

ESTUDO DE TÉCNICAS DE CONTROLE PARA SISTEMAS COM ATRASO DE TRANSPORTE

JOÃO VITOR SOARES RAMOS*, FERNANDO HENRIQUE DUARTE GUARACY*, FADUL FERRARI RODOR*, RENAN LIMA PEREIRA†, GUILHERME MENDES CICARINI HOTT‡

* *Universidade Federal de Itajubá
Campus Itabira
35903-087 Itabira, Minas Gerais, Brasil*

† *Instituto Tecnológico de Aeronáutica
Divisão de Engenharia Eletrônica
12228-900 São José dos Campos, São Paulo, Brasil*

‡ *Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
Divisão de Mecânica Espacial e Controle
12227-010 São José dos Campos, São Paulo, Brasil*

Emails: joavitor-soares@hotmail.com, fernandoh@unifei.edu.br, fadulrodor@unifei.edu.br, renanrlp@ita.br, guilherme.hott@inpe.br

Abstract— This paper presents a comparison of techniques for the control of time delayed systems, addressing classical (PID, IMC and Smith Predictor) and modern (IM-SMC and SP-2DoF) techniques. The characteristics of disturbance rejection and robustness to modelling errors in each of the techniques are evaluated. Practical experiments were carried out using a DC motor with a time delay implemented via software, which represents, for example, transmission delays in networked control systems.

Keywords— Time delay, FOPDT, IMC, Smith Predictor, IM-SMC.

Resumo— Este artigo apresenta uma comparação de técnicas para o controle de sistemas com atraso de transporte, abordando técnicas clássicas (PID, IMC e Preditor de Smith) e modernas (IM-SMC e SP-2DoF). São avaliadas as características de rejeição a distúrbios e robustez a erros de modelagem em cada uma das técnicas abordadas. Para tanto, desenvolveu-se um conjunto de experimentos utilizando um motor CC com atraso de transporte implementado via *software*, que representa, por exemplo, o atraso de transmissão em sistemas de controle via redes.

Palavras-chave— Atraso de Transporte, FOPDT, IMC, Preditor de Smith, IM-SMC.

1 Introdução

Muitos processos industriais possuem atraso de transporte em sua dinâmica. Estes atrasos podem ser encontrados em sistemas térmicos, hidráulicos e pneumáticos, como, por exemplo, no tempo levado para o transporte de energia entre uma fonte de calor e o sensor ou o tempo gasto para transportar fluido em uma tubulação. Atrasos de transporte também podem surgir devido a características intrínsecas de sistemas digitais, uma vez que o processamento de dados nesse tipo de sistema se dá em intervalos discretos (Normey-Rico and Camacho, 2007).

Com o desenvolvimento de sistemas de controle via redes, sensores, atuadores e controladores passam a se conectar através de uma rede, obedecendo regras e protocolos de comunicação. Logo, a comunicação destes equipamentos também está sujeita a atrasos provocados pelo processamento e propagação de sinais, tempo ocioso de um nó esperando para enviar um pacote através de um canal ocupado e a taxa de transmissão limitada dos canais de comunicação (Gao et al., 2008).

Outra causa de atraso de transporte no modelo de sistemas são as técnicas de redução de or-

dem e simplificação de modelos. Processos industriais complexos muitas vezes podem ser bem representados por modelos de primeira ordem com atraso de transporte (FOPDT - *First Order Plus Dead Time*) (Normey-Rico and Camacho, 2007). No entanto, o desempenho de um sistema de controle por realimentação típico decai muito se o processo possui um atraso de transporte grande comparado à constante de tempo dominante da planta (Marshall, 1979).

O Controle por Modelo Interno (IMC - *Internal Model Control*) e o Preditor de Smith (SP - *Smith Predictor*) são as estruturas mais utilizadas para compensação do atraso de transporte (Marlin, 1995; Smith and Corripio, 1997). Estes dois métodos utilizam o modelo do sistema, sendo sensíveis a erros de modelagem. Em (Camacho et al., 2007) é proposto um controlador IM-SMC (*Internal Model - Sliding Mode Controller*) que apresenta robustez contra erros de modelagem, rejeição a distúrbios e bom desempenho. Já (Zhang et al., 1998) apresenta um Preditor de Smith com dois graus de liberdade (2DoF-SP - *Two Degree-of-Freedom Smith Predictor*), que desacopla a resposta ao distúrbio da resposta ao *setpoint*.

Neste contexto, este trabalho propõe um es-

tudo comparativo entre métodos clássicos (PID, IMC e SP) e modernos (IM-SMC e 2DoF-SP) para controle de sistemas com atraso de transporte. As técnicas são aplicadas em um sistema de testes real (motor de corrente contínua) para analisar e comparar as características de desempenho, robustez e rejeição a distúrbios. O trabalho encontra-se dividido da seguinte forma: a Seção 2 apresenta uma revisão dos conceitos básicos e formulações dos controladores estudados. A Seção 3 mostra o projeto destes controladores para o modelo FOPDT do sistema e suas simulações. A Seção 4 apresenta os resultados experimentais e a Seção 5 expõe as conclusões finais deste artigo.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Modelo de Processos Industriais

A dinâmica de diversos processos industriais pode ser aproximada por um modelo FOPDT, representado por

$$G_m(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} e^{-\tau_0 s}, \quad (1)$$

nos quais K_m , τ_m e τ_0 são, respectivamente, o ganho estático, a constante de tempo e o atraso de transporte do modelo.

2.2 Preditor de Smith

A estrutura do Preditor de Smith (Smith, 1959) pode ser vista na Figura 1. O modelo do processo é decomposto em dois termos, um inversível $G_m^-(s)$ e outro não inversível $G_m^+(s)$. Logo, o modelo pode ser representado por

$$G_m(s) = G_m^-(s)G_m^+(s), \quad (2)$$

em que

$$G_m^-(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1}, \quad G_m^+(s) = e^{-\tau_0 s} \quad (3)$$

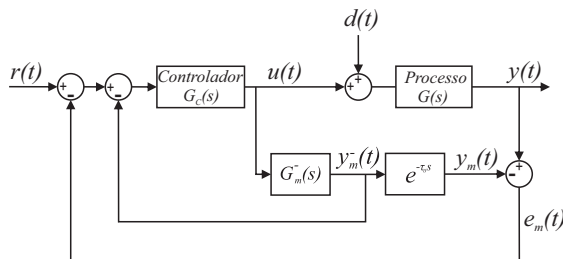


Figura 1: Estrutura do Preditor de Smith.

Nesta representação, $r(t)$ é o *setpoint* desejado, $u(t)$ é o sinal de controle, $d(t)$ é o distúrbio, $y(t)$ é a saída do processo, $y_m^-(t)$ é saída da parte inversível do modelo, $y_m(t)$ é saída do modelo e $e_m(t)$ é o erro de modelagem da saída.

O Preditor de Smith engloba o modelo do processo, sendo capaz de prever a saída desejada. Já a malha interna existe para minimizar o efeito prejudicial do atraso de transporte no desempenho e fazer a realimentação da saída prevista para o controlador (Abe and Yamanaka, 2003). Isso permite que o controlador $G_c(s)$ seja projetado como se o sistema não possuísse atraso de transporte (Lee et al., 1999; Cominos and Munro, 2002).

2.3 Controle por Modelo Interno

O controle IMC (Morari and Zafriou, 1989) possui a estrutura apresentada na Figura 2. A ideia por trás do IMC, semelhante ao Preditor de Smith, é obter o modelo do processo e decompô-lo em uma parte causal e estável $G_m^-(s)$ e outra não causal ou instável $G_m^+(s)$, como realizado nas equações (3). O controlador projetado baseia-se em $G_m^-(s)$, garantindo que este seja realizável (Camacho et al., 2007).

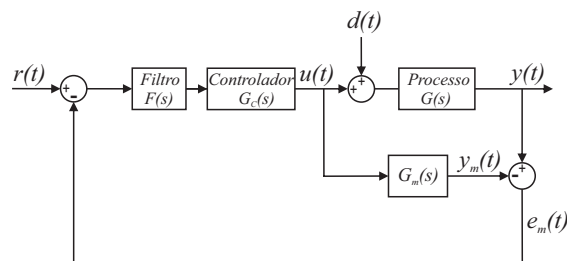


Figura 2: Estrutura do IMC.

Um método comum de projeto do IMC é escolher o controlador para que este seja o inverso da parte inversível do modelo, ou seja,

$$G_c(s) = (G_m^-(s))^{-1}. \quad (4)$$

Logo, considerando que não existam erros de modelagem e nem distúrbios, a saída do processo seria exatamente o sinal de referência mais o atraso de transporte. No entanto, na maioria das vezes $(G_m^-(s))^{-1}$ é uma função de transferência imprópria, conseqüentemente, adiciona-se um filtro para tornar o controlador uma função própria, sendo uma das realizações possíveis dada por

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda_f s + 1)^n}, \quad (5)$$

em que n é a ordem que torna o controlador próprio e λ é a constante de tempo do filtro, responsável pela velocidade de resposta da malha fechada (Horn et al., 1996).

2.4 Controle por Modos Deslizantes

O Controle por Modos Deslizantes - SMC (Utkin, 1977) é uma técnica de controle não linear derivada do controle por estrutura variável. O projeto SMC é baseado em duas etapas: definir uma

superfície deslizante $s(t)$ para que a dinâmica dos estados do sistema atenda o comportamento desejado quando em modo deslizante, e projetar uma lei de controle que garanta que o sistema atinja e permaneça em modo deslizante (Edwards and Spurgeon, 1998).

A superfície deslizante geralmente é uma função linear dos estados do sistema. A lei de controle do SMC geralmente contém uma parcela chaveada $u_{ch}(t)$, sendo usual projetá-la como a função $\text{sign}(s(t))$ multiplicada por um ganho. A principal desvantagem em utilizar a função sinal é o fenômeno *chattering*, que são oscilações de alta frequência no sinal de controle. Uma solução para o problema é considerar uma camada limite (Slotine and Sastry, 1983), fazendo com que a trajetória do sistema permaneça em uma região ao redor da superfície deslizante, e não exatamente sobre esta. Uma maneira de incluir a camada limite é substituir a função sinal pela função tangente hiperbólica. A lei de controle chaveada torna-se

$$u_{ch}(t) = K_d \tanh\left(\frac{s(t)}{\delta}\right), \quad (6)$$

em que K_d é um ganho responsável pela velocidade em que o modo deslizante é atingido e δ é a espessura da camada limite.

2.5 Controle por Modelo Interno e Modos Deslizantes

Com o propósito de unir as características do IMC e do controle por modos deslizantes, Camacho et al. (2007) desenvolveram o controle IM-SMC. O controlador proposto emprega a configuração da malha IMC, substituindo o controlador linear por um controlador SMC. A estrutura do IM-SMC é apresentada na Figura 3.

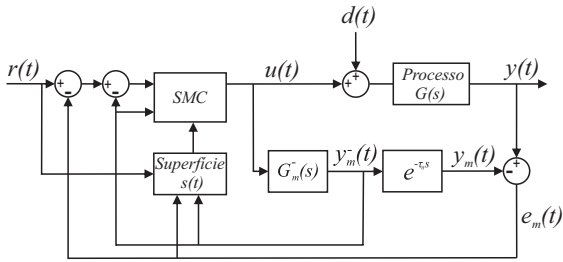


Figura 3: Estrutura do IM-SMC.

A abordagem IM-SMC utiliza a parte inversível do modelo para projetar o controlador. A superfície deslizante proposta é

$$s(t) = e_m^-(t) + \lambda \int_0^t e(t) dt, \quad (7)$$

em que

$$e_m^-(t) = r(t) - y_m^-(t) \quad (8)$$

$$e(t) = r(t) - y(t), \quad (9)$$

e a lei de controle é dada por

$$u(t) = \frac{\tau_m}{K_m} \left[\frac{y_m^-(t)}{\tau_m} + \lambda e(t) \right] + K_d \tanh\left(\frac{s(t)}{\delta}\right), \quad (10)$$

sendo λ um parâmetro de sintonia.

2.6 Preditor de Smith com Dois Graus de Liberdade

O Preditor de Smith com Dois Graus de Liberdade (SP-2DoF) (Zhang et al., 1998) propõe o desacoplamento da resposta ao *setpoint* da resposta ao distúrbio, sendo sua estrutura vista na Figura 4. O controlador $G_c(s)$ é definido como

$$G_c(s) = \left(\frac{1}{K_m} + \frac{\tau_m}{K_m} s \right) \frac{1}{\lambda_1 s + 1}, \quad (11)$$

em que $\lambda_1 > 0$ é um parâmetro ajustável responsável pela velocidade da resposta ao *setpoint*. Ao aumentar o valor de λ_1 , o sistema apresenta resposta mais lenta porém mais robusta.

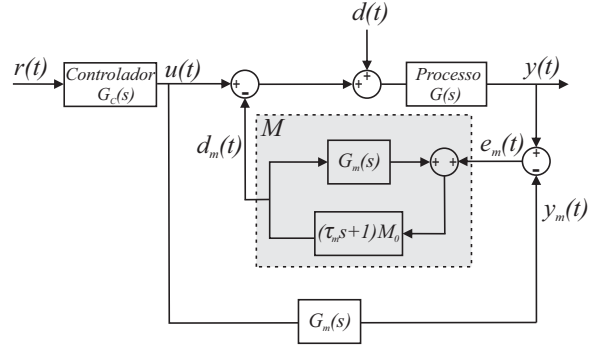


Figura 4: Estrutura do Preditor de Smith com Dois Graus de Liberdade.

A função M_0 é definida por

$$M_0 = \frac{1}{K_m(\lambda_2 s + 1)}, \quad (12)$$

em que $\lambda_2 > 0$ é o parâmetro responsável pela rejeição ao distúrbio. Este parâmetro representa o *trade-off* entre rejeição ao distúrbio e robustez. Um pequeno valor de λ_2 resulta em uma melhor rejeição ao distúrbio, porém menor robustez (Zhang et al., 1998).

3 Projeto dos Controladores

3.1 Descrição e Modelo do Motor

Para realizar as simulações e resultados experimentais deste artigo foi utilizado um motor de corrente contínua produzido pela empresa Quanser (Quanser, 2011), que encontra-se montado em um módulo que possui toda a instrumentação necessária para medição de corrente, posição e velocidade do motor, como visto na Figura 5. O



Figura 5: Motor utilizado. Fonte: (Quanser, 2011)

software LabVIEW realiza a interface entre a plataforma e os sistemas de controle projetados.

Como o motor não possui atraso de transporte em sua dinâmica, o atraso foi adicionado em *software*, representando o controle de um sistema remoto, via redes de comunicação. Foi escolhido um atraso de 0,8 [s] dado que a constante de tempo do sistema é de 0,16 [s] (conforme visto a seguir). Logo, a Razão de Controlabilidade (RC) (Eder, 1999) seria $\tau_0/\tau_m = 5$. A RC indica o grau de dificuldade para controlar um sistema. Controladores PID não são indicados para sistemas com $RC > 3$, apresentando comportamento muito oscilatório ou instável.

Foi realizada a identificação de dois modelos para o motor, um modelo NARX e o modelo FOPDT. O modelo NARX foi utilizado para representar o motor nas simulações realizadas. O modelo FOPDT foi obtido pela resposta ao degrau do motor. Foi aplicado um degrau de 4,8 [V] nos terminais do motor e foi medida sua resposta de velocidade. A partir da resposta obtida, o seguinte modelo foi encontrado

$$G_m(s) = \frac{24,9}{0,16s + 1} e^{-0,8s}. \quad (13)$$

A Figura 6 apresenta a resposta ao degrau do sistema real em comparação com a resposta ao degrau do modelo FOPDT encontrado. Todos os controladores projetados são baseados em (13).

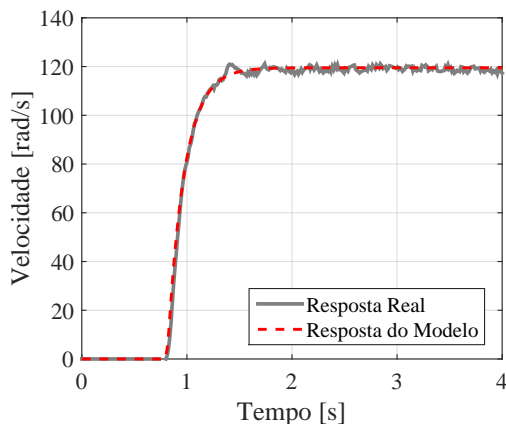


Figura 6: Resposta ao degrau do sistema real e do modelo FOPDT.

3.2 Controladores PI, SP e IMC

Assumindo que o sistema possui o modelo (13) sem o atraso de transporte, o controlador PI foi projetado para resultar em um tempo de acomodação de $t_s = 5$ [s], sem *overshoot*. Foi necessário projetar o controlador PI sucessivas vezes, dessintonizando o controlador para obter uma resposta estável. O controlador resultante é

$$G_c(s) = \frac{0,00237s + 0,0326}{s}. \quad (14)$$

A estrutura do SP foi implementada utilizando (14). No projeto do IMC, foi necessário adicionar o filtro $F(s)$ para tornar o controlador uma função própria. A constante de tempo λ_f foi escolhida para que tempo de acomodação fosse $t_s = 3,5$ [s], resultando em $\lambda_f = 0,16$. O controlador $G'_c(s) = F(s)G_c(s)$ para o IMC é

$$G'_c(s) = \frac{0,16s + 1}{3,984s + 24,9}. \quad (15)$$

Todas as simulações realizadas seguiram o mesmo roteiro. Foi aplicado um degrau de velocidade de $r(t) = 120$ [rad/s] em $t = 0$ [s]. No tempo $t = 20$ [s] foi aplicado um distúrbio em degrau de $d(t) = 2$ [V]. As simulações para os controladores PI, SP e IMC estão apresentadas na Figura 7.

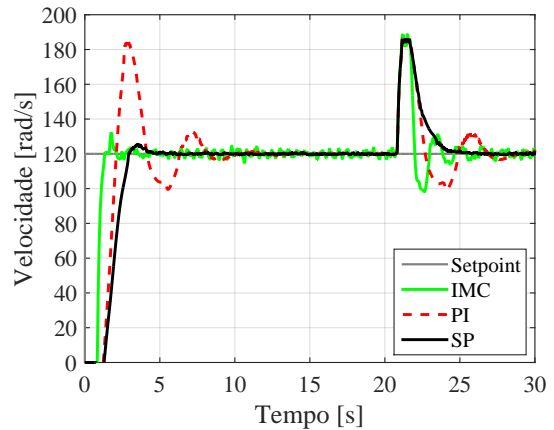


Figura 7: Simulação dos controladores PI, SP e IMC.

3.3 Controlador IM-SMC

O projeto do controlador IM-SMC envolve a determinação de três parâmetros, λ , K_d e δ . Para encontrá-los foi utilizado um algoritmo genético usando como função objetivo o critério de desempenho IAE. Após a convergência do algoritmo, os parâmetros encontrados foram $\lambda = 0,56$, $K_d = 2,14$ e $\delta = 5,766$. A simulação do controlador IM-SMC em comparação com o controlador PI encontra-se na Figura 8.

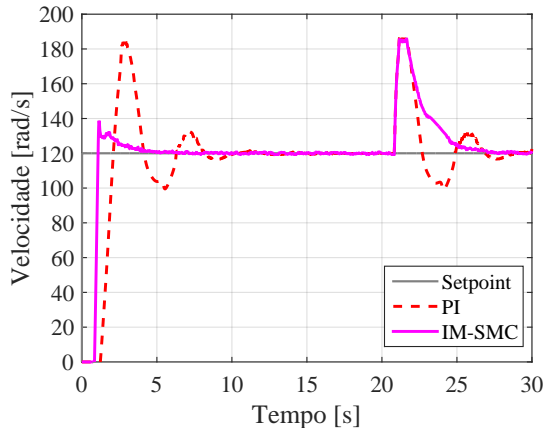


Figura 8: Simulação dos controladores IM-SMC e PI.

3.4 Controlador SP-2DoF

O projeto do controlador SP-2DoF requer a escolha dos parâmetros λ_1 e λ_2 , os quais foram selecionados como $\lambda_1 = 0,2$ e $\lambda_2 = 0,8$. A Figura 9 apresenta a comparação do controlador SP-2DoF com o controlador PI clássico.

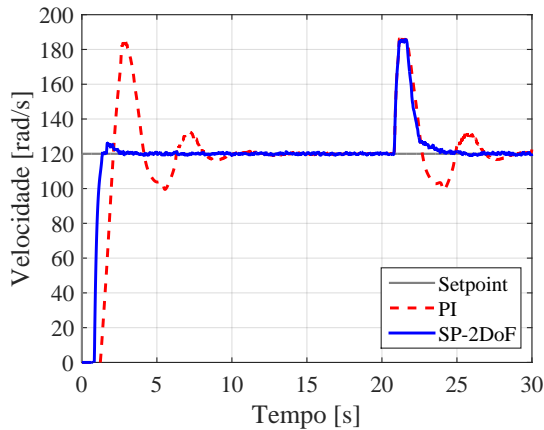


Figura 9: Simulação dos controladores SP-2DoF e PI.

4 Resultados experimentais

Os controladores projetados foram implementados no controle do motor descrito na Seção 3.1. O roteiro dos ensaios realizados foi o mesmo das simulações. Os resultados dos experimentos para o controlador PI, SP e IMC encontram-se na Figura 10, na qual nota-se que o IMC e SP lidam bem com o atraso de transporte.

Para verificar a sensibilidade do IMC e do SP a erros de modelagem, foi realizado um ensaio considerando a existência de erros de 30% na estimação dos parâmetros da planta. Foi avaliado o pior caso, em que a constante de tempo da planta é 30% menor e o atraso de transporte é 30% maior. Os resultados dos ensaios realizados encontram-se na Figura 11.

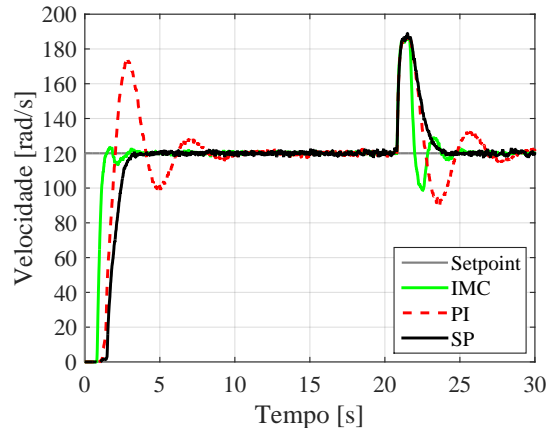


Figura 10: Ensaio com controlador PI, SP e IMC.

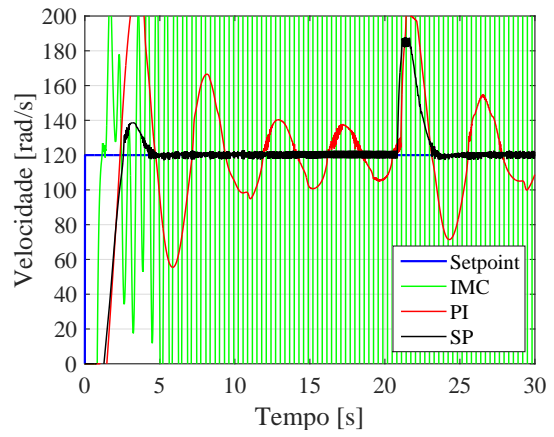


Figura 11: Ensaio com controlador PI, SP e IMC com erros de modelagem.

É possível perceber que, com a existência de incertezas na modelagem, o SP possui bom desempenho, enquanto o PI e o IMC se tornam, respectivamente, oscilatório e instável. A solução para melhorar a robustez do controlador IMC se encontra em modificá-lo para o controlador IM-SMC.

Foram realizados ensaios para o controlador IM-SMC com e sem erros de modelagem, estando os resultados obtidos apresentados na Figura 12. Ainda que o *overshoot* no caso com erro de modelagem tenha sido mais elevado, o sistema entrou em regime permanente rapidamente, mostrando que o controlador IM-SMC é mais robusto diante de incertezas paramétricas.

Uma desvantagem dos controladores mostrados até aqui é que a rejeição ao distúrbio está atrelada aos parâmetros determinados para a resposta ao *setpoint*. Uma maneira de contornar este problema é utilizando o SP-2DoF. Para o controlador SP-2DoF também foram realizados ensaios considerando o sistema com e sem erros no modelo. Os resultados são mostrados na Figura 13. A rejeição ao distúrbio do controlador SP-2DoF é mais rápida que dos demais controladores, o que ocorre devido ao desacoplamentos das respostas, sendo

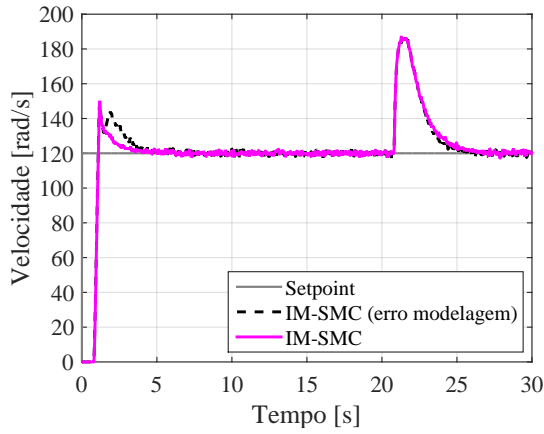


Figura 12: Ensaios com controlador IM-SMC.

possível ajustar independentemente o parâmetro λ_2 referente a rejeição ao distúrbio.

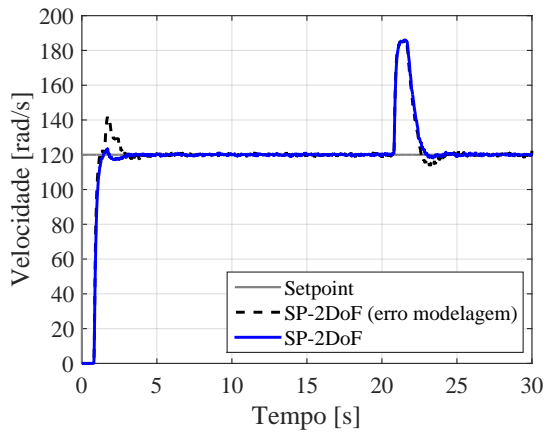


Figura 13: Ensaios com controlador SP-2DoF.

A Tabela 1 apresenta o índice de desempenho IAE para cada um dos controladores, considerando os ensaios com e sem erro de modelagem. Nota-se que o controlador SP-2DoF apresentou o melhor desempenho. Nota-se também que o controlador IM-SMC, apesar de apresentar desempenho inferior ao IMC para o sistema nominal com a sintonia realizada, apresenta melhor robustez em relação a variação de parâmetros.

Tabela 1: Índices de Desempenho IAE.

| | IAE (Nominal) | IAE (30% erro) |
|---------|--------------------|--------------------|
| PI | $4,61 \times 10^4$ | $8,08 \times 10^4$ |
| SP | $3,66 \times 10^4$ | $3,70 \times 10^4$ |
| IMC | $2,30 \times 10^4$ | $2,45 \times 10^5$ |
| IM-SMC | $2,92 \times 10^4$ | $2,99 \times 10^4$ |
| SP-2DoF | $1,26 \times 10^4$ | $2,33 \times 10^4$ |

5 Conclusões

Este trabalho apresentou um estudo comparativo de diferentes técnicas de controle para sistemas

com atraso de transporte. A comparação foi realizada de forma a mostrar a evolução de cada uma das técnicas, apresentando os pontos positivos e negativos de cada uma destas. Os critérios analisados foram o desempenho e a robustez em relação a erros de modelagem.

Foram realizados ensaios em um motor de corrente contínua com a introdução do atraso de transporte no sistema via *software*. Os resultados obtidos comprovam que as técnicas IM-SMC e SP-2DoF apresentam desempenho e robustez superiores em comparação com as técnicas clássicas de controle PID, IMC e SP.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer à CAPES pelo suporte financeiro.

Referências

- Abe, N. and Yamanaka, K. (2003). Smith Predictor Control and Internal Model Control - A Tutorial, *SICE Annual Conference* **2**: 1383–1387.
- Camacho, O., Rojas, R. and García-Gabín, W. (2007). Some long time delay sliding mode control approaches, *ISA Transactions* **46**: 95–101.
- Cominos, P. and Munro, N. (2002). PID controllers: recent tuning methods and design to specification, *IEE Proceedings - Control Theory and Applications* **149**(1): 46–53.
- Eder, H. H. (1999). MBPC benefits and key success factors, *5th European Control Conference* pp. 3902–3906.
- Edwards, C. and Spurgeon, S. K. (1998). *Sliding Mode Control, Theory and Applications*, Taylor & Francis, London.
- Gao, H., Chen, T. and Lam, J. (2008). A new delay system approach to network-based control, *Automatica* **44**: 39–52.
- Horn, I. G., Arulandu, J. R., Gombas, C. J., Antwerp, J. G. V. and Braatz, R. D. (1996). Improved filter design in internal model control, *Industrial and Engineering Chemistry Research* **35**(10): 3437–3441.
- Lee, D., Lee, M., Sung, S. and Lee, I. (1999). Robust PID tuning for Smith Predictor in the presence of model uncertainty, *Journal of Process Control* **9**: 79–85.
- Marlin, T. E. (1995). *Process Control*, McGraw-Hill, New York.
- Marshall, J. E. (1979). *Control of time-delay systems*, P. Peregrinus, Stevenage.

- Morari, M. and Zafriou, E. (1989). *Robust Process Control*, Prentice Hall, New Jersey.
- Normey-Rico, J. and Camacho, E. F. (2007). *Control of Dead-time Processes*, Springer, London.
- Quanser (2011). *QNET DC Motor Control Trainer for NI ELVIS: User Manual*, Ontario.
- Slotine, J. J. and Sastry, S. S. (1983). Tracking Control of Nonlinear Systems using Sliding Surfaces, with Application to Robot Manipulators, *International Journal of Control* **38**(2): 465–492.
- Smith, C. A. and Corripio, A. B. (1997). *Principles and practice of automatic process control*, John Wiley & Sons, Inc., New York.
- Smith, O. J. M. (1959). A controller to overcome dead time, *ISA Journal* **6**(2): 28–33.
- Utkin, V. I. (1977). Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Transactions on Automatic Control* **22**(2): 212–222.
- Zhang, W., Sun, Y. and Xu, X. (1998). Two Degree-of-Freedom Smith Predictor for Processes with Time Delay, *Automatica* **34**(10): 1279–1282.