



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

PHELIPE WESLEY DE OLIVEIRA

**CONTRIBUIÇÕES AO PROBLEMA DE SINTONIA ÓTIMA DE CONTROLADORES
PID DE ORDENS INTEIRA E FRACIONÁRIA VIA OTIMIZAÇÃO METAHEURÍSTICA**

FORTALEZA

2020

PHELIPE WESLEY DE OLIVEIRA

CONTRIBUIÇÕES AO PROBLEMA DE SINTONIA ÓTIMA DE CONTROLADORES
PID DE ORDENS INTEIRA E FRACIONÁRIA VIA OTIMIZAÇÃO METAHEURÍSTICA

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia de Teleinformática. Área de Concentração: Sinais e Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Guilherme de Alencar Barreto

Coorientador: Prof. Dr. George André Pereira Thé.

FORTALEZA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

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

O49c Oliveira, Phelipe Wesley de.
Contribuições ao Problema de Sintonia Ótima de Controladores PID de Ordens Inteira e Fracionária via Otimização Metaheurística / Phelipe Wesley de Oliveira. – 2020.
99 f. : il. color.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2020.

Orientação: Prof. Dr. Guilherme de Alencar Barreto.
Coorientação: Prof. Dr. George André Pereira Thé.

1. Controle PID. 2. sintonia ótima. 3. robótica de manipuladores. 4. planejamento de trajetórias. 5. arrancada mínima. I. Título.

CDD 621.38

PHELIPE WESLEY DE OLIVEIRA

CONTRIBUIÇÕES AO PROBLEMA DE SINTONIA ÓTIMA DE CONTROLADORES
PID DE ORDENS INTEIRA E FRACIONÁRIA VIA OTIMIZAÇÃO METAHEURÍSTICA

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de doutor em Engenharia de Teleinformática. Área de Concentração: Sinais e Sistemas

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Guilherme de Alencar Barreto (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (DETI/UFC)

Prof. Dr. George André Pereira Thé. (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (DETI/UFC)

Prof. Dr. Marco Henrique Terra
Universidade de São Paulo (EESC-USP)

Prof. Dr. Bruno Vilhena Adorno
Universidade Federal de Minas Gerais (DEE/UFMG)

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira
Universidade Federal do Ceará (DEE/UFC)

Este trabalho é dedicado principalmente à minha mãe Maria, ao meu pai Raimundo e minha irmã Laresca pelo apoio e paciência durante os anos.

AGRADECIMENTOS

Aos professores Guilherme Barreto e George Thé pela orientação e paciência durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus pais e a minha irmã pelo incentivo ao estudo.

Às minhas amigas Paula, Luciana, Dhebora, Ana, Ingrid, Hévila e Natália pelo apoio e paciência.

À minha namorada e companheira Larissa por ajuda nas correções, pelo apoio e paciência.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo financiamento da pesquisa de doutorado via bolsa de estudos.

Sobretudo a Deus.

“A violência é o último refúgio do incompetente.”

(Isaac Asimov - Fundação)

RESUMO

O princípio da arrancada mínima (*minimum jerk*) é comumente usado para o planejamento de trajetória de robôs manipuladores. Porém, visto que o princípio é formalizado em termos da cinemática do robô, não há garantias de que um controlador do tipo PID sintonizado por métodos clássicos (e.g. Ziegler-Nichols) seguirá com acurácia os perfis planejados para aceleração e arrancada. Isto corre porque a dinâmica do robô, necessária para a correta sintonia do controlador, não está inserida no formalismo da tarefa de geração da trajetória. Isto posto, nesta tese introduz-se um método para determinação ótima dos ganhos de controladores do tipo PID para seguimento de trajetórias robóticas com restrições de arrancada mínima. A conexão entre cinemática e dinâmica do robô para efeito de sintonia ótima de controladores PID, sejam de ordem inteira ou fracionária, dá-se através definição de um novo índice de desempenho, chamado aqui de *jerk-based integral of absolute error* (J-IAE), que estende o conhecido índice IAE para cenários de arrancada mínima. Usando um único índice J-IAE como função objetivo, o algoritmo de otimização por enxame de partículas (PSO, sigla em inglês) é utilizado para buscar os valores ótimos dos ganhos dos controladores das juntas de um robô planar vertical. Ademais, para além da aplicação em robótica, nesta tese propõe-se também uma metodologia nova para síntese de controladores do tipo PID que, além de buscar os valores ótimos para os ganhos do controlador, também busca pela estrutura (i.e. número de termos) do controlador mais adequada para a realização da tarefa de interesse. Esta otimização conjunta do número de termos e dos ganhos associados leva a uma nova classe de controladores PID aqui chamados de *controladores auto-configuráveis ótimos*. O algoritmo PSO é usado para investigar a viabilidade desta metodologia. Por fim, com o intuito de avaliar as duas propostas desta tese, uma ampla avaliação de desempenho é apresentada, mostrando suas vantagens e limitações para diferentes configurações robóticas e plantas de controle.

Palavras-chave: Controle PID; sintonia ótima; robôs manipuladores; planejamento de trajetórias; arrancada mínima; metaheurísticas.

ABSTRACT

The minimum jerk principle is often used for the purpose of planning robot trajectories. However, since the principle is formalized in terms of the robot's kinematics, there is no guarantee that a PID-type controller tuned by classical methods (e.g. Ziegler-Nichols) will accurately track the planned profiles for acceleration and jerk. This is because the robot dynamics, necessary for the correct tuning of the controller, is not inserted in the formalism of the trajectory planning task. Bearing this in mind, this thesis introduces a method for optimal estimation of the gains of PID-like controllers for tracking robotic trajectories with minimum jerk constraints. The connection between the kinematics and dynamics of the robot for the purpose of optimum tuning of PID controllers, whether of integer or fractional order, occurs through the definition of a new performance index, called here *jerk-based integral of absolute error* (J-IAE), which extends the well-known IAE index for minimum jerk scenarios. Using a single J-IAE index as an objective function, the particle swarm optimization algorithm (PSO) is used to search for the optimal gains of the controllers of the joints of a vertical planar robot. Furthermore, beyond the application in robotics, this thesis also proposes a new methodology for the synthesis of PID-like controllers, which, in addition to seeking the optimum values for the controller's gains, also seeks the optimal structure (i.e. optimal number of terms) of the controller to perform the task of interest. The combined optimization of the number of terms and the associated gains leads to a new class of PID controllers here called *optimal self-configuring controllers*. The PSO algorithm is used to investigate the feasibility of this methodology. Finally, a comprehensive performance evaluation is presented in order to evaluate the two proposals of this thesis, discussing their advantages and limitations for different robotic configurations and control plants.

Keywords: PID control; optimal tuning; robotic manipulators; trajectory planning; minimum jerk; metaheuristics

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos controlador PID paralelo.	29
Figura 2 – Curva de resposta ao degrau hipotética e parâmetros usados no método de Ziegler-Nichols.	32
Figura 3 – Resposta ao degrau de um sistema com um controlador PD para diferentes valores de α . (Esquerda) Planta de primeira ordem 1. (Direita) Planta de segunda ordem 2.	34
Figura 4 – Resposta ao degrau de um sistema com um controlador PI para diferentes valores de λ . (Esquerda) Planta de primeira ordem 1. (Direita) Planta de segunda ordem 2.	35
Figura 5 – Medidas de desempenho definidas a partir da resposta ao degrau de um sistema de 2a. ordem.	41
Figura 6 – Perfis típicos de trajetórias MJ obtidos quando a função $q(t)$ é definida como na Equação (3.4).	46
Figura 7 – Esquema do controlador PD que deve ser executado para cada partícula no enxame. Para $\alpha = 1$, obtém-se o controlador PD padrão. Para $0 < \alpha < 1$, obtém-se o controlador PD de ordem fracionária. . .	50
Figura 8 – Fluxograma do processo de otimização.	51
Figura 9 – Diagrama de controle para proposta 2.	54
Figura 10 – Exemplos do controlador autoconfigurável proposto para diferentes valores do vetor de parâmetros.	55
Figura 11 – Robô de dois graus de liberdade cujo modelo dinâmico é usado nas simulações computacionais relatadas nesta seção.	58
Figura 12 – Curvas de convergência (valores de J-IAE ao longo do tempo) para a melhor partícula do algoritmo PSO referentes aos controladores MJ-OPD (esquerda) e MJ-FOPD (direita). Os valores finais das partículas são aqueles mostrados em negrito nas Tabelas 4 e 5.	60
Figura 13 – Resultados referentes ao rastreamento do perfil de posição planejado de acordo com o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	60
Figura 14 – Resultados para o rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	61

Figura 26 – Resultados para o rastreamento do perfil de posição planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	69
Figura 27 – Resultados para o rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	69
Figura 28 – Resultados para o rastreamento do perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	70
Figura 29 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	71
Figura 30 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg, destaque para o primeiro meio segundo da simulação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.	71
Figura 31 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_1	74
Figura 32 – Resposta ao degrau da planta G_1 para o melhor conjunto de ganhos do controlador SECO-PID mostrados na Tabela 20.	75
Figura 33 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_1	76
Figura 34 – Respostas ao degrau da planta G_1 para os controladores SECO-FOPID (2 termos) e FOPID-MPSO (3 termos) para os parâmetros mostrados na Tabela 21.	77
Figura 35 – Respostas ao degrau da planta G_1 para os controladores SECO-PID, SECO-FOPID e PID-MPSO.	78
Figura 36 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_2	79
Figura 37 – Resposta ao degrau da planta G_2 para os ganhos do controlador SECO-PID mostrado na Tabela 23.	80

Figura 38 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_2	81
Figura 39 – Respostas ao degrau da planta G_2 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 25.	82
Figura 40 – Respostas ao degrau da planta G_2 para os controladores SECO-PID, SECO-FOPID e PID-MPSO.	82
Figura 41 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_3	84
Figura 42 – Respostas ao degrau da planta G_3 para o controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 27.	85
Figura 43 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_3	86
Figura 44 – Respostas ao degrau da planta G_3 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 29.	86
Figura 45 – Respostas ao degrau da planta G_3 para os controladores SECO-PID (2 termos), SECO-FOPID (2 termos) e PID-MPSO.	87
Figura 46 – Diagrama de blocos do sistema AVR.	88
Figura 47 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_4	89
Figura 48 – Respostas ao degrau da planta G_4 para o controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 31.	89
Figura 49 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_4	90
Figura 50 – Respostas ao degrau da planta G_4 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 33.	91
Figura 51 – Respostas ao degrau da planta G_4 para os controladores SECO-PID (2 termos), SECO-FOPID (2 termos) e PID-MPSO.	92
Figura 52 – Modelo do manipulador Simulado.	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros pelo método de Ziegler-Nichols (Resposta ao degrau)	32
Tabela 2 – Parâmetros pelo método de Ziegler-Nichols (Oscilação crítica)	33
Tabela 3 – Parâmetros pelo método CHR	33
Tabela 4 – Os melhores $N_b = 4$ vetores-solução para o controlador MJ-OPD ao longo das $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO. Em negrito, o vetor-solução escolhido.	59
Tabela 5 – Os melhores $N_b = 4$ vetores-solução para o controlador MJ-FOPD ao longo das $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO. Em negrito, o vetor-solução escolhido.	59
Tabela 6 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado pelo MJ.	61
Tabela 7 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado de acordo com o princípio MJ.	61
Tabela 8 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ.	62
Tabela 9 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ.	63
Tabela 10 – Torques máximos gerados durante o rastreamento dos perfis MJ sem perturbações pelos controladores avaliados.	64
Tabela 11 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.	65
Tabela 12 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.	65
Tabela 13 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.	66

Tabela 14 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.	67
Tabela 15 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado segundo o princípio MJ com carga útil.	69
Tabela 16 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ com carga útil.	70
Tabela 17 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ com carga útil.	70
Tabela 18 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ com carga útil.	71
Tabela 19 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_1)	74
Tabela 20 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_1 com controlador SECO-PID.	75
Tabela 21 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_1)	76
Tabela 22 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_1 com controlador SECO-FOPID.	76
Tabela 23 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_2)	79
Tabela 24 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_2 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 23.	79
Tabela 25 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_2)	80

Tabela 26 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_2 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 25.	81
Tabela 27 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_3)	83
Tabela 28 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_3 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 27.	84
Tabela 29 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_3)	85
Tabela 30 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_3 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 29.	85
Tabela 31 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para as diferentes sugeridas (planta G_4)	88
Tabela 32 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_4 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 31.	89
Tabela 33 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_4)	90
Tabela 34 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_4 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 33.	91
Tabela 35 – Dados do robô simulado	105

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MJ	<i>Minimum Jerk</i>
PID	Proporcional Integrativo Derivativo
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integrativo
FOPID	<i>Fractional-order PID</i>
GL	Grunwald-Letnikov
RL	Riemann-Liouville
ISE	<i>Integral of Squared Error</i>
IAE	<i>Integral of Absolute Error</i>
ITSE	<i>Integral of Time Multiplied by Squared Error</i>
ITAE	<i>Integral of Time Multiplied by Absolute Error</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
J-IAE	<i>Jerk-Based IAE</i>
MG	Média Geométrica
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
MJ-OPD	<i>Minimum Jerk Optimal PD Controller</i>
MJ-FOPD	<i>Minimum Jerk Optimal FOPD Controller</i>
SECO-PID	<i>Self-Configurable Optimal PID</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

k_p	Ganho proporcional
k_d	Ganho derivativo
k_i	Ganho integrativo
t	Tempo
s	Variável complexa
$e(t)$	Sinal de erro no domínio do tempo
$E(s)$	Sinal de erro no domínio da Frequência
$r(t)$	Sinal de referência no domínio do tempo
$u(t)$	Sinal de controle no domínio do tempo
$U(s)$	Sinal de controle no domínio da frequência
$y(t)$	Saída do sistema
a	Parâmetro utilizado no método de Ziegler-Nichols da resposta ao degrau
L	Parâmetro utilizado no método de Ziegler-Nichols da resposta ao degrau
K_u	Ganho crítico do método de Ziegler-Nichols da oscilação crítica
T_u	Período crítico do método de Ziegler-Nichols da oscilação crítica
α	Expoente da derivada fracionária
λ	Expoente da integral fracionária
D^α	Derivada fracionária de ordem α
Γ	Função gama de Euler
\mathbf{K}_p	Vetor de ganhos proporcionais
\mathbf{K}_d	Vetor de ganhos derivativos
\mathbf{K}_i	Vetor de ganhos integrativos
$\boldsymbol{\tau}$	Vetor de torques
T_r	Tempo de subida
M_p	Sobressinal

T_p	Tempo de pico
T_s	Tempo de acomodação
E_{ss}	Erro estacionário
$q(t)$	Posição angular
$J(t)$	Arrancada
q	Vetor de posições angulares
a	Vetor de coeficientes do polinômio de trajetória
s	Vetor de estados iniciais
D	Matriz para determinação dos coeficientes do polinômio de trajetória
$e_q(t)$	Erro no rastreamento da trajetória de posição
$e_J(t)$	Erro no rastreamento da trajetória de arrancada
θ	vetor de parâmetros a serem otimizados
$k_p(n)$	Ganho proporcional da junta n
$k_d(n)$	Ganho derivativo da junta n
$k_i(n)$	Ganho integrativo da junta n
$\lambda(n)$	Expoente da integral da junta n
$\alpha(n)$	Expoente da derivada da junta n
$v_i(k)$	Velocidade da partícula i na iteração k
$p_i(k)$	Posição da partícula i na iteração k
$p_i^{best}(k)$	Melhor posição da partícula i na iteração k
$g_i^{best}(k)$	Melhor posição de uma partícula no enxame na iteração k
ψ_1, ψ_2	variáveis aleatórias do algoritmo PSO
c_1, c_2	Coeficientes de aceleração do algoritmo PSO
ϵ	Fator de constrição do algoritmo PSO
$\beta_p, \beta_d, \beta_i$	Ativadores dos termos proporcional, derivativo e integral
N	Número de iterações
M	Tamanho do enxame
N_e	Número de execuções

m_i	Massa da junta i
v_i	Velocidade escalar da junta i
I_i	Momento de Inércia da junta i
h_i	Altura do centro de massa da junta i
g	Aceleração da gravidade
l_i	Comprimento da junta i
l_{ci}	Distância do centro de rotação ao centro de massa da junta i
$\sin(q_i)$	Seno do ângulo de posição da junta i
$\cos(q_i)$	Cosseno do ângulo de posição da junta i
$\sin(q_i + q_j)$	Seno da soma dos ângulos de posição da junta i e da junta j
$\cos(q_i + q_j)$	Cosseno da soma dos ângulos de posição da junta i e da junta j
q	Vetor de posição
ḡ	Vetor de velocidade
ḡ	Vetor de aceleração
M(q)	Matriz de inércia
C(q, ḡ)	Matriz de Coriolis
g(q)	Vetor de forças gravitacionais
M_{ij}	Componente da linha i coluna j da matriz M
C_{ij}	Componente da linha i coluna j da matriz C
g_i	Componente gravitacional da junta i

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Objetivos Gerais e Específicos	25
1.2	Produção Científica	25
1.3	Resumo dos Capítulos Restantes	26
2	FUNDAMENTOS DO CONTROLADOR PID	28
2.1	Controlador PID	28
2.1.1	<i>Método de Ziegler-Nichols (Resposta ao degrau)</i>	31
2.1.2	<i>Método de Ziegler-Nichols (Oscilação crítica)</i>	32
2.1.3	<i>Método CHR</i>	32
2.2	Controlador PID de Ordem Fracionária	33
2.2.1	<i>Um Pouco Mais Sobre Derivadas de Ordem Fracionária</i>	36
2.3	Controle PID/FOPID para Manipuladores Robóticos	37
2.4	Sintonia de Parâmetros via Otimização Metaheurística	39
2.4.1	<i>Índices baseados na Resposta ao Degrau de Sistemas de 2ª Ordem</i>	40
2.4.2	<i>Índices Baseados no Erro</i>	41
2.5	Resumo do Capítulo	43
3	CONTRIBUIÇÕES DA TESE	44
3.1	Proposta 1: Controle PID Ótimo de Trajetórias Robóticas com Requisitos de Arrancada Mínima	44
3.1.1	<i>O princípio da arrancada mínima</i>	44
3.1.1.1	<i>Extensão dos Índices Baseados em Erro para Trajetórias de MJ</i>	48
3.1.2	<i>Fundamentos do algoritmo PSO</i>	49
3.1.3	<i>Metodologia de Aplicação</i>	50
3.1.4	<i>Sobre a Não-Convexidade do J-IAE e Múltiplas Soluções</i>	51
3.2	Proposta 2: Um Controlador PID Autoconfigurável	53
3.2.1	<i>Sobre as Múltiplas Soluções</i>	56
3.3	Resumo do Capítulo	56
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO: PROPOSTA 1	57
4.0.1	<i>Prova de conceito</i>	58

4.0.2	Tarefa de rastreamento de trajetória com perturbação	63
4.0.3	Tarefa de rastreamento de trajetória com alterações na posição final.	65
4.0.4	Tarefa de rastreamento de trajetória com carga	68
4.0.5	Observações finais sobre as simulações relatadas	70
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO: PROPOSTA 2	73
5.1	Metodologia	73
5.2	Sistema de 3a. Ordem (Planta G_1)	73
5.2.1	Controle via SECO-PID (Planta G_1)	74
5.2.2	Controle via SECO-FOPID (Planta G_1)	75
5.3	Sistema de 4a. Ordem (Planta G_2)	78
5.3.1	Controle via SECO-PID (Planta G_2)	78
5.3.2	Controle via SECO-FOPID (Planta G_2)	79
5.4	Planta de 2a. Ordem com Atraso (Planta G_3)	83
5.4.1	Controle via SECO-PID (Planta G_3)	83
5.4.2	Controle via SECO-FOPID (Planta G_3)	84
5.5	Regulador Automático de Tensão (Planta G_4)	87
5.5.1	Controle via SECO-PID (Planta G_4)	88
5.5.2	Controle via SECO-FOPID (Planta G_4)	89
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	93
6.1	Proposta 1: Conclusões	93
6.2	Proposta 2: Conclusões	94
6.3	Resumo das Contribuições	95
6.4	Trabalhos futuros	95
	REFERÊNCIAS	97
	APÊNDICES	102
	APÊNDICE A – Exemplo de uso da <i>toolbox</i> FOMCON	102
	APÊNDICE B – Modelo e controle do robô	103

1 INTRODUÇÃO

Apesar de todos os avanços em robótica que experimentamos nas últimas décadas, o projeto de controladores para manipuladores robóticos ainda é uma tarefa desafiadora. Isso é uma consequência do aumento da complexidade das tarefas robóticas, como a cirurgia robótica, na qual requisitos rigorosos de precisão, velocidade e suavidade de movimento devem ser tratados com cuidado.

No entanto, na maioria das tarefas robóticas, esses requisitos são conflitantes. Por exemplo, movimentos de alta velocidade geralmente levam a uma diminuição na precisão e suavidade. A esse respeito, a capacidade humana de mover e posicionar braços e mãos com considerável precisão e suavidade, mesmo em velocidades relativamente altas, parece ser um bom exemplo a seguir. No entanto, o grande problema aqui é como capturar essa capacidade física dos seres humanos de produzir movimentos suaves e precisos para projetar adequadamente os controladores de juntas de robôs.

Na tentativa de resolver esse problema, deve-se examinar mais de perto alguns estudos de neurociência, que levantam a hipótese de que os movimentos das articulações humanas tendem a seguir alguns princípios intrínsecos de otimização, tais como suavidade (*smoothness*) e mudança mínima de torque (*minimum torque change*) (FLASH *et al.*, 2013; BRETELER *et al.*, 2002; ROHRER *et al.*, 2002; FLASH *et al.*, 2003; HOGAN, 1984). Neste sentido, a suavidade do movimento é comumente formulada como o problema de minimizar a arrancada, isto é, a derivada no tempo da aceleração de uma junta. Essa abordagem é conhecida como princípio da arrancada mínima (MJ - *minimum jerk*) e é usada desde o início dos anos 90 para o planejamento de trajetórias em robótica (KASERER *et al.*, 2018; LU *et al.*, 2017; SULEIMAN, 2016; ALOULOU; BOUBAKER, 2011; PIAZZI; VISIOLI, 2000; KYRIAKOPOULOS; SARIDIS, 1994; KYRIAKOPOULOS; SARIDIS, 1991). Uma variação brusca da aceleração produzida durante o rastreamento de uma trajetória planejada afeta adversamente o desempenho dos algoritmos de controle de rastreamento para manipuladores robóticos (KYRIAKOPOULOS; SARIDIS, 1994; KYRIAKOPOULOS; SARIDIS, 1991). Assim, trajetórias planejadas de acordo com o princípio MJ são desejáveis, pois prolongam a vida útil do robô ao limitar o desgaste excessivo dos atuadores e evitar a excitação de ressonância (PIAZZI; VISIOLI, 2000).

A principal questão sobre o controle do robô com a abordagem MJ é que ele é essencialmente um princípio baseado em cinemática, enquanto os movimentos do robô dependem, em última instância, da dinâmica (ou seja, forças e torques) do movimento. Esta é uma questão que foi discutida mesmo no domínio do controle motor humano (WOLPERT *et al.*, 1995), mas embora uma abordagem baseada em cinemática, como o princípio MJ, pareça conveniente para o planejamento de trajetória, a dinâmica do robô deve ser levada em consideração para o projeto eficiente dos controladores responsáveis pelo rastreamento eficaz da trajetória desejada.

Observou-se que o planejamento de trajetória baseado nos princípios de MJ não garante o controle efetivo; ou seja, sem movimentos bruscos, do braço robótico ao longo da trajetória planejada (OLIVEIRA *et al.*, 2018). Mais especificamente, as trajetórias de posição e velocidade da junta, projetadas de acordo com o princípio MJ, são rastreadas com acurácia, mas as trajetórias de aceleração e arrancada da junta não. Isso ocorre porque os controladores do tipo PID comumente usados para mover os atuadores do robô (VISIOLI, 2012; LOZANO *et al.*, 1999), apesar de fazer o melhor possível para rastrear as trajetórias planejadas, não podem garantir que o compromisso entre acurácia e suavidade seja totalmente satisfeito porque a dinâmica do robô não é levada em consideração na formulação do princípio MJ.

Quando a aceleração e arrancada observadas não seguem os perfis MJ planejados, não é correto afirmar que o controle PID baseado em MJ está sendo implementado. Tendo isso em mente, nesta tese, desenvolvemos uma nova abordagem para sintonia ótima dos parâmetros de controladores PID, tanto de ordem inteira quanto de ordem fracionária, a fim de que os requisitos de arrancada mínima sejam totalmente atendidos no nível do controlador. Em comparação com a proposta realizada no estudo preliminar desenvolvido em Oliveira *et al.* (2018), a abordagem proposta possui os seguintes avanços: (i) Trata-se de um arcabouço mais geral que naturalmente estende o princípio MJ para sintonia ótima dos parâmetros de controladores PID de ordem fracionária; (ii) Baseia-se no desenvolvimento de uma extensão do conhecido índice de desempenho IAE (*Integral of the absolute error*) que naturalmente incorpora o princípio MJ para uma estimativa ótima dos parâmetros dos controladores das juntas simultaneamente. (iii) O processo de otimização agora é realizada usando-se o algoritmo de otimização por enxame de partículas (*particle swarm optimization*, PSO)

(EBERHART; KENNEDY, 1995) em vez de um algoritmo genético (*genetic algorithm*, GA). Esta mudança conduziu a um melhor desempenho no projeto dos controladores ótimos das juntas, que passaram a ser sintonizados simultaneamente e não em separado como em Oliveira *et al.* (2018).

Durante o desenvolvimento da proposta descrita no parágrafo anterior, chegamos ao seguinte questionamento:

Será que a estrutura do controlador PID usando sempre os três termos é a mais adequada?

Em algumas simulações, observamos que alguns dos termos nos controladores eram escolhidos como sendo zero, e isso nos fez questionar se existia alguma forma de fazer a escolha automática da estrutura do controlador PID mais adequada para uma dada planta. A pesquisa bibliográfica realizada ao longo da tese revelou que escolhas do tipo de controlador são mais claras para plantas de primeira e segunda ordem, estando entre as mais escolhidas o controlador proporcional-derivativo (PD) e o proporcional-integrativo (PI), porém essas escolhas são feitas antes do processo de otimização (IBRAHIM *et al.*, 2014; HUBA, 2013; LEE; SHIN, 2009; JIN; LIU, 2014). Contudo, nem todos os sistemas de controle PID podem ser projetados dessa forma, sistemas de ordem superior a 2 e sistemas com representação em espaço de estados que não possuem matriz de estados constante. A aplicação a estes sistemas da mesma lógica utilizada em sistemas de 1a. e 2a. ordem para seleção da estrutura mais adequada de controladores PID não necessariamente conduz a bons resultados.

Assim, além da proposta de um arcabouço para sintonia ótima de controladores PID em trajetórias robóticas de arrancada mínima, válida para controladores de ordem inteira ou fracionária, desenvolvemos também nesta tese uma metodologia capaz de selecionar automaticamente o número de termos do controlador PID e, ao mesmo tempo, determinar os valores ótimos dos ganhos dos termos selecionados. Apesar do processo de otimização aqui ter sido utilizado com o algoritmo PSO, a metodologia proposta é geral o bastante para ser empregada com diferentes técnicas de otimização bem como com diferentes tipos de plantas, estas não obrigatoriamente tendo que ser modeladas como funções de transferência.

1.1 Objetivos Gerais e Específicos

O objetivo principal desta tese é propor metodologias tanto para a sintonia ótima de controladores PID em aplicações de seguimento de trajetórias robóticas com requisitos de arrancada mínima quanto para o projeto de controladores PID auto-configuráveis, ou seja, com seleção automática de termos. Quanto aos objetivos específicos desta tese, pode-se listar os seguintes itens:

- Testar a aplicabilidade das metodologias propostas em controladores de ordem inteira e de ordem fracionária.;
- Realizar uma revisão bibliográfica sobre os temas em estudo;
- Testar o desempenho das metodologias propostas em situações adversas, ou seja, na presença de perturbações e mudanças na posição inicial e variações de carga;
- Desenvolver e disponibilizar programas para a simulação dos modelos utilizados nesta tese permitindo a inserção de diferentes tipos de perturbação;

1.2 Produção Científica

Ao longo do desenvolvimento desta tese foram aceitos em congressos e revistas os seguintes artigos:

- Oliveira, P. W., Barreto, G. A., & Thé, G. A. (2018, November). A Novel Tuning Method for PD Control of Robotic Manipulators Based on Minimum Jerk Principle. In 2018 Latin American Robotic Symposium, 2018 Brazilian Symposium on Robotics (SBR) and 2018 Workshop on Robotics in Education (WRE) (pp. 396-401). IEEE.
- Oliveira, P. W., Barreto, G. A., & Thé, G. A. (2020). A General Framework for Optimal Tuning of PID-like Controllers for Minimum Jerk Robotic Trajectories. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 1-20.
- Oliveira, P. W., Barreto, G. A. & Thé, G. A. P. (2020). Optimal Tuning of Self-Configurable Integer- and Fractional-Order PID Controllers, *IEEE Transactions on Cybernetics* (submetido).

1.3 Resumo dos Capítulos Restantes

O restante deste documento está organizado segundo a lista de capítulos apresentada abaixo.

- **Capítulo 2** - Este capítulo descreve o controlador PID, em sua forma mais conhecida, a que faz uso do cálculo inteiro, mas também apresentamos a sua versão que faz uso do cálculo fracionário. Além disso, são apresentados conceitos de cálculo fracionário, bem como são disponibilizadas referências onde podem ser obtidas mais informações sobre o tema.
- **Capítulo 3** - Neste capítulo discute-se o uso de métodos de otimização metaheurísticos para controladores, como também sobre os índices de desempenho que costumam ser mais utilizados na tarefa de otimização na área de controle. Além disso, o capítulo apresenta as duas metodologias propostas, uma para otimização de controladores em trajetórias MJ e outra para auto-seleção de termos em controladores PID.
- **Capítulo 4** - Neste momento do trabalho são apresentados os resultados da primeira metodologia, voltada para trajetórias MJ em manipuladores robóticos, as simulações realizadas, bem como o conjunto de passos sistemáticos adotados para obtenção dos resultados, incluindo a descrição dos parâmetros utilizados em cada controlador. Além da verificação de desempenho do controlador na execução da tarefa básica também foram feitas simulações para verificar o desempenho frente a mudança de trajetória, ruído no sistema e adição de carga ao efetuador do robô.
- **Capítulo 5** - Aqui são apresentados os resultados da segunda metodologia, voltada para a auto-seleção dos termos do controlador PID, descreve-se as diferentes plantas que foram utilizadas, bem como os parâmetros que foram utilizados em cada otimização. Os controladores com menor quantidade de ganhos obtidos pela metodologia proposta também são comparados com resultados de artigo que fazem a otimização do controlador PID de estrutura fixa, ou seja, que utilizam os três termos.
- **Capítulo 6** Este capítulo finaliza o presente trabalho resumindo os resultados obtidos e apresentando as principais contribuições da tese. Além do mais, aponta uma série de possíveis direções e trabalhos futuros que seguem a mesma linha

de pesquisa e poderão contribuir para dar continuidade a esta linha pesquisa.

2 FUNDAMENTOS DO CONTROLADOR PID

O presente capítulo procura apresentar os conceitos básicos por trás de um dos controladores mais usados ainda hoje na indústria, o clássico controlador proporcional-integral-derivativo (PID), ou controlador de 3 termos. Uma generalização deste controlador, que usa derivadas e integrais de ordem fracionária, vem recebendo atenção crescente da comunidade científica e, por isso, também será abordado neste capítulo.

O restante do capítulo está organizado da seguinte maneira. A Seção Controlador PID apresenta os fundamentos deste tipo de controlador bem como descreve algumas das maneiras mais utilizadas no processo de escolha dos ganhos, a seção Controlador PID de ordem Fracionária destaca as diferenças entre o PID tradicional e sua forma fracionária e fornece fundamentos para o leitor entender sobre o cálculo fracionária, por fim, a seção Controle PID/FOPID para Manipuladores Robóticos busca explicar como estes controladores são empregados para o controle de robôs de cadeia cinemática aberta.

2.1 Controlador PID

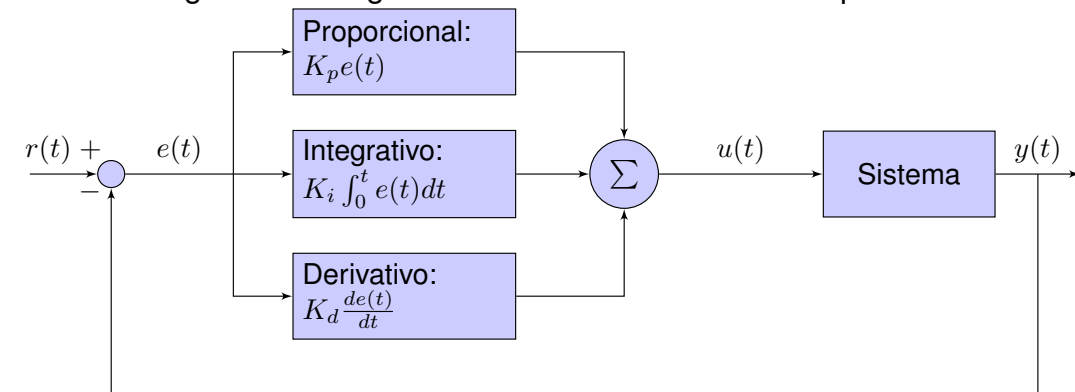
O controlador PID é possivelmente a estratégia de controle mais comum na indústria (ANG *et al.*, 2005; VISIOLI, 2006; LI *et al.*, 2006; VISIOLI, 2012), mesmo nos dias atuais. Uma das razões para o uso difundido deste controlador é a simplicidade de sua formulação, levando-o a apresentar desempenho satisfatório no controle de uma grande quantidade de sistemas dinâmicos.

A expressão padrão do controlador PID em tempo contínuo é dada por

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

em que $e(t) = r(t) - y(t)$ é o erro no instante atual, dado pela diferença entre o sinal de referência $r(t)$ e a saída do sistema $y(t)$, $u(t)$ é a ação de controle e o conjunto de parâmetros $\{K_p, K_i, K_d\}$ simbolizam, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador. Cada um destes parâmetros confere uma característica dinâmica à resposta do sistema à entrada degrau, por exemplo. O termo proporcional reage instantaneamente à presença do sinal de erro. O termo derivativo responde às variações ou mudanças bruscas no sinal de erro. Por fim, o termo integral funciona

Figura 1 – Diagrama de blocos controlador PID paralelo.



Fonte: Elaborado pelo autor

como um acumulador, mantendo uma memória das ocorrências de erro de modo a garantir um erro nulo em regime permanente. Mais detalhes sobre os efeitos de cada termo sobre a dinâmica do controle será fornecida mais adiante nesta seção. A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos para um controlador do tipo PID, nela temos o erro $e(t)$ que é basicamente a diferença entre o sinal de referência $r(t)$ e a saída do sistema $y(t)$, o sinal $u(t)$ é a saída do controlador.

O controlador PID também é comumente representado por meio de sua equação no domínio de Laplace. Neste caso, a sua função de transferência é escrita como

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s, \quad (2.2)$$

em que s é a variável de Laplace. Ao se analisar a Equação (2.2), percebe-se a razão de este controlador ser chamado de controlador de ordem inteira. As transformadas de Laplace da derivada (s) e da integral ($1/s$) aparecem elevadas à primeira potência. Mais adiante neste capítulo, quando da introdução do controlador PID de ordem fracionária, será visto que os termos derivativo e integral poderão assumir ordens fracionárias no intervalo $[0, 1]$

A parte proporcional do controlador determina a taxa de resposta da saída para o sinal de erro, no geral, o aumento do ganho proporcional irá aumentar a velocidade da resposta do sistema de controle. No entanto, se o ganho escolhido para o termo proporcional tiver um valor muito elevado, a variável de processo poderá oscilar (REBOUÇAS, 2017).

O termo derivativo aumenta a estabilidade do sistema e tende a enfatizar

os efeitos do ruído em altas frequências, se o sinal do sensor utilizado na malha de controle for muito ruidoso a derivada da resposta pode tornar o sistema de controle instável. No domínio do tempo temos uma diminuição no valor do sobressinal e no tempo de acomodação do sistema. No plano complexo o ganho derivativo produz um deslocamento do lugar das raízes do sistema em direção ao semi-plano esquerdo. Analisando no domínio da frequência, essa ação produz um avanço de fase constante de $\pi/2$ rad e um aumento de 20 dB/dec nas inclinações das curvas de magnitude (MONJE *et al.*, 2010).

O termo integral normalmente torna o sistema mais lento, diminui sua estabilidade relativa e elimina o erro estacionário. No domínio do tempo, os efeitos sobre a resposta transitória consistem na diminuição do tempo de subida e o aumento do tempo de acomodação e do sobressinal. No plano complexo, os efeitos da ação integral consistem em um deslocamento do lugar das raízes do sistema em direção ao semiplano direito. Já no domínio da frequência os efeitos são um incremento de -20 dB/dec nas curvas de magnitude e um decréscimo de $\pi/2$ rad na fase (MONJE *et al.*, 2010).

Não é necessária a presença de todos os termos no controlador PID para obter bons resultados. Por exemplo, o controlador PD, apresentado em sua forma no domínio do tempo e no domínio de Laplace nas equações a seguir

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.3)$$

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_d s, \quad (2.4)$$

é uma variante do controlador PID comumente encontrado em aplicações relacionadas com robótica (KELLY; CARELLI, 1996; LOZANO *et al.*, 1999). Outra variante comum é o controlador PI (HUBA, 2013; LEE; SHIN, 2009), descrito no domínio do tempo e Laplace como

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt, \quad (2.5)$$

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (2.6)$$

Apesar da já mencionada simplicidade do equacionamento do controlador PID, uma das limitações deste reside na inexistência de um critério de otimalidade que leve à seleção de valores adequados para os parâmetros. O processo de escolha dos parâmetros é chamado de sintonia do controlador e é realizado em geral por métodos empíricos, tomando como referência requisitos desejados para a resposta ao degrau do sistema de controle em malha fechada.

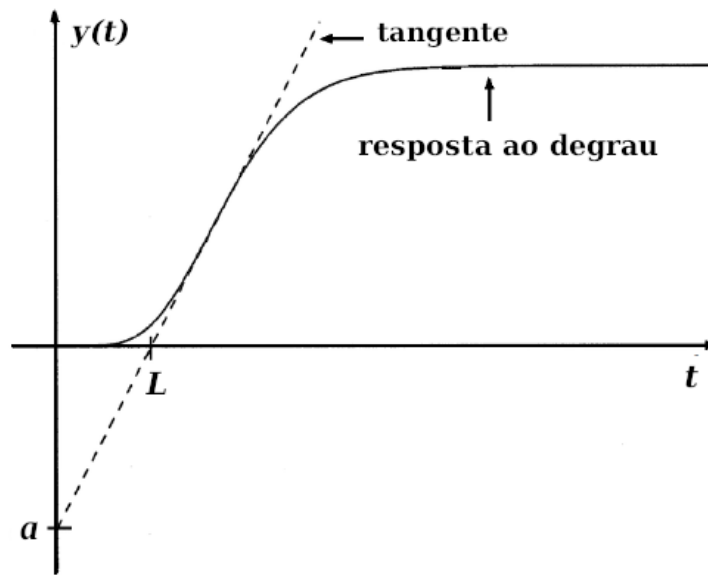
Existem muitas abordagens para sintonia dos parâmetros do controlador PID de ordem inteira, técnicas estas que fazem certas suposições sobre a planta a ser controlada e a saída desejada e tenta obter analiticamente, ou graficamente, algum recurso do processo que é usado para decidir as configurações do controlador. Estas técnicas costumam ser computacionalmente muito rápidas e simples de implementar, porém, as configurações do controlador geralmente não dão os resultados desejados sendo necessário um ajuste adicional. Algumas dessas abordagens são apresentadas a seguir.

2.1.1 Método de Ziegler-Nichols (Resposta ao degrau)

Uma das técnicas de sintonia mais utilizadas é o método de Ziegler-Nichols baseado na resposta ao degrau (ZIEGLER; NICHOLS, 1942). É provavelmente o mais popular dentre todos os métodos de ajuste de ganhos (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2004). O método é caracterizado por dois parâmetros, que são determinados a partir da resposta ao degrau unitário do processo, como ilustrado na Figura 2.

Primeiramente, é determinado o ponto onde a inclinação da resposta ao degrau tem o seu maior valor para então se traçar uma reta tangente a este ponto. A interseção da reta com o eixo das abcissas fornece o parâmetro de atraso de transporte L , e a interseção com o eixo das ordenadas determina o parâmetro a . De posse dos parâmetros a e L , o ajuste dos ganhos do controlador segue a Tabela 1, onde o ganho derivativo K_d é dado pela multiplicação do ganho K_p pelo parâmetro T_d e o ganho integral K_i é dado pela divisão do ganho K_p pelo parâmetro T_i (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995; FERMINO, 2014; SARAIVA, 2011).

Figura 2 – Curva de resposta ao degrau hipotética e parâmetros usados no método de Ziegler-Nichols.



Fonte: O autor

Tabela 1 – Parâmetros pelo método de Ziegler-Nichols (Resposta ao degrau)

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$	-	-
PI	$0,9/a$	$3L$	-
PID	$1,2/a$	$2L$	$L/2$

Fonte: Adaptado de Åström e Hägglund (1995)

2.1.2 Método de Ziegler-Nichols (Oscilação crítica)

Essa abordagem costuma ser utilizada em processos instáveis em malha fechada. O procedimento consiste em adicionar um controlador proporcional em série a uma planta e fechar a malha do sistema. Em seguida, varia-se o ganho até que o sistema entre em uma oscilação controlada ou permanente. Com o sistema nesta condição, o valor do ganho proporcional passará a ser chamado de ganho crítico K_u , e o período de oscilação será chamado de período crítico T_u . A partir desses dados, faz-se uso da Tabela 2 para encontrar os valores dos ganhos do controlador (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995; FERMINO, 2014).

2.1.3 Método CHR

Chien, Hrones e Reswick (CHR) propuseram uma modificação no método de Ziegler-Nichols da resposta ao degrau para fornecer melhor amortecimento para

Tabela 2 – Parâmetros pelo método de Ziegler-Nichols (Oscilação crítica)

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_u$	-	-
PI	$0,4K_u$	$0,8T_u$	-
PID	$0,6K_u$	$0,5T_u$	$0,125T_u$

Fonte: adaptado de Åström e Hägglund (1995)

sistemas de malha fechada. Eles propuseram o uso da resposta mais rápida sem sobressinal como um critério de projeto. Para selecionar os ganhos de acordo com o método CHR, primeiro é necessário determinar os parâmetros a e L da mesma forma que é feito no método de Ziegler-Nichols da resposta ao degrau. Finalmente, estes parâmetros são utilizados conforme a Tabela 3 para determinação dos ganhos (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

Tabela 3 – Parâmetros pelo método CHR

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,3/a$	-	-
PI	$0,6/a$	$4L$	-
PID	$0,95/a$	$2,4L$	$0,42L$

Fonte: Adaptado de Åström e Hägglund (1995)

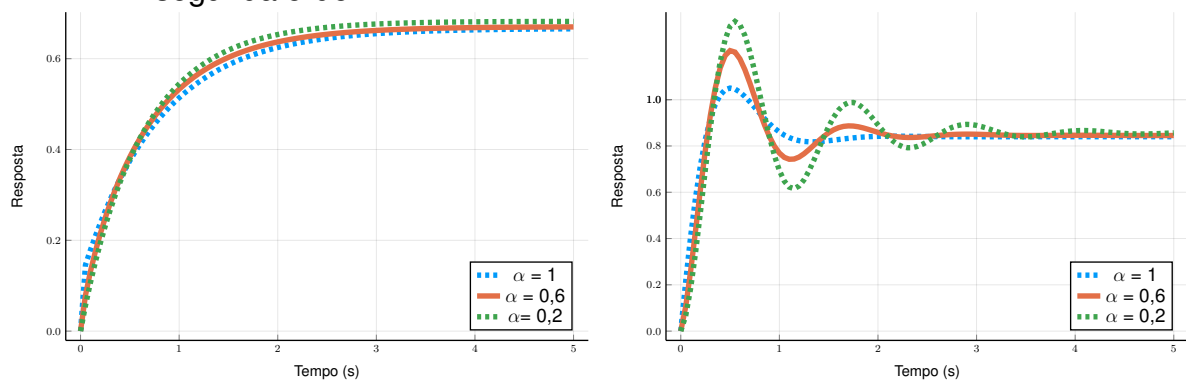
Apesar de obterem bons resultados, esses métodos são baseados em observações analíticas ou em análises de gráficos, sendo assim formulações baseadas em empirismo já que não se tem uma função custo que gera valores ótimos para os ganhos de controladores com estrutura pré-definida; ou seja, controladores cujos os termos P , I ou D , são escolhidos de antemão pelo próprio projetista.

2.2 Controlador PID de Ordem Fracionária

Uma generalização do controlador PID, que vem ganhando maior atenção da comunidade de controle, é chamada de controlador PID de ordem fracionária (FO-PID - *Fractional-order PID*). Este tem sido frequentemente usado no campo de sistemas de controle (LI *et al.*, 2016; DULU *et al.*, 2017; CHOPADE *et al.*, 2018) como uma estratégia para obter variações suaves da ação de controle.

Deve-se notar que o cálculo fracionário, ou cálculo de ordem não inteira é tão antigo quanto o cálculo convencional, mas apenas recentemente tem atraído mais

Figura 3 – Resposta ao degrau de um sistema com um controlador PD para diferentes valores de α . (Esquerda) Planta de primeira ordem 1. (Direita) Planta de segunda ordem 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

interesse entre cientistas e engenheiros. Uma característica atraente do cálculo fracionário, é que este não depende apenas das propriedades locais da função e considera a história e os efeitos distribuídos não locais (DAS, 2008).

Os controladores PID de ordem fracionária são genericamente simbolizados como $PI^\lambda D^\alpha$ e descrito matematicamente pela seguinte equação diferencial:

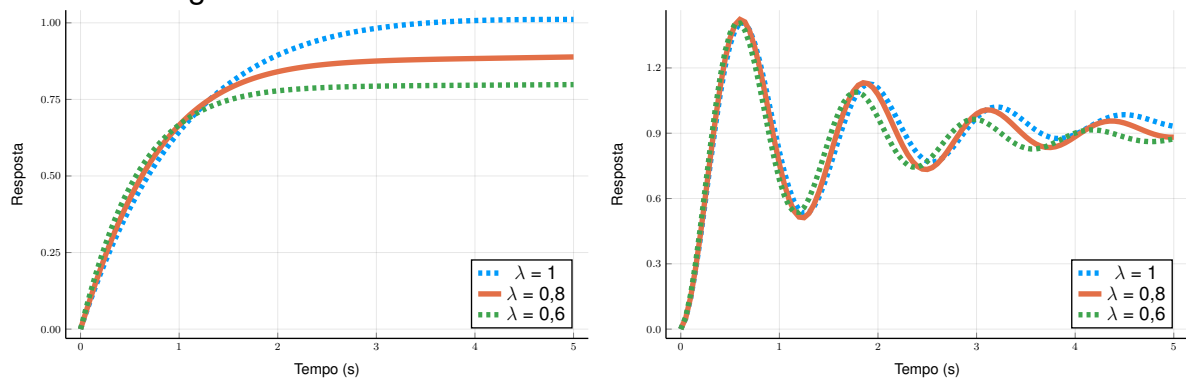
$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\alpha e(t), \quad (2.7)$$

em que D é o operador derivada, λ é a ordem da integral, e α é a ordem da derivada. As ordens λ e α podem assumir valores fracionários no intervalo $[0,1]$

Derivadas e integrais de ordem fracionária produzem modificações no comportamento de controladores do tipo PID. Por exemplo, uma variação de α no intervalo $(0,1)$ no termo derivativo introduz um incremento constante nas curvas de magnitude que tem seu valor entre 0dB/dec e 20dB/dec, bem como introduz um atraso constante na fase que tem valor entre 0 rad e $\pi/2$ rad. O comportamento que a mudança do expoente α pode fornecer no domínio do tempo é apresentado na Figura 3 onde se observa a resposta ao degrau de um controlador PD aplicado em uma planta de primeira ordem e em uma de segunda e suas respostas para diferentes valores de expoente. Estas figuras foram geradas utilizando a biblioteca de controle fracionário FOMCOM do Matlab (TEPLJAKOV *et al.*, 2011), mais detalhes sobre os conceitos do cálculo fracionários serão abordados na próxima seção.

Já a variação de λ no intervalo $(0,1)$ no termo integrativo acarreta um incremento constante nas curvas de magnitude que pode ter seu valor entre -20 dB/dec e 0 dB/dec, bem como introduzem um atraso constante na fase que pode ter seu va-

Figura 4 – Resposta ao degrau de um sistema com um controlador PI para diferentes valores de λ . (Esquerda) Planta de primeira ordem 1. (Direita) Planta de segunda ordem 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

lor entre $-\pi/2$ rad e 0 rad (MONJE *et al.*, 2010). O controle fracionário permite que os termos derivativos e integrativos do controlador tenham uma influência maior ou menor na fase e nas curvas de magnitude do sistema, dependendo da escolha dos expoentes da derivadas/integrais, diferente do controle clássico onde essa influência é sempre a mesma, além disso, permite variações mais suaves no sinal de controle. O resultado no domínio do tempo para a mudança do termo λ pode ser observado na Figura 4 onde se vê a resposta ao degrau de um controlador do tipo PI aplicado em uma função de primeira e segunda ordem com suas diferentes respostas para a mudança do expoente.

A transformada de Laplace da Equação (2.7) leva à seguinte função de transferência para o controlador PID fracionário:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\alpha, \quad (2.8)$$

a partir da qual se observa com mais clareza que o controlador PID clássico é um PID fracionário com $\lambda = \alpha = 1$. Da mesma forma que no controle PID tradicional pode-se ter menos termos, no PID fracionário isso também é possível, como é o caso do controlador PD fracionário, indicado simplesmente como PD^α , cuja função de transferência é dada por

$$C(s) = K_p + K_d s^\alpha. \quad (2.9)$$

A tarefa de seleção de ganhos nos controladores fracionários se torna mais complexa que no caso dos controladores PID's tradicionais, pois além dos três ganhos tem-se que determinar também os valores dos expoentes usados na derivada e

na integral. Existem algumas metodologias que procuram funcionar de forma similar ao método de Ziegler-Nichols tradicional, como as apresentadas por Valério e Costa (2006), porém não costumam ter resultados melhores do que os ganhos ajustados por tentativa e erro. Este é um dos motivos de termos o uso de algoritmos de otimização sendo muito utilizados para a seleção dos parâmetros de controladores fracionários.

2.2.1 Um Pouco Mais Sobre Derivadas de Ordem Fracionária

Existem muitas definições disponíveis para derivadas de ordem fracionária, com algumas delas ganhando preferência devido à proximidade da derivada newtoniana. Por exemplo, as definições de Grunwald-Letnikov (GL), Riemann-Liouville (RL) e Caputo aparecem com bastante frequência na literatura relacionada ao controlador FOPID.

A definição de GL para derivada/integral de ordem fracionária (DAS, 2008) é dada por

$${}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{[(t-t_0)/h]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh), \quad (2.10)$$

em que t_0 and t são os limites inferior e superior para o operador, α é a ordem do operador sendo um número real, que determina se é uma integração ($\alpha < 0$) ou uma diferenciação ($\alpha > 0$) que deve ser realizada. O termo $[(t-t_0)/h]$ é a parte inteira da expressão; isto é, o limite superior da soma é a parte inteira da fração. Quando h é pequeno o suficiente, a Equação (2.10) pode ser escrita como

$${}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t) \approx \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{[(t-t_0)/h]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh), \quad (2.11)$$

para aproximar a diferencial/integral fracionária.

Considerando α como um valor não inteiro positivo, pode-se escrever o coeficiente binomial como

$$\binom{\alpha}{j} = \frac{\Gamma(\alpha+1)}{j!\Gamma(\alpha-j+1)}, \quad (2.12)$$

em que Γ denota a função Gamma de Euler (PODLUBNY, 1999), uma generalização da função fatorial. Assim, a Equação (2.11) pode ser escrita para o cálculo de derivadas como

$${}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t) \approx \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{[(t-t_0)/h]} (-1)^j \frac{\Gamma(\alpha+1)}{j!\Gamma(\alpha-j+1)} f(t-jh). \quad (2.13)$$

A definição de RL para uma derivada/integral fracionária (CHOPADE *et al.*, 2018) é dada por

$${}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_{t_0}^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, \quad (2.14)$$

em que $(n-1) < \alpha < n$, com n sendo inteiro, α um número real e Γ sendo a função Gama de Euler já explicada anteriormente.

A definição de Caputo para derivadas fracionárias (CHOPADE *et al.*, 2018) é dada por

$${}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_{t_0}^t \frac{f^n(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau, \quad (2.15)$$

com $(n-1) \leq \alpha < n$, n sendo inteiro e α um número real. As condições iniciais das derivadas de Caputo são expressas em termos dos valores iniciais de derivadas de ordem inteira.

Vale ressaltar que a definição Grunwald-Letinikov é de fato equivalente às definições de Riemann-Liouville e Caputo para uma ampla gama de aplicações (POLUBNY, 1999). A principal diferença entre tais definições é que a definição de GL, requer o conhecimento das condições iniciais da função a ser derivada.

Para mais detalhes sobre definições e história do cálculo fracionário recomenda-se a leitura de Teodoro *et al.* (2018). Finalmente, para simplificar a notação, a partir de agora será usado o operador D^α para denotar derivadas fracionárias como segue:

$$D^\alpha f(t) = \begin{cases} {}_{t_0}\mathcal{D}_t^\alpha f(t), & -1 < \alpha < 1 \\ \frac{df(t)}{dt}, & \alpha = 1 \\ \int f(t)d(t), & \alpha = -1 \end{cases}. \quad (2.16)$$

Apesar de alguns trabalhos sobre controle utilizarem valores maiores que 1 para o expoente da derivada, aqui optou-se por limitar esse valor ao ponto de no máximo se igualar à uma derivada tradicional, ou seja, $-1 \leq \alpha \leq 1$.

2.3 Controle PID/FOPID para Manipuladores Robóticos

Como neste trabalho algumas aplicações serão utilizadas em manipuladores robóticos, é importante falar sobre o uso de controladores PID nesse tipo de sistema. No controle de manipuladores, é utilizada normalmente uma abordagem que

considera o problema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) como sendo um conjunto de problemas problemas SISO independentes (essa abordagem é mais adotada quando utilizado o espaço das juntas, a abordagem é diferente quando empregada no espaço da tarefa (SAMSON *et al.*, 1991; MANSARD; CHAUMETTE, 2007; MARINHO *et al.*, 2019)). Mesmo com uma junta do manipulador influenciando nas demais (sistema com acoplamento), considera-se que cada junta tem um controlador dependente somente do erro de posição dela mesma. Tem-se assim um controle independente de cada junta, onde o problema de múltiplas entradas é resolvido como muitos de uma única entrada, facilitando assim, o planejamento dos controladores (OLIVEIRA, 2016).

Como nesse caso o sistema de controle é do tipo MIMO, faz-se uma mudança na equação do controlador PID. Assim, para um manipulador com n graus de liberdade a Equação (2.7) pode ser escrita como

$$\mathbf{K}_p \mathbf{e}(t) + \mathbf{K}_i D^{-\lambda} \mathbf{e}(t) + \mathbf{K}_d D^\alpha \mathbf{e}(t) = \boldsymbol{\tau}(t), \quad (2.17)$$

em que as matrizes de ganho são definidas como

$$\mathbf{K}_p = \text{diag}(K_p(1), K_p(2), \dots, K_p(n)), \quad (2.18)$$

$$\mathbf{K}_i = \text{diag}(K_i(1), K_i(2), \dots, K_i(n)) \quad (2.19)$$

e

$$\mathbf{K}_d = \text{diag}(K_d(1), K_d(2), \dots, K_d(n)) \quad (2.20)$$

denotam matrizes diagonais positiva-definidas de dimensão $n \times n$, com n sendo o número de juntas. O vetor erro \mathbf{e} , sua derivada fracionária $D^\alpha \mathbf{e}$ e o vetor de torques $\boldsymbol{\tau} \in \mathbb{R}^n$. Percebe-se que a variável associada à ação de controle foi substituída por $\boldsymbol{\tau}$ (i.e. o vetor de torques), já que é o torque que efetivamente gera o movimento da articulação. Cabe destacar que cada junta tem seu próprio valor de expoentes, assim cada controlador pode possuir derivadas de ordem diferente do outro. A mudança aqui foi feita utilizando a equação do controlador fracionário, mas o mesmo raciocínio pode ser empregado na Equação (2.1) para obter sua forma matricial.

Uma questão crucial no projeto de controladores PID e FOPID é a especificação das matrizes de ganho, \mathbf{K}_p , \mathbf{K}_i e \mathbf{K}_d . Como mencionado anteriormente, para o controlador PID padrão, isso geralmente é realizado por meio do método amplamente conhecido, embora obtido através de análises empíricas, de Ziegler & Nichols. Embora este método geralmente produza resultados aceitáveis para algumas tarefas robóticas usuais, como o posicionamento do efetuador do robô, esse geralmente não é o caso das tarefas robóticas mais complexas.

Uma estrutura mais geral para o ajuste de parâmetros de controladores PID e FOPID envolve a otimização de índices de desempenho baseados em erros, empregando algoritmos de otimização metaheurística.

2.4 Sintonia de Parâmetros via Otimização Metaheurística

Os procedimentos para escolha dos valores de ganhos de um controlador PID normalmente são desenvolvidos para sistemas de primeira e segunda ordem. A determinação dos ganhos para sistemas de ordem superior é tarefa mais complexa, visto que, plantas com atraso de transporte e não-linearidades podem dificultar o procedimento do projeto de controladores.

Uma alternativa consiste no emprego de técnicas de otimização, tais como técnicas de otimização metaheurística. Esta parece ser uma opção promissora, pois existem diversos trabalhos anteriores seguindo essa direção, tais como Zhuang e Atherton (1993), Liu e Daley (2001), Visioli (2001), Gaing (2004), O'Brien, Jr. e Howe (2008), Boudjehem e Boudjehem (2016), Grimholt e Skogestad (2016). Assim sendo, o emprego das técnicas de otimização na sintonia dos controladores PID e FOPID, justifica-se pela facilidade de se incorporar ao problema de otimização importantes características como descontinuidades, erros de quantização e efeitos não lineares, é possível ainda trabalhar com outros modelos além de funções de transferência e podemos inserir restrições para a busca dos ganhos.

Uma das vantagens da otimização metaheurística é o fato de a função objetivo (ou função custo) não precisar ter derivadas primeira e segunda definidas dentro do espaço de busca. Outra vantagem é que os algoritmos heurísticos, devido a componentes de natureza estocástica, costumam ter a capacidade de lidar melhor com a ocorrência de mínimos locais que os algoritmos clássicos. Diferentes abordagens

costumam ser utilizadas na tarefa de otimização, tais como algoritmos genéticos, otimização por enxame de partículas e o algoritmo da colônia de formigas, não havendo uma distinção clara de desempenho entre uma ou outra, sendo necessária ampla experimentação com vários algoritmos até encontrar aquele ou aqueles com melhor desempenho na tarefa de interesse.

A ideia na sintonia de controladores PID por otimização metaheurística é encontrar o conjunto de ganhos, K_p , K_i e K_d , de forma que uma determinada função, chamada de função custo, função de avaliação ou ainda função objetivo, tenha seu valor máximo ou mínimo, dependendo do objetivo do problema em estudo. A busca por esses ganhos é realizada dentro de um conjunto com todas as possíveis soluções do problema, conjunto este chamado de espaço de busca. O espaço de busca pode ser finito ou infinito e normalmente considera-se que o espaço contenha somente soluções viáveis, isto é, que obedecem às restrições propostas ao problema.

Uma abordagem comum para a sintonia ótima de controladores PID e FO-PID consiste na busca por ganhos que otimizam um índice de desempenho, como a minimização de uma função do erro entre o comportamento desejado e o observado da planta a ser controlada (ZHUANG; ATHERTON, 1993; VISIOLI, 2001; BOUDJEHEM; BOUDJEHEM, 2016; GRIMHOLT; SKOGESTAD, 2016). Alguns destes índices são descritos a seguir.

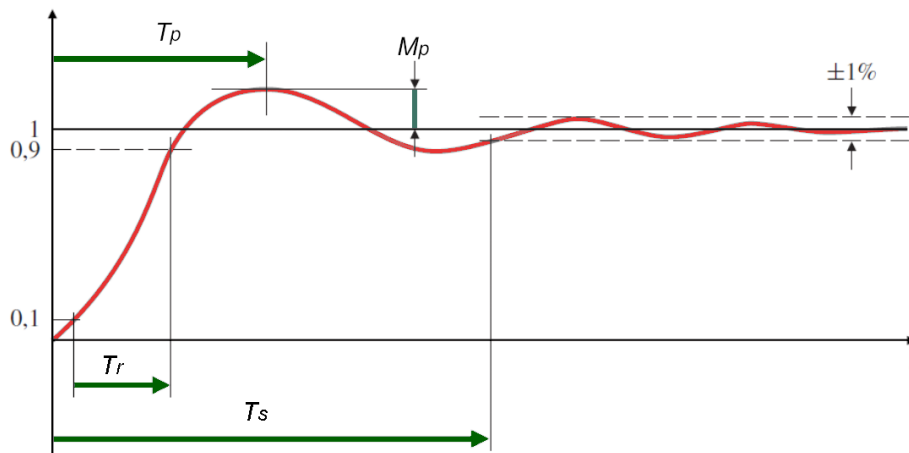
2.4.1 Índices baseados na Resposta ao Degrau de Sistemas de 2a. Ordem

Algumas métricas de desempenho de controladores PID envolvem a resposta ao degrau de sistemas de segunda ordem. Desta resposta, as seguintes medidas podem ser extraídas.

- **Tempo de subida (T_r)** - Tempo decorrido até a variável resposta atingir o valor de referência¹;
- **Sobressinal (M_p)** - valor dado pela razão entre o maior pico atingido pelo sistema e o valor desejado para o regime estacionário.
- **Tempo de pico (T_p)** - instante de tempo no qual ocorre o maior valor na resposta

¹ Costuma-se dar uma margem de tolerância para a acurácia dessa medida, que costuma variar entre 90% e 95% do valor de referência. Isto significa que, se o valor de referência é $R=1$ (degrau unitário), então ao tempo de subida é o tempo até a saída alcançar o valor de 0,90 (10% de tolerância) ou 0,95 (5% de tolerância).

Figura 5 – Medidas de desempenho definidas a partir da resposta ao degrau de um sistema de 2a. ordem.



Fonte: O autor

do sistema;

- **Tempo de Acomodação (T_s)** - tempo gasto para que a resposta do sistema estabilize e permaneça dentro de uma faixa pré-estabelecida (normalmente entre 1% e 3%) em torno da amplitude de entrada;
- **Erro estacionário (E_{ss})** - é o erro após a resposta transitória.

A Figura 5 mostra as medidas em uma resposta de um sistema de segunda ordem. O que se busca é minimizar os valores dentro de certas especificações de projeto; assim, quanto melhor for o controlador, menor serão os valores destas medidas de desempenho. É comum o uso destas medidas nas funções objetivo de forma combinada, usando-se duas ou mais delas em uma única expressão matemática, dando pesos diferentes conforme a característica mais desejada na resposta.

2.4.2 Índices Baseados no Erro

Outros índices comuns na literatura de controle acumulam diferentes medidas do erro da resposta do sistema em malha fechada ao longo do período de simulação ou funcionamento. Em sistemas de tempo contínuo, costuma-se usar o operador integral como função acumuladora, tais como descrito nos índices listados a seguir (GRAHAM; LATHROP, 1953; ALT; LAGES, 2003; SCHULTZ; RIDEOUT, 1961).

- **Integral do erro quadrático (*Integral of Squared Error, ISE*)** - Este índice de

desempenho é definido como

$$ISE(e(t)) = \int_0^T e^2(t)dt, \quad (2.21)$$

em que $e(t) = y_r(t) - y(t)$ é o erro entre o valor de referência y_r e a resposta do sistema no instante t , e T é o tempo de simulação ou execução. Para a resposta ao degrau unitário, o valor de referência é constante e igual a $y_r = 1$.

O índice ISE confere maior importância para erros de valor elevado, que acontecem normalmente no início da simulação, e menor importância a erros de baixa magnitude, que ocorrem ao final da simulação. Um sistema que minimiza este critério tende a apresentar uma rápida diminuição em um erro inicial grande. Portanto, a resposta costuma ser rápida e oscilatória, desta forma o sistema tem baixa estabilidade relativa (ALT; LAGES, 2003).

- **Integral do erro absoluto (*Integral of Absolute Error, IAE*)** - Sua definição é dada por

$$IAE(e(t)) = \int_0^T |e(t)|dt, \quad (2.22)$$

em que $|e(t)|$ é o valor absoluto do erro. Um sistema ótimo baseado no IAE, é um sistema que tem um amortecimento razoável e uma característica de resposta transitória satisfatória. Esta métrica apareceu primeiro em conexão com estudos analógicos, isto não é surpresa, visto que, esta é uma das métricas mais simples para utilizar com sistemas analógicos (SCHULTZ; RIDEOUT, 1961).

- **Integral do erro quadrático ponderado pelo tempo (*Integral of Time Multiplied by Squared Error, ITSE*)** - Este índice é definido como

$$ITSE(e(t)) = \int_0^T te^2(t)dt. \quad (2.23)$$

Uma característica do ITSE, é que o uso do tempo como um valor ponderador do peso de cada erro serve para reduzir a contribuição do valor de erro longo na integral, que costumamos ter nos sistemas de controle quando nosso objetivo é uma função do tipo degrau, e colocar a ênfase nos erros mais atrasados.

- **Integral do erro absoluto ponderado pelo tempo (*Integral of Time Multiplied by Absolute Error, ITAE*)** - Este índice de desempenho é definido como

$$ITAE(e(t)) = \int_0^T t|e(t)|dt. \quad (2.24)$$

Similar ao ITSE, aqui um erro inicial grande em uma resposta a degrau unitário também é ponderado com peso pequeno, erros que ocorrem mais tarde na resposta transitória são bastante penalizados. A característica de um sistema que minimiza este critério e que o sobressinal é pequeno e as oscilações são bem amortecidas.

2.5 Resumo do Capítulo

Neste capítulo descreveu-se o controlador PID e os métodos comuns para seleção dos ganhos desta estrutura de controle, bem como apresentou-se a forma fracionária, o controlador FOPID. Discutiu-se sobre o emprego desses controladores em estruturas robóticas e sobre métodos de sintonia via otimização. O próximo capítulo descreve as duas contribuições desta tese de uma forma detalhada.

3 CONTRIBUIÇÕES DA TESE

Apesar de existirem muitos trabalhos que fazem uso de otimização para busca dos ganhos de controladores, até onde se pôde observar na revisão bibliográfica realizada na presente pesquisa, nenhum abordou em uma estrutura unificadora geral a questão do ajuste de parâmetros dos controladores PID e FOPID para rastrear trajetórias de arrancada mínimas em robôs manipuladores. Tendo em mente esta questão, surge uma primeira contribuição desenvolvida nesta tese, que consiste na proposição de um novo índice de desempenho a ser minimizado via metaheurísticas para otimização.

3.1 Proposta 1: Controle PID Ótimo de Trajetórias Robóticas com Requisitos de Arrancada Mínima

Em robótica, a geração de trajetória consiste em gerar uma sequência temporal das variáveis das juntas para que o robô realize um movimento desejado (SPONG *et al.*, 2006; SICILIANO *et al.*, 2010, 2010). Existem muitos métodos utilizados para traçar estes perfis, um destes é o princípio da arrancada mínima (*minimum jerk*, MJ), a ser descrito a seguir, que gera conjuntos de trajetórias para posição, velocidade, aceleração e a derivada da aceleração, também chamada coloquialmente de tranco ou arrancada. Este método de geração de trajetórias está apresentado mais detalhadamente a seguir.

3.1.1 O princípio da arrancada mínima

Vamos considerar primeiro uma única junta. Se a posição angular desta junta é definida como uma função do tempo $q(t)$, então a arrancada $J(t)$ do sistema é definida como a taxa de variação da aceleração. Em termos matemáticos, este pode ser definido como a derivada terceira da posição angular:

$$J(t) = \frac{d^3 q(t)}{dt^3}. \quad (3.1)$$

Como movimentos bruscos aumentam o erro de posição, uma interessante abordagem é projetar trajetórias que minimizam a arrancada na Equação (3.1). Nesse sentido, o objetivo do princípio da arrancada mínima, mais conhecido por sua sigla em

inglês MJ, é especificar uma função $q(t)$ que minimiza a seguinte integral do quadrado da arrancada ao longo do tempo:

$$L_J(q) = \frac{1}{2} \int_0^T J^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T \left(\frac{d^3 q(t)}{dt^3} \right)^2 dt, \quad (3.2)$$

onde T denota a duração do movimento. Para várias articulações, a integral do quadrado da arrancada ao longo do tempo pode ser definida como

$$L_J(\mathbf{q}) = \frac{1}{2} \int_0^T J^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T \left\| \frac{d^3 \mathbf{q}(t)}{dt^3} \right\|^2 dt, \quad (3.3)$$

onde $\mathbf{q} = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_n]^T$ é o vetor de posições angulares das n juntas e $\|\mathbf{u}\|$ é a norma euclidiana do vetor \mathbf{u} .

Fazendo o uso de cálculo variacional é possível chegar à conclusão que para encontrarmos um mínimo é necessário que a função $q(t)$ tenha sua sexta derivada nula. Uma forma simples de conseguir isso é fazendo com que ela seja um polinômio de quinta ordem, essa escolha leva à seguinte função para a posição da articulação:

$$q(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + a_4 t^4 + a_5 t^5, \quad (3.4)$$

onde $\{a_k\}_{k=0}^5$ corresponde ao conjunto de coeficientes que precisam ser determinados para satisfazer o princípio MJ. Por sucessivas diferenciações da Equação (3.4) com relação ao tempo, obtemos as correspondentes expressões para a velocidade (\dot{q}), aceleração (\ddot{q}) e arrancada (J), que são dados por

$$\dot{q}(t) = a_1 + 2a_2 t + 3a_3 t^2 + 4a_4 t^3 + 5a_5 t^4, \quad (3.5)$$

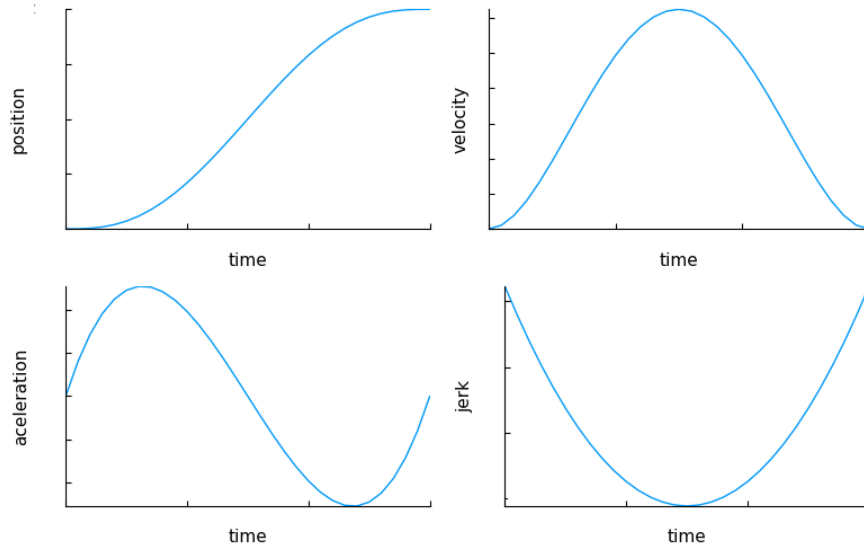
$$\ddot{q}(t) = 2a_2 + 6a_3 t + 12a_4 t^2 + 20a_5 t^3, \quad (3.6)$$

$$J(t) = 6a_3 + 24a_4 t + 60a_5 t^2. \quad (3.7)$$

Perfis típicos para $q(t)$ e suas derivadas para determinados valores do coeficientes são mostrados na Figura 6. Deve-se notar que, para obter essas equações, pressupõe-se que o planejamento de trajetória foi realizado no espaço das juntas do robô. Um processo similar pode ser utilizado para gerar trajetórias no espaço cartesiano. Neste caso, a arrancada é definida como

$$J(t) = \frac{d^3 x(t)}{dt^3} \quad (3.8)$$

Figura 6 – Perfis típicos de trajetórias MJ obtidos quando a função $q(t)$ é definida como na Equação (3.4).



Fonte: Elaborado pelo autor

e a integral do quadrado da arrancada pelo tempo é dada por

$$L_J(q) = \frac{1}{2} \int_0^T \left(\frac{d^3 x(t)}{dt^3} \right)^2 dt. \quad (3.9)$$

O cálculo dos coeficientes MJ ótimos $\{a_k\}_{k=0}^5$ requer a especificação das posições, velocidades e acelerações no instante inicial t_0 ($q_0, \dot{q}_0, \ddot{q}_0$) e no instante final t_f ($q_f, \dot{q}_f, \ddot{q}_f$) do movimento. Assim, tomando \mathbf{a} como o vetor de coeficientes e \mathbf{s} como o vetor de estados iniciais e finais do sistema, definidos respectivamente como

$$\mathbf{a} = [a_0 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5]^\top, \quad (3.10)$$

e

$$\mathbf{s} = [q_0 \ \dot{q}_0 \ \ddot{q}_0 \ q_f \ \dot{q}_f \ \ddot{q}_f]^\top, \quad (3.11)$$

onde o sobrescrito \top denota a transposição de um vetor/matriz. Então, é preciso construir a matriz \mathbf{D} cujas entradas dependem dos instantes de tempo inicial e final do

movimento:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & t_0 & (t_0)^2 & (t_0)^3 & (t_0)^4 & (t_0)^5 \\ 0 & 1 & 2t_0 & 3(t_0)^2 & 4(t_0)^3 & 5(t_0)^4 \\ 0 & 0 & 2 & 6t_0 & 12(t_0)^2 & 20(t_0)^3 \\ 1 & t_f & (t_f)^2 & (t_f)^3 & (t_f)^4 & (t_f)^5 \\ 0 & 1 & 2t_f & 3(t_f)^2 & 4(t_f)^3 & 5(t_f)^4 \\ 0 & 0 & 2 & 6t_f & 12(t_f)^2 & 20(t_f)^3 \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Finalmente, o problema pode ser formulado como um sistema linear $\mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{a}$, de modo que os coeficientes podem ser calculados por inversão da matriz como

$$\mathbf{a} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{s}, \quad (3.13)$$

assumindo que a matriz \mathbf{D} é invertível. Para robôs com múltiplas articulações, o procedimento para calcular os coeficientes $\{a_k\}_{k=0}^5$ e as funções correspondentes são repetidas para cada junta do robô. Portanto, para um robô com n graus de liberdade, é necessário calcular $6 \times n$ coeficientes.

A utilização de métodos de sintonia de parâmetros de controladores do tipo PID, tal como o popular método de Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), não fornece garantia de que os movimentos combinados das articulações venham a rastrear efetivamente as trajetórias planejadas, especialmente aquelas para aceleração e arrancada. Isso ocorre porque o controle efetivo do robô depende da dinâmica do mesmo, que não é levada em consideração durante o planejamento das trajetórias pelo critério de arrancada mínima (OLIVEIRA *et al.*, 2018).

Nesse sentido, quando as acelerações das juntas não seguem os perfis de MJ, não é totalmente correto afirmar que o controle baseado no critério MJ está sendo implementado. Diante disso, desenvolvemos uma nova abordagem para buscar os parâmetros dos controladores PID e FOPID para cada junta, para que os requisitos do critério MJ possam ser totalmente atendidos no nível do controlador. Alguns pontos importantes desta metodologia que merecem destaque são listados abaixo:

- a) Foi desenvolvido um arcabouço geral usando o princípio da arrancada mínima para sintonia ótima de parâmetros de controladores do tipo PID, tanto de ordem inteira quanto de ordem fracionária.
- b) É proposta uma nova função objetivo baseada no índice de desempenho IAE que incorpora o princípio MJ visando a determinação ótima dos ganhos dos contro-

ladores das articulações robóticas. Como será mostrado em breve, a função objetivo proposta baseia-se na integral do erro absoluto da posição da articulação e da arrancada (velocidade e aceleração não são levadas em consideração).

- c) O processo de otimização é realizado usando o algoritmo de otimização por enxame de partículas (*particle swarm optimization*, PSO) (EBERHART; KENNEDY, 1995). A escolha deste se deu pela sua capacidade de obter um bom desempenho ao mesmo tempo que requer menos hiperparâmetros que outros algoritmos da mesma categoria costumam possuir. Além disso, o processo de otimização é feito de forma que os controladores de todas as juntas sejam otimizados simultaneamente, ou seja, com um único PSO usado para todo o processo.

3.1.1.1 Extensão dos Índices Baseados em Erro para Trajetórias de MJ

Assim, visando reduzir efeitos indesejáveis devido à dinâmica do robô ao rastrear trajetórias de MJ, é proposta a seguinte função objetivo geral para controladores padrões do tipo PID:

$$L(\theta) = IAE(e_q(t)) + IAE(e_J(t)), \quad (3.14)$$

$$= \int_0^{t_f} |e_q(t)|dt + |e_J(t)|dt, \quad (3.15)$$

onde $e_q(t) = q(t) - \hat{q}(t)$ é o erro no rastreamento da trajetória MJ para os ângulos da junta, enquanto $e_J(t) = J(t) - \hat{J}(t)$ é o erro correspondente no rastreamento da trajetória de MJ para a arrancada.

O vetor de parâmetros θ contém todos os parâmetros a serem otimizados e sua dimensão varia de acordo com o tipo de controlador escolhido. Para controlador PID aplicado em cada junta de um robô com n graus de liberdade temos tem-se a seguinte definição para θ :

$$\theta = [k_p(1) \quad k_i(1) \quad k_d(1) \mid \cdots \mid k_p(n) \quad k_i(n) \quad k_d(n)]^T \quad (3.16)$$

onde $k_l(j)$ corresponde ao ganho k_l , $l \in \{p, i, d\}$ da junta j , $j \in \{1, 2, \dots, n\}$. Se os controladores FOPID forem escolhidos para as articulações, tem-se:

$$\theta = [\lambda(1) \quad \alpha(1) \quad k_p(1) \quad k_i(1) \quad k_d(1) \mid \cdots \mid \lambda(n) \quad \alpha(n) \quad k_p(n) \quad k_i(n) \quad k_d(n)]^T, \quad (3.17)$$

onde $\lambda(l), \alpha(l) \in [0, 1]$ são as ordens fracionárias da integral e da derivada do controlador da articulação l , $l = 1, 2, \dots, n$.

A mesma formulação se aplica a outros índices de avaliação desempenho de controladores, tais como ITAE, ISE e ITSE. Em investigações preliminares, todos estes índices levaram a ganhos para os quais o sistema de controle teve desempenho equivalente em termos da arrancada mínima. Portanto, para o modelo robótico de interesse a esta tese, foi possível escolher qualquer um destes índices. No que diz respeito ao custo computacional, no entanto, a adoção do índice de desempenho IAE exige menos esforços, justificando sua escolha.

Em suma, a função objetivo proposta estende o amplamente conhecido índice de desempenho IAE pela introdução de um segundo termo IAE com base no erro da arrancada, doravante referido como IAE baseado na arrancada, em inglês *jerk-based* IAE, ou simplesmente J-IAE. Para a otimização do índice de desempenho J-IAE proposto, foram usadas técnicas de otimização metaheurística e tendo sido escolhida uma variante do algoritmo PSO global para este fim.

3.1.2 Fundamentos do algoritmo PSO

De uma forma simplificada, o PSO é um algoritmo de otimização metaheurística de base populacional composto por um enxame de agentes (ou partículas) que se move pelo espaço de busca na procura de soluções ideais. A posição de cada partícula no enxame representa uma potencial solução para o problema de otimização de interesse (POLI *et al.*, 2007; MATTOS *et al.*, 2014; AGHABABA, 2016).

Na iteração k , a i -ésima partícula no enxame monitora sua melhor posição $\mathbf{p}_i^{best}(k)$ até agora e a melhor posição entre todas as partículas do enxame $\mathbf{g}^{best}(k)$. Estas posições são usadas para atualizar a equação de velocidade da i -ésima partícula e ajudá-la a se mover em direção a melhores posições. O desempenho de cada partícula é avaliado por meio de uma função predefinida que deve encapsular os objetivos do problema de otimização.

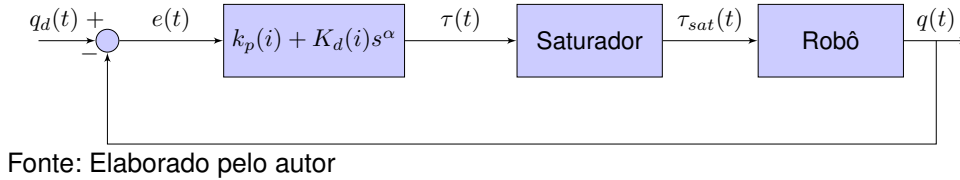
Em resumo, o algoritmo PSO consiste em uma atualização iterativa de duas equações, a de velocidade e a de posição da i -ésima partícula, que são dadas por

$$\mathbf{v}_i(k+1) = \epsilon \{ \mathbf{v}_i(k) + c_1 \psi_1 [\mathbf{p}_i^{best}(k) - \mathbf{p}_i(k)] + c_2 \psi_2 [\mathbf{g}^{best}(k) - \mathbf{p}_i(k)] \}, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{p}_i(k+1) = \mathbf{p}_i(k) + \mathbf{v}_i(k+1), \quad (3.19)$$

onde $\epsilon \in \mathbb{R}_{>0}$ é o fator de restrição, $\mathbf{p}_i(k)$ e $\mathbf{v}_i(k)$ são, respectivamente, a posição e a

Figura 7 – Esquema do controlador PD que deve ser executado para cada partícula no enxame. Para $\alpha = 1$, obtém-se o controlador PD padrão. Para $0 < \alpha < 1$, obtém-se o controlador PD de ordem fracionária.



velocidade de i -ésima partícula na iteração k , $c_1 \in \mathbb{R}_{>0}$ e $c_2 \in \mathbb{R}_{>0}$ são parâmetros constantes chamados coeficientes de aceleração, ψ_1 e ψ_2 são variáveis aleatórias amostradas uniformemente no intervalo $(0, 1)$.

3.1.3 Metodologia de Aplicação

A maneira de se usar o PSO para ajustar os controladores PID/FOPID para o rastreamento de trajetória baseadas em MJ é bastante direta. Basicamente, deve-se primeiro escolher o tipo de controlador (PD, PI, PID ou FOPD, FOPI ou FOPID). Em segundo lugar, o vetor de posição $\mathbf{p}_i(k)$ da i -ésima partícula é definido como uma solução potencial do problema de otimização cuja função objetivo é a proposta na Equação (3.14). Por exemplo, considerando um robô planar com 2 graus de liberdade e usando controladores FOPD para controle das juntas, o vetor de posição da i -ésima partícula é definido como

$$\mathbf{p}_i(k) = \boldsymbol{\theta}_i(k), \quad (3.20)$$

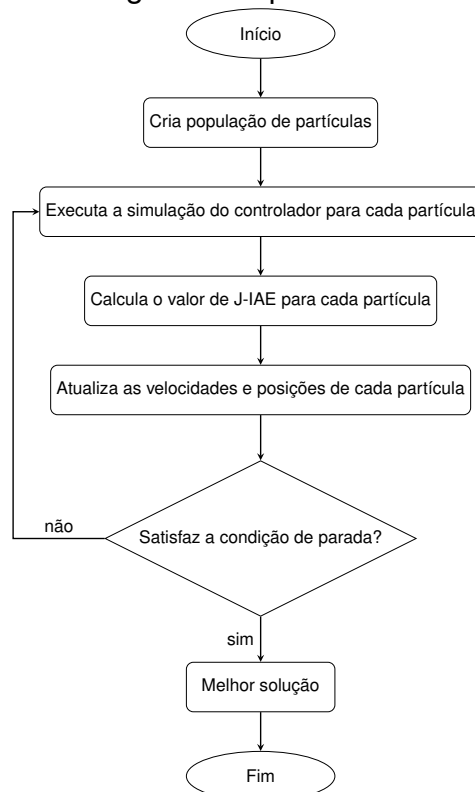
$$= [\alpha(i|1) \quad k_p(i|1) \quad k_d(i|1) \mid \alpha(i|2) \quad k_p(i|2) \quad k_d(i|2)]^T, \quad (3.21)$$

onde $k_p(i|j)$ e $k_d(i|j)$ são os ganhos proporcionais e derivativos do controlador da j -ésima junta, $j = 1, 2$, e $\alpha(i|j)$ é o expoente da derivada fracionária correspondente.

Para cada vetor de posição \mathbf{p}_i , na iteração k , os valores correspondentes dos ganhos e expoentes são testados em uma execução da simulação do esquema padrão de controle de malha fechada mostrado na Figura 7, um para cada junta. As posições desejadas da junta ($q_d(t)$) correspondem a pontos da trajetória planejada amostrada em instantes de tempo regularmente espaçados, t_l , $l = 0, \dots, L$. A posição atual da junta é indicada como $q(t)$.

No final de uma simulação de controle, os dados são amostrados com um

Figura 8 – Fluxograma do processo de otimização.



Fonte: Elaborado pelo autor

período de amostragem de 0,05 segundos e, a partir desse conjunto de dados offline, os erros de posição e de arrancada são avaliados. Uma vez calculados esses erros, avalia-se a qualidade da solução da i -ésima partícula por meio da função objetivo proposta J-IAE na Equação (3.14) e atualizam-se \mathbf{p}_i^{best} e \mathbf{g}^{best} para a execução atual k . Finalmente, atualizam-se as velocidades e posições de todas as partículas no enxame. Esse processo é repetido por N iterações, de modo que ao final, a melhor partícula é encontrada como solução. Na Figura 8 mostra-se o fluxograma desse processo.

3.1.4 Sobre a Não-Convexidade do J-IAE e Múltiplas Soluções

É essencial destacar que, como o PSO é um algoritmo estocástico, *pode* produzir um vetor de solução diferente para cada execução da metodologia proposta. Mesmo sendo um algoritmo de otimização global, não há garantia de que a mesma solução (i.e. o mesmo vetor de parâmetros ótimos) será obtida. Isso também depende da convexidade do índice de desempenho proposto. A minimização de uma função objetivo não convexa tende a produzir resultados diferentes para cada execução. Além disso, a minimização do índice J-IAE é irrestrita, pois não são impostas restrições

explícitas aos vetores solução. Essa abordagem de otimização irrestrita também favorece a ocorrência de diferentes vetores solução para cada execução do procedimento proposto.

Para ajudar a aliviar esse problema, recomenda-se a execução do procedimento de minimização N_e vezes ($N_e = 20$, nesta tese), com diferentes inicializações da população de partículas, e acompanhar as melhores N_b soluções ao longo de todas as execuções de N_e ($N_b < N_e$). Os melhores vetores de solução são aqueles que produzem os menores valores de J-IAE. Se entre as melhores soluções N_b , observarmos vetores de soluções diferentes que levam a valores J-IAE semelhantes, poderemos usar restrições adicionais a posteriori para ajudar a decidir qual vetor solução escolher. Entre várias opções, os seguintes critérios adicionais podem ser utilizados para selecionar uma das N_b melhores soluções.

1. Seleção arbitrária entre as soluções com melhor desempenho;
2. Escolha daquela com a norma mínima (um tipo de solução regularizada);
3. Escolha da que conduzir ao mínimo esforço de controle;
4. Escolha daquela que levar à menor média geométrica (MG) dos valores MSE de cada posição de junta q_j , $j = 1, 2$, ao longo da trajetória planejada:

$$MG(q_1, q_2) = \sqrt{MSE(q_1) \cdot MSE(q_2)}. \quad (3.22)$$

A motivação para o uso *a posteriori* da restrição mostrada na Equação (3.22) é garantir que a ênfase colocada no rastreamento do perfil da arrancada pela minimização do índice J-IAE não leve a soluções ruins no rastreamento do perfil da posição. Essa troca também poderia ser alcançada *a priori* introduzindo um peso positivo ω na Equação (3.14), de forma que:

$$L(\theta) = IAE(e_q) + \omega \cdot IAE(e_j), \quad (3.23)$$

para avaliar a importância relativa da minimização de $IAE(e_j)$ em relação a $IAE(e_q)$. No entanto, a fim de deixar a metodologia proposta o mais simples possível e não complicar mais o procedimento de minimização com um parâmetro extra, recomenda-se deixar a escolha final do melhor vetor de solução para o usuário, que pode usar sua experiência para escolher entre os critérios listados anteriormente aquele que melhor se adapta às necessidades da tarefa.

3.2 Proposta 2: Um Controlador PID Autoconfigurável

Os estudos desenvolvidos nesta tese que levaram à proposição do índice J-IAE concentraram-se na sintonia ótima dos parâmetros de controladores cuja estrutura (i.e., o número de termos) é pré-selecionada pelo projetista. E a pré-seleção de termos passa muitas vezes por um longo processo de experimentação de diferentes estruturas até se chegar na mais adequada ao problema.

Com base nesta experiência adquirida com a primeira proposta na questão da otimização metaheurística, levantou-se uma segunda questão relacionada à possibilidade de se otimizar não apenas os parâmetros, mas também a estrutura do controlador. É comum o emprego de controladores PID nos sistemas, porém nem sempre o uso de todos os três termos do controlador é garantia de melhor desempenho e estabilidade.

Optou-se então por investigar uma extensão da primeira proposta que fosse capaz de chegar, de forma automática, a uma estrutura ótima para controladores PID e FOPID, além de realizar a sintonia também ótima dos parâmetros dos termos selecionados. Este tipo de controlador será doravante chamado de **controlador PID autoconfigurável**, seu diagrama de controle é apresentado na Figura 9.

Com base na Figura 9, o sinal de controle $u(t)$ no domínio do tempo para o controlador PID autoconfigurável é dado por

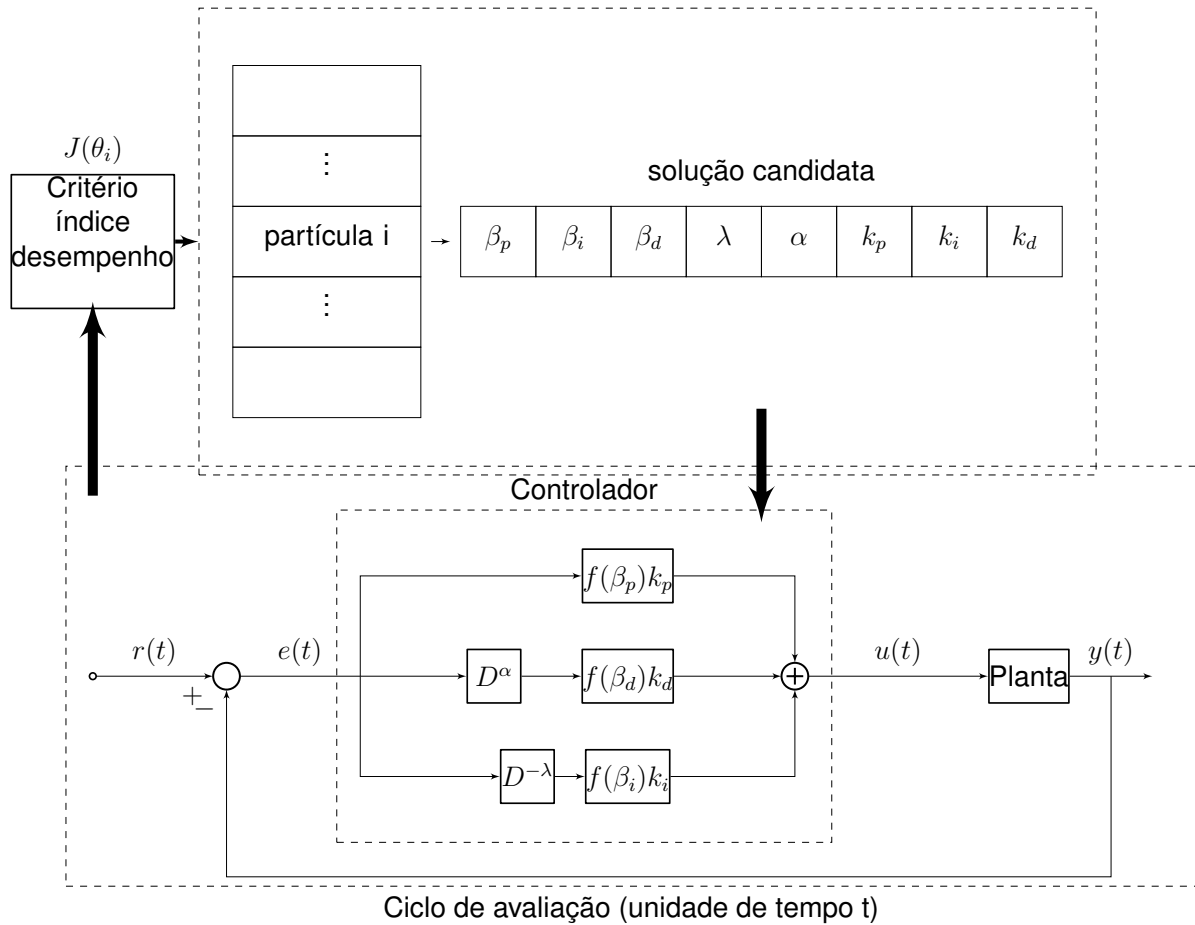
$$u(t) = f(\beta_p)k_p e(t) + f(\beta_i)k_i D^{-\lambda} e(t) + f(\beta_d)k_d D^{\alpha} e(t), \quad (3.24)$$

em que os termos $f(\beta_l) \in \{0, 1\}$, $l \in \{p, i, d\}$ ativam ou desativam os termos do controlador de acordo com o processo de otimização discutido a seguir.

Aqui novamente faz-se o uso do algoritmo PSO para encontrar as melhores soluções para o problema. Basicamente, o primeiro passo é a definição da partícula. Seguindo aqui uma linha de desenvolvimento válida não só para robótica, mas também para o controle de outras plantas, o vetor de parâmetros a otimizar tem a seguinte definição:

$$\theta = [\beta_p \quad \beta_i \quad \beta_d \mid k_p \quad k_i \quad k_d]^T, \quad (3.25)$$

Figura 9 – Diagrama de controle para proposta 2.
Iteração k (PSO)



Fonte: Elaborado pelo autor

já para o caso de controladores fracionários tem-se

$$\theta = [\beta_p \ \beta_i \ \beta_d \ | \ \lambda \ \alpha \ | \ k_p \ k_i \ k_d]^T, \quad (3.26)$$

onde k_p, k_i e k_d são os ganhos do controlador, λ e α são os expoentes da integral e derivada. Os elementos β_p, β_i e β_d são de fundamental importância para o processo de seleção dos termos do controlador, sendo chamados de *ativadores* dos termos proporcional, integral e derivativo, respectivamente. Os elementos ativadores assumem valores reais no intervalo $[0, 1]$, de modo similar ao utilizado por Mattos *et al.* (2017) para determinar de forma automática o número de clusters em tarefas de agrupamento.

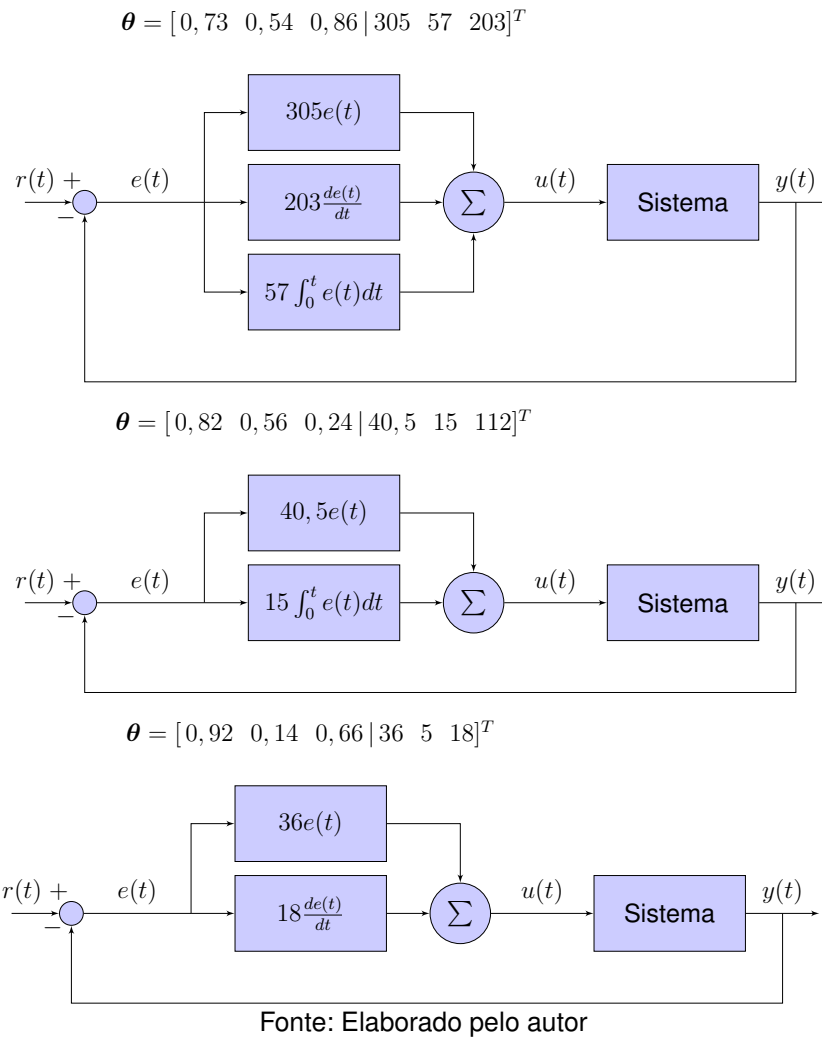
São os ativadores que ditam se o termo estará ou não na estrutura do controlador. A regra de decisão que define a ação dos ativadores é a seguinte:

$$f(\beta_i) = \begin{cases} 1, & \text{se } \beta_i \geq 0,5 \\ 0, & \text{c.c} \end{cases} \quad (3.27)$$

para $l \in \{p, i, d\}$.

Por exemplo, para $\theta = [0,73 \ 0,55 \ 0,27 \ | \ 215 \ 57 \ 15]$, ter-se-á um controlador de 2 termos apenas, PI, com ganhos $k_p = 215$ e $k_i = 57$. O termo derivativo não é selecionado por ter $\beta_d < 0,5$. A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos das estruturas obtida para diferentes valores do vetor de parâmetros θ .

Figura 10 – Exemplos do controlador autoconfigurável proposto para diferentes valores do vetor de parâmetros.



Com o vetor de parâmetros definido é possível escrever o vetor de posição $\mathbf{p}_i(k)$ da i -ésima partícula para uso no PSO, aqui definido como

$$\mathbf{p}_i(k) = \boldsymbol{\theta}_i(k), \quad (3.28)$$

$$= [\beta_p(i) \ \beta_i(i) \ \beta_d(i) \ | \ \lambda(i) \ \alpha(i) \ | \ k_p(i) \ k_i(i) \ k_d(i)]^T, \quad (3.29)$$

onde $k_p(i)$, $k_i(i)$ e $k_d(i)$ são os ganhos do controlador, $\lambda(i)$ e $\alpha(i)$ são os expoentes da integral e derivada fracionária e $\beta_p(i)$, $\beta_i(i)$, $\beta_d(i)$ são os ativadores.

O controlador resultante da aplicação desta metodologia de projeto será chamado doravante de controlador PID auto-configurável ótimo (*self-configurable optimal PID*, SECO-PID). A versão de ordem fracionária deste controlador será, de modo semelhante, chamado de controlador PID de ordem fracionária auto-configurável ótimo (*self-configurable optimal FOPID*, SECO-FOPID). Cabe destacar que esta metodologia é bem geral, podendo ser aplicada para diferentes problemas de controle, não obrigatoriamente relacionados com robótica. Desta forma a escolha da função objetivo fica a cargo do projetista, sendo possível a escolha de índices de desempenho clássicos, IAE e ISE por exemplo, para esta finalidade.

3.2.1 Sobre as Múltiplas Soluções

Assim como feito na Proposta 1, a fim de aliviar o problema de diferentes vetores solução para cada execução do procedimento, recomenda-se a execução do procedimento um certo número N_e de vezes. Para a segunda proposta utilizou-se $N_e = 100$. Após todas as N_e execuções, os resultados foram separados em 3 grupos, o primeiro grupo é formado pelas soluções que usaram um termo, o segundo pelas soluções que usaram dois termos e o terceiro pelas soluções com os três termos. Com base na função custo, o melhor resultado de cada um dos grupos é escolhido para então executar-se a escolha entre estes.

Apesar de esta tese fazer uso do PSO como algoritmo de otimização, a metodologia pode ser aplicada a outros algoritmos de otimização. O mesmo raciocínio se aplica em relação à escolha do controlador. Apesar de se usar o controlador PID, a metodologia proposta é geral o bastante para ser aplicada a outros tipos de controladores baseados em ganhos, tal como em controle por torque computado ou mesmo em outros arranjos do controlador PID.

3.3 Resumo do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as duas propostas da tese. A primeira sendo um controle PID ótimo para trajetórias robóticas com requisitos de arrancada mínima e a segunda sendo um controlador PID autoconfigurável, descreveu-se a metodologia adotada para obtenção dos resultados apresentados nos próximos capítulos.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO: PROPOSTA 1

Nesta seção são reportados os resultados provenientes de uma avaliação abrangente da primeira abordagem proposta. Para as avaliações numéricas, será utilizado o esquema de controle PD apresentado na Figura 7. A este respeito, o controlador PD ótimo resultante da minimização do índice de desempenho J-IAE, proposto na Equação (3.15), será doravante referido como o controlador PD ótimo de arrancada mínima, em inglês *minimum jerk optimal PD controller* (MJ-OPD). Da mesma forma, o controlador PD de ordem fracionária otimizado será referido como controlador FOPD ideal de arrancada mínima, em inglês *minimum jerk optimal FOPD controller* (MJ-FOPD). Cabe destacar que aqui o modelo de derivada fracionária utilizada foi a de Grunwald-Letinikov.

O modelo de robô usado nas simulações computacionais a serem relatados é o mesmo utilizado em Meza *et al.* (2012), que consiste em um robô planar de 2 graus de liberdade com movimentos restritos ao plano vertical, conforme ilustrado na Figura 11), para que os efeitos da gravidade sejam levados em consideração. A saturação nas juntas é de 200 Nm, para a junta 1, e 15 Nm, para a junta 2, isso faz com que a junta 1 tenha uma capacidade maior de resistir a perturbações pois pode fornecer uma quantidade maior de torque para sobrepujar este impecilho.

As seguintes simulações foram realizados a fim de avaliar em um sentido amplo o desempenho dos controladores propostos (MJ-OPD e MJ-FOPD):

- Tarefa de rastreamento de trajetória (prova de conceito);
- Tarefa de rastreamento de trajetória com distúrbios;
- Tarefa de rastreamento de trajetória com alterações na posição final;
- Tarefa de rastreamento de trajetória com inclusão de carga.

Em todos os cenários simulados, foi adotada a linguagem de programação Julia (BEZANSON *et al.*, 2017). Os parâmetros do PSO usados para todas as simulações relatadas nos resultados referentes à primeira proposta são os seguintes: (i) tamanho do enxame ($M = 50$); (ii) número de iterações ($N = 150$); (iii) fator de constrição ($\epsilon = 0,7$), (iv) coeficientes de aceleração ($c_1 = c_2 = 0,5$), (v) número de execuções de PSO ($N_e = 20$), e (vi) número de melhores soluções ($N_b = 4$).

Figura 11 – Robô de dois graus de liberdade cujo modelo dinâmico é usado nas simulações computacionais relacionadas nesta seção.



Fonte: Extraído de Meza *et al.* (2012)

4.0.1 Prova de conceito

Esta primeira rodada de simulações visa uma prova de conceito, uma vez que investigamos o desempenho dos controladores MJ-OPD e MJ-FOPD em comparação com o controlador PD padrão ajustado pelo método clássico de Ziegler-Nichols (ZN). A tarefa escolhida é o rastreamento de trajetória. O controlador é implementado como um controlador digital com uma frequência de 200Hz. No experimento de rastreamento de trajetória, os controladores estão engajados em uma tarefa de rastreamento de trajetória de 3 segundos de duração, com limites inferior e superior para cada posição da junta iguais a, respectivamente, 0 rad e 0,8 rad. Essas especificações são utilizadas no planejamento de trajetórias pelo método da arrancada mínima, gerando assim quatro perfis temporais assim como os já apresentados na Figura (6) do capítulo anterior.

Os parâmetros ótimos estimados para todos os controladores avaliados estão listados nas Tabelas 4 e 5. Nestas tabelas, mostramos os ganhos e expoentes associados aos melhores $N_b = 4$ vetores de solução obtidos das $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO. Os vetores-solução são classificados em ordem crescente de acordo com seus valores do índice J-IAE. A solução escolhida é destacada em negrito.

A fim de analisar plenamente os números apresentados nas Tabelas 4 e 5, convém apresentar algumas estatísticas descritivas dos valores de J-IAE obtidos para as $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO para os dois controladores. Estas estatísticas

Tabela 4 – Os melhores $N_b = 4$ vetores-solução para o controlador MJ-OPD ao longo das $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO. Em negrito, o vetor-solução escolhido.

	$K_p(1)$	$K_p(2)$	$K_d(1)$	$K_d(2)$	J-IAE	MG	norma
1	8794,0	10,0	174,0	25,0	14,51	0,00050	8795,8
2	9156,0	0,0	180,0	25,0	14,69	0,00120	9157,8
3	9832,0	15,0	189,0	25,0	16,74	0,00035	9833,9
4	9203,0	405,0	162,0	10,0	20,26	0,00000441	9213,2

Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 5 – Os melhores $N_b = 4$ vetores-solução para o controlador MJ-FOPD ao longo das $N_e = 20$ execuções do algoritmo PSO. Em negrito, o vetor-solução escolhido.

	$K_p(1)$	$K_p(2)$	$K_d(1)$	$K_d(2)$	α_1	α_2	J-IAE	MG	norma
1	2769,0	10,0	3017,0	58,0	0,47	0,83	13,54	0,00014	4095,6
2	9656,0	37,0	451,0	94,0	0,95	0,56	14,82	0,00026	9667,1
4	4432,0	0,0	2004,0	47,0	0,54	0,83	14,96	0,00029	4864,2
3	5629,0	0,0	998,0	34,0	0,67	0,93	15,91	0,00062	5716,9

Fonte: Elaborado pelo autor

são a média, a mediana, valores mínimo e máximo, além dos quartis Q1 e Q3. Estes números estão mostrados abaixo para os dois controladores:

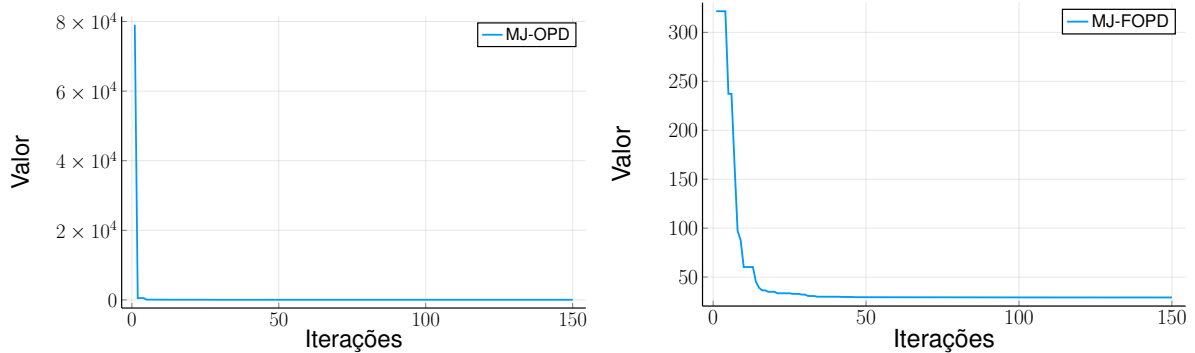
- MJ-OPD: 27,5 / 21,5 / 14,5 / 52,3 / 16,4 / 38,5,
- MJ-FOPD: 27,1 / 20,1 / 13,5 / 76,1 / 14,7 / 32,3.

A importância destes números reside no fato de eles fornecerem um vislumbre da não convexidade da função objetivo do problema de otimização (a função J-IAE, no caso), uma vez que é possível observar uma alta dispersão dos valores de J-IAE. Em números, tem-se que 50% dos valores de J-IAE para o controlador MJ-OPD estão abaixo de 21,5, enquanto para o controlador MJ-FOPD, 50% dos valores de J-IAE estão abaixo de 20,1.

Para o controlador MJ-OPD, conforme mostrado na Tabela 4, o vetor-solução escolhido entre os N_b melhores foi aquele com a menor média geométrica (MG), conforme definido na Equação (3.22). Para o controlador MJ-FOPD, apresentado na Tabela 5, o vetor-solução destacado em negrito apresentou o menor valor de J-IAE e também o menor valor de GM. Em seguida, ele foi selecionado para gerar os resultados apresentados nesta seção.

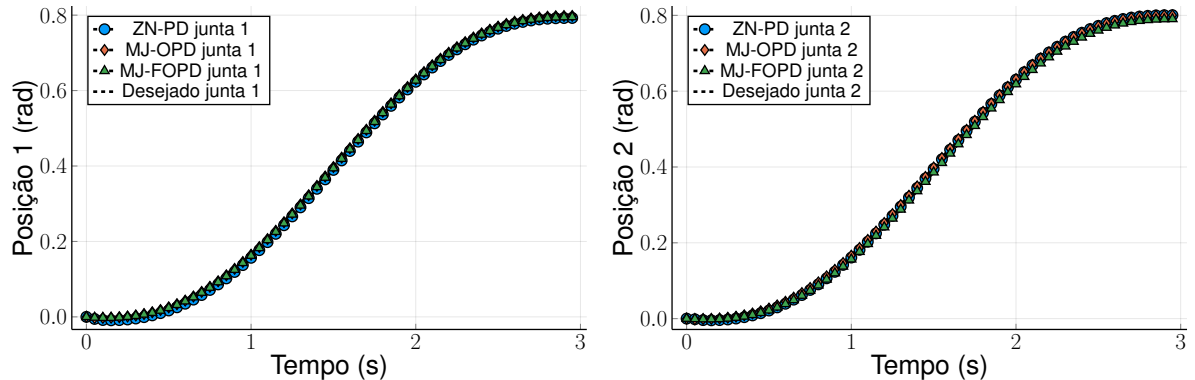
As curvas de convergência da execução do PSO que levaram aos vetores-solução escolhidos para os controladores MJ-OPD / MJ-FOPD são mostrados na Figura 12. Essas curvas mostram a evolução dos valores de J-IAE ao longo das itera-

Figura 12 – Curvas de convergência (valores de J-IAE ao longo do tempo) para a melhor partícula do algoritmo PSO referentes aos controladores MJ-OPD (esquerda) e MJ-FOPD (direita). Os valores finais das partículas são aqueles mostrados em negrito nas Tabelas 4 e 5.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 13 – Resultados referentes ao rastreamento do perfil de posição planejado de acordo com o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

ções para a melhor partícula no enxame para os dois PSOs executados (um para o controlador MJ-OPD e outro para o controlador MJ-FOPD).

A série temporal resultante¹ do desempenho dinâmico dos controladores nesta tarefa de rastreamento são apresentados na Figura 13. Os valores de J-IAE para essas séries temporais são relatados na Tabela 6, revelando que o controlador MJ-OPD alcançou o melhor desempenho entre os controladores avaliados. O controlador MJ-FOPD, que sofreu um pequeno deslocamento na junta 2 (inferior a 0,04 rad), teve o pior desempenho.

Os resultados referentes ao rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ são mostrados na Figura 14 e Tabela 7 para as juntas 1 e 2, respectivamente. Visualmente, todos os controladores avaliados parecem obter bom desempenho. No entanto, deve-se notar que o controlador ZN-PD exibe alguma osci-

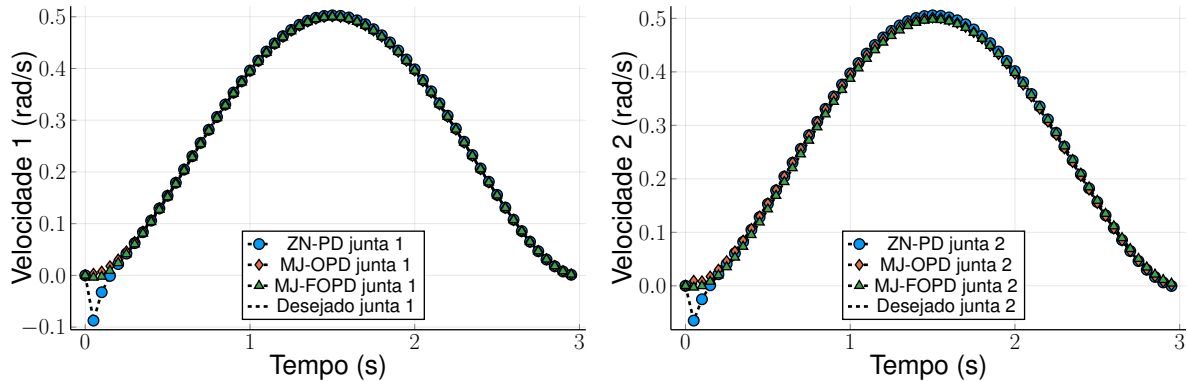
¹ Os perfis temporais MJ em tempo contínuo são convertidos em uma sequência de pontos (isto é, uma série temporal) em tempo discreto. A frequência de amostragem é 20Hz.

Tabela 6 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado pelo MJ.

J-IAE [rad]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	0,566	0,155	0,342
Junta 2	0,231	0,057	1,861

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 14 – Resultados para o rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 7 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado de acordo com o princípio MJ.

J-IAE [rad/s]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-OFPD
Junta 1	0,254	0,027	0,092
Junta 2	0,313	0,054	0,343

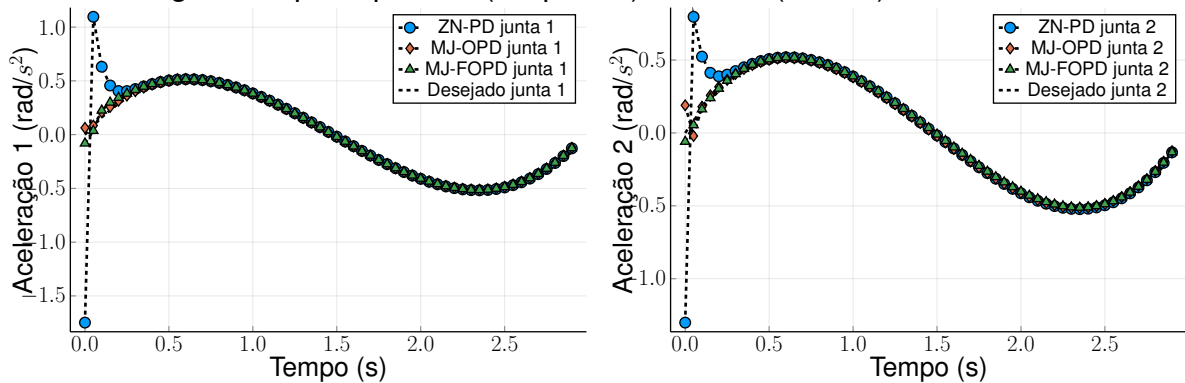
Fonte: Elaborado pelo autor

lação na velocidade no início da tarefa, mesmo que o perfil de velocidade planejado tenha sido derivado de acordo com o princípio MJ. Os controladores MJ-OPD e MJ-FOPD propostos produziram perfis de velocidade mais suaves, com a acurácia mais alta (isto é, J-IAE menor) sendo alcançada pelo controlador MJ-OPD.

Na Figura 15, são mostrados os resultados referentes ao rastreamento do perfil de aceleração conforme o princípio MJ. Percebe-se claramente que os controladores MJ-OPD e MJ-FOPD propostos tiveram um desempenho muito melhor que o controlador ZN-PD padrão, que produziu intensa oscilação no início do perfil de aceleração. Como consequência, os controladores MJ-OPD e MJ-OFPD foram capazes de rastrear a trajetória desejada com os menores valores de J-IAE, conforme relatado na Tabela 8.

Por fim, os resultados do rastreamento do perfil de arrancada planejados pelo princípio MJ são mostrados na Figura 16 e Tabela 9, para uma melhor obser-

Figura 15 – Resultados para o rastreamento do perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



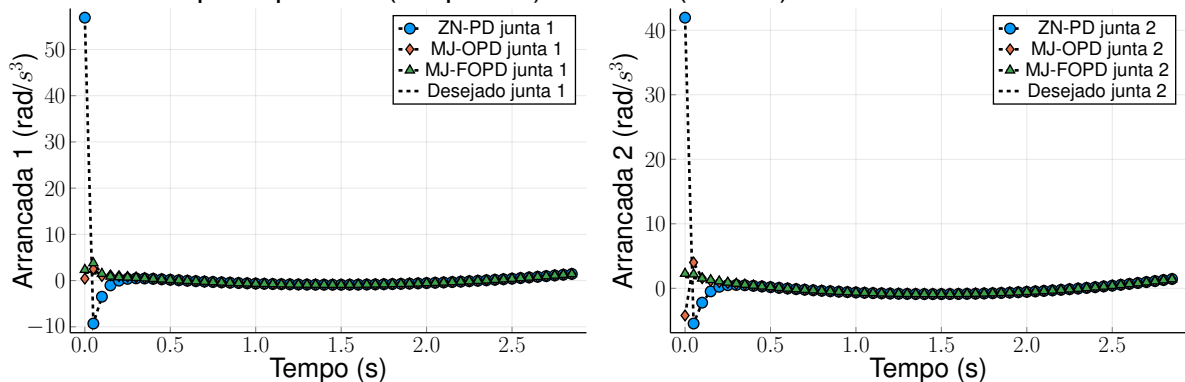
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 8 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ.

J-IAE [rad/s^2]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	4,390	0,962	1,131
Junta 2	3,435	1,155	0,617

Fonte: Elaborado pelo autor

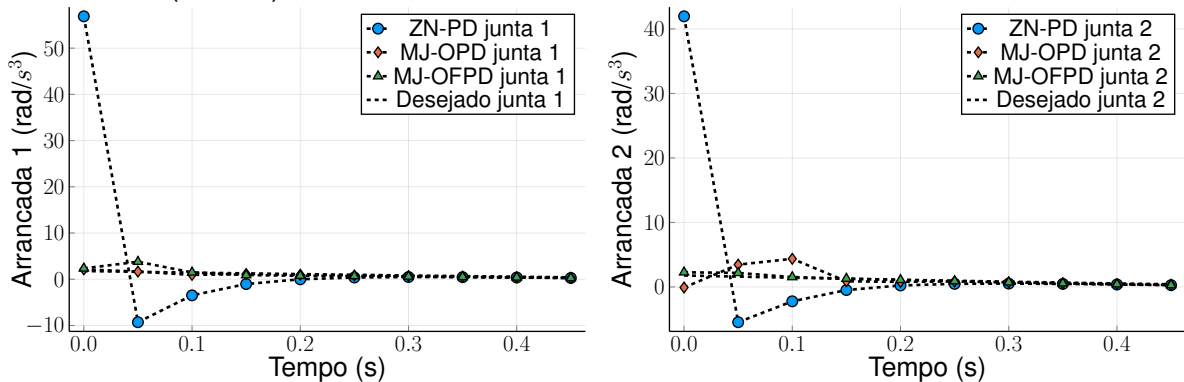
Figura 16 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

vação foi destacado o primeiro meio segundo da simulação, este é apresentado na Figura 17. Como esperado, os controladores propostos tiveram um desempenho consideravelmente melhor que o controlador ZN-PD. Observam-se altos valores de pico associados à ação do controlador ZN-PD e seu valor J-IAE é muito maior do que o dos controladores propostos. O controlador MJ-OPD também apresentou pequenas oscilações, especialmente para a junta 2, mas estas são insignificantes se comparadas às produzidas pelo controlador ZN-PD. De fato, o controlador com melhor desempenho em termos de J-IAE para o perfil de arrancada é o controlador MJ-FOPD.

Figura 17 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ, destaque no primeiro meio segundo. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 9 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ.

J-IAE [rad/s^3]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	79,183	7,135	7,974
Junta 2	58,095	12,915	4,655

Fonte: Elaborado pelo autor

4.0.2 Tarefa de rastreamento de trajetória com perturbação

Mesmo em condições normais, o movimento do robô está sujeito a influências externas, o que pode limitar o desempenho operacional. É uma boa prática, portanto, avaliar se os controladores propostos são capazes de sobrepujar, pelo menos parcialmente, os efeitos que os distúrbios podem eventualmente causar (SKOGESTAD, 2006).

Neste conjunto de simulações, sujeita-se o robô a uma perturbação na saída do saturador. Assume-se como perturbação qualquer força externa atuando no robô e não inserida diretamente no modelo dinâmico do sistema. Aqui, a perturbação é definida como

$$\tau_p = 0,8 \sin(20t) \cos(12t), \quad (4.1)$$

de modo que esta variável será adicionada à saída do saturador de cada junta, conforme ilustrado na Figura 18.

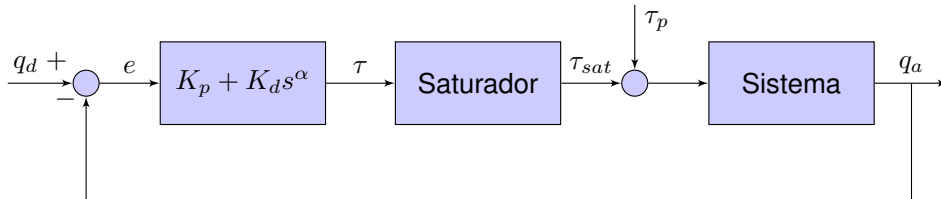
Deve-se observar que a maior amplitude que o sinal de perturbação atinge é 0,8 Nm, que é quase da mesma ordem de magnitude do torque máximo exigido pelo atuador da Junta 2 para executar a tarefa de rastreamento de trajetória sem pertur-

Tabela 10 – Torques máximos gerados durante o rastreamento dos perfis MJ sem perturbações pelos controladores avaliados.

Maximum Torque [N.m]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	31,17	38,68	48,11
Junta 2	1,04	2,02	3,91

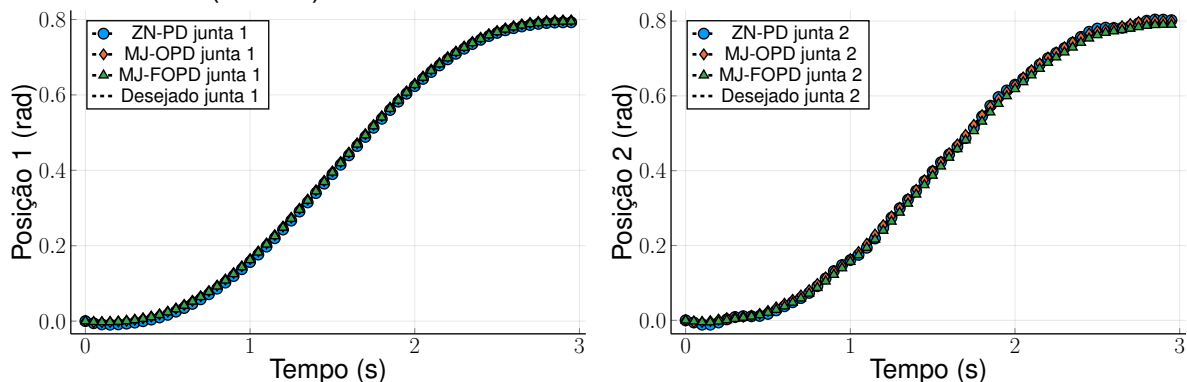
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 18 – Esquema do controlador PD para cada junta com a inclusão do sinal de perturbação (τ_p).



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 19 – Resultados para o rastreamento do perfil de posição planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

bações (vide Tabela 10). Por sua vez, a massa do elo conectado à Junta 1 é maior, assim como o torque exigido para executar a mesma trajetória livre de perturbações, tornando menos perceptível a influência do sinal de perturbação na Junta 1.

Conforme ilustrado na Figura 19, mesmo na presença de distúrbios, os controladores avaliados ainda conseguiram seguir a posição desejada e, de acordo com a Tabela 11, o controlador MJ-OPD teve desempenho melhor que os outros.

Analisando-se a trajetória de velocidade na Figura 20, percebe-se que nenhum dos controladores foi capaz de evitar completamente a resposta oscilatória na Junta 2. No entanto, os controladores propostos apresentaram resultados consideravelmente melhores que o controlador ZN-PD, como pode ser inferido a partir dos valores de J-IAE relatados na Tabela 12.

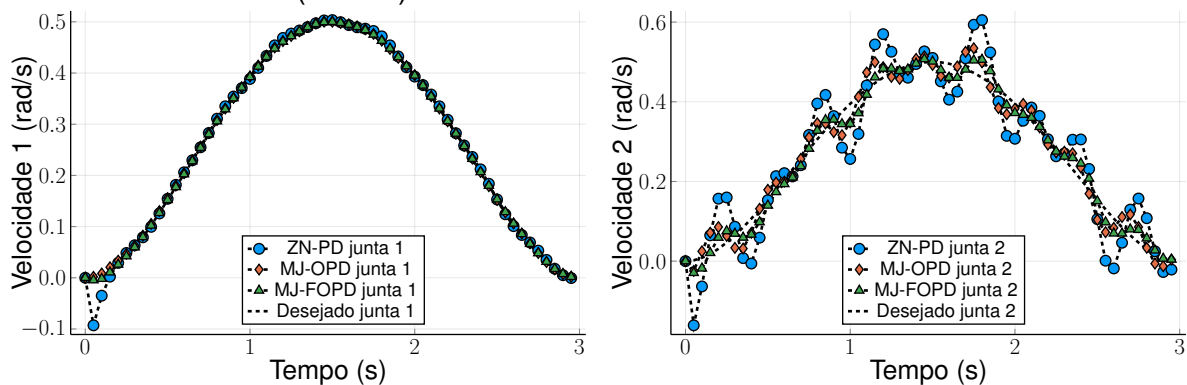
Finalmente, no que diz respeito ao rastreamento dos perfis de aceleração

Tabela 11 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.

J-IAE [rad]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	0,57	0,16	0,29
Junta 2	0,33	0,11	0,65

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 20 – Resultados para o rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 12 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.

J-IAE [rad/s]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	0,35	0,08	0,10
Junta 2	3,58	1,57	1,09

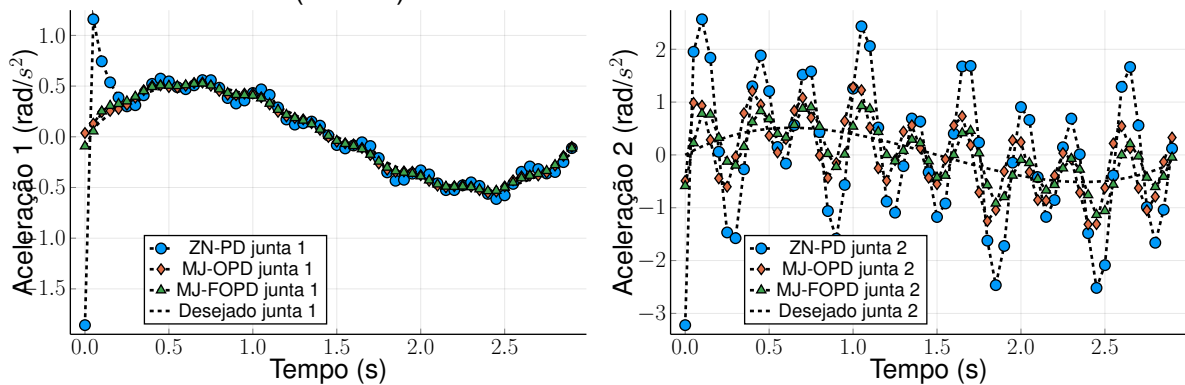
Fonte: Elaborado pelo autor

e arrancada, podem ser tiradas as mesmas conclusões sobre o desempenho superior dos controladores propostos. Os resultados são relatados nas Figuras 21 e 22, bem como nas Tabelas 13 e 14. Para melhor destaque do comportamento nos instantes iniciais do sistema, é apresentado um destaque do primeiro meio segundo inicial da simulação para a arrancada na Figura 23.

4.0.3 Tarefa de rastreamento de trajetória com alterações na posição final.

O próximo experimento tem por objetivo avaliar a robustez dos controladores já ajustados para perfis planejados segundo o princípio MJ, em cenários para os quais os controladores não foram originalmente projetados, ou seja, os parâmetros dos controladores são mantidos constantes e um novo cenário é considerado. A tra-

Figura 21 – Resultados para o rastreamento do perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



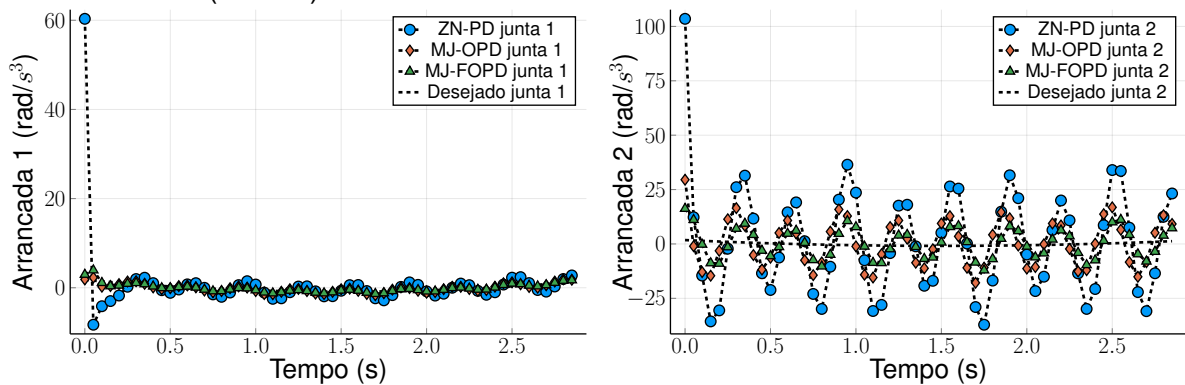
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 13 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.

J-IAE [rad/s^2]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	6,92	1,63	1,38
Junta 2	63,94	28,97	18,35

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 22 – Resultados para o rastreamento do perfil da arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.

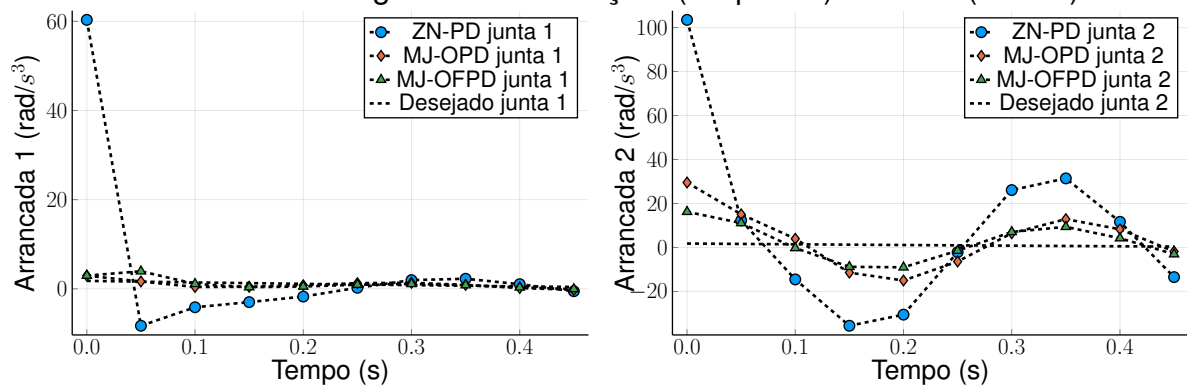


Fonte: Elaborado pelo autor

jetória usada para projetar os controladores foi iniciada na posição de 0 radianos e finalizada na posição de 0,8 radianos. Aqui, treze trajetórias foram usadas para fazer as comparações, todas começando em 0 radianos, mas terminando em posições diferentes no intervalo de 1,2 a 6 radianos.

Os valores de J-IAE obtidos para a tarefa de rastrear as trajetórias de posição planejadas segundo o princípio MJ de cada junta são mostrados na Figura 24. O melhor desempenho dos controladores propostos para a Junta 1 é visível para todas

Figura 23 – Resultados para o rastreamento do perfil da arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação, destaque do primeiro meio segundo de simulação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



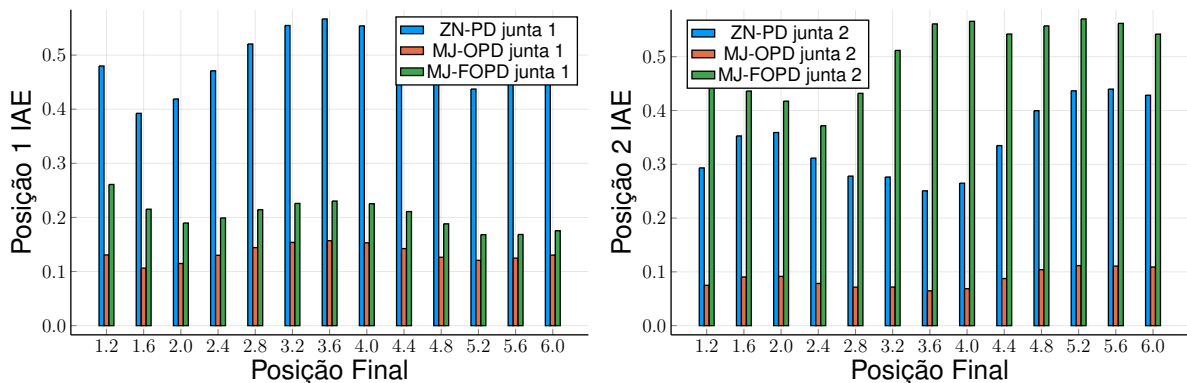
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 14 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de um sinal de perturbação.

J-IAE [rad/s^3]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	137,02	27,82	20,24
Junta 2	1165,29	543,96	336,98

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 24 – Valores de J-IAE obtidos pelos controladores avaliados para a tarefa de rastrear o perfil de posição planejado segundo o princípio MJ para as juntas 1 e 2.

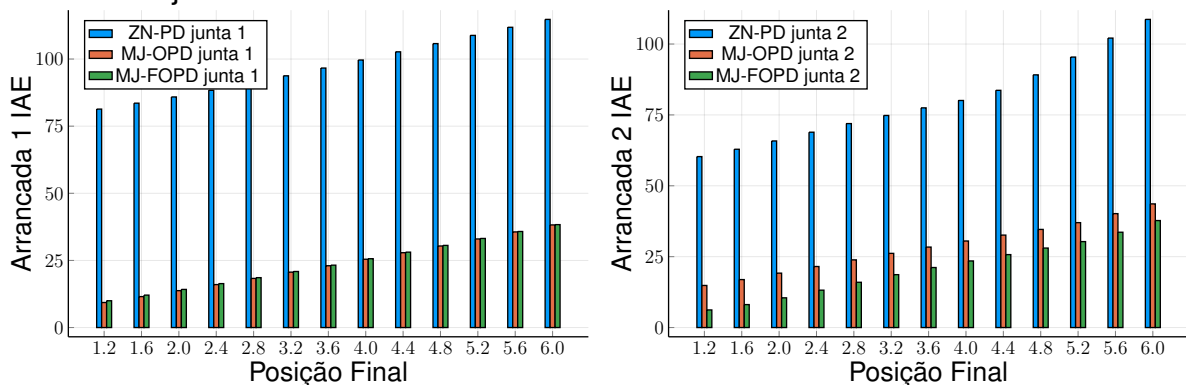


Fonte: Elaborado pelo autor

as trajetórias. Para a junta 2, pode-se observar que o MJ-FOPD teve um desempenho ruim, enquanto o controlador MJ-OPD teve um desempenho melhor.

Analisando os valores de J-IAE obtidos para a tarefa de rastrear o perfil da arrancada planejado segundo o princípio MJ na Figura 25, é visível a capacidade dos controladores propostos em reduzir o erro da arrancada quando comparado ao controlador PD tradicional. Para a Junta 2, pode-se ver que o controlador MJ-FOPD apresentou maior capacidade de reduzir o erro na arrancada do que o controlador

Figura 25 – Valores de J-IAE obtidos pelos controladores avaliados para a tarefa de rastrear o perfil da arrancada planejado segundo o princípio MJ para as juntas 1 e 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

MJ-OPD. Provavelmente, essa melhoria se deve à capacidade dos controladores de ordem fracionária em suavizar variações no sinal de controle, mas essa melhoria tem o custo de uma perda de acurácia no rastreamento do perfil da posição. Assim, o controlador MJ-OPD parece ser o mais robusto no cenário de mudanças nas configurações finais do braço.

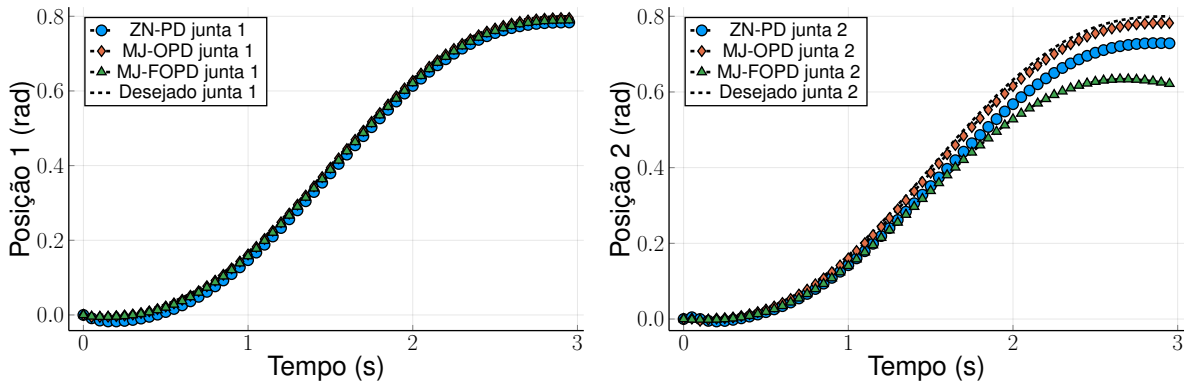
4.0.4 Tarefa de rastreamento de trajetória com carga

Agora, direciona-se a atenção para o conjunto final de simulações projetadas para avaliar a robustez dos controladores já ajustados. Em outras palavras, os parâmetros dos controladores são mantidos constantes e um novo cenário é considerado. Aqui, o modelo do robô é modificado pela inserção de 5 kg de peso no efetuador do mesmo, quando originalmente não foi considerada carga alguma.

Nesse cenário desafiador, uma análise mais detalhada das Figuras 26 e 27 e Tabelas 15 e 16 revela que o controlador MJ-OPD proposto supera os outros dois controladores. Também é possível observar que o controlador MJ-FOPD é, para a Junta 2, incapaz de evitar um desvio completo dos perfis de posição e velocidade executados em relação aos planejados.

Finalmente, nas Figuras 28 e 29 bem como nas Tabelas 17 e 18, é possível observar os resultados para as tarefas de rastreamento dos perfis MJ de aceleração e arrancada, respectivamente. Para uma melhor observação do comportamento da arrancada nos instantes iniciais é apresentado um destaque do primeiro meio segunda da simulação na Figura 30. Seguindo a tendência observada nas simulações

Figura 26 – Resultados para o rastreamento do perfil de posição planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



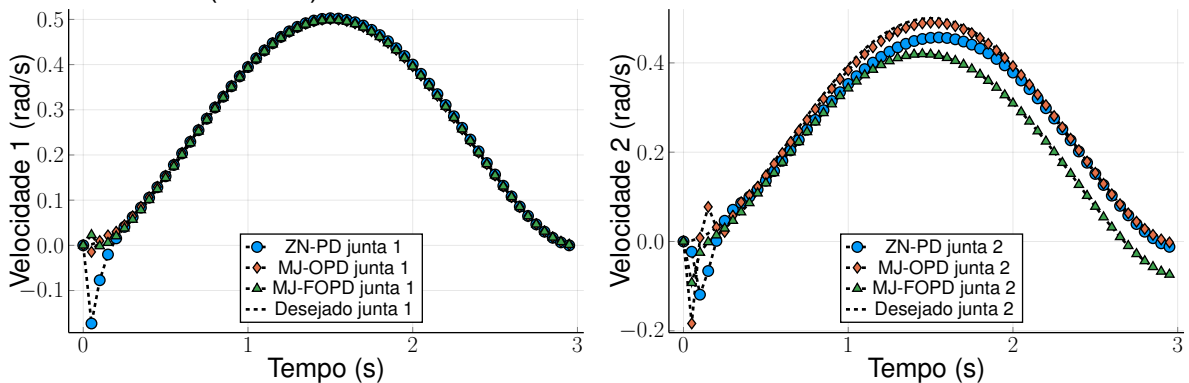
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 15 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de posição planejado segundo o princípio MJ com carga útil.

J-IAE [rad]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	1,120	0,308	0,662
Junta 2	2,512	0,666	13,085

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 27 – Resultados para o rastreamento do perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

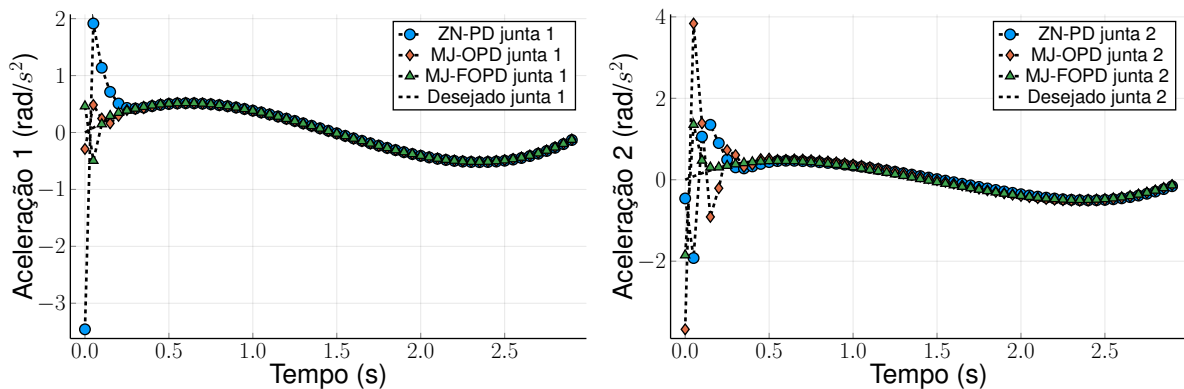
descritas até agora, o controlador MJ-OPD proposto produziu melhores resultados quando comparado aos outros dois controladores (ZN-PD e MJ-FOPD). Para a Junta 2, em particular, o controlador ZN-PD produziu um valor de arrancada mais baixa, de acordo com os valores de J-IAE relatados.

Tabela 16 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de velocidade planejado segundo o princípio MJ com carga útil.

IAE [rad/s]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	0,442	0,059	0,262
Junta 2	1,533	0,588	10,314

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 28 – Resultados para o rastreamento do perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 17 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de aceleração planejado segundo o princípio MJ com carga útil.

J-IAE [rad/s^2]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-FOPD
Junta 1	7,698	1,639	4,854
Junta 2	7,047	11,66	13,582

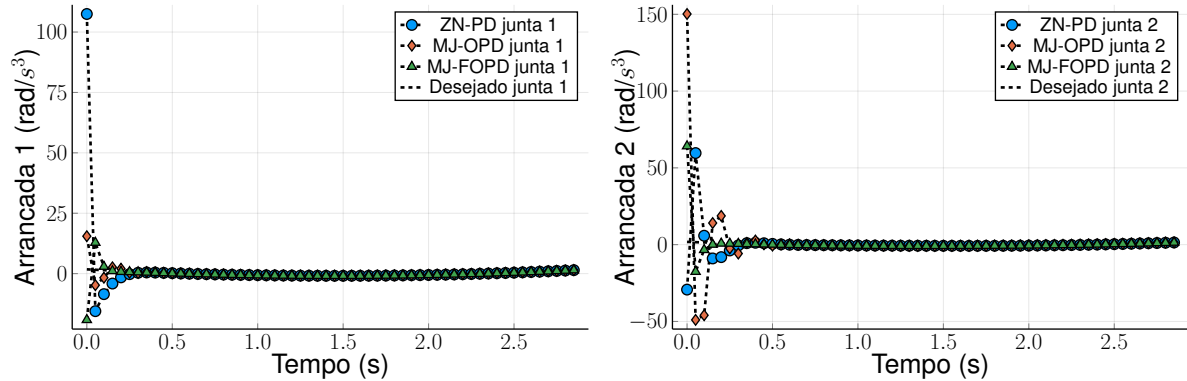
Fonte: Elaborado pelo autor

4.0.5 Observações finais sobre as simulações relatadas

A partir da investigação realizada neste trabalho, pode-se concluir que o controlador MJ-OPD proposto alcançou o melhor desempenho global. Em geral, o controlador MJ-FOPD conseguiu obter melhor desempenho no rastreamento do perfil MJ da arrancada, mas à custa de um aumento nos erros de posição. Além disso, quando ocorreu uma alteração no modelo dinâmico pela introdução de uma carga não modelada, o controlador MJ-FOPD apresentou desempenho inferior em comparação aos outros controladores.

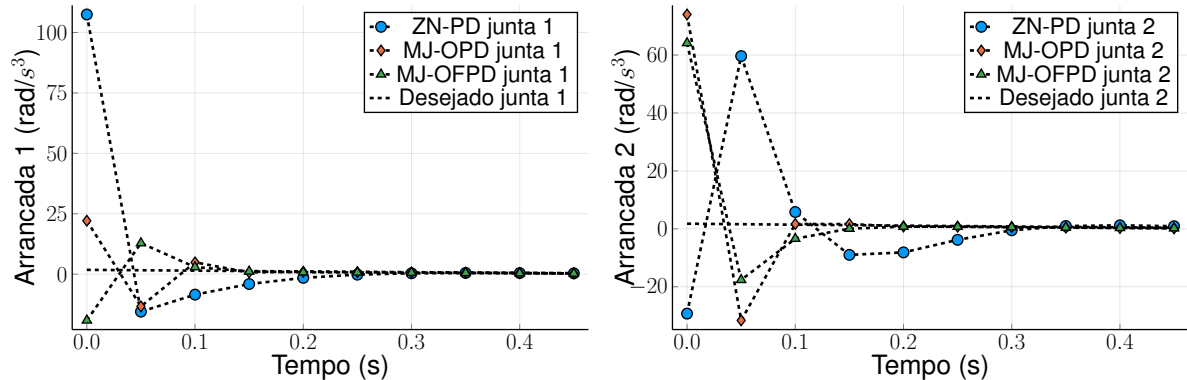
Pode-se argumentar, no entanto, que o controlador FOPD é mais geral que o controlador PD de ordem inteira. Como tal, seus resultados devem ser pelo menos equivalentes. Esse poder representacional do controlador FOPD vem com um grau

Figura 29 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 30 – Resultados para o rastreamento do perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ na presença de uma carga de 5Kg, destaque para o primeiro meio segundo da simulação. (Esquerda) Junta 1. (Direita) Junta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 18 – Valores de J-IAE alcançados pelos controladores avaliados na tarefa de rastrear o perfil de arrancada planejado segundo o princípio MJ com carga útil.

J-IAE [rad/s^3]	ZN-PD	MJ-OPD	MJ-OFPD
Junta 1	145,870	30,267	119,685
Junta 2	123,968	293,467	183,271

Fonte: Elaborado pelo autor

extra de liberdade fornecido por um parâmetro a mais a ser especificado, a saber, o expoente da derivada (λ). Percebeu-se nas simulações que não era fácil ajustar esse parâmetro extra. Inicialmente, os ganhos do PD encontrados pelo PSO foram fixados e, em seguida, o processo de busca foi executado para encontrar um valor ideal para o expoente da derivada. Essa abordagem não teve um desempenho tão bom quanto à otimização conjunta proposta dos ganhos e do expoente derivativo, conforme mostrado na Equação (3.20).

Nossa hipótese é que o controlador FOPD tenha apresentado um desempenho inferior ao controlador PD devido à tarefa escolhida. Ou seja, nenhuma vantagem adicional foi observada para a tarefa de interesse pelo uso de um controlador tipo PID de ordem fracionária. Pode ser útil para outras tarefas, mas não para a relatada neste experimento. Mais poder representacional não necessariamente leva a um melhor desempenho em diferentes cenários, como os explorados neste trabalho.

Poder-se-ia criar um cenário em que o controlador FOPD seria o de melhor desempenho? Provavelmente sim, mas à custa de tempos de processamento mais longos. Talvez não valha a pena o esforço, pois o objetivo final era mostrar que a otimização do índice de desempenho proposto poderia levar a um desempenho aceitável de controle em termos de requisitos de arrancada mínima.

Neste capítulo mostrou-se os resultados obtidos com o emprego da primeira proposta em uma simulação de um robô de dois graus de liberdade. No próximo capítulo apresentar-se-ão os resultados obtidos com o emprego da segunda metodologia proposta.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO: PROPOSTA 2

Nesta seção, reportam-se os resultados referentes à segunda abordagem proposta, ou seja, a de um controlador PID ótimo auto-configurável.

5.1 Metodologia

Para cada uma das tarefas de otimização utilizou-se 150 iterações. Nas avaliações numéricas, usou-se o método proposto tanto para o controlador PID tradicional quanto para o controlador em sua versão fracionária. Na implementação dos controladores fracionários foi utilizada a toolbox FOMCON (TEPLJAKOV *et al.*, 2011) do Matlab, um exemplo de como simular um sistema em malha fechada com o uso da biblioteca é apresentado no apêndice A.

Aplicou-se a metodologia em diferentes tipos de plantas, estas retiradas dos artigos de Gaing (2004) e Aghababa (2016). O procedimento consiste primeiro em uma análise dos controladores encontrados pela metodologia proposta e posteriormente uma comparação entre os controladores ótimos obtidos pelo método proposto e o controlador do artigo de base. Diferentemente do que foi feito para a Proposta 1, que é específica para plantas robóticas, neste capítulo diferentes plantas serão usadas nas simulações com a Proposta 2. Um total de quatro plantas serão descritas a seguir. Os resultados serão mostrados e discutidos por planta, de modo a ter logo uma noção do desempenho da Proposta 2 para cada planta.

5.2 Sistema de 3a. Ordem (Planta G1)

O primeiro sistema a ser utilizado consiste em um sistema de 3ª ordem (AGHABABA, 2016), descrito pela seguinte função de transferência:

$$G_1(s) = \frac{1}{s^3 + 6s^2 + 7s}. \quad (5.1)$$

O objetivo neste caso é minimizar a função-objetivo definida por

$$J(K_p, K_d, K_i) = \frac{1}{1 + e^{-\omega}}(T_r + T_s) + \frac{e^{-\omega}}{1 + e^{-\omega}}(M_p + E_{ss}), \quad (5.2)$$

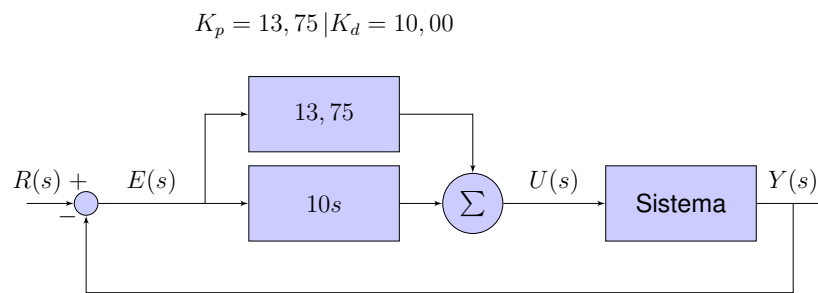
onde T_r e T_s são, respectivamente, o tempo de subida e o tempo de acomodação, M_p é o sobressinal, E_{ss} é o erro em regime permanente e $\omega \in [-5, 5]$ é um fator de

Tabela 19 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_1).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	13,75	-
K_d	-	10,00	-
K_i	-	-	-

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 31 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor

ponderação. A função mostrada na Equação 5.2 agrega descritores de desempenho comumente utilizados em sistemas de segunda ordem, separando-os em duas partes. A primeira envolve termos relacionados com o tempo e a segunda com os relacionados com o erro. As duas partes têm seu grau de importância modificados através do termo ω . Aqui, assim como em Aghababa (2016), o valor de ω foi escolhido como 0, fazendo com que todos os critérios de desempenho tenham a mesma importância na função objetivo.

Os parâmetros utilizados no processo de otimização via PSO, conforme apresentado na sessão 3.1.2 (página 49), foram os seguintes: $\epsilon = 0,7$, $c_1 = 0,8$, $c_2 = 0,8$, $K_p \in [0, 25]$, $K_d \in [0, 10]$, $K_i \in [0, 10]$, $\lambda \in [0, 1]$ e $\alpha \in [0, 1]$.

5.2.1 Controle via SECO-PID (Planta G_1)

Para as 100 execuções do PSO aplicado ao controlador SECO-PID, em todas o problema foi eficientemente resolvido utilizando apenas dois entre os três ganhos do controlador PID. Como descrito na metodologia, os melhores ganhos de cada configuração (1, 2 ou 3 termos) foram separados e podem ser observados na Tabela 19 e os seus respectivos diagramas na Figura 31.

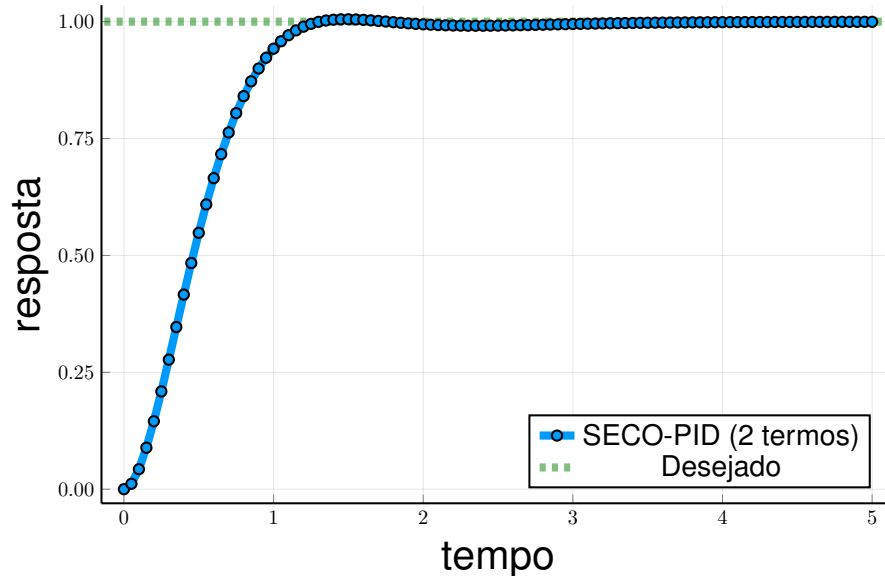
Na Tabela 20 são mostradas medidas de desempenho do sistema de controle para uma entrada ao degrau. A resposta do sistema em si é mostrada na Figura

Tabela 20 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_1 com controlador SECO-PID.

Índice	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	0,57	-
Tr (s)	-	0,65	-
Ts (s)	-	1,20	-
Ess	-	0,00	-

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 32 – Resposta ao degrau da planta G_1 para o melhor conjunto de ganhos do controlador SECO-PID mostrados na Tabela 20.



Fonte: Elaborado pelo autor

32. Tradicionalmente, no processo de otimização para controladores é feito o uso dos três termos do controlador PID. Aqui, vê-se que a metodologia de projeto do controlador SECO-PID chegou automaticamente a um controlador com dois termos apenas, capaz de resolver o problema de forma eficiente.

5.2.2 Controle via SECO-FOPID (Planta G_1)

Para o caso do controlador SECO-FOPID, 75% das rodadas foram feitas utilizando-se de 2 termos e o restante com 3 termos. O melhor conjunto de ganhos para cada configuração pode ser observado na Tabela 21 e as seus respectivos diagramas na Figura 33.

Na Tabela 22 são mostradas medidas de desempenho do sistema de controle para uma entrada ao degrau. A resposta do sistema em si é mostrada na Figura 34. Através dos resultados percebe-se que o desempenho do controlador com

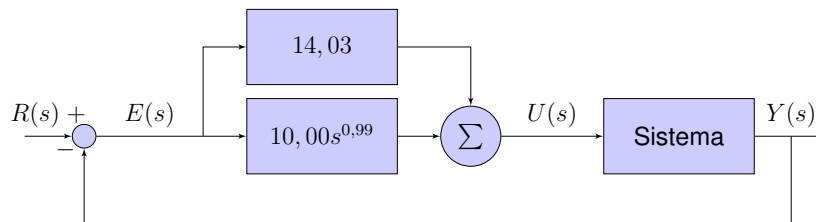
Tabela 21 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_1).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	14,03	13,46
K_d	-	10,00	9,99
K_i	-	-	0,44
α	-	0,99	0,98
λ	-	-	0,83

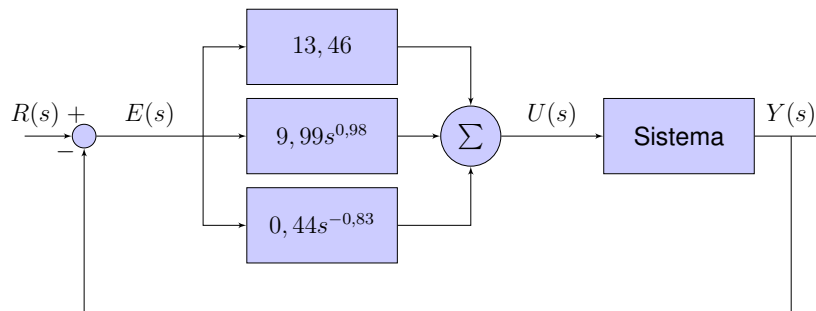
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 33 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_1 .

$$K_p = 14,03 | K_d = 10,00 | \alpha = 0,99$$



$$K_p = 13,46 | K_d = 9,99 | K_i = 0,44 | \alpha = 0,98 | \lambda = 0,83$$



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 22 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_1 com controlador SECO-FOPID.

Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	0,54	0,99
Tr (s)	-	0,80	0,75
Ts (s)	-	1,25	1,25
Ess	-	0,00	0,00

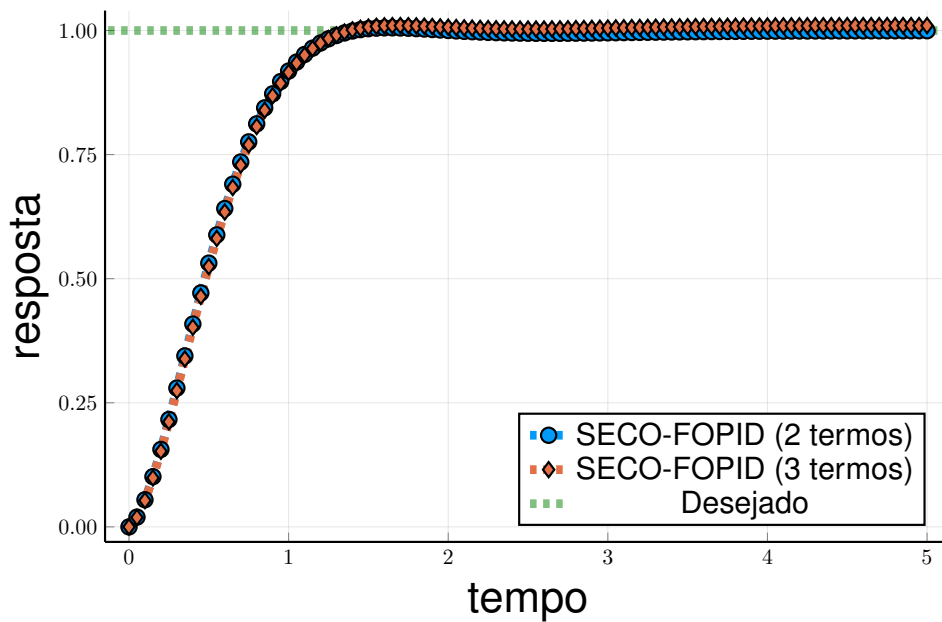
Fonte: Elaborado pelo autor

2 termos, no caso proporcional e derivativo, apresenta desempenho melhor do que o controlador que utiliza os 3 termos, com sobressinal e erro em regime menores.

Como critério de avaliação dos controladores auto-configuráveis propostos, será feita uma comparação visual¹ de Aghababa (2016) com os resultados de onde fo-

¹ Para obter os pontos do gráfico do artigo foi utilizado o programa *WebPlotDigitizer* (ROHATGI, 2017).

Figura 34 – Respostas ao degrau da planta G_1 para os controladores SECO-FOPID (2 termos) e FOPID-MPSO (3 termos) para os parâmetros mostrados na Tabela 21.

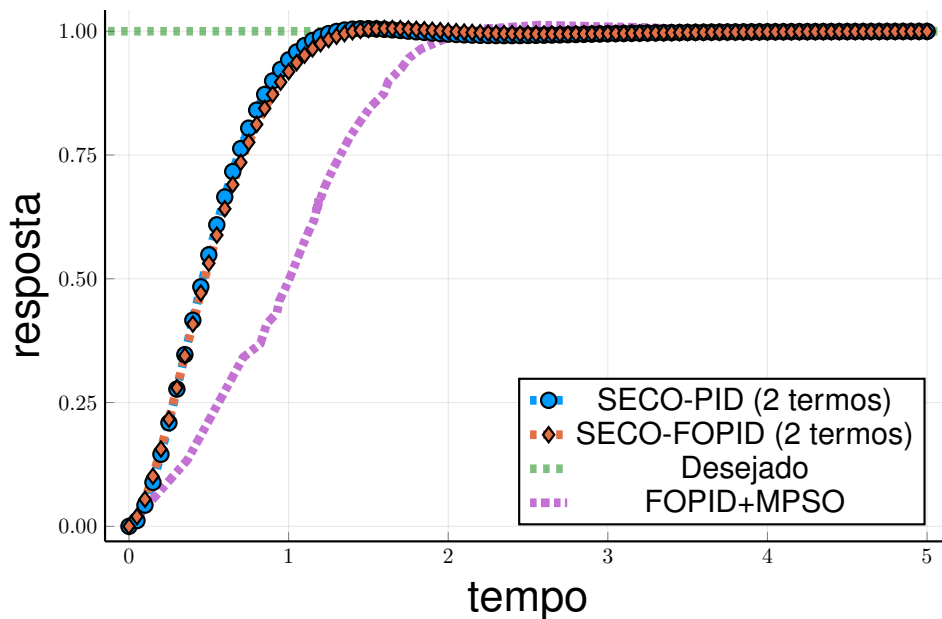


Fonte: Elaborado pelo autor

ram retiradas as funções de transferência aqui utilizadas. Vale destacar que no artigo o autor propõe um método de sintonia ótima do controlador PID de ordem fracionária usando uma variante da metaheurística PSO, chamada de *modified PSO* (MPSO). Nesta tese a escolha do controlador para esta comparação foi sempre os que apresentaram o menor número de termos. Assim, para a planta G_1 , os desempenhos dos controladores SECO-PID e SECO-FOPID, ambos com 2 termos, são comparados na Figura 35 com o controlador proposto no artigo de referência.

Nessa figura, vê-se que ambos os controladores SECO-PID e SECO-FOPID apresentam desempenhos similares e até superiores ao do artigo de comparação, e isso fazendo uso de apenas dois ganhos, o que o difere do artigo referência. É importante enfatizar que os controladores propostos são auto-configuráveis; ou seja, chegam automaticamente à estrutura com 2 termos apenas, alcançando desempenho mais eficiente que o do controlador de 3 termos do artigo-referência.

Figura 35 – Respostas ao degrau da planta G_1 para os controladores SECO-PID, SECO-FOPID e PID-MPSO.



Fonte: Elaborado pelo autor

5.3 Sistema de 4a. Ordem (Planta G_2)

O segundo caso a ser discutido é o de um sistema de 4ª ordem também retirado de Aghababa (2016). A função de transferência desta planta é dada por

$$G_2(s) = \frac{s^2 + 2s}{s^4 + 2s^3 + 5s^2 + s + 0.1}, \quad (5.3)$$

Aqui também a Equação (5.2) foi utilizada como função objetivo e ω também foi considerado como sendo 0.

Os parâmetros utilizados no processo de otimização via PSO, conforme apresentado na sessão 3.1.2 (página 49), foram os seguintes:

$\epsilon = 0,7$, $c_1 = 0,8$, $c_2 = 0,8$, $K_p \in [0, 25]$, $K_d \in [0, 10]$, $K_i \in [0, 10]$, $\lambda \in [0, 1]$ e $\alpha \in [0, 1]$.

5.3.1 Controle via SECO-PID (Planta G_2)

Diferente do caso anterior, aqui todas as 100 execuções do PSO só conseguiram resolver satisfatoriamente o problema fazendo uso dos 3 termos do controlador SECO-PID. Os três ganhos para o melhor resultado estão mostrados na Tabela 23 e os respectivos diagramas na Figura 36.

Na Tabela 24 são mostradas medidas de desempenho do sistema de con-

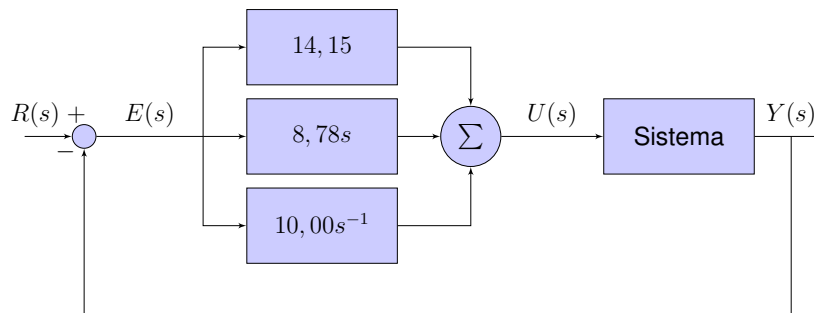
Tabela 23 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_2).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	-	14,15
K_d	-	-	8,78
K_i	-	-	10,00

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 36 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_2 .

$$K_p = 14,15 | K_d = 8,78 | K_i = 10,00$$



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 24 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_2 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 23.

Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	-	3,44
Tr (s)	-	-	0,10
Ts (s)	-	-	1,40
Ess	-	-	0,00

Fonte: Elaborado pelo autor

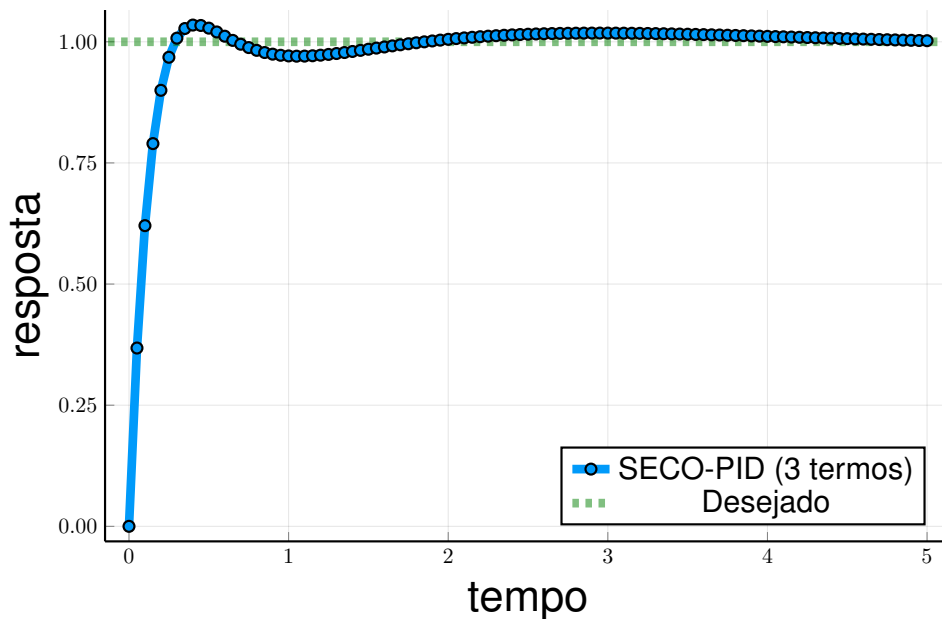
trole para uma entrada ao degrau. A resposta do sistema em si é mostrada na Figura 37.

É possível ver um leve sobressinal e um tempo de acomodação maior que um segundo. Entretanto, vê-se que o controlador foi capaz de atender a tarefa de determinar os ganhos e que a estrutura de três termos foi escolhida como a mais adequada ao problema.

5.3.2 Controle via SECO-FOPID (Planta G_2)

Para o controlador SECO-FOPID já é possível verificar uma diferença mais clara. Aqui, 63% das execuções do PSO levaram a um controlador SECO-FOPID com 3 termos, enquanto 37% produziram controladores SECO-FOPID com 2 termos.

Figura 37 – Resposta ao degrau da planta G_2 para os ganhos do controlador SECO-PID mostrado na Tabela 23.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 25 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_2).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	-	11,59
K_d	-	8,48	9,99
K_i	-	10,00	8,56
α	-	0,80	1,00
λ	-	0,50	0,67

Fonte: Elaborado pelo autor

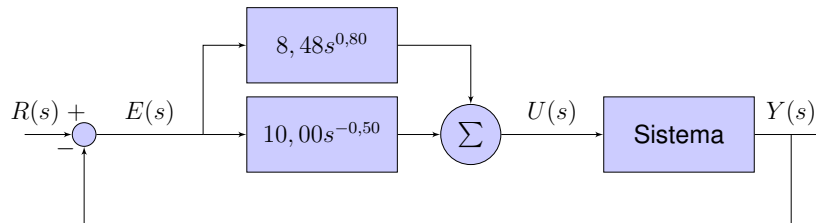
Os ganhos e expoentes que produziram melhor desempenho de controle para as duas estruturas são apresentados na Tabela 25 e os diagramas desses são apresentados na Figura 38. Aqui tem-se um resultado interessante, em que a estrutura de dois termos sugerida pelo método proposto usa os termos derivativo e integrativo. Vale ressaltar que esta não é uma estrutura muito usual e controladores PID de ordem inteira, uma vez que as estruturas de dois termos mais comuns envolve o uso do termo proporcional, tais como PI e PD. Porém, pode ser que esta estrutura seja viável em controladores PID de ordem fracionária, conforme ilustrado nos resultados ora mostrados.

Na Tabela 26 e na Figura 39 vê-se os desempenhos da planta G_2 para os dois tipos de estrutura selecionadas para uma entrada do tipo degrau.

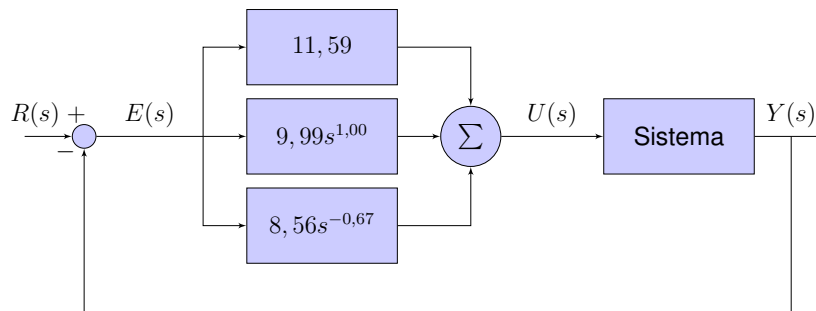
Observa-se que as duas estruturas conseguem resolver o problema, po-

Figura 38 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_2 .

$$K_d = 8,48 \mid K_i = 10,00 \mid \alpha = 0,80 \mid \lambda = 0,50$$



$$K_p = 11,59 \mid K_d = 9,99 \mid K_i = 8,56 \mid \alpha = 1,00 \mid \lambda = 0,67$$



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 26 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_2 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 25.

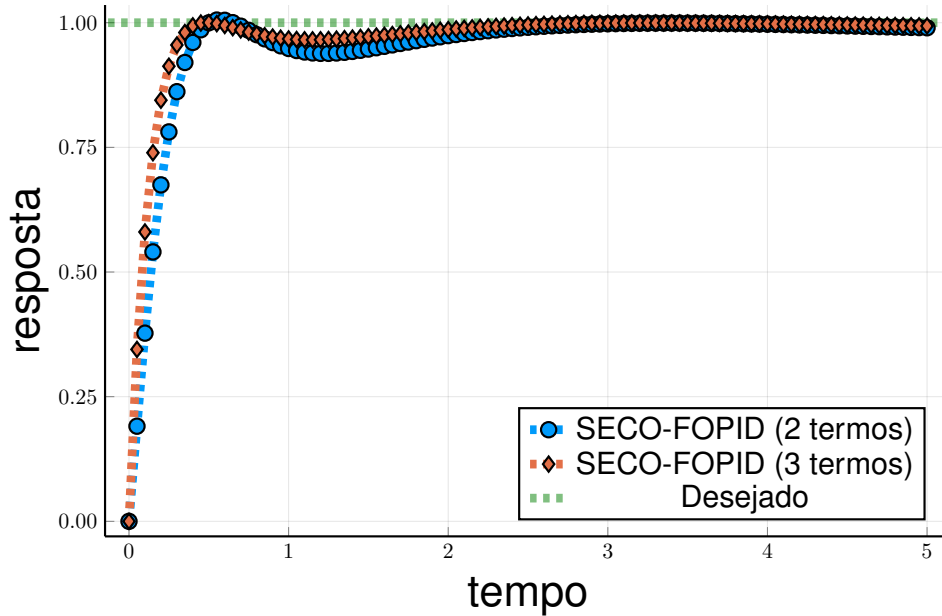
Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	0,53	0,02
Tr (s)	-	0,25	0,15
Ts (s)	-	2,15	1,80
Ess	-	0,01	0,00

Fonte: Elaborado pelo autor

rém o desempenho do controlador de três termos é superior, o que já era esperado nesse caso pois a porcentagem de escolha da estrutura de três termos foi bem maior. Outro ponto importante a salientar é que a função objetivo utilizada não consegue verificar se houve retorno da resposta do sistema para valores inferiores ao desejado, o que explica a existência destes em ambas as estruturas, talvez uma escolha diferente da função de otimização do sistema apresente melhores resultados.

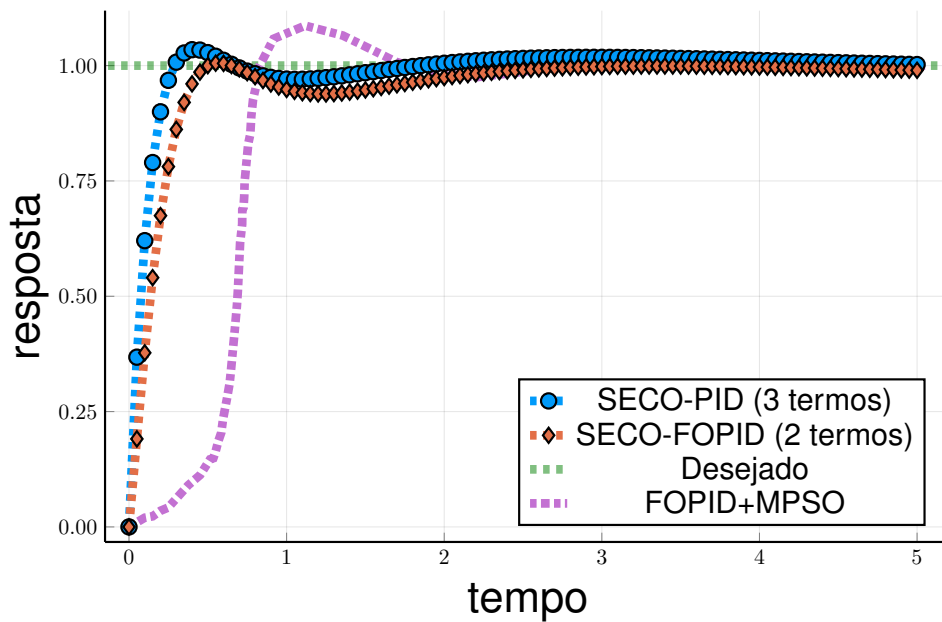
Da mesma forma que na planta anterior, aqui os controladores com a menor quantidade de ganhos, tanto para o controlador SECO-PID de 3 termos, quanto para o controlador SECO-FOPID de 2 termos, foram comparados com o do artigo de onde a planta foi retirada. O resultado pode ser visto na Figura 40, onde é possível observar um desempenho similar ou até superior dos controladores propostos frente

Figura 39 – Respostas ao degrau da planta G_2 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 25.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 40 – Respostas ao degrau da planta G_2 para os controladores SECO-PID , SECO-FOPID e PID-MPSO.



Fonte: Elaborado pelo autor

ao do artigo de referência. Ao se comparar o controlador SECO-FOPID proposto com o do artigo base vê-se que apenas com os termos derivativo e integrativo sugeridos pela metodologia proposta obtém-se um sobressinal bem inferior.

Tabela 27 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para diferentes configurações (planta G_3).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	8,69	8,67
K_d	-	4,63	4,65
K_i	-	-	0,07

Fonte: Elaborado pelo autor

5.4 Planta de 2a. Ordem com Atraso (Planta G_3)

A terceira planta a ser analisada é um sistema com atraso de transporte descrito seguinte função de transferência (AGHABABA, 2016):

$$G_3(s) = \frac{e^{-0,1s}}{s^2 + 2s}. \quad (5.4)$$

Novamente a Equação (5.2), com seu valor de ω igual ao dos 2 exemplos anteriores. Os parâmetros aqui utilizados na otimização pelo PSO foram os seguintes: $\epsilon = 0,7$, $c_1 = 0,8$, $c_2 = 0,8$, $K_p \in [0, 25]$, $K_d \in [0, 10]$, $K_i \in [0, 10]$.

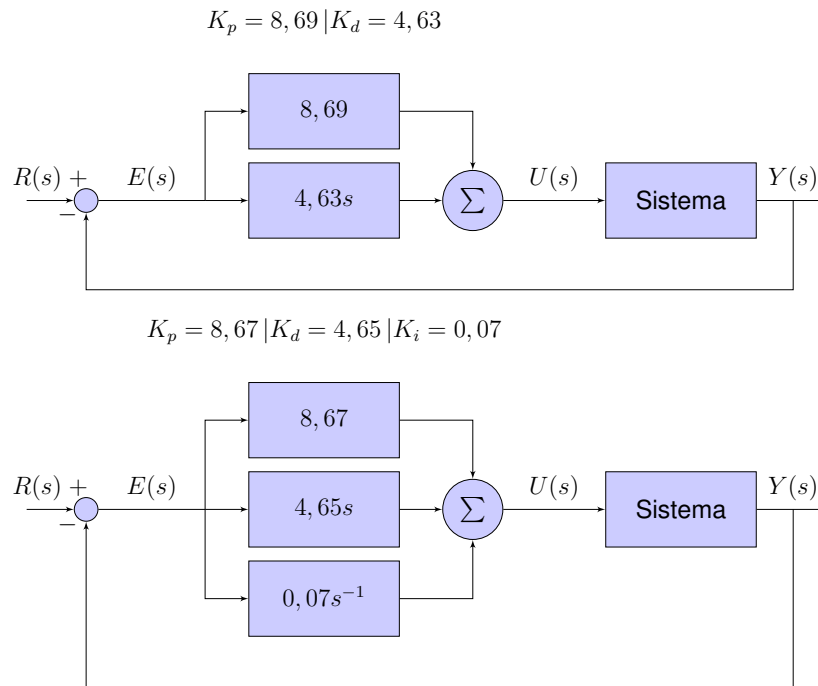
5.4.1 Controle via SECO-PID (Planta G_3)

Para a planta com atraso de transporte utilizando o controlador SECO-PID 92% das execuções resolveram o problema com dois termos e as demais soluções utilizaram três termos. Destas, a melhor solução obtida em cada configuração é apresentada na Tabela 27, o diagrama de cada configuração é apresentado na Figura 41, para a configuração com dois termos o melhor resultado aconteceu utilizando os termos P e D.

Na Tabela 28 são mostradas medidas de desempenho do sistema de controle para uma entrada ao degrau. A resposta do sistema em si é mostrada na Figura 42.

É possível notar que o desempenho do controlador utilizando dois termos foi praticamente igual ao do controlador de três termos com diferenças no tempo de acomodação, com o controlador de três termos sendo mais rápido, e no erro estacionário, com o controlador de dois ganhos apresentando menor erro.

Figura 41 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_3 .



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 28 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_3 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 27.

Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	0,19	0,17
Tr (s)	-	0,15	0,15
Ts (s)	-	0,90	0,45
Ess	-	0,00	0,00

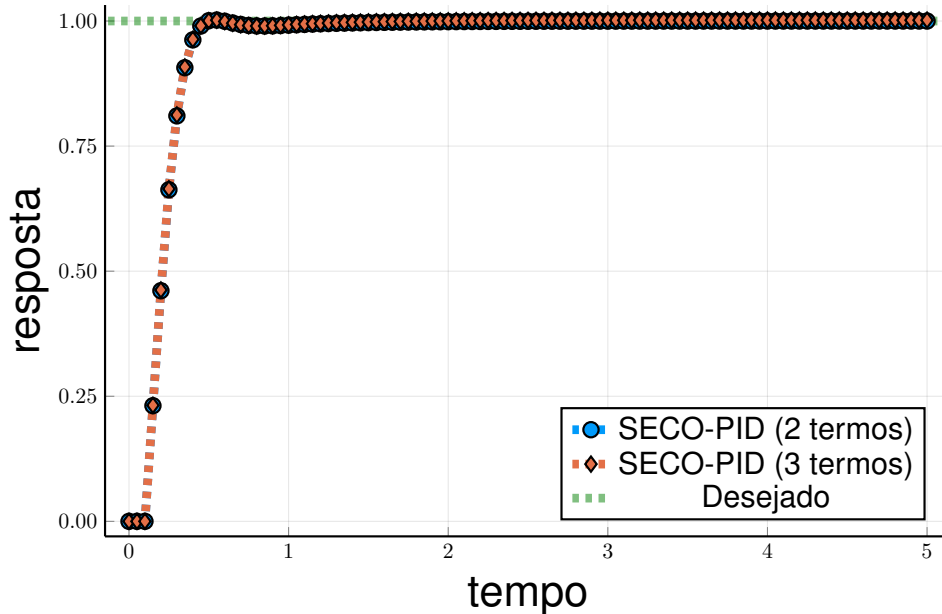
Fonte: Elaborado pelo autor

5.4.2 Controle via SECO-FOPID (Planta G_3)

Para o caso agora do SECO-FOPID houve uma redução na porcentagem de soluções que utilizaram dois termos, neste caso para 79%, com as demais soluções tendo utilizado 3 termos. Igual ao caso do controlador SECO-PID, aqui a estrutura sugerida para o controlador SECO-PID de 2 termos foi a PD, como pode ser visto na Tabela 29 e nos diagramas da Figura 43.

Na Tabela 30 e na Figura 44 vê-se os desempenhos da planta G_3 para as duas configurações do controlador SECO-FOPID sugeridas. Aqui ambos os controladores apresentam resposta similar, com um desempenho ligeiramente melhor do controlador de dois termos frente ao de três, o que corrobora uma das hipóteses de trabalho desta tese de que nem sempre o uso dos três termos do controlador PID

Figura 42 – Respostas ao degrau da planta G_3 para o controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 27.



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 29 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_3).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	17,56	14,95
K_d	-	10,00	9,99
K_i	-	-	1,32
α	-	0,89	0,85
λ	-	-	0,99

Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 30 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_3 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 29.

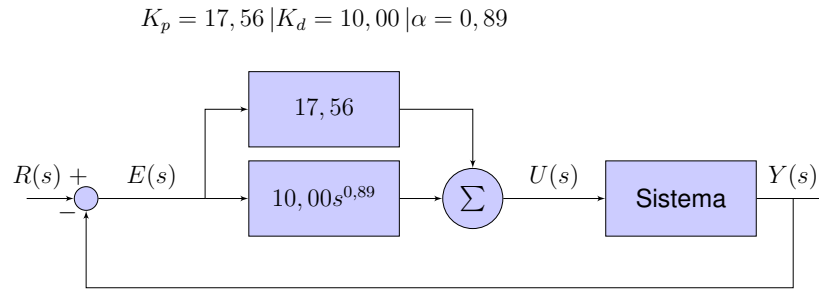
Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	0,46	0,73
Tr (s)	-	0,20	0,20
Ts (s)	-	0,60	0,60
Ess	-	0,00	0,00

Fonte: Elaborado pelo autor

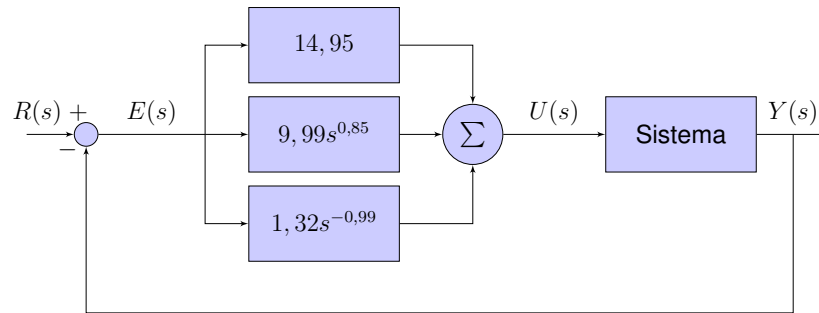
acarretará em uma melhor resposta do sistema.

Novamente os controladores com a menor quantidade de termos, tanto o controlador SECO-PID como o SECO-FOPID, foram escolhidos para uma comparação gráfica com o do artigo de onde foram retiradas as plantas. O resultado pode ser visto na Figura 45 onde se vê que, mesmo com uma quantidade menor de termos, os controladores propostos apresentam um desempenho bem competitivo com o do

Figura 43 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_3 .

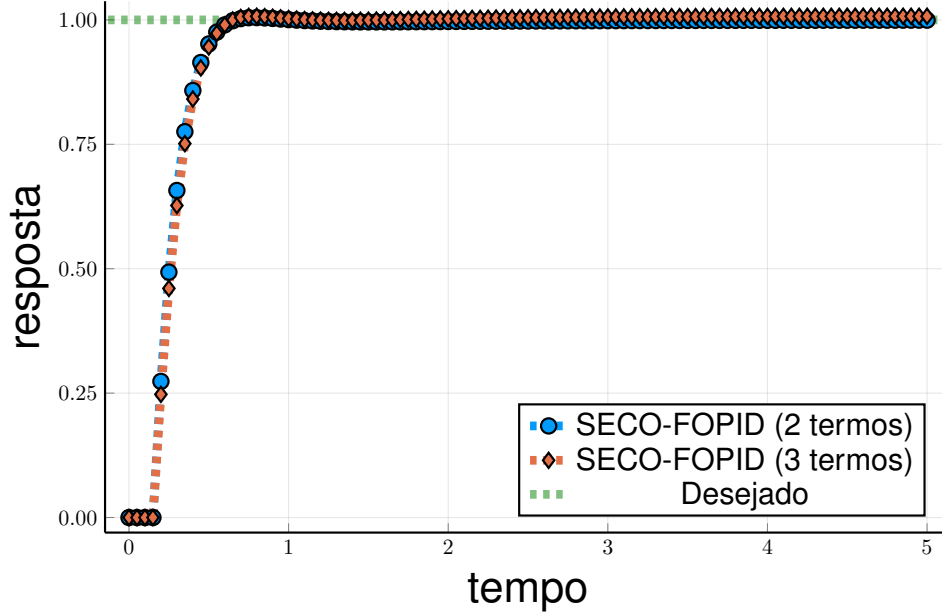


$$K_p = 14,95 \mid K_d = 9,99 \mid K_i = 1,32 \mid \alpha = 0,85 \mid \lambda = 0,99$$



Fonte: Elaborado pelo autor

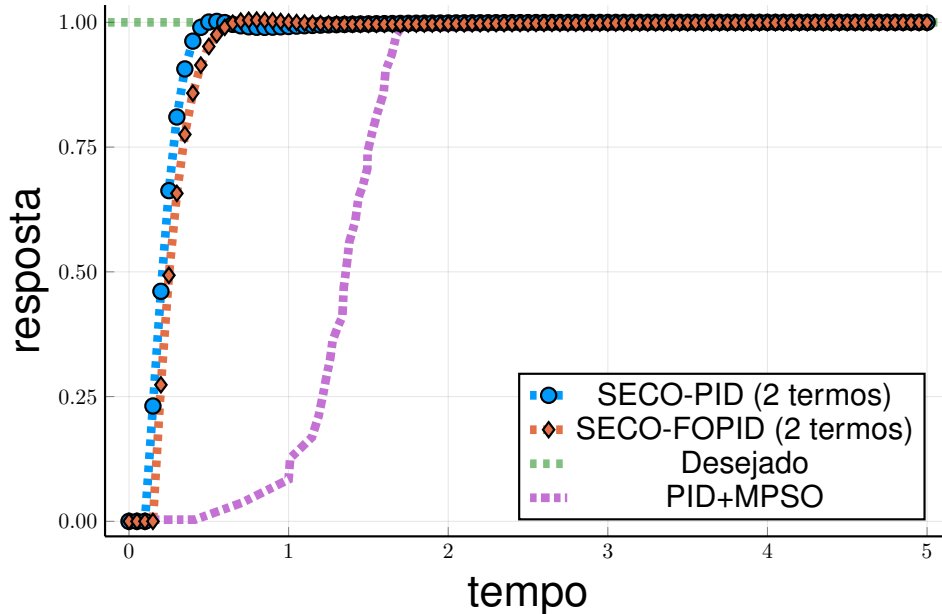
Figura 44 – Respostas ao degrau da planta G_3 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 29.



Fonte: Elaborado pelo autor

artigo de referência.

Figura 45 – Respostas ao degrau da planta G_3 para os controladores SECO-PID (2 termos), SECO-FOPID (2 termos) e PID-MPSO.



Fonte: Elaborado pelo autor

5.5 Regulador Automático de Tensão (Planta G4)

A última planta a ser utilizada envolve um sistema regulador automático de tensão (*automatic voltage regulator*), AVR, cuja função de transferência no ramo direto é dada por

$$G_4(s) = \frac{10}{0,04s^3 + 0,54s^2 + 1,5s + 1}, \quad (5.5)$$

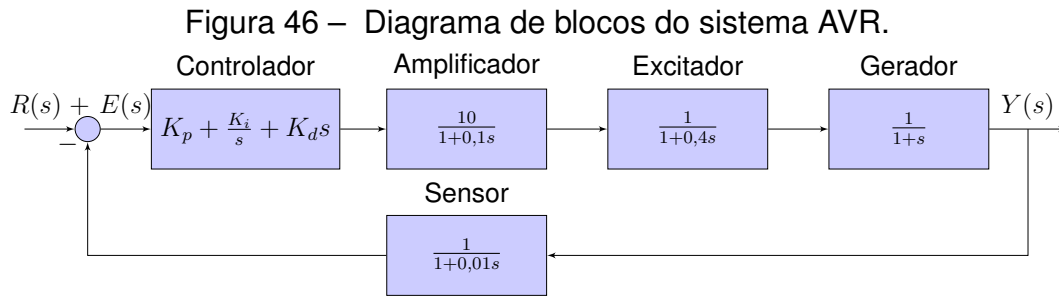
já no ramo de realimentação tem-se

$$G_4^{reali}(s) = \frac{1}{0,01s + 1}. \quad (5.6)$$

O diagrama de blocos do sistema é apresentado na Figura 46 (GAING, 2004). Diferente das plantas anteriores, a planta do AVR é composta de diferentes subsistemas de 1ª ordem operando em série. Outro detalhe importante é que a realimentação do sistema não é do tipo unitária, tornando o sistema mais complexo devido ao aumento da ordem da função de transferência do sistema de controle em malha fechada.

O objetivo neste caso é minimizar a função definida por

$$J(K_p, K_d, K_i) = (1 - e^{-\beta})(M_p + E_{ss}) + e^{-\beta}(T_s - T_r), \quad (5.7)$$



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 31 – Ganhos que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-PID para as diferentes sugeridas (planta G_4).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	-	0,58
K_d	-	-	0,19
K_i	-	-	0,42

Fonte: Elaborado pelo autor

em que T_r e T_s são, respectivamente, o tempo de subida e o tempo de acomodação, M_p é o sobressinal, E_{ss} é o erro em regime permanente e $\beta \in [0,8 \ 1,5]$ é um fator de ponderação. Nessa função há dois termos, o primeiro relacionado aos valores de erro e o segundo relacionado ao tempo. O termo $\exp^{-\beta}$ é usado para ponderar a importância de cada uma das parcelas da Equação 5.7. Nas avaliações numéricas a serem reportados a seguir, o parâmetro β foi escolhido como 1 da mesma forma que em Gaing (2004). Os parâmetros utilizados no processo de otimização via PSO, conforme apresentado na sessão 3.1.2 (página 49), foram os seguintes: $\epsilon = 0,7$, $c_1 = 0,8$, $c_2 = 0,8$, $K_p \in [0 \ 1,5]$, $K_d \in [0 \ 1]$, $K_i \in [0 \ 1]$.

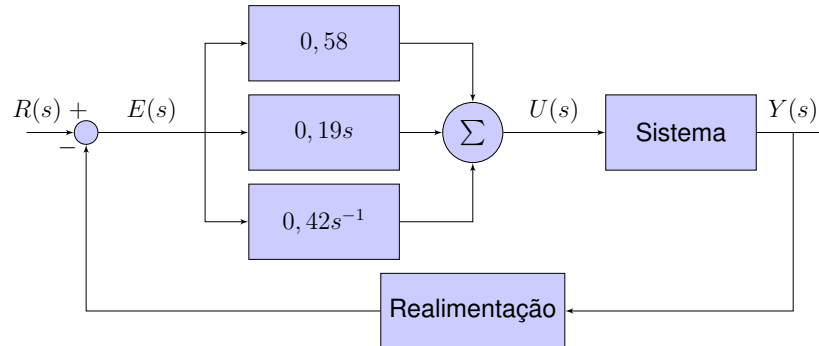
5.5.1 Controle via SECO-PID (Planta G_4)

Para o caso do controlador SECO-PID, dentro das 100 execuções do PSO, todas resultaram na escolha da estrutura com 3 termos a estrutura com os três ganhos, sendo que o que apresentou o melhor desempenho de acordo com a Equação (5.7) está apresentado na Tabela 31 e no diagrama da Figura 47.

Na Tabela 32 são mostradas medidas de desempenho do sistema de controle para uma entrada ao degrau. A resposta do sistema em si é mostrada na Figura 48. Ao analisar estes resultados é possível inferir que o controlador sugerido tem um desempenho satisfatório na realização da tarefa.

Figura 47 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-PID obtidos para planta G_4 .

$$K_p = 0,58 | K_d = 0,19 | K_i = 0,42$$



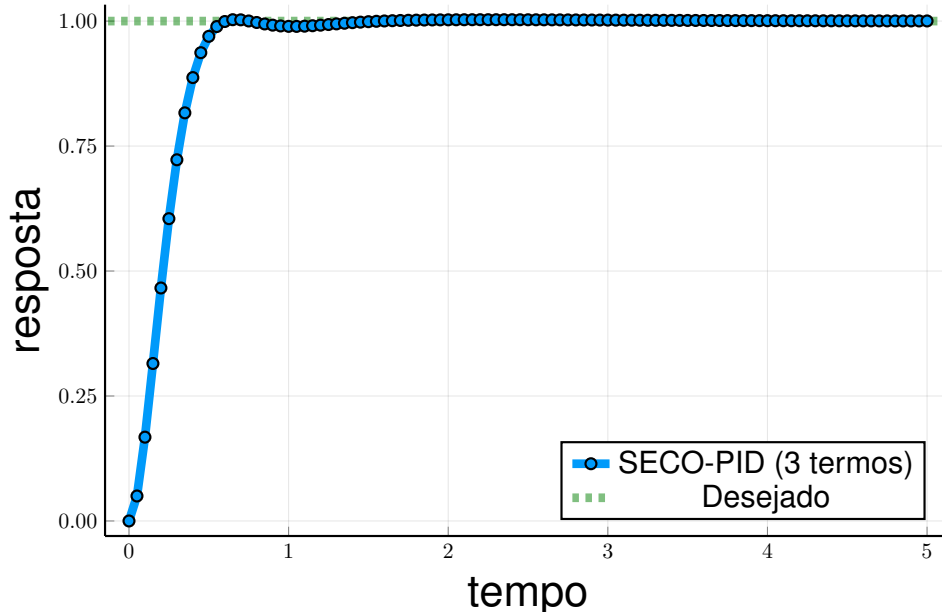
Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 32 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_4 com controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 31.

Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	-	0,30
Tr (s)	-	-	0,30
Ts (s)	-	-	0,55
Ess	-	-	0,00

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 48 – Respostas ao degrau da planta G_4 para o controlador SECO-PID usando os ganhos mostrados na Tabela 31.



Fonte: Elaborado pelo autor

5.5.2 Controle via SECO-FOPID (Planta G_4)

Analisando o caso do controlador SECO-FOPID na planta do AVR, tem-se que 15% das execuções resultaram em soluções com 2 termos e as demais continua-

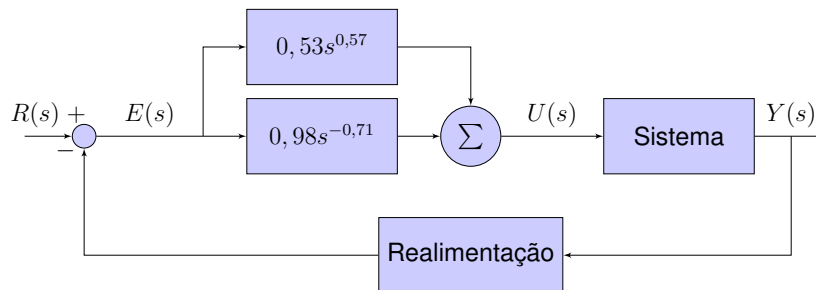
Tabela 33 – Ganhos e expoentes que levaram ao melhor desempenho do controlador SECO-FOPID para diferentes configurações (planta G_4).

	1 Termo	2 Termos	3 Termos
K_p	-	-	0,77
K_d	-	0,53	0,36
K_i	-	0,98	0,85
α	-	0,57	0,99
λ	-	0,71	0,84

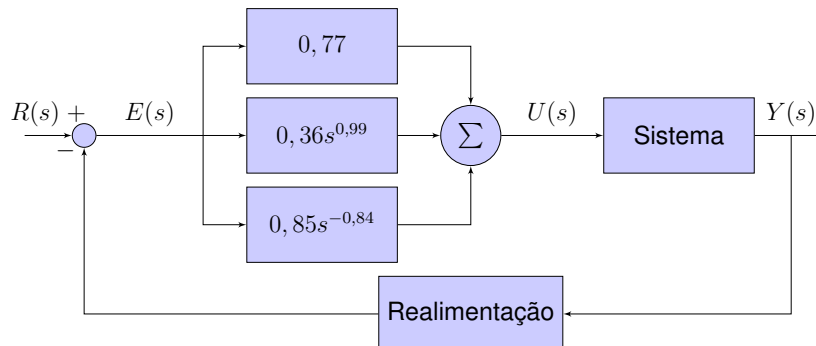
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 49 – Diagrama de blocos para as diferentes configurações do controlador SECO-FOPID obtidos para planta G_4 .

$$K_d = 0,53 | K_i = 0,98 | \alpha = 0,57 | \lambda = 0,71$$



$$K_p = 0,77 | K_d = 0,36 | K_i = 0,85 | \alpha = 0,99 | \lambda = 0,84$$



Fonte: Elaborado pelo autor

ram com uma solução de três termos. Os valores que obtiveram o melhor desempenho dentro de cada conjunto de ganhos são apresentados na Tabela 33 com seus respectivos diagramas na Figura 49. Nota-se que para a estrutura com dois termos, foram escolhidos os termos derivativo e integrativo. Uma estrutura apenas com os termos derivativo e integrativo não é comum com PID de ordem inteira. Especula-se aqui que talvez com o PID de ordem fracionária esta estrutura seja factível, em face dos resultados obtidos.

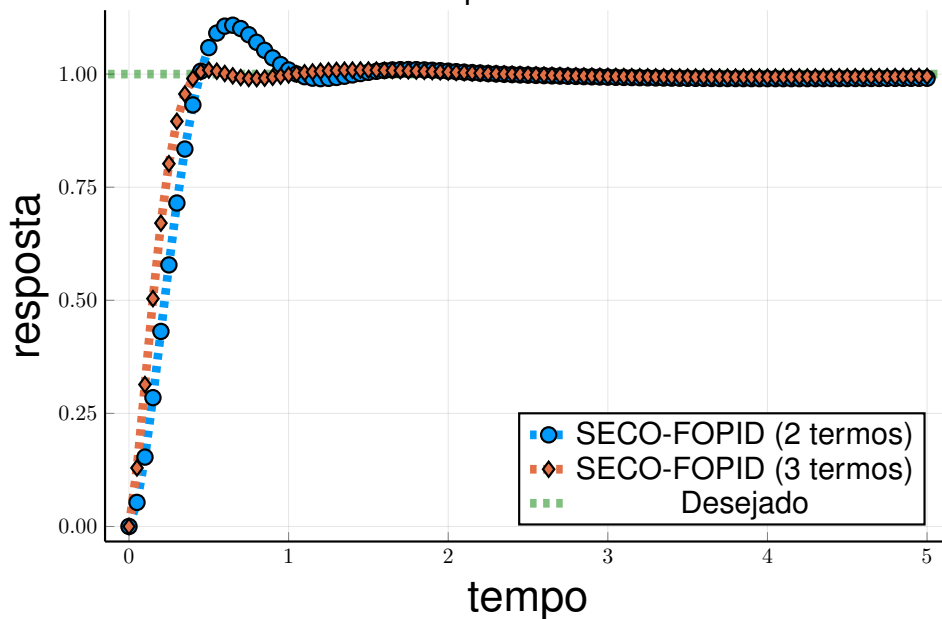
Na Tabela 34 e na Figura 50 vê-se os desempenhos da planta G_4 para as duas configurações do controlador SECO-FOPID sugeridas. Neste caso, percebe-se

Tabela 34 – Índices de desempenho para a resposta ao degrau da planta G_4 com as estruturas sugeridas para controlador SECO-FOPID usando os parâmetros mostrados na Tabela 33.

Índices	1 Termo	2 Termos	3 Termos
M_p (%)	-	10,00	0,90
Tr (s)	-	0,25	0,25
Ts (s)	-	1,00	0,40
Ess	-	0,00	0,00

Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 50 – Respostas ao degrau da planta G_4 para os controladores SECO-FOPID com 2 e 3 termos usando os parâmetros mostrados na Tabela 33.

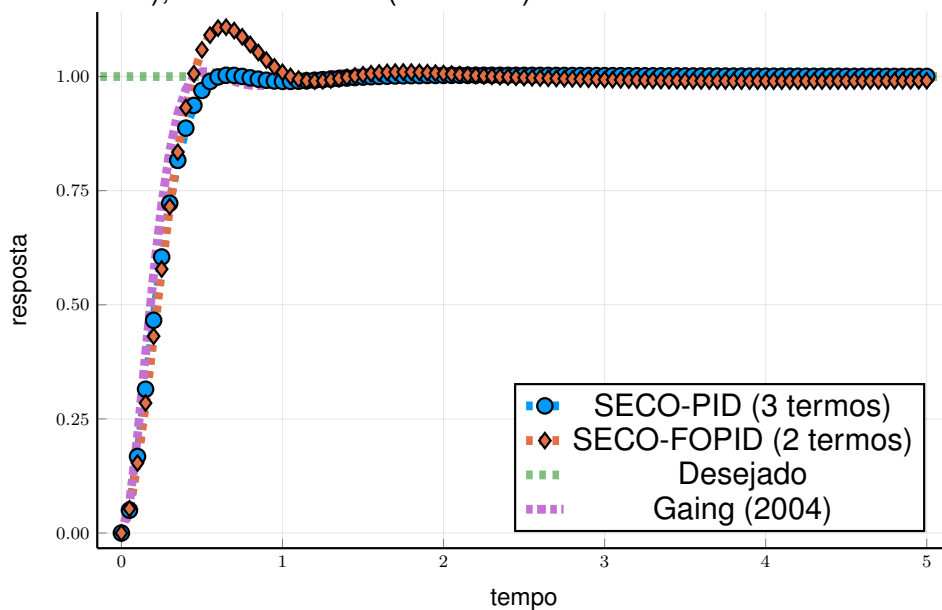


Fonte: Elaborado pelo autor

que o SECO-FOPID de três termos tem um desempenho melhor que o de dois termos, tanto no sobressinal quanto no tempo de acomodação. O melhor desempenho do controlador SECO-FOPID de três termos era esperado visto que ele apresentou um percentual bem maior de escolhas que o controlador de dois para as 100 execuções da metodologia proposta.

No último experimento, os desempenhos dos controladores propostos, SECO-PID e SECO-FOPID, ambos com 2 termos, são comparados com o controlador proposto em Gaing (2004). Neste artigo, a escolha dos ganhos também com base no algoritmo PSO. O resultado da comparação pode ser visto na Figura 51, em que se nota que o controlador SECO-PID proposto apresenta o desempenho bem similar ao controlador do artigo de referência. Dos três, foi o controlador fracionário de 2 ganhos que apresentou o maior sobressinal.

Figura 51 – Respostas ao degrau da planta G_4 para os controladores SECO-PID (2 termos), SECO-FOPID (2 termos) e PID-MPSO.



Fonte: Elaborado pelo autor

Vale tecer alguns comentários adicionais sobre o desempenho do controlador SECO-FOPID de dois termos para a planta G_4 , quando comparado ao controlador SECO-PID (2 termos) e o controlador proposto em Gaing (2004). Pode-se argumentar que este resultado já era esperado visto que a metodologia de otimização proposta sugeriu a estrutura com 3 termos para o controlador SECO-FOPID em 85% das vezes ao longo das 100 execuções do algoritmo PSO. Porém, mesmo apresentando um valor de sobressinal maior que os demais, o controlador SECO-FOPID de 2 termos, um integrativo e outro derivativo, ainda consegue executar a tarefa satisfatoriamente. Este fato ilustra a factibilidade de controladores PID de ordem fracionário sem o termo proporcional. Tal situação só foi possível de ser visualizada através da metodologia proposta, ao permitir a auto-configuração de controladores PID de ordem fracionária.

Para finalizar, é importante destacar que apesar das simulações não terem escolhido como melhor resultado um controlador com um único ganho, é possível que essa situação ocorra dependendo da planta que será controlada. Caso o projetista deseje forçar que sempre um dos ganhos esteja presente no controlador, como é normalmente o caso do termo proporcional, basta remover do vetor da partícula a variável responsável pela presença ou não do termo na estrutura final do controlador.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta tese relatamos o desenvolvimento de duas novas metodologias, algumas conclusões da aplicação e estudo dos métodos propostos pode ser vista a seguir.

6.1 Proposta 1: Conclusões

Aqui relatamos os resultados de uma avaliação abrangente de uma nova estrutura desenvolvida para ajustar controladores do tipo PID para manipuladores robóticos envolvidos no rastreamento de trajetória de arrancada mínima (MJ). A estrutura proposta, que é geral o suficiente para abranger também o ajuste de controladores PID de ordem fracionária, baseia-se na otimização de um novo índice de desempenho baseado no índice IAE clássico. O índice de desempenho proposto naturalmente amplia o índice IAE baseado em erro, incluindo um segundo termo de erro que leva automaticamente em conta o desempenho do sistema robótico no rastreamento do perfil temporal de arrancada planejada.

A estrutura proposta é consideravelmente mais direta e eficiente do que nossa abordagem apresentada em Oliveira *et al.* (2018) para o mesmo problema em três aspectos fundamentais. Em primeiro lugar, é mais simples pois o novo índice de desempenho possui menos termos e não requer cálculos baseados em torque. Em segundo lugar, é mais elegante do que nossa abordagem utilizada durante o período inicial da pesquisa, porque estende diretamente a aplicabilidade do conhecido índice IAE ao design de controladores do tipo PID para aplicações em robótica que atendem a todos os requisitos impostos pelos quatro perfis MJ (posição, velocidade, aceleração e arrancada). Finalmente, para a otimização do índice de desempenho proposto por IAE (J-IAE), o algoritmo PSO foi escolhido, este nos permitiu otimizar os parâmetros de todos os controladores conjuntos simultaneamente.

Para as simulações relatadas, uma estrutura de controle com termos proporcional e derivativo (PD) foi usada para os controladores de ordem inteira e fracionária. Os controladores PD ótimos baseados em MJ resultantes, denominados controlador PD ótimo baseado na arrancada (MJ-OPD) e controlador PD ótimo de ordem fracionária baseado na arrancada (MJ-FOPD), foram avaliados em vários cenários,

incluindo rastreamento de trajetória com e sem carga útil, rejeição de distúrbios e alterações no ponto final da trajetória. Simulações em computador foram realizadas para comparar os controladores propostos com o método padrão Ziegler-Nichols (ZN) para ajustar controladores do tipo PID. Os controladores propostos tiveram um desempenho melhor que o controlador ZN-PD padrão, especialmente o controlador MJ-OPD, confirmando nossas expectativas iniciais.

6.2 Proposta 2: Conclusões

Nesta segunda parte relatamos as conclusões relativas ao controle PID ótimo auto-configurável, metodologia essa capaz não só de escolher os valores de ganhos do controlador, como também, de escolher quais estruturas derivadas do controlador PID podem ser utilizadas para realizar a tarefa de controle. A metodologia proposta foi empregada utilizando o algoritmo PSO mas pode ser empregada em outras técnicas de otimização, bem como se mostrou capaz de atuar tanto nos controladores de ordem inteira quanto nos controladores de ordem fracionária.

Para as simulações relatadas, o método mostrou que o problema de controle poderia ser resolvido com estruturas com uma quantidade menor de ganhos sem uma perda de desempenho, muitas vezes com um desempenho superior que os controladores fazendo uso dos três ganhos. O indicativo da estrutura mais adequada para o problema pode ser percebido pela porcentagem de respostas das 100 rodadas que utilizaram certa quantidade de ganhos, por exemplo, se em uma planta 83% das respostas apontaram para 2 ganhos e as demais para 3 ganhos, é um grande indicativo de que o problema pode ser resolvido com um ganho a menos.

Os testes foram feitos tanto para controladores PID de ordem inteira quanto para controladores de ordem fracionária, e através disso vimos que a metodologia pode ser utilizada para estruturas de controle não obrigatoriamente do tipo PID. Mesmo quando a metodologia não consegue encontrar estruturas com uma quantidade menor de ganhos, para resolver o problema de controle, ela obtém resultados utilizando os 3 termos do controlador PID com desempenho satisfatório, como foi possível ver ao comparar os controladores aqui propostos com os dos artigos base de onde foram tiradas as funções de transferência e funções custos utilizadas nas simulações.

6.3 Resumo das Contribuições

De modo mais específico as principais contribuições da tese foram as seguintes:

1. Oferecer à comunidade científica um panorama geral sobre a estrutura do controlador PID e sobre a sua forma fracionária, fornecendo um material que pode servir como fonte de estudo para entender as diferenças entre os dois modelos;
2. Estudo comparativo envolvendo modelos de ajuste de controle clássico e de controladores escolhido pelo método J-IAE na tarefa de controle não só de posição, mas de todas as trajetórias geradas pelo método da arrancada mínima em manipuladores robóticos;
3. Disponibilização em repositório dos códigos das simulações realizadas em linguagem Julia e Matlab;
4. Verificação do desempenho do controlador ajustado por J-IAE em situações de perturbação, carga extra e mudança de trajetória;
5. Proposição e avaliação de uma metodologia para projeto de controladores PID e FOPID auto-configuráveis, ou seja, capazes de determinar automaticamente os termos a serem utilizados em plantas de diferentes tipos, onde foi demonstrada a capacidade de redução do número de ganhos do controlador sem perdas significativas de desempenho do sistema;
6. Criação de pacote em linguagem Julia para uso de algoritmo PSO, bem como um pacote contendo modelos de robôs para uso em conjunto com a biblioteca de robótica da linguagem Julia.

6.4 Trabalhos futuros

Algumas propostas de trabalhos na linha de pesquisa desenvolvida nesta tese podem ainda ser desenvolvidas. Dentre os potenciais temas de pesquisa futura podem ser listadas as seguintes direções:

1. Análise comparativa do desempenho dos controladores SECO-PID e SECO-FOPID utilizando funções objetivo que fazem uso de elementos como a margem de fase e margem de ganho;
2. Análise da capacidade dos controladores SECO-PID e SECO-FOPID em rejeitar

perturbações. O objetivo é verificar se existe uma diferença significativa de desempenho entre o uso da estrutura completa do controlador PID e uma estrutura com uma quantidade menor de ganhos;

3. Estudo do uso dos controladores SECO-PID e SECO-FOPID como um complemento para técnicas de controle adaptativo de escalonamento de ganhos, servindo como uma base para o projeto do sistema de escalonamento e procurando permitir não só a mudança dos valores de ganhos como também a mudança na própria estrutura do controlador.
4. Estudo da otimização da arrancada no espaço de tarefa do robô.
5. Estudo da abordagem multiobjetiva na sintonia ótima dos controladores SECO-PID e SECO-FOPID.
6. Análise comparativa do desempenho dos controladores quando a metodologia é aplicada à diferentes arranjos do controlador PID e FOPID.

REFERÊNCIAS

- AGHABABA, M. P. Optimal design of fractional-order PID controller for five bar linkage robot using a new particle swarm optimization algorithm. **Soft Computing**, v. 20, n. 10, p. 4055–4067, 2016.
- ALOULO, A.; BOUBAKER, O. Minimum jerk-based control for a three dimensional bipedal robot. In: **International Conference on Intelligent Robotics and Applications (ICIRA'2011)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 251–262.
- ALT, G. H.; LAGES, W. F. Controle em tempo real de sistemas dinâmicos através de redes ip. In: **Anais do 3o Congresso Internacional de Automação, Sistemas e Instrumentação, Sao Paulo, SP, Brasil**. [S.l.: s.n.], 2003.
- ANG, K. H.; CHONG, G.; LI, Y. PID control system analysis, design, and technology. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 13, n. 4, p. 559–576, 2005.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: theory, design, and tuning**. [S.l.]: Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995. v. 2.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. **Journal of Process Control**, v. 14, n. 6, p. 635–650, 2004.
- BEZANSON, J.; EDELMAN, A.; KARPINSKI, S.; SHAH, V. B. Julia: A fresh approach to numerical computing. **SIAM review**, SIAM, v. 59, n. 1, p. 65–98, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1137/141000671>>.
- BOUDJEHEM, B.; BOUDJEHEM, D. Fractional PID controller design based on minimizing performance indices. **IFAC-PapersOnLine**, v. 49, n. 9, p. 164–168, 2016.
- BRETELER, M. D. K.; MEULENBROEK, R. G.; GIELEN, S. C. An evaluation of the minimum-jerk and minimum torque-change principles at the path, trajectory, and movement-cost levels. **Motor Control**, v. 6, n. 1, p. 69–83, 2002.
- CHOPADE, A. S.; KHUBALKAR, S. W.; JUNGHARE, A.; AWARE, M.; DAS, S. Design and implementation of digital fractional order PID controller using optimal pole-zero approximation method for magnetic levitation system. **IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica**, v. 5, n. 5, p. 977–989, 2018.
- DAS, S. **Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls**. [S.l.]: Springer, 2008.
- DULU, M.; GLIGOR, A.; DULU, T.-M. Fractional order controllers versus integer order controllers. **Procedia Engineering**, v. 181, p. 538–545, 2017.
- EBERHART, R.; KENNEDY, J. Particle swarm optimization. In: **Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 4, p. 1942–1948.
- FEATHERSTONE, R. **Rigid body dynamics algorithms**. [S.l.]: Springer, 2014.
- FERMINO, F. **Estudo comparativo de métodos de sintonia de controladores PID**. Monografia (Bacharelado) — UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, 2014.

- FLASH, T.; HOGAN, N.; RICHARDSON, M. J. E. Optimization principles in motor control. In: ARBIB, M. (Ed.). **The Handbook of Brain Theory and Neural Networks**. 2nd. ed. [S.l.]: MIT Press, 2003. p. 827–830.
- FLASH, T.; MEIROVITCH, Y.; BARLIYA, A. Models of human movement: Trajectory planning and inverse kinematics studies. **Robotics and Autonomous Systems**, v. 61, n. 4, p. 330–339, 2013.
- GAING, Z.-L. A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 2, p. 384–391, 2004.
- GRAHAM, D.; LATHROP, R. C. The synthesis of "optimum" transient response: criteria and standard forms. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry**, IEEE, v. 72, n. 5, p. 273–288, 1953.
- GRIMHOLT, C.; SKOGESTAD, S. Optimal PID control of double integrating processes. **IFAC-PapersOnLine**, v. 49, n. 7, p. 127–132, 2016.
- HOGAN, N. An organizing principle for a class of voluntary movements. **Journal of Neuroscience**, Soc Neuroscience, v. 4, n. 11, p. 2745–2754, 1984.
- HUBA, M. Performance measures, performance limits and optimal PI control for the IPDT plant. **Journal of Process Control**, Elsevier, v. 23, n. 4, p. 500–515, 2013.
- IBRAHIM, H.; HASSAN, F.; SHOMER, A. O. Optimal PID control of a brushless DC motor using PSO and BF techniques. **Ain Shams Engineering Journal**, Elsevier, v. 5, n. 2, p. 391–398, 2014.
- JIN, Q.; LIU, Q. Multi-loop PI/PID controllers design for disturbance rejection based on non-parametric effective model and non-convex optimisation. **IET Control Theory & Applications**, IET, v. 8, n. 15, p. 1499–1512, 2014.
- KASERER, D.; GATTRINGER, H.; MUELLER, A. On-line robot-object synchronization with geometric constraints and limits on velocity, acceleration and jerk. **IEEE Robotics and Automation Letters**, p. 1–7, 2018.
- KELLY, R.; CARELLI, R. A class of nonlinear PD-type controllers for robot manipulators. **Journal of Robotic Systems**, v. 13, n. 12, p. 793–802, 1996.
- KOOLEN, T.; DEITS, R. Julia for robotics: Simulation and real-time control in a high-level programming language. In: IEEE. **2019 International Conference on Robotics and Automation (ICRA)**. [S.l.], 2019. p. 604–611.
- KYRIAKOPOULOS, K. J.; SARIDIS, G. Minimum jerk for trajectory planning and control. **Robotica**, v. 12, n. 2, p. 109–113, 1994.
- KYRIAKOPOULOS, K. J.; SARIDIS, G. N. Minimum jerk trajectory planning for robotic manipulators. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. **Cooperative Intelligent Robotics in Space**. [S.l.], 1991. v. 1387, p. 159–165.
- LEE, M.; SHIN, J. Constrained optimal control of liquid level loop using a conventional proportional-integral controller. **Chemical Engineering Communications**, Taylor & Francis, v. 196, n. 6, p. 729–745, 2009.

- LI, M.; ZHOU, P.; ZHAO, Z.; ZHANG, J. Two-degree-of-freedom fractional order-PID controllers design for fractional order processes with dead-time. **ISA transactions**, v. 61, p. 147–154, 2016.
- LI, Y.; ANG, K. H.; CHONG, G. C. Y. PID control system analysis and design. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 26, n. 1, p. 32–41, 2006.
- LIU, G.; DALEY, S. Optimal-tuning PID control for industrial systems. **Control Engineering Practice**, v. 9, p. 1185–1194, 2001.
- LOZANO, R.; VALERA, A.; ALBERTOS, P.; SARIMOTO; NAKAYAMA, T. PD control of robot manipulators with joint flexibility, actuators dynamics and friction. **Automatica**, v. 35, n. 10, p. 1697–1700, 1999.
- LU, S.; ZHAO, J.; JIANG, L.; LIU, H. Solving the time-jerk optimal trajectory planning problem of a robot using augmented Lagrange constrained particle swarm optimization. **Mathematical Problems in Engineering**, v. 2017, n. ID-1921479, p. 1–10, 2017.
- MANSARD, N.; CHAUMETTE, F. Task sequencing for high-level sensor-based control. **IEEE Transactions on Robotics**, IEEE, v. 23, n. 1, p. 60–72, 2007.
- MARINHO, M. M.; ADORNO, B. V.; HARADA, K.; MITSUISHI, M. Dynamic active constraints for surgical robots using vector-field inequalities. **IEEE Transactions on Robotics**, IEEE, v. 35, n. 5, p. 1166–1185, 2019.
- MATTOS, C. L.; BARRETO, G. A.; HORSTKEMPER, D.; HELLINGRATH, B. Metaheuristic optimization for automatic clustering of customer-oriented supply chain data. In: IEEE. **2017 12th International Workshop on Self-Organizing Maps and Learning Vector Quantization, Clustering and Data Visualization (WSOM)**. [S.l.], 2017. p. 1–8.
- MATTOS, C. L. C.; BARRETO, G. A.; CAVALCANTI, F. R. P. An improved hybrid particle swarm optimization algorithm applied to economic modeling of radio resource allocation. **Electronic Commerce Research**, v. 14, n. 1, p. 51–70, 2014.
- MEZA, J. L.; SANTIBÁÑEZ, V.; SOTO, R.; LLAMA, M. A. Fuzzy self-tuning PID semiglobal regulator for robot manipulators. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 59, n. 6, p. 2709–2717, 2012.
- MONJE, C. A.; CHEN, Y.; VINAGRE, B. M.; XUE, D.; FELIU-BATLLE, V. **Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.
- O'Brien, Jr., R. T.; HOWE, J. M. Optimal PID controller design using standard optimal control techniques. In: **Proceedings of the 2008 American Control Conference (ACC'2008)**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4733–4738.
- OLIVEIRA, P. W.; BARRETO, G. A.; THÉ, G. A. P. A novel tuning method for PD control of robotic manipulators based on minimum jerk principle. In: **Proceedings of the 2018 Latin American Robotic Symposium (LARS'2018)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 396–401.

OLIVEIRA, P. W. de. **Estudo Comparativo de Técnicas de Controle de Manipuladores Robóticos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2016.

PIAZZI, A.; VISIOLI, A. Global minimum-jerk trajectory planning of robot manipulators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 1, p. 140–149, 2000.

PODLUBNY, I. **Fractional differential equations**. 1st. ed. [S.l.]: Academic Press, 1999. v. 198.

POLI, R.; KENNEDY, J.; BLACKWELL, T. Particle swarm optimization. an overview. **Swarm Intelligence**, v. 1, n. 1, p. 33–57, 2007.

REBOUÇAS, L. R. **Controle de um motor de indução trifásico como servoposicionador aplicado a um manipulador robótico utilizando controle de campo orientado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2017.

REYES, F.; KELLY, R. Experimental evaluation of model-based controllers on a direct-drive robot arm. **Mechatronics**, Elsevier, v. 11, n. 3, p. 267–282, 2001.

ROHATGI, A. **WebPlotDigitizer**. [S.l.]: Austin, Texas, USA, 2017.

ROHRER, B.; FASOLI, S.; KREBS, H. I.; HUGHES, R.; VOLPE, B.; FRONTERA, W. R.; STEIN, J.; HOGAN, N. Movement smoothness changes during stroke recovery. **Journal of Neuroscience**, v. 22, n. 18, p. 8297–8304, 2002.

SAMSON, C.; ESPIAU, B.; BORGNE, M. L. **Robot control: the task function approach**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1991.

SARAIVA, F. d. A. **Métodos de sintonia em controladores PID**. Monografia (Bacharelado) — Centro Universitário La Salle, Canoas, RS, Brasil, 2011.

SCHULTZ, W.; RIDEOUT, V. Control system performance measures: Past, present, and future. **IRE transactions on automatic control**, IEEE, n. 1, p. 22–35, 1961.

SICILIANO, B.; SCIavicco, L.; VILLANI, L.; ORIOLO, G. **Robotics: modelling, planning and control**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.

SKOGESTAD, S. Tuning for smooth PID control with acceptable disturbance rejection. **Ind. Eng. Chem. Res.**, v. 45, n. 23, p. 7817–7822, 2006.

SPONG, M. W.; HUTCHINSON, S.; VIDYASAGAR, M. *et al.* **Robot modeling and control**. [S.l.: s.n.], 2006.

SULEIMAN, W. On inverse kinematics with inequality constraints: new insights into minimum jerk trajectory generation. **Advanced Robotics**, v. 30, n. 17–18, p. 1164–1172, 2016.

TEODORO, G. S.; OLIVEIRA, D.; OLIVEIRA, E. C. de. Sobre derivadas fracionárias. **Caderno Brasileiro de Ensino de Física**, v. 40, n. 2, 2018.

TEPLJAKOV, A.; PETLENKOV, E.; BELIKOV, J. FOMCON: a matlab toolbox for fractional-order system identification and control. **International Journal of Microelectronics and Computer Science**, v. 2, n. 2, p. 51–62, 2011.

VALÉIO, D.; COSTA, J. S. Tuning of fractional PID controllers with Ziegler-Nichols-type rules. **Signal Processing**, v. 86, n. 10, p. 2771–2784, 2006.

VISIOLI, A. Optimal tuning of PID controllers for integral and unstable processes. **Proc.-Control Theory Appl.**, v. 148, n. 2, p. 180–184, 2001.

VISIOLI, A. **Practical PID Control**. 4th. ed. [S.l.]: Springer, 2006.

VISIOLI, A. Research trends for PID controllers. **Acta Polytechnica**, v. 52, n. 5, p. 133–154, 2012.

WOLPERT, D. M.; GHAHRAMANI, Z.; JORDAN, M. I. Are arm trajectories planned in kinematic or dynamic coordinates? an adaptation study. **Experimental brain research**, v. 103, n. 3, p. 460–470, 1995.

ZHUANG, M.; ATHERTON, D. P. Automatic tuning of optimum PID controllers. **IEE Proceedings D - Control Theory and Applications**, v. 140, n. 3, p. 216–224, 1993.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of the ASME**, v. 64, p. 759–768, 1942.

APÊNDICE A – EXEMPLO DE USO DA TOOBOX FOMCON

Código exemplo de como simular um sistema em malha fechada com o uso da *toolbox* FOMCON.

```
1  sistema = tf(1, [1, 6, 7, 0]);
2
3  # controlador Kp=11, Kd=10, Ki=3, alpha=0.6, lambda=0.5
4  controlador = fracpid(11, 3, 0.5, 10, 0.6);
5
6  # sistema de malha fechada
7  malha_fechada = feedback(controlador*sistema, 1);
8
9  # resposta ao degrau
10 step(malha_fechada);
```

APÊNDICE B – MODELO E CONTROLE DO ROBÔ

Para ser possível controlar a posição de um manipulador industrial, é necessário conhecer suas propriedades dinâmicas e assim determinar qual força deve ser exercida sobre ele, para movimentá-lo de forma a evitar lentidão ou oscilações em torno da posição desejada. A equação da dinâmica de um manipulador pode ser obtida de diferentes maneiras, através das equações de Euler-Lagrange (OLIVEIRA, 2016), do método de Newton ou de algoritmos computacionais para obtenção da dinâmica (FEATHERSTONE, 2014). Todas essas formas fornecem no fim, uma equação que relaciona as forças generalizadas agindo em uma junta e a posição e velocidade desejada no movimento, equação essa apresentada a seguir:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{g}(\mathbf{q}) = \mathcal{Q}. \quad (\text{B.1})$$

A Equação B.1 representa a dinâmica de um manipulador de n graus de liberdade. $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ é a matriz de inércia no manipulador, $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}}$ é um vetor de dimensão igual ao número de juntas do manipulador chamado de vetor de forças centrífugas e de Coriolis; $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ também é um vetor de dimensão igual ao número de juntas do manipulador chamado de vetor de forças gravitacionais e \mathcal{Q} é o vetor de forças externas generalizadas agindo sobre o sistema, normalmente, correspondendo ao torque dos atuadores e ao atrito agindo sobre as juntas e possui a mesma dimensão que os dois vetores mencionados anteriormente.

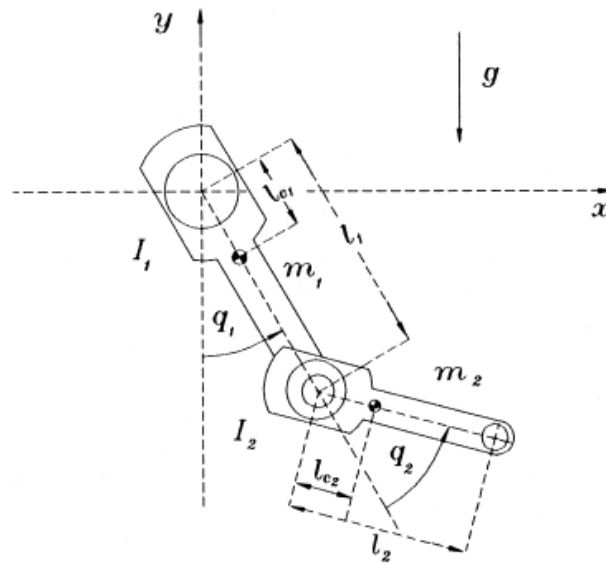
O modelo de manipulador utilizado pode ser visto na Figura 52 com todas as suas características de comprimento (l), distância do centro de massa (l_c), momento de inércia (I) e massas (m) para cada uma das juntas.

No caso do modelo do robô de dois graus de liberdade adotado nesta tese, tem-se que sua equação da dinâmica é da forma:

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{q}} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \mathcal{Q}, \quad (\text{B.2})$$

onde os valores de cada elemento das matrizes são definidos pelas Equações B.3 até B.12 e os valores dos termos destas equações são apresentados na Tabela 35.

Figura 52 – Modelo do manipulador Simulado.



Fonte: Extraído de Reyes e Kelly (2001)

$$M_{11} = m_1 l_{c1}^2 + m_2 [l_1^2 + l_{c2}^2 + 2l_1 l_{c2} \cos(q_2)] + \mathcal{I}_1 + \mathcal{I}_2, \quad (\text{B.3})$$

$$M_{12} = m_2 [l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)] + \mathcal{I}_2, \quad (\text{B.4})$$

$$M_{21} = m_2 [l_{c2}^2 + l_1 l_{c2} \cos(q_2)] + \mathcal{I}_2, \quad (\text{B.5})$$

$$M_{22} = m_2 l_{c2}^2 + \mathcal{I}_2, \quad (\text{B.6})$$

$$C_{11} = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2, \quad (\text{B.7})$$

$$C_{12} = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) [\dot{q}_1 + \dot{q}_2], \quad (\text{B.8})$$

$$C_{21} = m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1, \quad (\text{B.9})$$

$$C_{22} = 0, \quad (\text{B.10})$$

$$g_1 = [m_1 l_{c1} + m_2 l_1] g \sin(q_1) + m_2 l_{c2} g \sin(q_1 + q_2), \quad (\text{B.11})$$

$$g_2 = m_2 l_{c2} g \sin(q_2 + q_1). \quad (\text{B.12})$$

Tabela 35 – Dados do robô simulado

	Valor
Comprimento elo 1 (l_1)	0,45 m
Comprimento elo 2 (l_2)	0,45 m
Massa elo 1 (m_1)	23,902 Kg
Massa elo 2 (m_2)	1,285 Kg
Centro de massa elo 1 (l_{c1})	0,091 m
Centro de massa elo 2 (l_{c2})	0,048 m
Inércia elo 1 (\mathcal{I}_1)	1,266 Kg.m ²
Inércia elo 2 (\mathcal{I}_2)	0,093 Kg.m ²

Fonte: Adaptado de Reyes e Kelly (2001)

Obtida a equação da dinâmica do sistema é possível elaborar um algoritmo para realizar a simulação computacional do robô desejado, para isso, será necessário reescrever a equação conforme mostrado abaixo:

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{q})[\mathcal{Q} - \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} - \mathbf{g}(\mathbf{q}) - \mathbf{f}(\dot{\mathbf{q}})]. \quad (\text{B.13})$$

Com o novo arranjo da equação é possível realizar integrações para obter as posições e velocidades, desta forma, tem-se o necessário para o modelo computacional do robô. É importante também, saber os limites físicos de cada motor, o torque máximo que pode ser fornecido para as juntas é de 200 Nm, para a junta 1, e 15 Nm, para a junta 2, esse fator também deve ser utilizado no modelo dinâmico como um saturador. Além disso, a diferença significativa entre os dois torques máximos faz com que a junta 2 possa ter um desempenho não satisfatório, dependendo da tarefa a ser realizada. Isso ocorre, pois o valor máximo fornecido pelo motor pode não ser suficiente para conseguir realizar, ao mesmo tempo, a atividade de posicionamento

e sobrepujar eventuais perturbações agindo sobre o sistema. Para facilitar a tarefa de simulação de controle do sistema foi criado um arquivo URDF (*Unified Robot Description Format*), que é um formato XML para representação de modelos de robôs, com os parâmetros da dinâmica do robô. Este foi utilizado juntamente com pacotes de robótica da linguagem Julia (KOOLEN; DEITS, 2019) para a criação do código das simulações e disponibilizado em repositório no github (<https://github.com/phelipe/jirs-paper-code>).