

Novo método de sintonia do preditor de Smith filtrado simplificado para processos de primeira ordem com atraso de transporte

José R. de Oliveira Jr., Gabriel F. Machado,
José N. do Nascimento Jr., René D. O. Pereira, Bismark C. Torrico,
Fabrício G. Nogueira

*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará,
Fortaleza-CE, Brasil (e-mails: jose.raimundo@alu.ufc.br [autor
correspondente], gabrielfreitas@alu.ufc.br, juniornogueira@alu.ufc.br,
reneolimpio@alu.ufc.br, bismark@dee.ufc.br, fnogueira@dee.ufc.br)*

Abstract: This work proposes a new tuning method for the simplified filtered Smith predictor (SFSP). Based on the stable implementation structure and an auxiliary filter, it is possible to simply and directly tune the controller for first-order models with time delay. To demonstrate the effectiveness of the method and its good performance, an evaluation of the proposed method is carried out against another controller from the recent literature through simulations and performance indices.

Resumo: Este trabalho propõe um novo método de sintonia para o preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP). Baseado na estrutura de implementação estável e em um filtro auxiliar, é possível sintonizar o controlador de forma simples e direta para modelos de primeira ordem com atraso de transporte. Para demonstrar a eficácia do método e seu bom desempenho, é realizada uma avaliação do método proposto frente a um outro controlador da literatura recente por meio de simulações e índices de desempenho.

Keywords: Time delay; Smith predictor; stable implementation; FIR filter; robustness filter.

Palavras-chaves: Atraso de transporte; preditor de Smith; implementação estável; filtro FIR; filtro de robustez.

1. INTRODUÇÃO

De maneira geral, processos industriais podem ser representados por modelos lineares de baixa ordem com atraso de transporte na entrada ou na saída. Em (Normey-Rico and Camacho, 2007) são apresentados métodos de redução de modelos de elevada ordem em equivalentes de baixa ordem com a inclusão do atraso de transporte.

Na perspectiva de controle, modelos de ordem reduzida podem incluir as principais características do processo. E a partir de uma sintonia robusta o controlador pode compensar incertezas e dinâmicas não modeladas e, assim, na prática, modelos de primeira ordem podem ser suficientes.

A presença do atraso nas malhas de controle leva a redução das margens de ganho e de fase o que pode levar o sistema à perda de desempenho ou inclusive à instabilidade. Assim, se o atraso for dominante, estratégias de compensação do atraso podem ser necessárias para contornar os problemas citados.

Estruturas de compensação de atraso também são denominadas de compensadores de atraso de transporte (DTCs, do inglês *dead-time compensator*) (Normey-Rico and Camacho, 2008) ou preditoras. Uma estrutura pioneira de DTC é o preditor de Smith (SP, do inglês *Smith predictor*) (Smith, 1957), a qual foi proposta para melhorar o

desempenho de controladores PI e PID quando o processo apresenta atraso dominante.

O SP foi inicialmente proposto para plantas estáveis em malha aberta, melhorando o desempenho de controladores clássicos. Posteriormente, outros DTCs foram propostos com a capacidade de contornar problemas do SP original, tal como o preditor de desenvolvido por Artstein (1982) e a lei controle proposta por Watanabe and Ito (1981). Esses DTCs utilizam uma representação em espaço de estados e apresentam uma aplicação mais ampla que o SP por serem capazes de lidar com processos de dinâmica instável e integradora.

Utilizando a ideia base do SP os trabalhos de Tan et al. (2003) e de Karan and Dey (2021) obtiveram um esquema de preditor de Smith modificado baseado em controle de modelo interno que produz uma malha de controle sem atraso, com controladores desacoplados para segmento de referência, estabilização e rejeição de perturbação.

Um outro DTC consolidado, o preditor de Smith filtrado (FSP, do inglês *filtered Smith predictor*) proposto em (Normey-Rico and Camacho, 2009), apresenta melhorias com relação a robustez e é capaz de lidar com processos estáveis, integradores e instáveis com atraso de transporte, usando modelos de fase não-mínima de qualquer ordem.

Em (Torrìco et al., 2013) é apresentado o preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP, do inglês *simplified filtered Smith predictor*), um DTC que utiliza apenas ganhos como controlador primário e filtro de referência, mas que utiliza apenas modelos de primeira ordem.

Nos trabalhos Torrìco et al. (2019) e Torrìco et al. (2021), a formulação do SFSP foi apresentada em espaço de estados no domínio do tempo contínuo e no domínio do tempo discreto, respectivamente, sendo capazes de controlar processos tão diversos quanto o FSP. Esses controladores apresentam estruturas específicas de implementação que garantem estabilidade interna.

Uma família de controladores consolidada na literatura são os controladores baseados em controle ativo de rejeição de perturbação (ADRC, do inglês *Active Disturbance Rejection Control*), como demonstrado em (Wang et al., 2013) e, que permitem transformar o projeto de sistemas complexos em uma estrutura que combina a estimação dos estados e a rejeição de distúrbios. Para processos com atraso de transporte, Chen et al. (2021) propôs um novo preditor de Smith combinado com ADRC linear, com aplicações para processos de primeira ordem.

No trabalho de García and Albertos (2013) é apresentada uma estrutura em que o controlador é projetado com base no modelo sem atraso e, de forma intuitiva, apenas um parâmetro de ajuste é fornecido para alcançar requisitos de desempenho e de estabilidade robusta. Na mesma perspectiva, o trabalho recente de Liu et al. (2017) obtém um controlador na estrutura de 2 graus de liberdade (2DOF, do inglês *2 degrees of freedom*), com um único parâmetro de ajuste. A formulação desse controlador é realizada diretamente via estrutura de implementação estável, simplificando a metodologia e tornando o processo intuitivo, pois apresenta uma única metodologia para todos os processos. Essa característica é notável, pois normalmente, o projeto e a sintonia de preditores apresentam uma complexidade significativa, principalmente para modelos instáveis em malha aberta ou com múltiplas entradas e saídas.

Nesse contexto, este trabalho propõe um novo método de sintonia do SFSP, baseado nos trabalhos de García and Albertos (2013); Liu et al. (2017), que constrói a partir da sintonia a expressão do preditor e, posteriormente, é implementada usando um filtro de resposta ao impulso finita (FIR, do inglês *finite impulse response*). Nos trabalhos da literatura para processos não estáveis em malha aberta o SFSP é sintonizado através da solução de um sistema de equações que impõe a ordem do filtro de robustez a partir da ordem do processo e das perturbações a serem rejeitadas e, em sequência, obtém-se a expressão do preditor implementada via filtro FIR. Nesse trabalho, a expressão do preditor para o SFSP é obtida diretamente pela sintonia na forma de filtro FIR e, ainda, é garantida de forma intrínseca a rejeição de perturbações constantes e da dinâmica de malha aberta do modelo do processo. Dessa forma, o método é eficaz para processos de primeira ordem com atraso de transporte, tendo como objetivo uma sintonia direta de apenas um parâmetro e que resulta em uma implementação estável.

O trabalho está organizado da seguinte forma: a Seção 2 apresenta o modelo geral de processo; na Seção 3 é

apresentada o esquema de controle do SFSP; o método de projeto proposto é apresentado na Seção 4 e a análise da robustez é feita na Seção 5; recomendações para a sintonia do SFSP são discutidas na Seção 6 e então resultados de simulação são apresentados para avaliar o desempenho e robustez na Seção 7; finalmente, as conclusões são apresentadas na Seção 8.

2. MODELO DE PROCESSOS

Neste trabalho são considerados modelos de primeira ordem com atraso de transporte e no domínio de tempo discreto. Portanto, tais modelos podem ser definidos como

$$P(z) = G(z)z^{-d}, \quad (1)$$

onde z é o operador da transformada Z, d é o atraso de transporte discreto,

$$G(z) = \frac{nG(z)}{dG(z)} = \frac{b}{z-a}, \quad (2)$$

onde b é uma constante e a é o polo do modelo. Note que, para $0 < a < 1$ o processo é estável, para $a = 1$ o processo é integrador e para $a > 1$ o processo é instável.

3. O SFSP PARA MODELOS DE PRIMEIRA ORDEM

A estrutura conceitual do SFSP utilizada neste trabalho é apresentada na Fig. 1. Nela, os sinais de referência, controle, saída, perturbação e ruído de medição são representados, respectivamente, por r , u , y , q e n . Nesta estrutura, k_c é um ganho de realimentação, o filtro de robustez $V(z)$ é utilizado para ajustar as propriedades de robustez e de rejeição de perturbações e $F(z)$ é um filtro de referência.

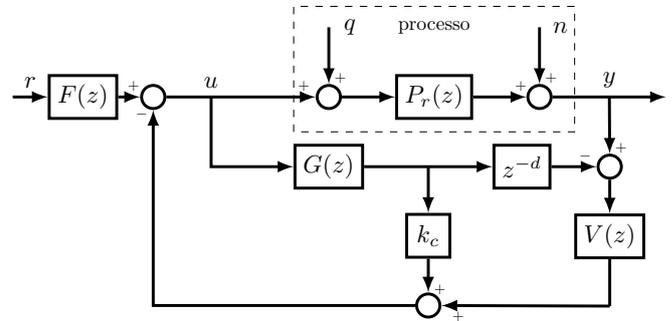


Figura 1. Estrutura conceitual do SFSP.

As relações de entrada-saída no domínio z são expressas por:

$$H_{yr}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{F(z)P(z)}{1 + k_c G(z)}, \quad (3)$$

$$H_{yq}(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} = P(z) \left[1 - \frac{P(z)V(z)}{1 + k_c G(z)} \right], \quad (4)$$

$$H_{un}(z) = \frac{U(z)}{N(z)} = \frac{-V(z)}{1 + k_c G(z)}. \quad (5)$$

Naturalmente, para modelos integradores e instáveis, a estrutura conceitual da Fig. 1 é internamente instável. Portanto, para tais modelos, utiliza-se a implementação estável da Fig. 2, onde $\tilde{S}(z)$ é a realização mínima de

$$S(z) = G(z)(k_c - V(z)z^{-d}). \quad (6)$$

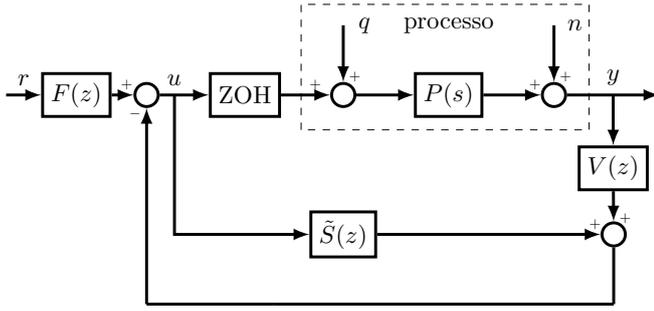


Figura 2. Estrutura de implementação estável do SFSP.

O controlador equivalente na estrutura 2DOF resulta em

$$C_{eq}(z) = \frac{V(z)}{1 + S(z)}, \quad (7)$$

$$F_{eq}(z) = \frac{F(z)}{V(z)}. \quad (8)$$

4. MÉTODO DE SINTONIA PROPOSTO

Considere um filtro $H(z)$ como

$$H(z) = \frac{nH(z)}{dH(z)} = \frac{(z - \alpha)z}{(z - \beta_1)(z - \beta_2)}, \quad (9)$$

onde α , β_1 e β_2 são parâmetros de sintonia. É importante notar que, diferentemente de (García and Albertos, 2013; Liu et al., 2017), $\alpha > 1$.

Define-se então a função de transferência própria e estável $T(z)$ como

$$T(z) = \frac{nG(z) \cdot nH(z)}{dH(z)}. \quad (10)$$

Também podemos definir $M(z)$ por

$$M(z) = \tilde{G}(z) - G^*(z)z^{-d}. \quad (11)$$

onde

$$\begin{aligned} \tilde{G}(z) &= \frac{dH(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} = \frac{d\tilde{G}(z)}{dH(z) \cdot dG(z)} \\ &= \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}, \end{aligned} \quad (12)$$

e

$$\begin{aligned} G^*(z) &= \frac{(dH(z) \cdot nV(z))/k_c}{nH(z) \cdot dG(z)} = \frac{nG^*(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} \\ &= \tilde{C}\tilde{A}^d(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}, \end{aligned} \quad (13)$$

onde os pares (\tilde{A}, \tilde{B}) e (\tilde{C}, \tilde{A}) são, respectivamente, controlável e observável.

Desse modo, seguindo a formulação de (García and Albertos, 2013; Liu et al., 2017; Torrico et al., 2021)

$$\begin{aligned} M(z) &= \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B} - \tilde{C}\tilde{A}^d(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}z^{-d} \\ &= \sum_{i=1}^d \tilde{C}\tilde{A}^{i-1}\tilde{B}z^{-i}, \end{aligned} \quad (14)$$

onde $M(z)$ é um filtro FIR pela definição de atraso distribuído em (Zhong, 2006).

4.1 Sintonia de k_c

O ganho de realimentação k_c é calculado com o objetivo de se adicionar um polo em $z = 1$ na expressão de $C_{eq}(z)$ (7), garantindo rejeição de perturbações.

$$k_c = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{-1}{T(z)M(z)}. \quad (15)$$

4.2 Implementação estável de $S(z)$

Desse modo, a implementação estável de $S(z)$, resulta em

$$\tilde{S}(z) = k_c T(z)M(z). \quad (16)$$

Logo, sendo $T(z)$ e $M(z)$ estáveis, existe garantia de estabilidade interna da estrutura de implementação da Fig. 2.

4.3 Sintonia de $V(z)$

O filtro de robustez $V(z)$ é obtido em função de $H(z)$, em decorrência da definição de $M(z)$ em (11), assim:

$$V(z) = k_c \frac{nG^*(z)}{dH(z)}. \quad (17)$$

4.4 Sintonia de $F(z)$

O filtro de referência é proposto na forma:

$$F(z) = k_r \frac{(1 - \beta_f)^{n_p} (1 - \alpha_f z^{-1})^{n_z}}{(1 - \beta_f z^{-1})^{n_p} (1 - \alpha_f)^{n_z}}, \quad (18)$$

onde sua ordem é definida por $n_p \geq n_z$, β_f e α_f são parâmetros de sintonia e k_r é um ganho de referência calculado por

$$k_r = \lim_{z \rightarrow 1} V(z). \quad (19)$$

5. ANÁLISE DE ROBUSTEZ

O limite superior da norma da incerteza multiplicativa de um processo pode ser calculado por (Morari and Zafriou, 1989):

$$\overline{\delta P(\omega)} \geq |\delta P_i(e^{j\Omega})| = \left| \frac{P_i(e^{j\Omega}) - P(e^{j\Omega})}{P(e^{j\Omega})} \right|, \forall i, \quad (20)$$

onde $P_i(z)$ representa o processo para o ponto de operação i avaliado, $P(z)$ é o modelo nominal, $\delta P_i(z)$ é uma incerteza multiplicativa, $\Omega = \omega T_s$, ω é a frequência que assume valores na faixa $0 < \omega < \pi/T_s$ e T_s é o período de amostragem.

Aplicando o teorema geral de estabilidade robusta (Morari and Zafriou, 1989) ao SFSP para modelos de primeira ordem, quando:

$$I_r(\omega) = \frac{|1 + k_c G(e^{j\Omega})|}{|V(e^{j\Omega})G(e^{j\Omega})|} > \overline{\delta P(\omega)}, \quad (21)$$

o sistema é estável em malha fechada e $I_r(\omega)$ é um índice de robustez. É importante notar que fica evidente a influência de $V(z)$ na robustez alcançável.

6. RECOMENDAÇÕES DE SINTONIA NO MÉTODO PROPOSTO

A sintonia proposta tem como objetivo primário garantir bom desempenho de rejeição de perturbações, o que pode ser alcançado através da escolha dos parâmetros de $H(z)$.

Recomenda-se fazer $\alpha > 1$ e k_c deve satisfazer a desigualdade:

$$|a - bk_c| < 1, \quad (22)$$

que é o módulo do polo de malha fechada da equação característica.

As raízes de $dH(z)$ são escolhidas tal que $0 < \beta_1 < 1$ e $0 \leq \beta_2 < 1$. Portanto, para $\beta_i \rightarrow 0$ uma resposta mais agressiva é obtida e quando $\beta_i \rightarrow 1$ tem-se maior robustez.

Além disso, pode-se fazer $\beta_1 = \beta_2$, mas quando é desejável balancear rejeição de perturbações e atenuação de ruído a recomendação é fazer $\beta_1 \neq \beta_2$.

O segmento de referência é ajustado usando os zeros e polos de $F(z)$, tal que $0 \leq \beta_f < 1$ e $0 \leq \alpha_f < 1$. Se $\beta_f \rightarrow 1$, uma resposta mais suave é obtida. Para acelerar a dinâmica em malha fechada, devemos fazer $\alpha_f \rightarrow 1$.

7. EXEMPLO DE SIMULAÇÃO

Como exemplo de simulação, o SFSP sintonizado com o método proposto é comparado ao esquema de ADRC linear de Chen et al. (2021), considerando um modelo de primeira ordem instável com atraso de transporte:

$$P(s) = \frac{2}{10s - 1} e^{-10s}. \quad (23)$$

Discretizando $P(s)$ com tempo de amostragem $T_s = 0,5$ segundos, por segurador de ordem zero, resulta em:

$$P(z) = \frac{0,2103}{z - 1,105} z^{-20}. \quad (24)$$

O filtro $H(z)$ foi sintonizado, satisfazendo (21), com $\beta_1 = 0,855$, $\beta_2 = 0$, $\alpha = 1,04$, considerando uma incerteza de 10% no atraso de transporte do processo. Para obter uma resposta de seguimento de referência semelhante ao controlador comparado foram escolhidos $\alpha_f = 0,9785$ e $\beta_f = 0,85$. A Tabela 1 apresenta os parâmetros de ambos os controladores.

A Fig. 3 mostra tanto os índices de robustez dos dois controladores, como a incerteza multiplicativa considerada. A sintonia do SFSP foi feita de maneira tal que os índices de robustez dos controladores comparados tenham valor mínimo semelhante.

A comparação é realizada utilizando os seguintes índices de desempenho para respostas de rejeição de perturbação: integral do erro absoluto (IAE, do inglês *integral of the absolute error*), variação total (TV, do inglês *total variation*) do sinal de controle e variância de controle (CV, do inglês *control variance*). Os índices IAE e TV foram calculados somente para a rejeição de perturbações tipo degrau, enquanto que, para avaliar somente a atenuação de ruído, utilizou-se o índice CV.

A definição matemática para os índices de desempenho considerados é, portanto:

$$IAE = \int_0^{\infty} |r(t) - y(t)| dt, \quad (25)$$

$$TV = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i|, \quad (26)$$

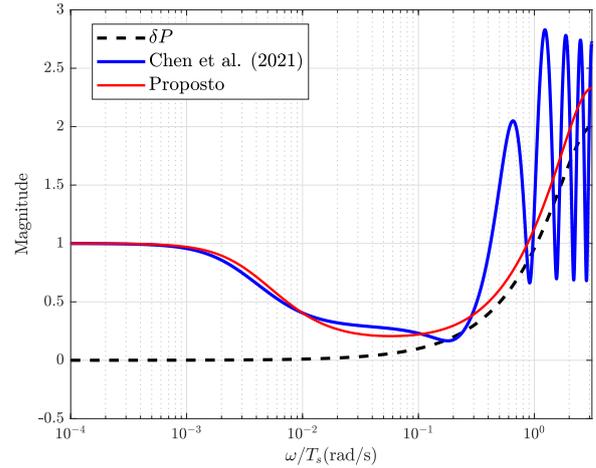


Figura 3. Índice de robustez.

$$CV = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N |u_i - \mu|^2, \quad (27)$$

onde μ é a média do sinal de controle e N é o número total de amostras avaliadas. Assim, para estes índices, menor valor indica melhor desempenho.

As Fig. 4 e Fig. 5 mostram os sinais de saída e de controle com as duas estratégias de controle para as simulações do caso nominal e do caso com incertezas no modelo, respectivamente.

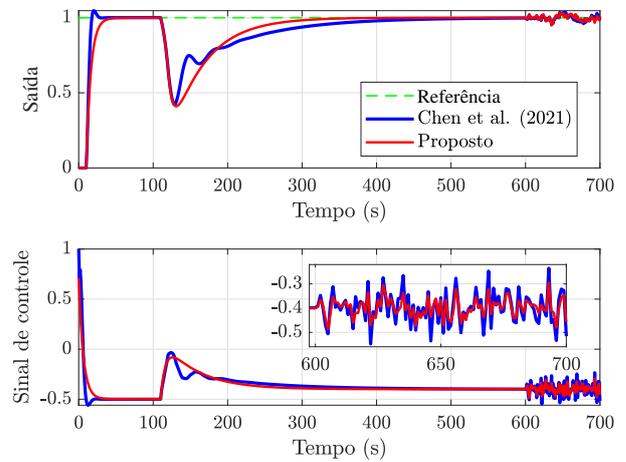


Figura 4. Simulação para o caso nominal.

No caso nominal, a simulação tem a duração de 700 segundos, um degrau unitário é aplicado em $t = 0$ segundos e uma perturbação constante de amplitude $-0,1$ é aplicada em $t = 100$ segundos. Como não há informação sobre o tipo de ruído, uma forma genérica de avaliação é a aplicação de ruído branco. Foi aplicado o ruído de banda limitada de potência 10^{-4} adicionado à saída do processo no instante $t = 600$ segundos.

No caso com incerteza, a simulação tem a duração de 1500 segundos, a perturbação é aplicada em $t = 500$ segundos e o ruído foi adicionado à saída do processo em $t = 1300$ segundos.

Tabela 1. Parâmetros dos controladores.

	Chen et al. (2021)	Proposto
LESO	$[10 \ 25]^T$	–
Controlador primário	$\frac{(s+5)^2(s-0.1)^2}{(s+29.93)(s+0.5)(s^2-0.0306s+0.1671)}$	–
Controlador de realimentação	$\frac{500+200s+25s^2}{20(s+5)^2}$	0,6018
Filtro de predição	–	$3,7511 \frac{z-0,9961}{z-0,855}$
Filtro de referência	–	$0,1018 \frac{1-0,85}{1-0,85z^{-1}} \frac{1-0,9785z^{-1}}{1-0,9785}$

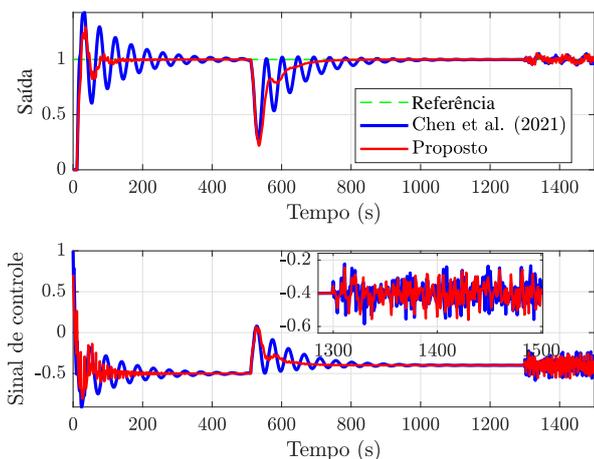


Figura 5. Simulação para o caso com incertezas.

A Tabela 7 apresenta os valores dos índices de desempenho obtidos com cada controlador para os casos nominal e com incertezas. Os melhores índices estão marcados em negrito.

Tabela 2. Índices de desempenho.

	Caso nominal			Caso com incertezas		
	IAE	TV	CV	IAE	TV	CV
Proposto	38,0853	0,7357	0,0017	38,0845	1,6880	0,0043
Ref. Chen et al. (2021)	43,2008	0,9700	0,0053	45,4548	3,6332	0,0052

Observando as Figs. 4 e 5, o SFSP com o método de sintonia proposto rejeita a perturbação mais rapidamente tanto no caso nominal quanto no caso com incertezas, o que pode ser verificado pelo menor valor do IAE na Tabela 7.

No caso com incerteza, a baixa robustez do método ADRC linear é evidenciada pela resposta bastante oscilatória no seguimento de referência e na rejeição de perturbação.

Além disso, para altas frequências, o SFSP apresenta robustez superior, comprovada pelo melhor desempenho do SFSP na atenuação do ruído.

Pela Tabela 7, observa-se que o método proposto obteve melhores índices de desempenho em todos os cenários.

Dessa forma, o desempenho do SFSP com o método de sintonia proposto é, em geral, superior ao controlador comparado.

8. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um novo método de sintonia do preditor de Smith filtrado simplificado para processos de primeira ordem com atraso de transporte. Uma das principais vantagens da proposta está na simplicidade com que os parâmetros do controlador são obtidos, levando em consideração principalmente a implementação estável. Além disso, com o método de sintonia proposto, o filtro de robustez $V(z)$ é obtido de forma mais direta.

Nos resultados de simulação, quando comparado a um método recente de ADRC, o SFSP sintonizado da maneira proposta apresentou melhor desempenho no controle do processo considerado. Tanto no caso nominal quanto no caso com incertezas de modelagem, o bom desempenho na rejeição de perturbação e na atenuação de ruído é comprovada por melhores índices de desempenho.

Portanto, para processos de primeira ordem com atraso de transporte o método de sintonia proposto se mostrou eficaz e promissor. Em trabalhos futuros, será estudada a aplicação do método para modelos de ordem superior.

AGRADECIMENTOS

Os autores reconhecem o suporte financeiro das agências de fomento à pesquisa: CAPES, CNPq (445435/2020-8, 313000/2021-2 e 422633/2021-6) e FUNCAP (09779122/2021).

REFERÊNCIAS

- Artstein, Z. (1982). Linear systems with delayed controls: a reduction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 27(4), 869–879.
- Chen, G., Liu, D., Mu, Y., Xu, J., and Cheng, Y. (2021). A novel smith predictive linear active disturbance rejection control strategy for the first-order time-delay inertial system. *Mathematical Problems in Engineering*, 2021, 13.
- García, P. and Albertos, P. (2013). Robust tuning of a generalized predictor-based controller for integrating and unstable systems with long time-delay. *Journal of Process Control*, 23(8), 1205–1216.
- Karan, S. and Dey, C. (2021). Simplified tuning of imc based modified smith predictor for ufpdt processes. *Chemical Product and Process Modeling*, 16(1), 21–40.
- Liu, T., Garcia, P., Chen, Y., Ren, X., Albertos, P., and Sanz, R. (2017). New predictor and 2dof control scheme for industrial processes with long time delay. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5), 4247–4256.

- Morari, M. and Zafiriou, E. (1989). *Robust process control*. Prentice Hall,, 1 edition.
- Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.F. (2007). *Control of dead-time processes*. Springer.
- Normey-Rico, J. and Camacho, E. (2009). Unified approach for robust dead-time compensator design. *Journal of Process Control*, 19, 38–47. doi:10.1016/j.jprocont.2008.02.003.
- Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.F. (2008). Dead-time compensators: A survey. *Control Engineering Practice*, 16(4), 407 – 428. Special Section on Manoeuvring and Control of Marine Craft.
- Smith, O.J.M. (1957). Closer control of loops with dead time. *Chemical Engineering Progress*, 53(5), 217–219.
- Tan, W., Marquez, H.J., and Chen, T. (2003). Imc design for unstable processes with time delays. *Journal of Process Control*, 13(3), 203–213.
- Torrco, B.C., Cavalcante, M.U., Braga, A.P.S., Normey-Rico, J.E., and Albuquerque, A.A.M. (2013). Simple tuning rules for dead-time compensation of stable, integrative, and unstable first-order dead-time processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 52(33), 11646–11654.
- Torrco, B.C., de Almeida Filho, M.P., Lima, T.A., Santos, T.L., and Nogueira, F.G. (2019). New simple approach for enhanced rejection of unknown disturbances in lti systems with input delay. *ISA Transactions*, 94, 316 – 325.
- Torrco, B.C., Pereira, R.D.O., Sombra, A.K.R., and Nogueira, F.G. (2021). Simplified filtered smith predictor for high-order dead-time processes. *ISA Transactions*, 109, 11–21.
- Wang, L.j., Li, Q., Tong, C.n., and Yin, Y.x. (2013). Overview of active disturbance rejection control for systems with time-delay. *Control Theory & Applications*, 30(12).
- Watanabe, K. and Ito, M. (1981). A process-model control for linear systems with delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26(6), 1261–1269.
- Zhong, Q.C. (2006). *Robust Control of Time-delay Systems*. Springer, London.