecem comparações qualitativas (Souza *et al.*, 2021). Os critérios de desempenho utilizados neste trabalho foram o tempo de subida (*rise time* ( $t_r$ )), o tempo de acomodação (*settling time* ( $t_s$ )) e o *overshoot*.

O tempo de subida ( $t_r$ ) é o tempo que o sistema leva para atingir as proximidades de sua referência (Franklin *et al.*, 2013). O tempo de acomodação ( $t_s$ ) é definido como o tempo necessário para que a oscilação transitória seja amortecida, ou seja, alcance e permaneça dentro de uma faixa de  $\pm 2\%$  em torno do valor do estado estacionário (Nise, 2020). Já o *overshoot* é o valor de pico máximo da curva de resposta medido a partir da resposta desejada do sistema (Ogata, 2010).

Além disso, outros índices de desempenho como a IAE e a ISE, também são comparações qualitativas, e serão utilizados para realizar a análise dos controladores. O IAE e ISE são índices de desempenho baseados no erro do processo. O IAE é aplicado para processos oscilatórios ou oscilatórios pouco amortecidos, onde o erro varia entre valores positivos e negativos (Pinto, 2014). O IAE integra o erro absoluto ao longo do tempo. A equação (3.18) traz o cálculo do IAE.

$$IAE = \int_0^{\infty} \|e(t)\| dt, \quad (3.18)$$

Os sistemas de controle especificados para minimizar o ISE tenderão a eliminar rapidamente grandes erros, mas tolerarão pequenos erros que persistem por um longo período de

tempo. O ISE integra o quadrado do erro ao longo do tempo. A equação (3.19) traz o cálculo do ISE.

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt. \quad (3.19)$$

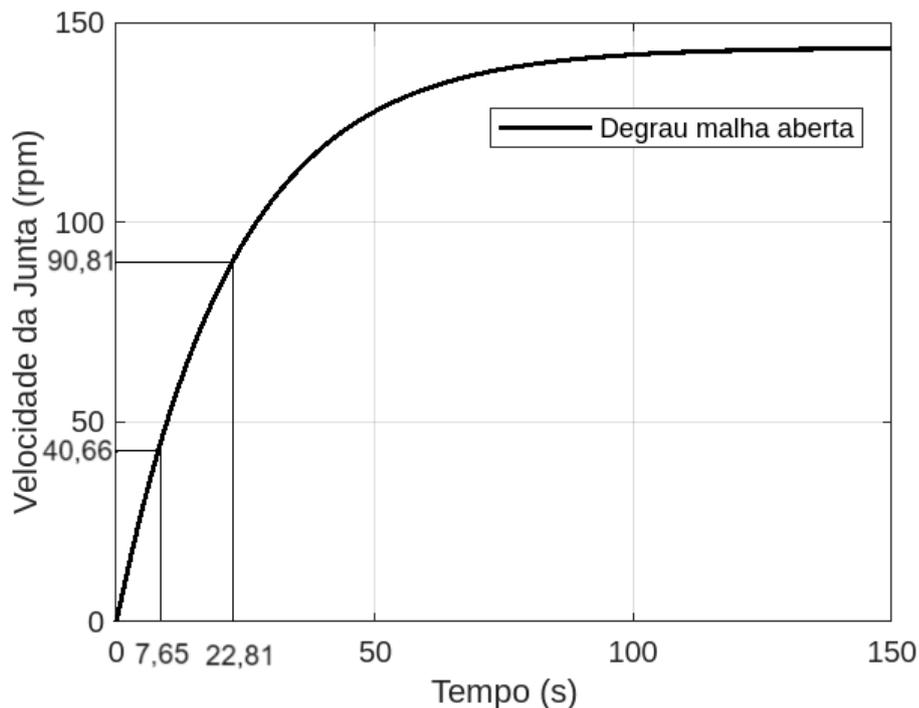
sendo  $e$ , em ambas equações, o erro entre a planta controlada e o valor de entrada aplicado.

### 3.6 Identificação do modelo de 1ª ordem com atraso da junta do manipulador

Segundo Coelho e Coelho (2004), para calcular os valores  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  dos controladores é necessário obter o modelo de 1ª ordem com atraso da junta do manipulador já que os métodos de sintonia que serão aplicados precisam dos parâmetros  $K$ ,  $\tau$  e  $\theta$  que são extraídos deste modelo. Assim, no modelo de 2ª ordem encontrado por MQ da junta do manipulador, equação (2.12), um degrau em malha aberta é aplicado.

Na curva de reação gerada é aplicado o método de *Smith*, que consiste em marcar os instantes de tempo  $t_1$  e  $t_2$  correspondentes às passagens das respostas pelos pontos  $y(0) + 0,283y(\infty)$  e  $y(0) + 0,632y(\infty)$ , conforme mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Método *Smith* para modelagem de processos com atrasos de 1ª ordem.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As relações aplicadas para encontrar  $K$ ,  $\tau$  e  $\theta$  são mostradas nas equações (3.20), (3.21) e (3.22).

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u} = 143,69 \quad (3.20)$$

$$\tau = 1,5(t_2 - t_1) = 1,5 * (22,81 - 7,65) = 22,74 \quad (3.21)$$

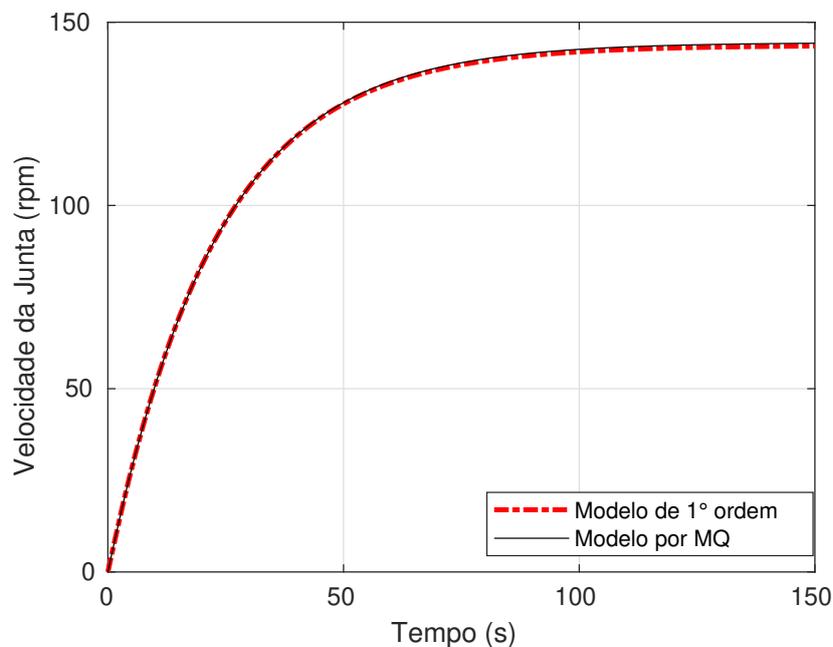
$$\theta = t_2 - \tau = 22,81 - 22,74 = 0,07 \quad (3.22)$$

O modelo de 1ª ordem encontrado é mostrado na equação (3.23):

$$G_p(s) = \frac{143,69}{22,74s + 1} e^{-0,07s} \quad (3.23)$$

A Figura 17 mostra a comparação do modelo proposto por MQ com o modelo de 1ª ordem com atraso da junta do manipulador.

Figura 17 – Comparação entre modelos da junta do manipulador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A análise do gráfico da Figura 17 mostra que o modelo de 1ª ordem da junta possui representação semelhante ao modelo de 2ª ordem encontrado por MQ, apresentando um erro

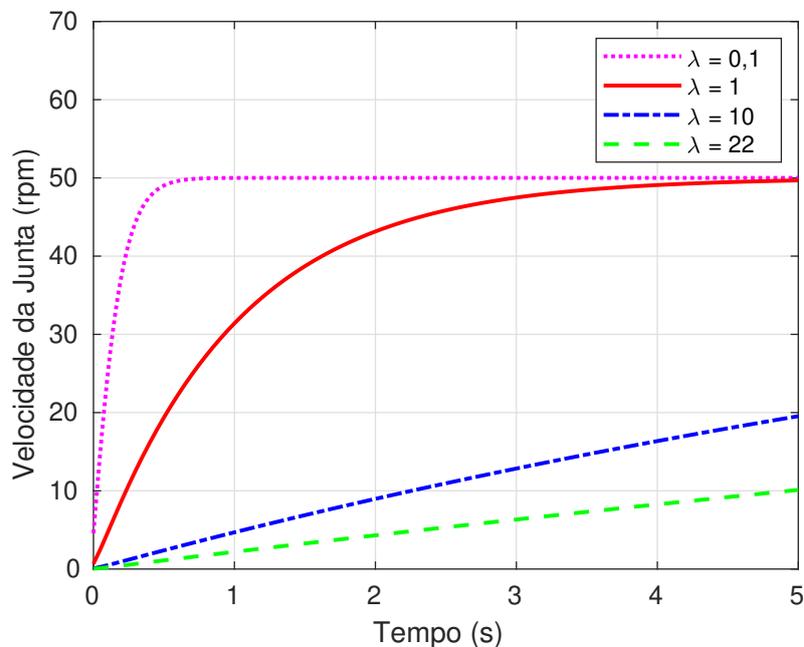
de 1,08% no tempo de subida e 1,05% no tempo de acomodação na comparação das curvas, mostrando assim que não traz prejuízos à análise das aplicações do controlador.

### 3.7 Parâmetros dos controladores a partir dos métodos de sintonia

A partir da equação 3.23, que mostra o modelo em 1ª ordem com atraso da junta do manipulador, é possível calcular os parâmetros para sintonia dos controladores através dos métodos ZN, CHR, IMC e SIMC. Esses métodos utilizam os valores de  $K$ ,  $\tau$  e  $\theta$  extraídos do modelo de 1ª ordem com atraso para cálculo dos valores de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  dos controladores.

O método IMC utiliza o parâmetro  $\lambda$ , que foi definido em 0,1, que está dentro da faixa  $\theta < \lambda < \tau$  como especificado em Pereira e Reis (2014), trazendo um aumento na velocidade do sistema. A Figura 18 apresenta o gráfico com a simulação a resposta ao degrau para o controlador PID pelo método de sintonia IMC com a variação do  $\lambda$  dentro da faixa permitida. Fazendo a análise verifica-se a melhoria da sintonia com o valor de  $\lambda$  em 0,1, trazendo um aumento na resposta da velocidade do sistema.

Figura 18 – Comparação da variação do valor de  $\lambda$  no método de sintonia IMC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Já no método SIMC e de acordo com a Tabela 4 o valor de  $T_i$  deve ser o menor dentre as equações disponíveis a seguir:

$$T_i = \tau + \frac{\theta}{2} = 22,74 + \frac{0,07}{2} = 22,78 \quad (3.24)$$

$$T_i = 8\theta = 8 * 0,07 = 0,56 \quad (3.25)$$

o valor de  $T_i$  utilizado no método SIMC foi o valor encontrado na equação 3.25 que se enquadra no que o método propõe.

A seguir é apresentado o memorial de cálculo dos parâmetros de sintonia para cada método proposto. Os valores de  $K$ ,  $\tau$  e  $\theta$  são retirados da equação 3.23.

- **Método ZN**

$$K_p = \frac{1,2\tau}{K\theta} = \frac{1,2 * 22,74}{143,69 * 0,07} = 2,71 \quad (3.26)$$

$$T_i = 2\theta = 2 * 0,07 = 0,14 \quad (3.27)$$

$$T_d = 0,5\theta = 0,5 * 0,07 = 0,04 \quad (3.28)$$

- **Método CHR**

$$K_p = \frac{0,6\tau}{K\theta} = \frac{0,6 * 22,74}{143,69 * 0,07} = 1,36 \quad (3.29)$$

$$T_i = \tau = 22,74 \quad (3.30)$$

$$T_d = 0,5\theta = 0,5 * 0,07 = 0,04 \quad (3.31)$$

- **Método IMC**

$$K_p = \frac{1}{K} \frac{\tau + \frac{\theta}{2}}{\lambda + \frac{\theta}{2}} = \frac{1}{143,69} \frac{22,74 + \frac{0,07}{2}}{0,1 + \frac{0,07}{2}} = 1,17 \quad (3.32)$$

$$T_i = \tau + \frac{\theta}{2} = 22,74 + \frac{0,07}{2} = 22,78 \quad (3.33)$$

$$T_d = \frac{\tau\theta}{2\tau + \theta} = \frac{22,74 * 0,07}{2 * 22,74 + 0,07} = 0,04 \quad (3.34)$$

• **Método SIMC**

$$K_p = \frac{2\tau + \theta}{3\theta K} = \frac{2 * 22,74 + 0,07}{3 * 0,07 * 143,69} = 1,51 \quad (3.35)$$

$$T_i = 8\theta = 8 * 0,07 = 0,56 \quad (3.36)$$

$$T_d = \frac{\tau\theta}{2\tau + \theta} = \frac{22,74 * 0,07}{2 * 22,74 + 0,07} = 0,04 \quad (3.37)$$

Os parâmetros calculados pelos métodos de sintonia são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros calculados.

Método	$K_p$	$T_i$	$T_d$
ZN	2,71	0,14	0,04
CHR	1,36	22,74	0,04
IMC	1,17	22,78	0,04
SIMC	1,51	0,56	0,04

Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.8 Considerações Finais

Este capítulo apresentou as características dos controladores PID e PID 2-DOF, os métodos de sintonia e as métricas de avaliação dos controladores. Foi apresentado o modelo de 1ª ordem da junta rotacional do manipulador cilíndrico, em seguida foram apresentados os parâmetros dos controladores calculados a partir dos métodos de sintonia propostos neste trabalho.

## 4 RESULTADOS DOS CONTROLADORES

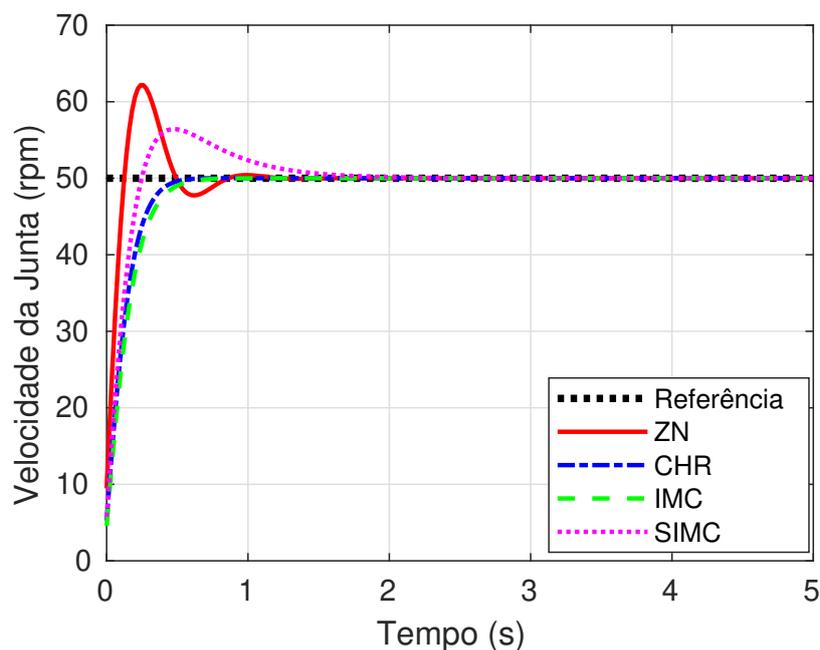
Este capítulo apresenta os resultados deste trabalho onde primeiramente é descrito os resultados das simulações dos controladores PID e PID 2-DOF. É realizada a comparação das simulações com análise dos critérios de desempenho. Em seguida é apresentado os resultados experimentais do controlador PID e realizada sua análise e por fim, é realizada as discussões dos resultados.

### 4.1 Resultados das simulações com o PID

Os parâmetros de sintonia calculados apresentados na Tabela 5 são aplicados ao controlador PID e ao modelo de 2ª ordem da junta do manipulador. Entradas a degrau, degrau negativo e senoidal são utilizadas para verificar o comportamento do controlador para cada método de sintonia estudado. Esses perfis de entrada são utilizados para explorar características distintas do comportamento da velocidade da junta do manipulador. Seu desempenho é avaliado pelas métricas citadas anteriormente. O código apresentado no APÊNDICE B é utilizado nas simulações.

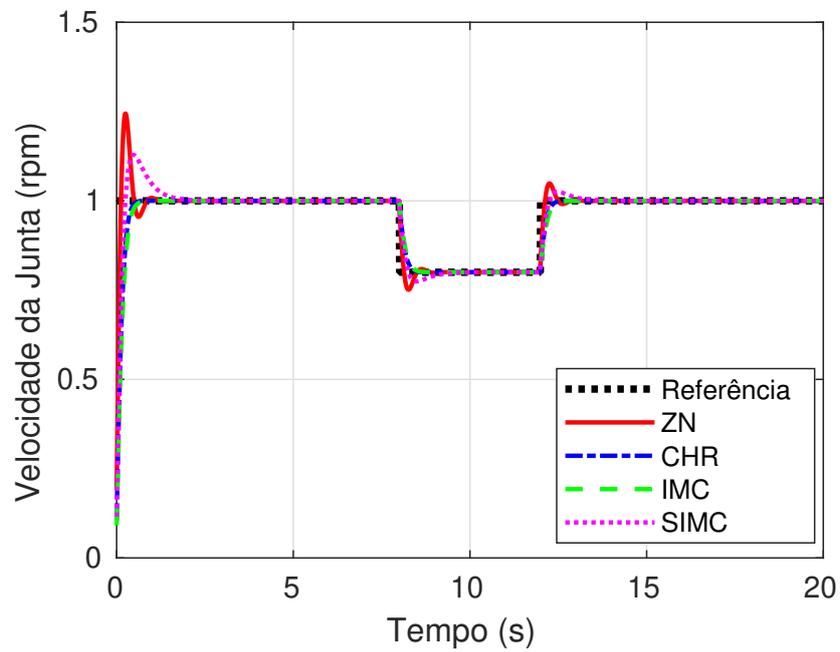
As Figuras 19, 20 e 21 mostram, respectivamente, a comparação das respostas às entradas a degrau, degrau negativo e senoidal entre os métodos de sintonia aplicados ao PID.

Figura 19 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau para o PID.



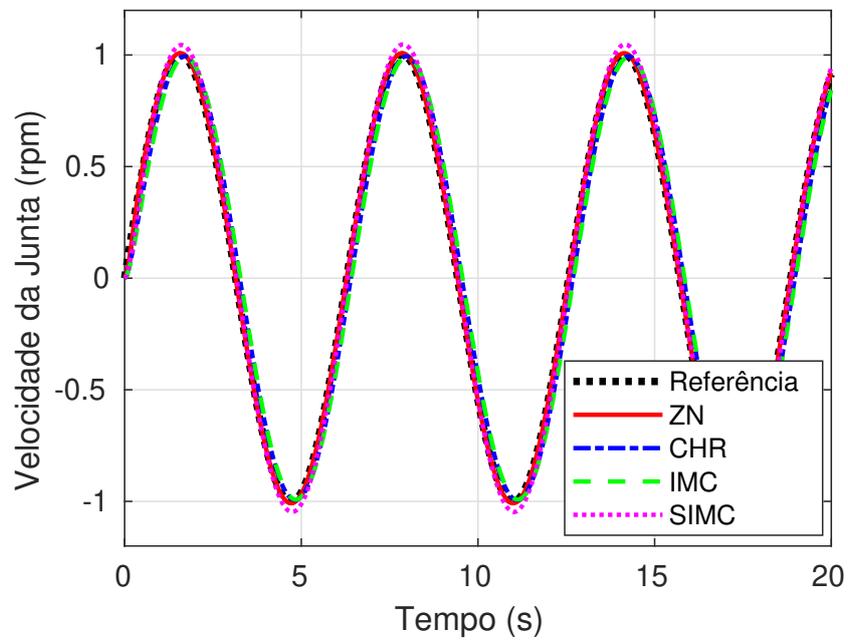
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 20 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau negativo para o PID.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 21 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada senoidal para o PID.



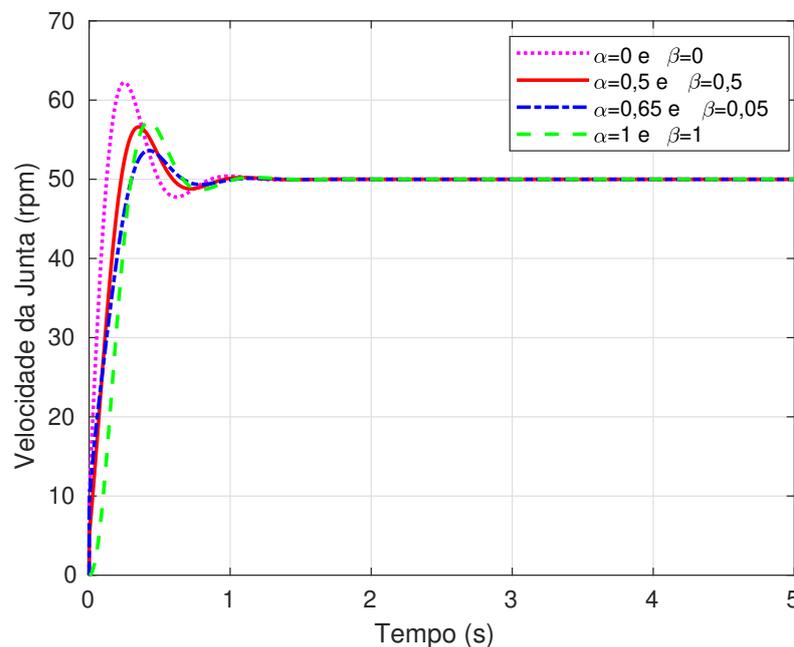
Fonte: Elaborado pelo autor.

Através da análise visual das Figuras, percebemos que os métodos de sintonia CHR e IMC para as entradas a degrau e degrau negativo obtiveram melhores desempenhos, pois não apresentaram *overshoot*. Para a entrada senoidal pelo método ZN, a resposta do controlador obteve um melhor resultado que as demais sintonias.

#### 4.2 Resultados das simulações com o PID 2-DOF

No controlador PID 2-DOF além dos parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  já calculados pelos métodos de sintonia, é necessário definir os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  para ajuste da malha de controle. Esses valores são definidos empiricamente para uma melhor performance. A Figura 22 traz a resposta ao degrau do controlador PID 2-DOF com a variação dos parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  para uma melhor análise na escolha dos seus valores. O código apresentado no APÊNDICE B é utilizado nas simulações.

Figura 22 – Comparação da variação dos valores de  $\alpha$  e  $\beta$  do controlador PID 2-DOF

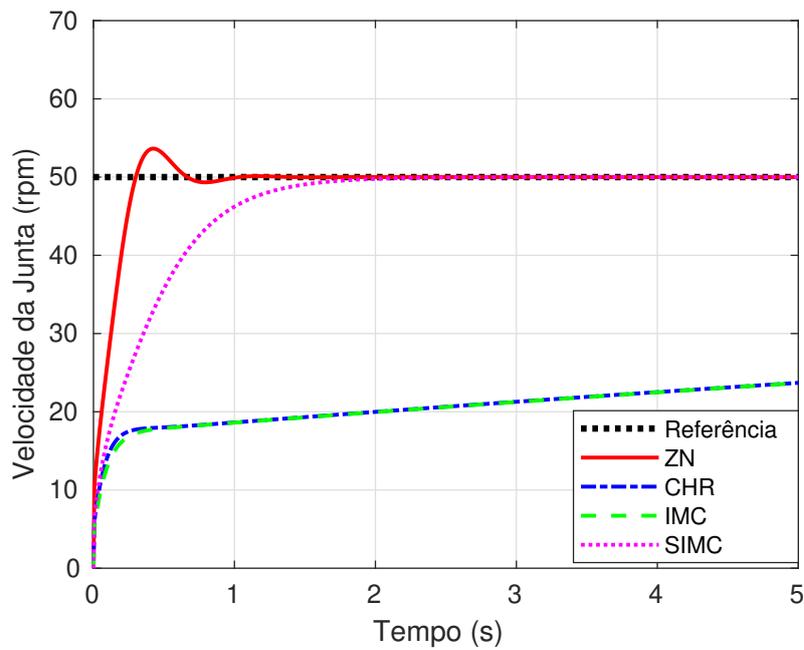


Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela análise das respostas da Figura 22, os valores de  $\alpha = 0,65$  e  $\beta = 0,05$  apresentaram melhores desempenhos e foram escolhidos para serem utilizados nas simulações. O desempenho do controlador é analisado através de uma resposta ao degrau, degrau negativo e entrada senoidal conforme como realizada com o controlador PID.

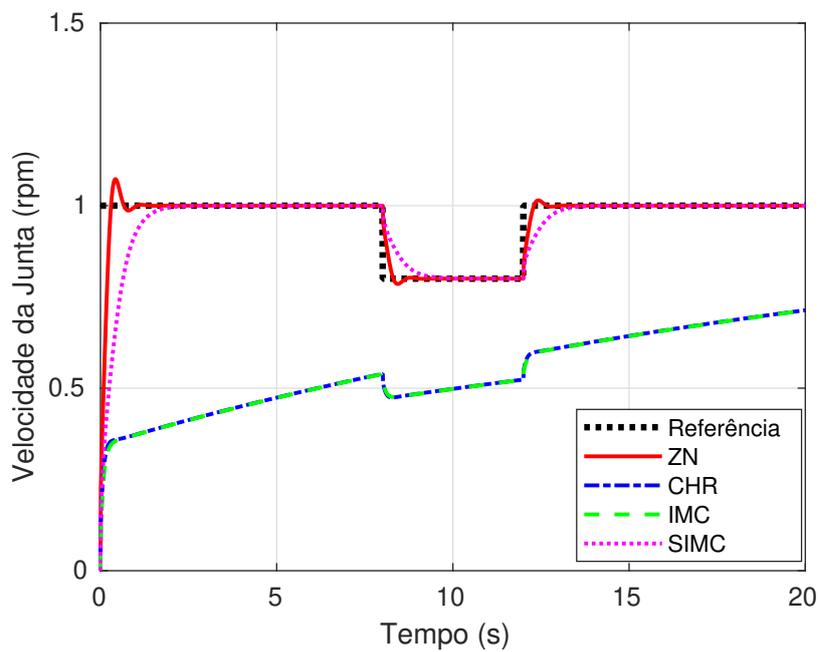
As Figuras 23, 24 e 25 mostram, respectivamente, a comparação das respostas às entradas a degrau, degrau negativo e senoidal entre os métodos de sintonia aplicados ao PID 2-DOF.

Figura 23 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau para o PID 2-DOF.



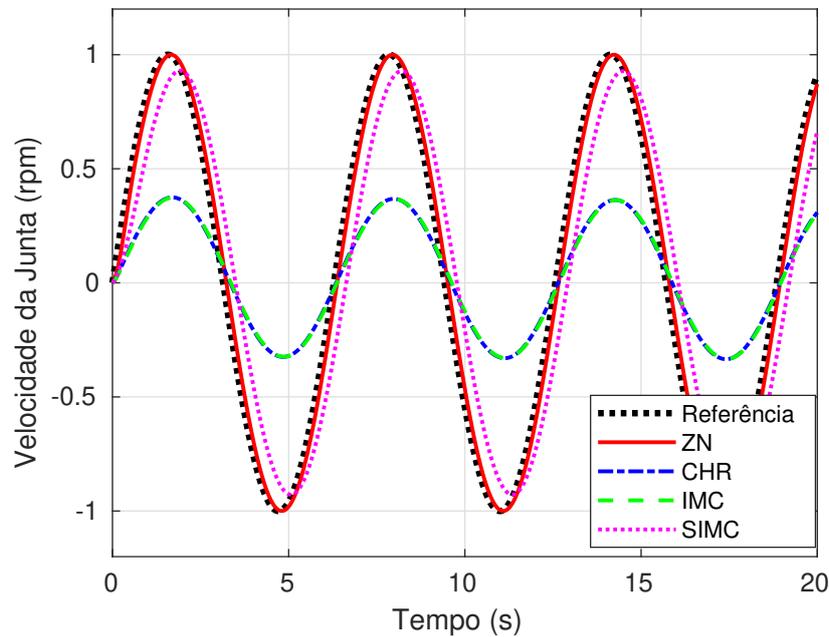
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 24 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada a degrau negativo para o PID 2-DOF.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 25 – Comparação entre métodos de sintonia de uma entrada senoidal para o PID 2-DOF.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na análise de desempenho do controlador PID 2-DOF obteve-se uma melhora significativa no desempenho dos métodos de sintonia ZN e SIMC. No método de ZN houve uma atenuação do *overshoot* enquanto que no método SIMC houve sua eliminação total. Entretanto, os métodos de sintonia CHR e IMC apresentaram tempos de subida e acomodação muito altos, isso acontece devido aos altos valores de  $T_i$  obtidos, o que leva a um  $K_i$  muito baixo, comprometendo sua ação de controle, que acaba inviabilizando o uso desses métodos na aplicação de controle de velocidade da junta do manipulador, visto que são necessárias respostas mais rápidas nessas aplicações. Isso é percebido na análise das Figuras 23, 24 e 25 que mostram que o controlador não segue a referência em nenhum dos casos.

### 4.3 Comparação das simulações entre controladores PID e PID 2-DOF

Nesta parte é feita uma comparação mais detalhada entre os métodos de sintonia aplicados aos controladores. As métricas  $t_r$ ,  $t_s$  e *overshoot* são calculadas para todos os métodos de sintonia aplicados. A Tabela 6 mostra os critérios de desempenho extraídos da Figura 19 do controlador PID.

Tabela 6 – Comparação dos critérios de desempenho  $t_r$ ,  $t_s$  e *overshoot* do controlador PID nas simulações.

Método	$t_r$ [s]	$t_s$ [s]	<i>overshoot</i> [%]
ZN	<b>0,1032</b>	0,7610	24,4430
CHR	0,2722	<b>0,4233</b>	0,0082
IMC	0,3116	0,4974	<b>0,0000</b>
SIMC	0,1948	1,3148	12,8398

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os critérios de desempenho extraídos da Figura 23 do controlador PID 2-DOF são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 – Comparação dos critérios de desempenho  $t_r$ ,  $t_s$  e *overshoot* do controlador PID 2-DOF nas simulações.

Método	$t_r$ [s]	$t_s$ [s]	<i>overshoot</i> [%]
ZN	<b>0,2406</b>	<b>0,5989</b>	7,2777
CHR	42,6788	79,2125	<b>0,0000</b>
IMC	42,7700	79,3709	<b>0,0000</b>
SIMC	0,8985	1,4768	<b>0,0000</b>

Fonte: Elaborado pelo autor.

As Tabelas 8 e 9 mostram os índices de desempenho IAE e ISE para os sinais de entrada aplicados aos controladores PID e PID 2-DOF para cada método de sintonia utilizado.

Tabela 8 – Comparação dos critérios de desempenho IAE e ISE para a entrada degrau, degrau negativo e entrada senoidal do controlador PID aplicado ao modelo nas simulações.

Método	IAE			ISE		
	Degrau	Degrau Negativo	Senoidal	Degrau	Degrau Negativo	Senoidal
ZN	<b>0,1680</b>	<b>0,2185</b>	<b>0,1255</b>	<b>0,0767</b>	<b>0,0800</b>	<b>0,0011</b>
CHR	0,1764	0,2301	1,6501	0,1040	0,1095	0,1513
IMC	0,1968	0,2586	1,9058	0,1146	0,1209	0,2018
SIMC	0,2367	0,3147	0,7742	0,1005	0,1057	0,0343

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 9 – Comparação dos critérios de desempenho IAE e ISE para a entrada degrau, degrau negativo e entrada senoidal do controlador PID 2-DOF aplicado ao modelo nas simulações.

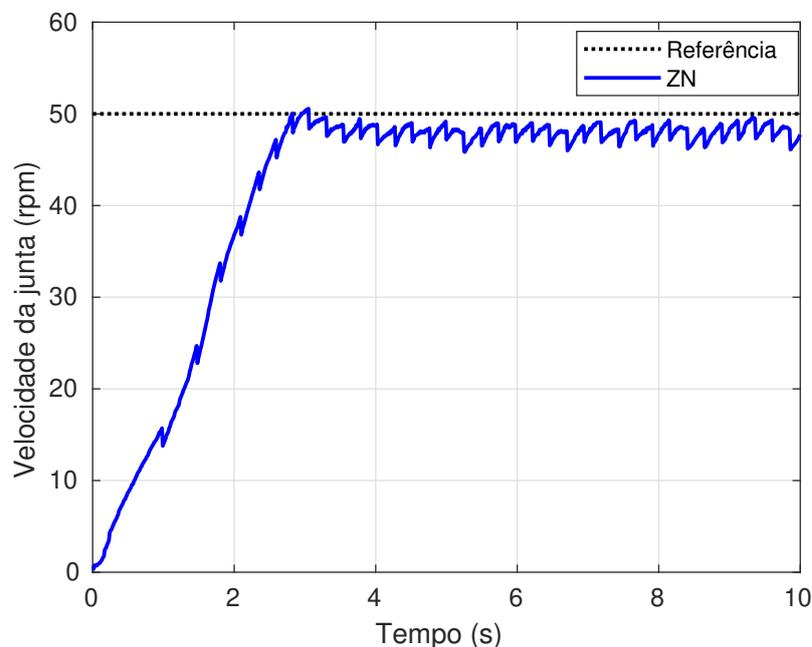
Método	IAE			ISE		
	Degrau	Degrau Negativo	Senoidal	Degrau	Degrau Negativo	Senoidal
ZN	<b>0,1374</b>	<b>0,1946</b>	<b>1,3011</b>	<b>0,0616</b>	<b>0,0670</b>	<b>0,0942</b>
CHR	7,9340	9,2342	9,0991	3,9614	4,1947	4,6554
IMC	7,9513	9,2546	9,1329	3,98127	4,2160	4,6886
SIMC	0,4039	0,5676	4,7897	0,1805	0,1954	1,2809

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 Resultados experimentais com o PID

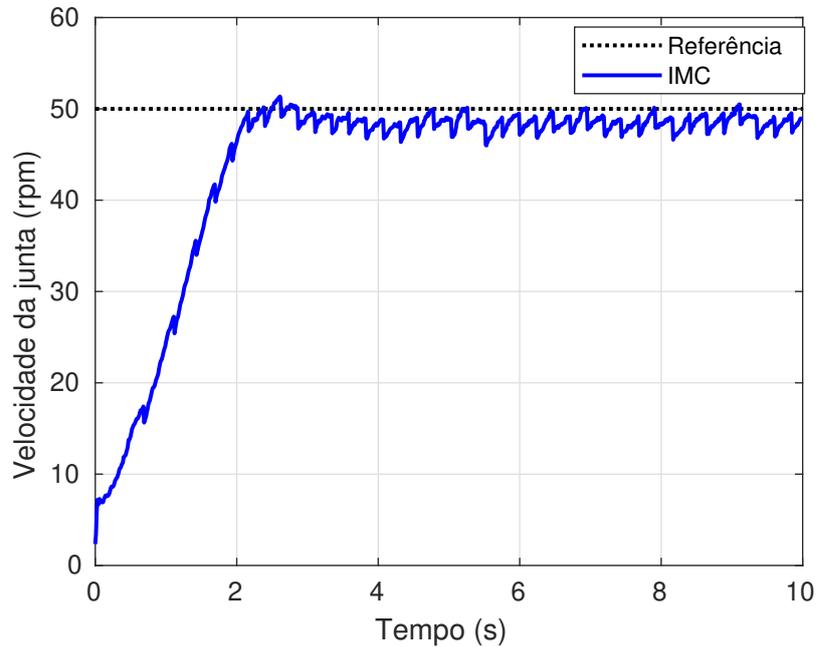
Para os testes experimentais foi utilizado o controlador PID que obteve melhores resultados nas simulações em relação ao controlador PID 2-DOF. Com isso, foram utilizados os métodos de sintonia ZN e IMC para os testes com a entrada a degrau da velocidade da junta do manipulador. As Figuras 26 e 27 mostram os resultados do controlador pelo método de sintonia, ZN e IMC, respectivamente.

Figura 26 – Entrada a degrau experimental com método de sintonia ZN para o controlador PID.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 27 – Entrada a degrau experimental com método de sintonia IMC para o controlador PID.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se perceber pelas Figuras 26 e 27 que o controlador respondeu bem ao *setpoint* proposto para os dois métodos utilizados. Além disso, verifica-se uma oscilação de velocidade próxima ao *setpoint* que é a resposta do controlador em tentar manter a velocidade constante em 50 rpm, mesmo com a força do conjugado imposta pela junta.

#### 4.5 Comparação dos resultados experimentais do controlador PID

A Tabela 10 traz as métricas para análise dos testes experimentais do controlador PID a reposta ao degrau.

Tabela 10 – Comparação dos critérios de desempenho  $t_r$ ,  $t_s$  e *overshoot* do controlador PID nos resultados experimentais.

Método	$t_r$ [s]	$t_s$ [s]	<i>overshoot</i> [%]
ZN	2,4857	9,9386	<b>1,1384</b>
IMC	<b>1,8865</b>	<b>9,8945</b>	2,7224

Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4.6 Discussões

As simulações trouxeram alguns dados interessantes que são descritos a seguir. De acordo com a Tabela 6 o controlador PID no método ZN obteve o melhor tempo de subida, o método CHR o melhor tempo de acomodação e o método IMC o melhor *overshoot*. Numa análise mais ampla os métodos CHR e IMC obtiveram melhores desempenhos, com bons tempos de subida e acomodação e sem *overshoot*, o que é interessante para o sistema de controle de um manipulador.

Já no controlador PID 2-DOF, a Tabela 7 mostra que o método ZN obteve melhores tempo de subida e acomodação, e em todos os métodos obteve-se uma melhoria no *overshoot* em relação ao controlador PID. No método de ZN conseguiu-se uma melhoria no *overshoot* de 70,23% em relação ao apresentado no controlador PID, já no método de SIMC obteve-se uma melhoria de 100% em relação ao apresentado pelo controlador PID, ficando a resposta sem *overshoot*. No geral, os métodos ZN e SIMC se mostraram melhores métodos de sintonia para as condições apresentadas e trabalhadas no controlador PID 2-DOF.

Pelas Tabelas 8 e 9 verifica-se que os critérios de desempenho IAE e ISE foram mais satisfatórios para o método de sintonia ZN em ambos os controladores e para todas as entradas aplicadas. Vale ressaltar que para a entrada senoidal os valores obtidos são bem inferiores em comparação aos demais métodos, mostrando assim um melhor desempenho para o método ZN.

De acordo com os critérios de desempenho analisados nas simulações dos controladores neste trabalho, o controlador PID apresenta melhores  $t_r$  e  $t_s$  que o controlador PID 2-DOF, já o *overshoot* é melhor em todos os métodos aplicados ao controlador PID 2-DOF, que é uma característica de melhoria da atuação desse tipo de controlador, que acontece devido à influência dos parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  que atuam nos ganhos proporcionais e derivativos do controlador, rejeitando rapidamente perturbações nas ações de controle. Nos critérios de desempenho IAE e ISE o controlador PID também obteve melhores resultados em quase todos os métodos de sintonia aplicados, com exceção para as entradas degrau e degrau negativo que no método de ZN foi melhor para o controlador PID 2-DOF.

Já nos testes experimentais com o controlador PID, pela Tabela 10 observa-se que a resposta ao degrau é satisfatória em ambos os métodos propostos, chegando ao valor desejado com algumas oscilações devido a influência do conjugado da junta do manipulador. Destaque para o método de sintonia de ZN que apresentou menor *overshoot* e o método IMC que apresentou menores  $t_r$  e  $t_s$ .

#### **4.7 Considerações Finais**

Este capítulo apresentou os resultados das simulações dos controladores PID e PID 2-DOF e a comparação das simulações com análise dos critérios de desempenhos. Apresentou os resultados experimentais do controlador PID e realizou sua análise e por fim, realizou as discussões dos resultados.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou a identificação através do método matemático de mínimos quadrados não recursivos de uma junta rotacional de um manipulador cilíndrico e a aplicação de controladores PID e PID 2-DOF. Com o modelo de 2ª ordem identificado por MQ, foi realizada a identificação do modelo de 1ª ordem com atraso da junta rotacional do manipulador para calcular os métodos de sintonia dos controladores propostos. O resultado foi semelhante ao modelo identificado por MQ, com erro de 1,08% no tempo de subida e 1,05% no tempo de acomodação, o que justifica a utilização dos métodos de sintonia propostos.

Dentre os métodos de sintonia estudados, o CHR e o IMC num contexto geral, apresentaram os melhores critérios de desempenho para o controlador PID, obtendo um *overshoot* de aproximadamente 0%, o que justifica que qualquer um deles possa ser utilizado para controlar a junta do manipulador. Já no controlador PID 2-DOF os métodos ZN e SIMC tiveram melhores desempenhos com destaque para os menores  $t_r$  e  $t_s$  no método ZN.

Nos testes experimentais, foi implementado o controlador PID com os métodos de sintonia de ZN e IMC com resultados satisfatórios em ambos os casos, com o destaque de melhores  $t_r$  e  $t_s$  do método IMC.

Como trabalho futuro pode-se ser implementado os controladores PID e PID 2-DOF com *metaheurísticas* para encontrar os parâmetros ótimos dos controladores e posteriormente realizar simulações e configuração experimental.

## REFERÊNCIAS

- ADAR, N.; KOZAN, R. Comparison between real time pid and 2-dof pid controller for 6-dof robot arm. **Acta Physica Polonica A**, Polska Akademia Nauk. Instytut Fizyki PAN, v. 130, n. 1, p. 269–271, 2016.
- AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas–Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.
- ARAKI, M.; TAGUCHI, H. Two-degree-of-freedom pid controllers. **International Journal of Control, Automation, and Systems**, v. 1, n. 4, p. 401–411, 2003.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers**. Carolina do Norte: Instrument Society of America, 1995.
- ATEŞ, A.; ALAGÖZ, B. B.; YEROĞLU, C.; ALISOY, H. Sigmoid based pid controller implementation for rotor control. In: IEEE. **2015 European Control Conference (ECC)**. Linz, 2015. p. 458–463. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ECC.2015.7330586>>. Acesso em: 07 jan. 2024.
- BARBOSA, A. **Estratégia híbrida aplicada no controle de posição de um sistema de acionamento com motor de indução usando controle de campo orientado**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza., 2014. Disponível em: <<http://repositorio.ufc.br/handle/riufc/10671>>. Acesso em: 02 nov. 2023.
- BATISTA, J. **Método de identificação com inteligência computacional e controle de um manipulador robótico**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza., 2023. Disponível em: <<http://repositorio.ufc.br/handle/riufc/73540>>. Acesso em: 31 out. 2023.
- BATISTA, J.; SOUZA, D.; REIS, L. D.; BARBOSA, A.; ARAÚJO, R. Dynamic model and inverse kinematic identification of a 3-dof manipulator using rlspso. **Sensors**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 20, n. 2, p. 416, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/s20020416>>. Acesso em: 07 jan. 2024.
- BATISTA, J. G.; SOUZA, D. A.; REIS, L. L. dos; FILGUEIRAS, L. V.; RAMOS, K. M.; JUNIOR, A. B.; CORREIA, W. B. Performance comparison between the pid and lqr controllers applied to a robotic manipulator joint. In: IEEE. **IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Lisbon, 2019. v. 1, p. 479–484. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927059>>. Acesso em: 07 jan. 2024.
- BATISTA, L. C. F.; FERNANDES, G. Q.; MAIA, A. A. T. Estudo comparativo de técnicas de sintonia de controladores pid para sistemas de primeira ordem com atraso. In: **ABCm Symp Ser Mechatron**. [S.l.: s.n.], 2014. v. 6, p. 22.
- CHIEN, K. L.; HRONES, J.; RESWICK, J. On the automatic control of generalized passive systems. **Transactions of the American Society of Mechanical Engineers**, American Society of Mechanical Engineers, v. 74, n. 2, p. 175–183, 1952. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/1.4015724>>. Acesso em: 07 jan. 2024.
- COELHO, A.; COELHO, L. Identificação de sistemas dinâmicos lineares. sl: Editora ufsc, 2004. **Citado**, v. 3, p. 13–27, 2016.

COELHO, A. A. R.; COELHO, L. dos S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. [S.l.: s.n.], 2004.

COSTA, T. L.; LARA-MOLINA, F. A.; BOLZON, V.; KOROISHI, E. H.; COLOMBO, D. A. Identificação de parâmetros de um manipulador robótico utilizando o método dos mínimos quadrados. In: **IX Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, CONEM**. [S.l.: s.n.], 2016.

DOGRUER, T. Design of i-pd controller based modified smith predictor for processes with inverse response and time delay using equilibrium optimizer. **IEEE Access**, IEEE, v. 11, p. 14636–14646, 2023. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3244328>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

FADWA, S.; DAVID, D.; FREDERIC, K.; KARIM, C.; NACEUR, A. M. Identification of the dynamic parameters of the planar robot model at 2 degrees of freedom using the least squares method. In: IEEE. **2022 6th International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP)**. Sfax, 2022. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ATSIP55956.2022.9805908>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de controle para engenharia**. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.

GHAZALI, M. R. b.; AHMAD, M. A. b.; ISMAIL, R. M. T. b. R. Adaptive safe experimentation dynamics for data-driven neuroendocrine-pid control of mimo systems. **IETE Journal of Research**, Taylor & Francis, v. 68, n. 3, p. 1611–1624, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1080/03772063.2019.1656556>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

GURAS, R.; STRAMBERSKY, R.; MAHDAL, M. The pid and 2dof control of the integral system-influence of the 2dof parameters and practical implementation. **Measurement and Control**, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 55, n. 1-2, p. 94–101, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1177/00202940221076961>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

HUSSAIN, I.; DAS, D. C.; LATIF, A.; SINHA, N.; HUSSAIN, S. S.; USTUN, T. S. Active power control of autonomous hybrid power system using two degree of freedom pid controller. **Energy Reports**, Elsevier, v. 8, p. 973–981, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.05.202>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

JAMIL, A. A.; TU, W. F.; ALI, S. W.; TERRICHE, Y.; GUERRERO, J. M. Fractional-order pid controllers for temperature control: a review. **Energies**, MDPI, v. 15, n. 10, p. 3800, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/en15103800>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

JOSEPH, S. B.; DADA, E. G.; ABIDEMI, A.; OYEWOLA, D. O.; KHAMMAS, B. M. Metaheuristic algorithms for pid controller parameters tuning: Review, approaches and open problems. **Heliyon**, Elsevier, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09399>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

KASTER, M.; CUNHA, G.; BURGARDT, I.; NASCIMENTO, C. Análise do uso de controle pid não linear aplicado a conversor buck. In: **Proceedings of the X Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações**. [S.l.: s.n.], 2011.

KUMAR, M.; VANDANA, P.; PATEL, V. Two degree of freedom pid controller for speed control of dc motor. **American International Journal of Research in Science, Technology, Engineering & Mathematics**, Citeseer, v. 39, p. 94–97, 2015.

LIU, L.; ZHANG, L.; PAN, G.; ZHANG, S. Robust yaw control of autonomous underwater vehicle based on fractional-order pid controller. **Ocean Engineering**, Elsevier, v. 257, p. 111493, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2022.111493>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

LJUNG, L.; GLAD, T. Modeling of dynamic systems. PTR Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1994.

LJUNG, L.; SÖDERSTRÖM, T. **Theory and practice of recursive identification**. Cambridge: MIT press, 1983.

MANUM, H. **Extensions of Skogestad's SIMC tuning rules to oscillatory and unstable processes**. [S.l.], 2005.

MOHAMMED, A. A.; EL-NAGAR, A. M.; ELSHEIKH, E. A.; EL-BARDINI, M. Embedded adaptive 2-dof pid controller for robot manipulator using a supervisory fuzzy logic system. **Menoufia Journal of Electronic Engineering Research**, Menoufia University, Faculty of Electronic Engineering, v. 31, n. 1, p. 55–62, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.21608/MJEER.2022.218822>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

MOK, R.; AHMAD, M. A. Fast and optimal tuning of fractional order pid controller for avr system based on memorizable-smoothed functional algorithm. **Engineering Science and Technology, an International Journal**, Elsevier, v. 35, p. 101264, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.jestch.2022.101264>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

NISE, N. S. **Control systems engineering**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2020.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 2010.

PEREIRA, R. D.; REIS, L. L. dos. Avaliação de desempenho de controladores pid 2-dof em controle de velocidade de um motor cc. In: **Anais do XX congresso Brasileiro de automática**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 4151–4158.

PINTO, J. E. M. G. **Aplicação prática do método de sintonia de controladores PID utilizando o método do relé com histerese**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal., 2014. Disponível em: <<https://repositorio.ufrn.br/handle/123456789/15507>>. Acesso em: 08 nov. 2023.

REBOUÇAS, L. R. **Controle de um motor de indução trifásico como servoposicionador aplicado a um manipulador robótico utilizando controle por campo orientado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza., 2017. Disponível em: <<http://repositorio.ufc.br/handle/riufc/29307>>. Acesso em: 01 nov. 2023.

REIS, L. L. dos; BEZERRA, J. P.; MESQUITA, V. A. de; SILVA, W. A.; SOUZA, D. A.; JOSÉ, R. d. O.; CORREIA, W. B. A 2dof pid for dynamic control of drive system switched reluctance motor. In: IEEE. **IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. 2019. v. 1, p. 823–827. Disponível em: <<http://repositorio.ufc.br/handle/riufc/65192>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

RIBEIRO, J. M.; SANTOS, M. F.; CARMO, M.; SILVA, M. Comparison of pid controller tuning methods: analytical/classical techniques versus optimization algorithms. In: IEEE. **2017 18th international Carpathian control conference (ICCC)**. Sinaia, 2017. p. 533–538. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/CarpathianCC.2017.7970458>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

SEN, R.; PATI, C.; DUTTA, S.; SEN, R. Comparison between three tuning methods of pid control for high precision positioning stage. **Mapan**, Springer, v. 30, n. 1, p. 65–70, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s12647-014-0123-z>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

SILVA, F. H.; BATISTA, J. G.; SILVA, J. L.; SOUZA, D. A.; VASCONCELOS, F. J. Identificação e controle de uma planta de nível utilizando controlador lógico programável. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [s.n.], 2020. v. 2. Disponível em: <<https://doi.org/10.48011/asba.v2i1.1022>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning. **Journal of process control**, Elsevier, v. 13, n. 4, p. 291–309, 2003. Disponível em: <[https://doi.org/10.1016/S0959-1524\(02\)00062-8](https://doi.org/10.1016/S0959-1524(02)00062-8)>. Acesso em: 07 jan. 2024.

SOUZA, D. A.; BATISTA, J. G.; REIS, L. L. dos; JÚNIOR, A. B. Pid controller with novel pso applied to a joint of a robotic manipulator. **Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering**, Springer, v. 43, p. 1–14, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s40430-021-03092-4>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

TAKEMOTO, V. S.; ROSSINI, F. L.; CORRÊA, W. J. Modelagem de um sistema caixa-cinza por meio do método dos mínimos quadrados a partir de identificação arx modeling a gray-box system using the least squares method by the arx identification model. **XXVII Seminário de iniciação científica tecnológica a UTFPR**, 2022.

TAO, S.; JU, Z.; ZHANG, H.; DONG, X.; CHEN, J. Path following of autonomous vehicles with an optimized brain emotional learning–based intelligent controller. **SAE International Journal of Connected and Automated Vehicles**, v. 6, n. 12-06-02-0015, 2023. Disponível em: <<https://doi.org/10.4271/12-06-02-0015>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

TENG, O. Y.; CHONG, S. H.; KEAT, H. W. Positioning control of xy table using 2-dof pid controller. **Applied Mechanics and Materials**, Trans Tech Publ, v. 761, p. 137–141, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.761.137>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

ZHANG, G.; ZHANG, X.; PANG, H. Multi-innovation auto-constructed least squares identification for 4 dof ship manoeuvring modelling with full-scale trial data. **ISA transactions**, Elsevier, v. 58, p. 186–195, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.04.004>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of the American society of mechanical engineers**, American Society of Mechanical Engineers, v. 64, n. 8, p. 759–765, 1942. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/1.4019264>>. Acesso em: 07 jan. 2024.

## APÊNDICE A – CÓDIGO DE IDENTIFICAÇÃO DO MODELO DA JUNTA

### Código-fonte 1 – Identificação modelo da junta

```

1
2 %% Minimos Quadrados Nao-Recursivo
3 %Identificacao da cinematica inversa
4 clear; close all; clc;
5 tic
6 %% Dados de identificacao do modelo
7 % load current.dat;% carrega a base de dados da junta 1
   braco GPAR
8 % load speed.dat;
9 load Iqref_50.dat;
10 load SpeedRPM_50.dat;
11 u1 = Iqref_50;%Iq_ident
12 y1 = SpeedRPM_50;%SpeedfRPM_ident
13
14 %% Dados validacao
15 % load iq2.dat;% carrega a base de dados da junta 1 braco
   GPAR
16 % load vel2.dat;
17 load Iqref_val_50.dat;
18 load SpeedRPM_val_50.dat;
19 u2 = Iqref_val_50;%Iq_val
20 y2 = SpeedRPM_val_50;%SpeedfRPM_val
21 % u2 = iq2'./10^5;
22 % y2 = vel2'./10^5;
23
24 %% junta 1
25 N1 = length(u1);
26 Y1=[]; fi1=[];
27 nit1 = length(u1);

```

```

28
29 %% MQNR Nao-Recursivo
30 for i=1:N1
31 if i <= 3
32 y1_1=0;y2_1=0; %y3_1 = 0;
33 u1_1=0;u2_1=0; u3_1 = 0;
34 else
35 y1_1 = y1(i-1); y2_1 = y1(i-2);%y3_1 = y1(i-3);
36 u1_1 = u1(i-1); u2_1 = u1(i-2); u3_1 = u1(i-3);
37 end
38 Y1 = [Y1; y1(i)];
39 fi1 = [fi1;-y1_1 -y2_1 u1_1 u2_1 u3_1];
40 end
41
42 teta1 = inv(fi1'*fi1)*fi1'*Y1;
43 % %Atualiza os parametros
44 a1 = teta1(1); a2 = teta1(2); a3 = teta1(3);
45 b0 = teta1(4); b1 = teta1(5);% b2 = teta1(6);
46
47
48 for t = 1:4%2
49     yest1(t) = 0;
50 end
51 %% Identificacao
52 e1 = u1*0.01;
53 for t=3:N1
54 yest1(t) = -a1*y1(t-1) -a2*y1(t-2) + b0*u1(t-1) + b1*u1(t
55     -2) + e1(t);%Modelo estimado
56
57 %% Validacao
58 e2 = u2*0.01; %ruído

```

```

59 for t=3:N1
60 yest2(t) = -a1*y2(t-1) -a2*y2(t-2) + b0*u2(t-1) + b1*u2(t
      -2) + e2(t);
61 end
62
63 %% Calcula o erro de estimacao
64 cost_func = 'NRMSE';
65 fitTrain = goodnessOfFit(y1,yest1',cost_func)
66 fitTest = goodnessOfFit(y2,yest2',cost_func)
67 %%
68 err = y1 - yest1';
69 errTest = y2 - yest2';
70
71 y1med = median(y1);
72 r2 = 1 - ((sum(y1 - yest1')^2)/(sum(y1 - y1med)^2)) + 1%%R2
73 %r2 = 1 - ((sum(y1' - y1med)^2)/(sum(y1' - yest1)^2))%%R2
74 %r2 = 1 - (sum((y1 - yest1).^2)./(sum(y1 - y1med).^2))%%R2
75
76 [h, p, k] = kstest2(y1,yest1) %% Kolmogorov-Smirnov
77
78 num = [b0, b1];
79 den = [1, a1, a2];
80 Gz = tf(num, den, 0.2)
81 Gs = d2c(Gz)
82 [C_pid,info] = pidtune(Gs,'PID')
83 T_pid = feedback(C_pid*Gs, 1);
84 S = stepinfo(T_pid)
85
86 %% graficos
87 figure(1);
88 subplot(211)
89 plot (u1, '-k',...

```

```
90     'LineWidth',1.5,...
91     'MarkerSize',1),
92 grid on;
93 %title('Dados para treinamento (entrada)')
94 xlabel ('Amostras')
95 ylabel ('Corrente (A)')
96 axis ([0 1000 -0.1 1.5])
97 hold on;
98 subplot(212)
99 plot (y1,'-r',...
100     'LineWidth',1.5,...
101     'MarkerSize',1), grid on;
102 %title('Dados para treinamento (saida)')
103 xlabel ('Amostras')
104 ylabel ('Velocidade (rpm)')
105 axis ([0 1000 -0.5 60])
106
107
108 figure(2)
109 subplot(211)
110 plot (u2, '-k',...
111     'LineWidth',1.5,...
112     'MarkerSize',1),
113 grid on;
114 %title('Dados para validacao (entrada)')
115 xlabel ('Amostras')
116 ylabel ('Corrente (A)')
117 axis ([0 1000 -0.1 1.5])
118 hold on;
119 subplot(212)
120 plot (y2,'-r',...
121     'LineWidth',1.5,...
```

```
122         'MarkerSize',1),
123 grid on;
124 %title('Dados para validacao (saida)')
125 xlabel ('Amostras')
126 ylabel ('Velocidade (rpm)')
127 axis ([0 1000 -1.2 60])
128
129 %%
130 figure(3);
131 subplot(211)
132 plot(1:nit1,y1,'-.b',...
133      'LineWidth',1.5,...
134      'MarkerSize',1),
135 grid on;
136 hold on;
137 plot(1:nit1,yest1,'-k',...
138      'LineWidth',1.5,...
139      'MarkerSize',1),
140 grid on;
141 %title('MQ - Treinamento')
142 xlabel ('Amostras')
143 ylabel ('Velocidade (rpm)')
144 axis ([0 1000 -0.5 60])
145 legend('Real','Treinamento com MQ');
146
147 subplot(212)
148 plot(1:nit1,y2,'-.b',...
149      'LineWidth',1.5,...
150      'MarkerSize',1),
151 grid on;
152 hold on;
153 plot(1:nit1,yest2,'-k',...
```

```
154     'LineWidth',1.5,...
155     'MarkerSize',1),
156 grid on;
157 %title('MQ - Validacao')
158 xlabel ('Amostras')
159 ylabel ('Velocidade (rpm)')
160 axis ([0 1000 -1.2 60])
161 legend('Real','Teste com MQ');
162
163
164 figure(4)
165 subplot(211)
166 plot((1:nit1),err,'-b',...
167     'LineWidth',1.5,...
168     'MarkerSize',1), grid on;
169 %title('Curva de erro do treinamento - MQ')
170 xlabel ('Amostras')
171 ylabel ('Valor do erro')
172 axis ([0 1000 -4 4])
173
174 subplot(212)
175 plot((1:nit1),errTest,'-k',...
176     'LineWidth',1.5,...
177     'MarkerSize',1), grid on;
178 %title('Curva de erro da validacao - MQ')
179 xlabel ('Amostras')
180 ylabel ('Valor do erro')
181 axis ([0 1000 -4 4])
182
183 figure(5)
184 step(Gs)
185
```

```
186 figure(6)
187 step(T_pid)
188 title("Controlador PID")
189
190 toc
191
192
193 }
```

**APÊNDICE B – CÓDIGO DE SIMULAÇÃO CONTROLADORES**

## Código-fonte 2 – Simulação Controladores

```
1
2 clear, close all; clc;
3
4 %% FUNCAO DE TRANSFERENCIA DA PLANTA
5 %Funcao de transferencia discreta da planta
6 Gz = tf([0.9833 0.1985],[1 -1.047 0.05518],0.2);
7 % Conversao da FT da planta para continua
8 Gs = d2c(Gz)
9
10 %GRAFICO DEGRAU MALHA ABERTA PLANTA
11 figure(1)
12 step(Gs)
13 hold on;
14 grid on;
15 legend('Degrau Malha aberta');
16 title("Degrau Malha aberta");
17 ylabel('Velocidade da Junta (RPM)');
18 xlabel('Tempo (s)');
19
20 %% METODOS GANHOS PID
21 %OBS: utilizar um dos metodos por vez para plotar o grafico
    e
22 % comparar os controladores
23
24 %GANHOS ZN
25 Kp = 2.71;
26 Ti = 0.14;
27 Td = 0.04;
28 Ki = Kp/Ti;
```

```
29 Kd = Kp*Td;
30
31 % %GANHOS CHR
32 % Kp = 1.36;
33 % Ti = 22.74;
34 % Td = 0.04;
35 % Ki = Kp/Ti;
36 % Kd = Kp*Td;
37
38 % %GANHOS IMC LAMBDA = 0.1
39 % Kp = 1.1741;
40 % Ti = 22.78;
41 % Td = 0.04;
42 % Ki = Kp/Ti;
43 % Kd = Kp*Td;
44
45 % %GANHOS SIMC
46 % Kp = 1.51;
47 % Ti = 0.56;
48 % Td = 0.04;
49 % Ki = Kp/Ti;
50 % Kd = Kp*Td;
51
52 %% FT CONTROLADORES E GRAFICOS EM MALHA FECHADA
53 %FT PID classico
54 Cs = Kp + tf([Ki],[1 0]) + tf([Kd 0],[1]);
55
56 %FT MALHA FECHADA PLANTA E PID
57 Ys = Cs*Gs/(1+(Cs*Gs));
58
59 %GRAFICOS
60 figure(2)
```

```
61
62 t1 = 0:0.01:15;
63 u20 = [ones(size(t1(1:1501)))]];
64 t2 = 0:0.01:15;
65 [y1000,t2,x] = lsim(Ys,u20,t2); %disturbio -0.2
66 plot(t2,u20,':k','linewidth',1.5)
67 hold on;
68 grid on;
69
70 x1=0:0.1:100;
71 y1=(x1.^0)*50;
72 plot (x1,y1,':k','linewidth',2.5);
73 hold on;
74 grid on;
75 [ypid,tpid] = step(50*Ys,5);
76 plot(tpid,ypid,'g--','linewidth',1.5)
77 hold on;
78 grid on;
79
80 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
81 title("Sintonia Controlador PID - Entrada Degrau");
82 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
83 xlabel('Tempo (s)');
84 axis ([0 5 0 70])
85
86 %PID 2-DOF PARAMETROS
87 b = 0.65;
88 c = 0.05;
89
90 delta = 1000;
91 tau = Td/delta;
92 D = tf([1 0], [1*tau 1]);
```

```
93
94 %FT PID 2-DOF COM FEEDBACK
95 C = Kp*(1-b) + tf([Ki], [1 0]) + (1-c)*Kd*D;
96 X = (Kp*b)+(c*Kd*D);
97
98 %FT MALHA FECHADA PLANTA E PID 2-DOF
99 T = C*Gs/(1+Gs*(C+X));
100
101 %GRAFICOS
102 figure(3)
103
104 t1 = 0:0.01:15;
105 u21 = [ones(size(t1(1:1501)))];
106 t2 = 0:0.01:15;
107 [y1001,t2,x] = lsim(T,u21,t2); %disturbio -0.2
108 % plot(t2,u21,':k','linewidth',1.5)
109 % hold on;
110 % grid on;
111
112 x1=0:0.1:100;
113 y1=(x1.^0)*50;
114 plot (x1,y1,':k','linewidth',2.5);
115 hold on;
116 grid on;
117 [y2dof,t2dof] = step(T*50,5);
118 plot(t2dof,y2dof,'g--','linewidth',1.5)
119 hold on;
120 grid on;
121
122 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
123 title("Sintonia Controlador PID 2-DOF - Entrada Degrau");
124 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
```

```
125 xlabel('Tempo (s)');
126 axis ([0 5 0 70])
127
128 %% MODELO DE 1 ORDEM
129 % Metodo de Smith
130 s = tf('s');
131
132 %MODELO DE 1 ORDEM
133 %RETIRADO DA CURVA DE REACAO DA PLANTA AO DEGRAU
134 Gp_SM = 143.69*exp(-0.07*s)/(22.74*s+1);
135 figure(4)% COMPARACAO ENTRE MODELOS DA PLANTA
136 [ymSM,tmSM] = step(Gp_SM,150);
137 plot(tmSM,ymSM,'k','linewidth',1.5)% PLOT MODELO DE 1
    ORDEM
138 hold on;
139 grid on;
140 [ymGs,tmGs] = step(Gs,150);
141 plot(tmGs,ymGs,'k')% PLOT MODELO ORIGINAL DA PLANTA DE 2
    ORDEM
142 legend('Modelo de 1 ordem', 'Modelo por MQ');
143 title("Comparacao modelos da junta");
144 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
145 xlabel('Tempo (s)');
146
147 %% Degrau Negativo PID
148 t1 = 0:0.01:15;
149 Td = 1+(-0.2*(t1>3 & t1<7));          % load disturbance
150 u = [ones(size(t1(1:500))) Td];
151 t2 = 0:0.01:20;
152
153 [y10,t2,x] = lsim(Ys,u,t2); %disturbio -0.2
154 figure(5)
```

```
155 plot(t2,u,':k','linewidth',2.5)
156 hold on;
157 grid on;
158 plot(t2,y10,'m:', 'linewidth',1.5)
159 hold on;
160 grid on;
161 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
162 title("Sintonia Controlador PID - Entrada Degrau Negativo")
    ;
163 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
164 xlabel('Tempo (s)');
165 ylim([0 1.5]);
166
167 % Senoidal PID
168 t1 = 0:0.01:20;
169 u1 = sin(t1); %lsim(sys,u,t)
170 [y100,t1,x] = lsim(Ys,u1,t1); %senoidal
171 figure(6)
172 plot(t1,u1,':k','linewidth',2.5)
173 hold on;
174 grid on;
175 plot(t1,y100,'m:', 'linewidth',1.5)
176 hold on;
177 grid on;
178 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
179 title("Sintonia Controlador PID - Entrada Senoidal");
180 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
181 xlabel('Tempo (s)');
182 ylim([-1.2 1.2]);
183
184 % Degrau Negativo PID 2-DOF
185 t1 = 0:0.01:15;
```

```

186 %senoidal
187 Td = 1+(-0.2*(t1>3 & t1<7));          % load disturbance
188 u2 = [ones(size(t1(1:500))) Td];
189 t2 = 0:0.01:20;
190 [y11,t2,x] = lsim(T,u2,t2); %disturbio -0.2
191 figure(7)
192 plot(t2,u2,':k','linewidth',2.5)
193 hold on;
194 grid on;
195 plot(t2,y11,'m:', 'linewidth',1.5)
196 hold on;
197 grid on;
198 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
199 title("Sintonia Controlador PID 2-DOF - Entrada Degrau
        Negativo");
200 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
201 xlabel('Tempo (s)');
202 ylim([0 1.5]);
203
204 %% Senoidal PID 2-DOF
205 t1 = 0:0.01:20;
206 u3 = sin(t1); %lsim(sys,u,t)
207 [y101,t1,x] = lsim(T,u3,t1); %senoidal
208 figure(8)
209 plot(t1,u3,':k','linewidth',2.5)
210 hold on;
211 grid on;
212 plot(t1,y101,'m:', 'linewidth',1.5)
213 hold on;
214 grid on;
215 legend('Referencia','ZN', 'CHR', 'IMC','SIMC');
216 title("Sintonia Controlador PID 2-DOF - Entrada Senoidal");

```

```
217 ylabel('Velocidade da Junta (rpm)');
218 xlabel('Tempo (s)');
219 ylim([-1.2 1.2]);
220
221 %% Informacoes Controladores
222 S = stepinfo(Ys) %PID
223 S2 = stepinfo(T) %PID 2-DOF
224
225 %% CALCULO IAE E ISE
226 %PID
227 v = [0:0.07:0.2882]; % implementa vetor para partir do 0
228 v1 = [v'; y1000];
229 u350 = [1 1 1 1 1];
230 u351 = [u350'; u20'];
231
232 ed = v1 - u351; %erro
233 IAEd = trapz(0.011, abs(ed))
234 ISEd = trapz(0.011, (ed).^2)
235
236 v2 = [0:0.07:0.2882]; % implementa vetor para partir do 0
237 v3 = [v2'; y10];
238 u352 = [1 1 1 1 1];
239 u353 = [u352'; u2'];
240
241 edn = v3 - u353; %erro
242 IAEdn = trapz(0.011, abs(edn))
243 ISEdn = trapz(0.011, (edn).^2)
244
245 es = y100 - u1'; %erro
246 IAEs = trapz(0.011, abs(es))
247 ISEs = trapz(0.011, (es).^2)
248
```

```
249 %PID 2 DOF
250 ed2 = y1001 - u21'; %erro
251 IAEd2 = trapz(0.011, abs(ed2))
252 ISEd2 = trapz(0.011, (ed2).^2)
253
254 edn2 = y11 - u2'; %erro
255 IAEdn2 = trapz(0.011, abs(edn2))
256 ISEdn2 = trapz(0.011, (edn2).^2)
257
258 es2 = y101 - u3'; %erro
259 IAEs2 = trapz(0.011, abs(es2))
260 ISEs2 = trapz(0.011, (es2).^2)
261
262
263 }
```