

Controle e identificação de parâmetros de uma junta de um manipulador com base em PID, PID 2-DOF e mínimos quadrados

Francisco Heleno V. Silva* Josias G. Batista*,** Darielson A. Souza*
Alanio F. Lima* Laurinda L. N. dos Reis* Antônio B. Souza Júnior*
Emerson V. A. Dias**

* UFC - Universidade Federal do Ceará - Fortaleza, CE, (e-mail: helenovictormecatronica@gmail.com, josiasgb@dee.ufc.br, darielson@dee.ufc.br, allanio007@gmail.com, laurinda@dee.ufc.br, barbosa@dee.ufc.br).

** Laboratório de Robótica Móvel - Departamento de Indústria, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE, Campus Fortaleza, Fortaleza, CE, Brazil. (e-mail: josiasbatista@ifce.edu.br, emersonverasifce@gmail.com)

Abstract: Proportional-Integral-Derivative (PID) is one of the most used forms of control in the industry and there are several variations of its architecture. PID 2-DOF is one of them and aims to improve the rejection of disturbances of control actions more quickly. This paper presents the identification through the non-recursive least squares (LS) mathematical method of a rotational joint of a cylindrical manipulator and the application of PID and PID 2-DOF controllers. The identification of the 1st order model of the manipulator joint is performed to apply the tuning methods Ziegler/Nichols (ZN), Chien-Hrones-Reswick (CHR), Internal Model Control (IMC) and Skogestad IMC Method (SIMC) in the proposed controllers. To compare the simulation results, the following performance criteria are used: rise time (t_r), settling time (t_s), and overshoot. In the end, it is concluded that the tuning methods CHR and IMC obtained better results, and the PID 2-DOF controller obtained better results after fine tuning.

Resumo: O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) é uma das formas de controle mais empregadas na indústria e há diversas variações de sua arquitetura. O PID 2-DOF é uma delas e visa melhorar a rejeição das perturbações das ações de controle de forma mais rápida. Este trabalho apresenta a identificação através do método matemático de mínimos quadrados não recursivos (MQ) de uma junta rotacional de um manipulador cilíndrico e a aplicação dos controladores PID e PID 2-DOF. É realizada a identificação do modelo de 1° ordem da junta do manipulador para ser aplicado os métodos de sintonia Ziegler/Nichols (ZN), Chien-Hrones-Reswick (CHR), Internal Model Control (IMC) e Método Skogestad IMC (SIMC) nos controladores propostos. Para comparar os resultados das simulações são utilizados os seguintes critérios de desempenho: tempo de subida (*rise time* - t_r), tempo de acomodação (*settling time* - t_s) e sobressinal (*overshoot*). Ao final, conclui-se que os métodos de sintonia CHR e IMC obtiveram melhores resultados e o controlador PID 2-DOF obteve melhor resultado após sintonia fina.

Keywords: PID controller; PID 2-DOF; least squares; tuning methods; robotic manipulator; systems identification.

Palavras-chaves: Controlador PID; PID 2-DOF; mínimos quadrados; métodos de sintonia; manipulador robótico; identificação de sistemas.

1. INTRODUÇÃO

O modelo matemático de um sistema pode ser identificado e através deste pode-se representar seus aspectos essenciais para utilização em controle. Segundo Ljung and Glad (1994), os procedimentos envolvidos na elaboração de modelos matemáticos são: análise físico-matemática e análise experimental. Estes procedimentos propiciam a obtenção de modelos que representam a dinâmica em um ponto de operação da planta. Na utilização em controle de

processos não se pretende obter um modelo matemático exato, mas um modelo adequado à aplicação (Coelho and dos Santos Coelho, 2004).

Na pesquisa de Zhang et al. (2015) o método de mínimos quadrados (MQ) foi utilizado para resolver o problema da manobra de navios com 4 graus de liberdade. O algoritmo foi utilizado para realizar a identificação de parâmetros do modelo com os dados do teste em escala real. Um novo algoritmo de mínimos quadrados multi-inovação

transformado (*transformed multi-innovation least squares - TMILS*) foi utilizado.

Para controlar o modelo identificado é comum utilizar os controladores Proporcional-Integral-Derivativo (PID) e suas variadas estruturas. Segundo Ribeiro et al. (2017), o controlador PID é uma das topologias de controle mais utilizadas na indústria, chegando a 95% das malhas de controle. É importante que os ganhos proporcional, integral e derivativo sejam ajustados corretamente com base no ponto de operação desejado no processo. De acordo com Batista et al. (2014), um ajuste errado desses parâmetros pode levar o processo a condições indesejadas.

No trabalho de Silva et al. (2020) foi apresentada a identificação e controle de uma planta de nível utilizando um Controlador Lógico Programável (CLP). A identificação da planta foi realizada pelo modelo paramétrico *First Order Plus Delay Time* (FOPDT), usando os seguintes métodos: *Ziegler/Nichols*, *Hägglund*, *Smith* e *Sundaresan/Krishnaswamy*.

No artigo de Pereira and dos Reis (2014) foi realizada uma avaliação de desempenho de um conjunto de estruturas de controladores PID, inclusive o PID *Two Degrees of Freedom* (2-DOF), discretos e de métodos de ajuste aplicados a um sistema de controle digital de velocidade de motor de corrente contínua. Foram apresentados os controladores discretos escolhidos baseados na estrutura *Reference Signal Tracking* (RST), os métodos de ajuste dos controladores, o sistema de controle digital de velocidade utilizado, o processo de identificação por meio de sinal binário pseudo-aleatório e resultados de simulações e experimentais.

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

O objetivo deste trabalho é realizar a identificação através do método matemático de mínimos quadrados não recursivos (MQ) de uma junta rotacional de um manipulador cilíndrico, acionado por motor de indução trifásico e a aplicação dos controladores PID e PID 2-DOF utilizando como entrada a corrente e como saída a velocidade da junta. Além disso, é realizada a comparação dos controladores para verificação da robustez e melhor performance. Para o ajuste de cada controlador foram utilizados os métodos *Ziegler/Nichols (ZN)*, *Chien-Hrones-Reswick (CHR)*, *Internal Model Control (IMC)* e *Método Skogestad IMC (SIMC)*. Nos resultados são apresentadas as respostas ao degrau de cada controlador, sintonizados com os métodos citados e uma comparação dos seguintes critérios de desempenhos (métricas): tempo de subida (*rise time - t_r*),

tempo de acomodação (*settling time - t_s*) e sobressinal (*overshoot*).

Pode-se destacar que esta pesquisa apresenta uma contribuição importante do ponto de vista de controladores PID, ao se investigar qual o melhor método de sintonia para os controladores PID clássico e PID 2-DOF, aplicados ao modelo identificado com MQ de uma junta de um manipulador acionada por motor de indução trifásico. Com isso, pode-se saber qual o melhor controlador e qual o melhor método de sintonia para a aplicação aqui apresentada. Sabe-se também que se um controlador não for sintonizado corretamente, pode-se ter problemas de desempenho da planta em seu ponto de operação.

Este artigo, além da Introdução, está organizado da seguinte forma. A Seção 2 apresenta a descrição do manipulador e o modelo da junta identificado com MQ. A Seção 3 apresenta a descrição dos controladores PID e PID 2-DOF, os métodos de sintonia utilizados, e os métodos de avaliação dos controladores. Na Seção 4 são apresentados os resultados dos controladores após a aplicação de um degrau de 50 RPM, bem como a comparação desses controladores. As conclusões e trabalhos futuros são mencionados na Seção 5.

2. IDENTIFICAÇÃO DA JUNTA DO MANIPULADOR CILÍNDRICO

2.1 Manipulador cilíndrico

O manipulador cilíndrico utilizado neste trabalho tem três Graus De Liberdade (GDL), sendo que a ideia aqui apresentada é trabalhar com a identificação e controle da junta rotacional, onde a entrada é a corrente (*iq*) e a saída é a velocidade da junta. O manipulador objeto deste trabalho é apresentado na Figura 1.

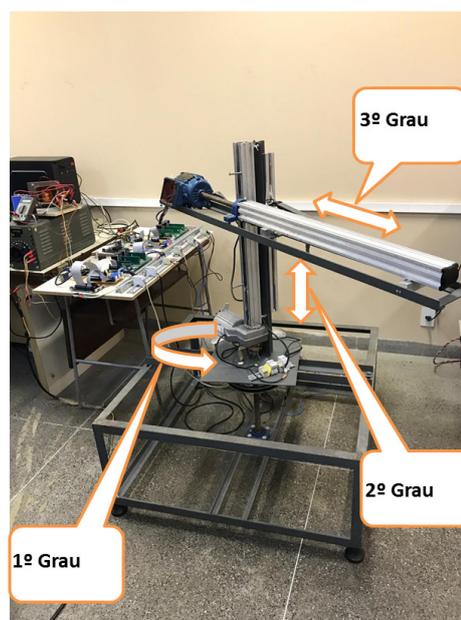


Figura 1. Manipulador Cilíndrico.

Por ser um robô do tipo Cilíndrico, com 3 GDL, a junta da base é do tipo rotacional, a segunda e terceira juntas

são de translação, também chamada prismática, permitindo deslocamentos no sentido vertical e horizontal, com isso é denominado como Rotacional-Prismático-Prismático (RPP) (Batista et al., 2020).

2.2 Bancada Experimental

A junta 1 do manipulador é acionada com um motor de 0,5 cv de potência nominal, tensão nominal de 220/380 V, 4 polos e com corrente nominal de 1,18 A com ligação em delta, pois a tensão utilizada é de até 220 V. O motor foi dimensionado com a potência suficiente para movimentar a estrutura do manipulador (Batista et al., 2019).

Foi utilizado um processador digital de sinais, DSP (*Digital Signal Processors*), da *Texas Instruments*® DSC, modelo TMS320F2812. A principal vantagem da utilização deste dispositivo está no fato de que, além do alto desempenho, sendo capaz de executar 150 MPIS (milhões de instruções por segundo), suporta de forma intrínseca a modulação em vetores espaciais (*space vector modulation based on pulse width modulation - SVPWM*). A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle de campo orientado (*field oriented control - FOC*, que representa o modelo utilizado na coleta de dados para a identificação do modelo.

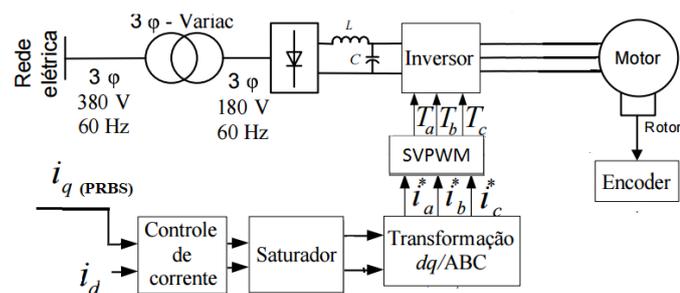


Figura 2. Configuração do acionamento da máquina de indução para a identificação do modelo.

Quando o sistema está em operação a corrente de campo, i_d , é escolhida de modo a manter o fluxo constante, neste caso foi utilizada a corrente, $i_d = 0,4$ A, de modo que o conjugado pode ser controlado pela mudança na corrente de armadura, i_q . Uma vez que i_d é desacoplada de i_q , ou seja, uma corrente não influencia na outra.

Os outros instrumentos utilizados foram: sensores de corrente de efeito hall da LEM®, modelo LA-25-NP; inversor de frequência trifásico (comutação 10 kHz), da *Semikron*®, modelo SKS 18G B6I11 V12 e um *encoder* de 400 pulsos/revolução, da *Avago*®, modelo HEDS-5500, para realizar a medição da velocidade da junta do manipulador. Na Figura 3 é apresentada a bancada experimental com os circuitos e placas, foi utilizada uma fonte de tensão auxiliar capaz de fornecer 4 níveis de tensão contínua. Sendo 18 V a tensão para chavear os gatilhos do inversor trifásico, 15 V a tensão para os sensores de corrente e 5 V a tensão para o painel de alimentação de condicionamento de sinal.

2.3 Coleta de dados

Dois experimentos foram realizados a fim de coletar os dados de corrente e velocidade. Os dados de cada experi-

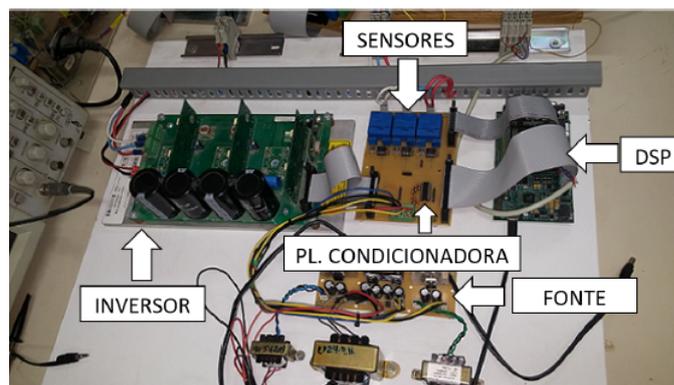


Figura 3. Bancada experimental com os circuitos utilizados para controle e acionamento do manipulador.

mento têm 1000 amostras, o primeiro conjunto de dados foi usado para estimar o modelo e o segundo para testá-lo. A referência utilizada na entrada do sistema foi um sinal PRBS (*pseudorandom binary sequence*) de corrente para que comportamentos mais dinâmicos sejam explorados. A Figura 4 apresenta os dados de entrada e saída para o estágio de treinamento dos algoritmos. A Figura 5 apresenta os dados utilizados no estágio de validação.

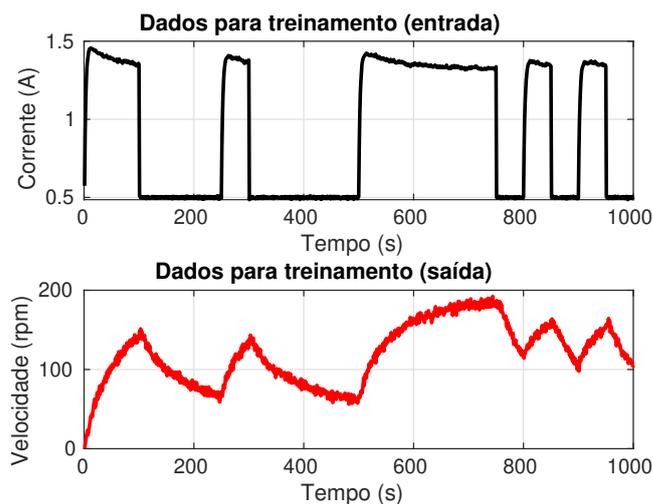


Figura 4. Entrada e saída reais da planta para o estágio de treinamento.

2.4 Mínimos Quadrados não Recursivos

O método dos mínimos quadrados não recursivo - MQ (*Least Square - LS*) é um dos mais conhecidos e utilizados em diversas áreas (Aguirre, 2007).

O processo de identificação da junta do manipulador foi caracterizado por uma entrada $u(t)$, uma saída $y(t)$, uma perturbação $e(t)$, e uma função de transferência discreta linear na forma (COELHO and Coelho, 2016).

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

em que

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_naz^{-na}, \quad (2)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + a_nbz^{-nb} \quad (3)$$

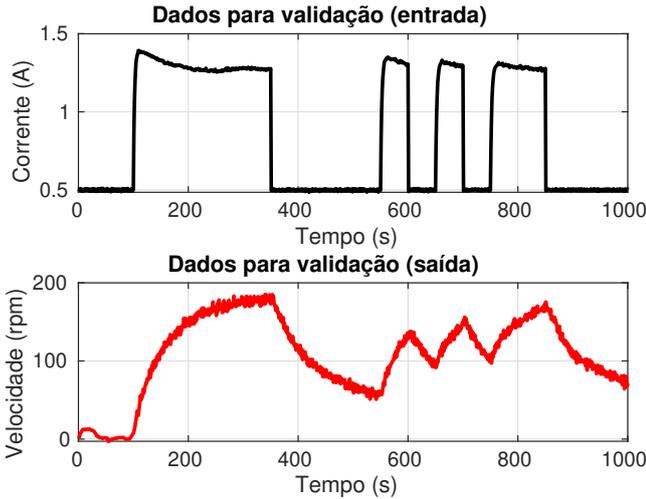


Figura 5. Entrada e saída reais da planta para o estágio de validação.

e a representação por equação a diferenças é da forma

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_ny(t-na) + b_0u(t-d) + b_1u(t-d-1) + \dots + b_nbu(t-d-nb) + e(t). \quad (4)$$

O vetor de medidas, $\varphi(t)$, de dimensão $(na + nb + 1) \times 1$, pode ser definido

$$\varphi^T(t) = [-y(t-1) - y(t-2) \dots - y(t-na) u(t-d) \dots u(t-d-nb)] \quad (5)$$

o vetor de parâmetros, $\theta(t)$, de dimensão $(na + nb + 1) \times 1$ é dado por

$$\theta^T(t) = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{na} \ b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{nb}]. \quad (6)$$

A equação (4) pode ser reescrita como

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta(t) + e(t), \quad (7)$$

que é denominado de modelo de regressão linear (Ljung and Söderström, 1983).

Considerando-se que foram realizadas n medidas, suficientes para determinar os parâmetros a_i e b_j , tem-se

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(n-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi^T(0) \\ \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(n-1) \end{bmatrix} \theta + \begin{bmatrix} e(0) \\ e(1) \\ \vdots \\ e(n-1) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

que pode ser representada na forma matricial como

$$Y = \Phi\Theta + E. \quad (9)$$

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

O vetor de regressão θ , gerado no treinamento e usado no teste de validação do algoritmo dos MQ, é escrito como

$$\theta = [-0,3770 \ -0,5939 \ 1,7057 \ 2,2830 \ -0,0783]. \quad (10)$$

A função de transferência de tempo discreto gerada com o modelo de treinamento dos MQ, com um tempo de amostra de 0,2 s, é apresentada como

$$G(z) = \frac{2,283z - 0,07834}{z^2 - 0,377z - 0,5939}. \quad (11)$$

A identificação com MQ apresentou os resultados na Figura 6. Na parte superior da figura é apresentada a etapa de treinamento onde são obtidos os parâmetros do algoritmo. Estes parâmetros identificados foram usados com os dados experimentais do ensaio para validação, que está apresentado na parte inferior da Figura 5.

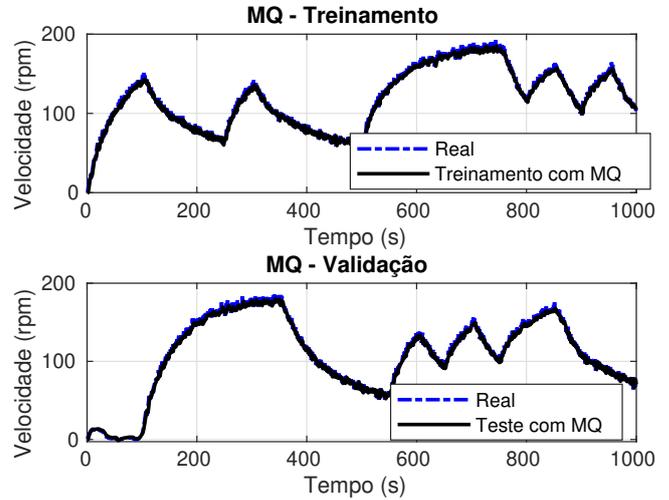


Figura 6. Curvas de treinamento e validação para identificação com MQ.

Na Figura 7 são apresentadas as curvas de erro normalizadas para o treinamento e validação do algoritmo de mínimos quadrados.

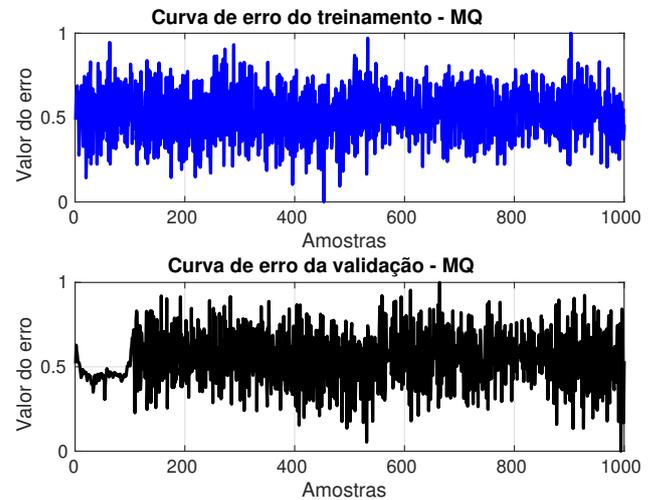


Figura 7. Curvas normalizadas de erro do treinamento e da validação para o MQ.

A função de transferência apresentada em (11) representa o modelo da planta identificada pelos MQ em tempo discreto. O modelo identificado está na forma de modelo autoregressivo com entradas externas (*ARX - autoregressive with exogenous inputs*).

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

$$G(s) = \frac{8,32s^2 + 179,7s + 1754}{s^3 + 5,119s^2 + 253,5s + 23,15}. \quad (12)$$

A Eq. (12) será utilizada para o projeto dos controladores abordados aqui nesse trabalho.

3. CONTROLADORES PID E PID 2-DOF

3.1 Controlador PID

A equação deste controlador no domínio do tempo é mostrada a seguir (Åström and Hägglund, 1995):

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right] \quad (13)$$

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

Aplicando a transformada de Laplace na Eq.13 temos:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{k_I}{s} + k_d s \quad (14)$$

A Figura 8 mostra o diagrama de blocos de um controlador PID paralelo clássico.

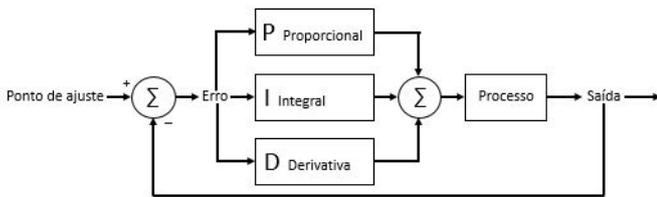


Figura 8. Diagrama de blocos controlador PID paralelo clássico.

3.2 Controlador PID 2-DOF

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

O controlador PID 2-DOF contém duas entradas e uma saída podendo ter diferentes arquiteturas. Neste trabalho é utilizado a configuração em *feedback*, formada por um controlador *Single Input & Single Output* (SISO) PID convencional $C(s)$ e um controlador de realimentação $X(s)$. A Figura 9 mostra o diagrama de blocos do controlador PID 2-DOF utilizado.

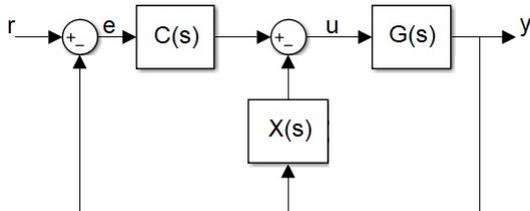


Figura 9. Diagrama de blocos controlador PID 2-DOF.

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

$$C(s) = bK_p + \frac{K_i}{s} + \frac{cK_d s}{T_f s + 1} \quad (15)$$

$$X(s) = (1 - b)K_p + \frac{(1 - c)K_d s}{T_f s + 1} \quad (16)$$

onde b é o peso do ponto de ajuste no termo proporcional, c é o peso do ponto de ajuste no termo derivado e T_f é o tempo de filtro derivativo.

3.3 Métodos de sintonia

Os métodos de ajustes escolhidos para a sintonia dos controladores são baseados no modelo de primeira ordem com atraso, como mostra a equação a seguir:

$$G_p(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (17)$$

onde K é o ganho estático, τ é a constante de tempo e θ é o atraso de transporte.

Ziegler/Nichols (ZN)

O método de ZN foi descrito para facilitar a sintonia de controladores em processos industriais (Batista et al., 2014). A Tabela 1 mostra as equações para sintonia dos parâmetros do PID.

Tabela 1. Sintonia por ZN.

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

Chien-Hrones-Reswick (CHR)

O método de CHR escolhido apresenta resposta servo com 0% de sobressinal para controladores PID (Pereira and dos Reis, 2014). A Tabela 2 mostra as equações para a sintonia dos controladores.

Tabela 2. Sintonia por CHR.

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

Internal Model Control (IMC)

Segundo Batista et al. (2014), o método IMC possui varias versões propostas por diferentes autores. Neste trabalho foi utilizada a versão apresentada por (Pereira and dos Reis, 2014). A Tabela 3 mostra as equações.

Tabela 3. Sintonia por IMC.

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

De acordo com Pereira and dos Reis (2014), o valor de λ deve ser $\theta < \lambda < \tau$, onde um menor valor de λ aumenta a velocidade de resposta, enquanto um maior valor aumenta a robustez do sistema.

Método Skogestad IMC (SIMC)

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

Tabela 4. Sintonia por SIMC.

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

3.4 Métricas de avaliação dos controladores

As métricas de avaliação são importantes para realizar uma comparação entre os controladores. Com base nas respostas dos controladores, os critérios de desempenho são apresentados aqui e trazem comparações qualitativas. Os critérios de desempenho utilizados foram o tempo de subida (*rise time* - t_r), o tempo de acomodação (*settling time* - t_s) e o sobressinal (*overshoot*). O tempo de acomodação (t_s) é definido como o tempo necessário para a oscilação transitória seja amortecida, ou seja, alcance e permaneça dentro de uma faixa de $\pm 2\%$ em torno do valor de estado estacionário (Souza et al., 2021a,b).

4. RESULTADOS DOS CONTROLADORES

4.1 Identificação do modelo de 1° ordem com atraso da junta do manipulador

Para o cálculo dos valores de K_p , T_i e T_d dos controladores é necessário obter o modelo de 1° ordem com atraso da junta do manipulador. No modelo de 3° ordem encontrado por MQ da junta do manipulador é aplicado um degrau em malha aberta. Na curva de reação gerada é aplicado o método de Smith (COELHO and Coelho, 2016). O modelo de 1° ordem calculado é mostrado na Eq. 18.

$$G_p(s) = \frac{75.8}{11.01s + 1} e^{-0.11s} \quad (18)$$

A Figura 10 mostra a comparação do modelo da junta por MQ com o modelo em 1° ordem com atraso.

A análise do gráfico mostra que o modelo de 1° ordem da junta tem uma representação muito próxima do modelo em 3° ordem encontrado por MQ, permitindo maior facilidade para definição dos ganhos dos controladores, visto que modelos de 1° ordem são mais simples para implementar e sintonizar nas aplicações industriais.

4.2 Parâmetros dos controladores a partir dos métodos de sintonia

A partir da Eq. 18, que mostra o modelo em 1° ordem com atraso da junta do manipulador, é possível calcular os parâmetros para sintonia dos controladores através dos métodos ZN, CHR, IMC e SIMC. Esses métodos utilizam os valores de K , τ e θ extraídos do modelo de 1° ordem com atraso para cálculo dos valores de K_p , T_i e T_d dos controladores.

O método IMC utiliza o parâmetro λ , que foi definido em 0,15, que está dentro da faixa $\theta < \lambda < \tau$ como especificado

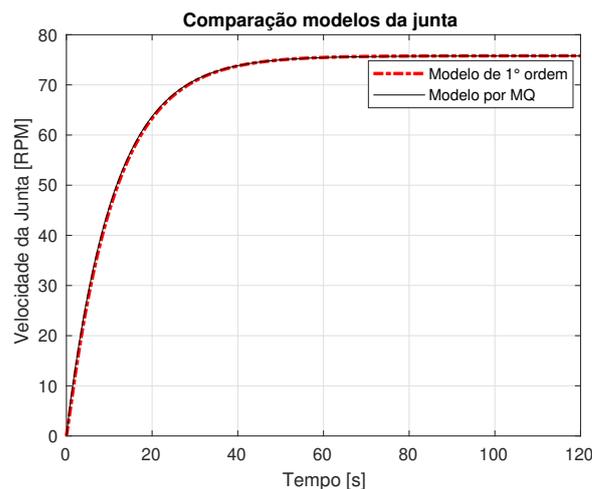


Figura 10. Comparação entre modelos da junta do manipulador.

em Pereira and dos Reis (2014), trazendo um aumento na velocidade do sistema. Já no método SIMC é utilizado 8θ para o cálculo de T_i , garantindo o menor valor e uma melhor rejeição de distúrbios do sistema.

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

Tabela 5. Parâmetros calculados para os controladores para cada método de sintonia.

Método	K_p	T_i	T_d
ZN	1.585	0.220	0.055
CHR	0.792	11.010	0.055
IMC	0.712	11.065	0.055
SIMC	0.885	0.880	0.055

4.3 Resultados com o PID

Os parâmetros de sintonia calculados e apresentados na Tabela 5 são aplicados ao controlador PID e ao modelo de 1° ordem da junta do manipulador. Para cada método de sintonia é aplicado um degrau de 50 RPM ao controlador, seu desempenho é avaliado pelas métricas citadas anteriormente. As simulações são realizadas através do software MATLAB®.

A Figura 11 mostra a comparação a resposta ao degrau entre os métodos de sintonia aplicados ao PID.

4.4 Resultados com o PID 2-DOF

O controlador PID 2-DOF utilizado tem a configuração em *feedback*, o que permite um controlador de realimentação juntamente com o controlador PID convencional aplicados a planta. Além dos parâmetros K_p , T_i e T_d já calculados pelos métodos de sintonia, é necessário definir os valores de b , c e T_f para ajuste da malha de controle. Esses valores são definidos empiricamente para uma melhor performance do controlador PID 2-DOF. Nas simulações são utilizados $b = 0,99$, $c = 0,01$ e $T_f = 0,01$. O desempenho do controlador é analisado através de uma resposta ao degrau de 50 RPM.

A Figura 12 mostra a comparação a resposta ao degrau entre os métodos de sintonia aplicados ao PID 2-DOF.

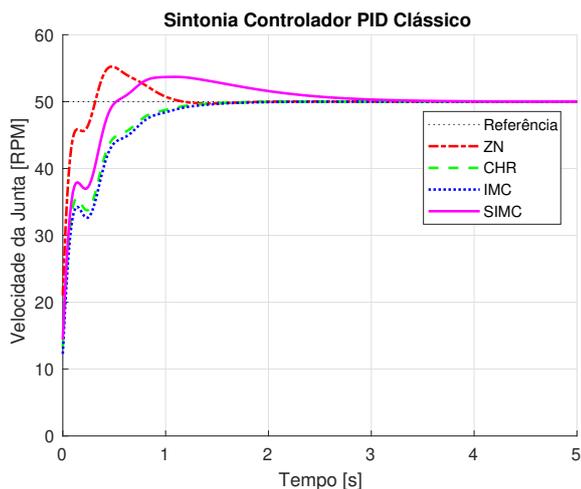


Figura 11. Comparação entre os métodos de sintonia para o PID.

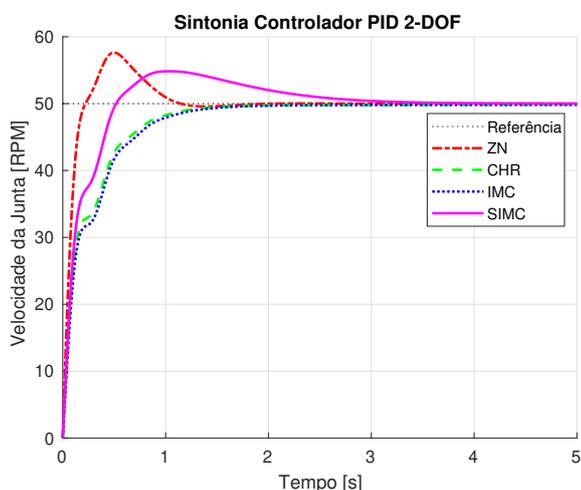


Figura 12. Comparação entre os métodos de sintonia para o PID 2-DOF.

4.5 Comparação entre PID e PID 2-DOF

Nesta parte é realizada uma comparação mais detalhada entre os métodos de sintonia aplicados aos controladores. As métricas t_r , t_s e $overshoot$ são calculadas para todos os métodos de sintonia aplicados. A Tabela 6 mostra os critérios de desempenho extraídos da Figura 11 do controlador PID.

Tabela 6. Avaliação do controlador PID com os métodos de sintonia ZN, CHR, IMC e SIMC.

Controlador	t_r (s)	t_s (s)	$overshoot$ (%)
ZN	0.1056	0.9621	10.4800
CHR	0.5369	1.0738	0.0000
IMC	0.6381	1.1452	0.0000
SIMC	0.3813	0.4679	7.4000

De acordo com a análise dos dados da Tabela 6, pode-se observar para o controlador PID que o método de sintonia de ZN apresenta o menor t_r , porém com o maior $overshoot$, que não é desejado em sistemas de controle. O método SIMC obteve o menor t_s mas com alto $overshoot$. Os

métodos CHR e IMC tiveram tempos de t_r e t_s maiores mas não apresentaram sobressinal.

Os critérios de desempenho extraídos da Figura 12 do controlador PID 2-DOF são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7. Avaliação do controlador PID 2-DOF com os métodos de sintonia ZN, CHR, IMC e SIMC.

Controlador	t_r (s)	t_s (s)	$overshoot$ (%)
ZN	0.1342	0.9947	15.2600
CHR	0.6308	1.2056	0.0000
IMC	0.6886	1.2901	0.0000
SIMC	0.3903	0.4875	9.6800

A partir da Tabela 7 verifica-se que os métodos de sintonia ZN e SIMC apesar de terem tempos de subida menores, apresentam grandes sobressinais. Já os métodos de CHR e IMC apresentam tempos de subida e acomodação maiores, porém sem sobressinal, o que é interessante para o sistema de controle de um manipulador.

Para um melhor desempenho dos controladores foi realizada uma sintonia fina a partir do melhor valor dos parâmetros K_p , T_i e T_d encontrados pelos métodos de sintonia empregados neste trabalho. Os valores $K_p = 7,585$, $T_i = 0,970$ e $T_d = 0,550$ são aplicados aos controladores PID e PID 2-DOF com os mesmos valores dos parâmetros b , c e T_f aplicados anteriormente. A Figura 13 mostra o resultado da comparação dos controladores.

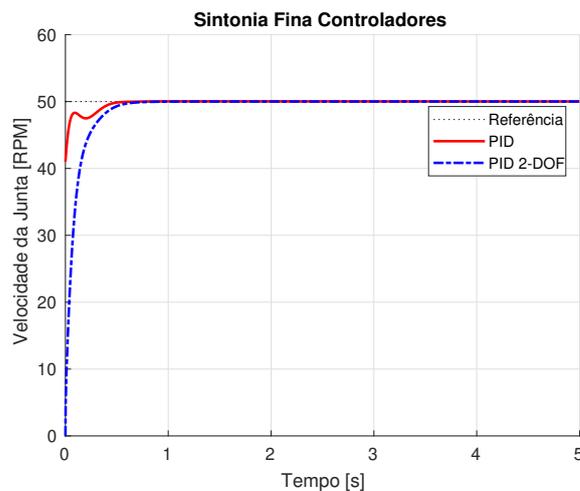


Figura 13. Sintonia fina para o PID e PID 2-DOF.

A Tabela 8 traz os critérios de desempenho após sintonia fina dos parâmetros dos controladores.

Tabela 8. Avaliação dos controladores PID e PID 2-DOF após sintonia fina.

Controlador	t_r (s)	t_s (s)	$overshoot$ (%)
PID	0.0231	0.3555	0.0000
PID 2-DOF	0.229	0.4577	0.0000

De acordo com a Tabela 8 o controlador PID apresenta melhores critérios de desempenho do que o controlador PID 2-DOF, contudo percebe-se pelo gráfico da Figura 13 que o controlador PID tem uma variação na velocidade da junta quando se aproxima do $setpoint$, já o controlador PID 2-DOF tem velocidade suave em toda a aplicação do

degrau, isso acontece devido a influência dos parâmetros b , c e T_f que atuam nos ganhos proporcional e derivativo do controlador, rejeitando de maneira rápida as perturbações nas ações de controle. Com isso fica evidenciado que os critérios de avaliação propostos não são suficientes para determinar o controlador mais eficiente.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a identificação através do método matemático de mínimos quadrados não recursivos (MQ) de uma junta rotacional de um manipulador cilíndrico e a aplicação dos controladores PID e PID 2-DOF. Com o modelo de 3° ordem identificado por MQ, foi realizada a identificação do modelo de 1° ordem com atraso da junta do manipulador para poder ser efetuado os métodos de sintonia dos controladores propostos. O resultado foi similar ao modelo identificado por MQ, o que justifica o uso dos métodos de sintonia.

Dentre os métodos de sintonia estudados, o *CHR* e *IMC* tiveram melhores critérios de desempenhos em ambos os controladores, evidenciando que qualquer um pode ser utilizado para controle da junta do manipulador. Após sintonia fina dos parâmetros dos controladores encontrados pelos métodos de sintonia, verificou-se que o controlador PID 2-DOF teve um comportamento melhor com rejeição rápida das perturbações das ações de controle.

Como trabalhos futuros, pretende-se implementar em bancada experimental os controladores PID e PID 2-DOF com os parâmetros de sintonia estudados neste trabalho e comparar com os resultados das simulações.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à CAPES e ao CNPQ pelo apoio financeiro a este trabalho.

REFERÊNCIAS

- Adar, N.G. and Kozan, R. (2016). Comparison between real time pid and 2-dof pid controller for 6-dof robot arm. *Acta Physica Polonica A*, 130(1), 269–271.
- Aguirre, L.A. (2007). *Introdução à Identificação de Sistemas—Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG.
- Åström, K.J. and Hägglund, T. (1995). Pid controllers: Theory. *Design, and Tuning*, 2, 59–120.
- Batista, J., Souza, D., Dos Reis, L., Barbosa, A., and Araújo, R. (2020). Dynamic model and inverse kinematic identification of a 3-dof manipulator using rlspso. *Sensors*, 20(2), 416.
- Batista, J.G., Costa, J.R., Souza, D.A., Filgueiras, L.V., Júnior, J.N., Júnior, A.B., and Reis, L.L. (2019). Modelagem dinâmica e simulação de um controlador pid e lqr para um manipulador cilíndrico. *Em: Anais do SBAI*, 2019.
- Batista, L.C.F., Fernandes, G.Q., and Maia, A.A.T. (2014). Estudo comparativo de técnicas de sintonia de controladores pid para sistemas de primeira ordem com atraso.
- COELHO, A. and Coelho, L. (2016). Identificação de sistemas dinâmicos lineares. sl: Editora ufsc, 2004. *Citado*, 3, 13–27.

- Coelho, A.A.R. and dos Santos Coelho, L. (2004). *Identificação de sistemas dinâmicos lineares*.
- dos Reis, L.L., Bezerra, J.P., de Mesquita, V.A., Silva, W.A., Souza, D.A., José, R.d.O., and Correia, W.B. (2019). A 2dof pid for dynamic control of drive system switched reluctance motor. In *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 1, 823–827. IEEE.
- Ljung, L. and Glad, T. (1994). Modeling of dynamic systems.
- Ljung, L. and Söderström, T. (1983). *Theory and practice of recursive identification*. MIT press.
- Pereira, R.d. and dos Reis, L.L. (2014). Avaliação de desempenho de controladores pid 2-dof em controle de velocidade de um motor cc. In *Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática*, 4151–4158.
- Ribeiro, J.M., Santos, M.F., Carmo, M., and Silva, M. (2017). Comparison of pid controller tuning methods: analytical/classical techniques versus optimization algorithms. In *2017 18th international Carpathian control conference (ICCC)*, 533–538. IEEE.
- Silva, F.H., Batista, J.G., Silva, J.L., Souza, D.A., and Vasconcelos, F.J. (2020). Identificação e controle de uma planta de nível utilizando controlador lógico programável. In *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*, volume 2.
- Skogestad, S. (2003). Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning. *Journal of process control*, 13(4), 291–309.
- Souza, D.A., Batista, J.G., dos Reis, L.L., and Júnior, A. (2021a). Pid controller with novel pso applied to a joint of a robotic manipulator. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 43(8), 1–14.
- Souza, D.A., de Mesquita, V.A., Reis, L.L., Silva, W.A., and Batista, J.G. (2021b). Optimal lqi and pid synthesis for speed control of switched reluctance motor using metaheuristic techniques. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 19(1), 221–229.
- Zhang, G., Zhang, X., and Pang, H. (2015). Multi-innovation auto-constructed least squares identification for 4 dof ship manoeuvring modelling with full-scale trial data. *ISA transactions*, 58, 186–195.