

Preditor de Smith filtrado simplificado com ação *feedforward* para processos de primeira ordem

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

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

Abstract: This work proposes a new design for the simplified filtered Smith predictor (SFSP) with *feedforward* action. The proposed strategy is based on a stable implementation structure and makes use of an auxiliary filter to obtain controller parameters more directly for first-order processes. The structure preserves the good robustness and noise attenuation properties of SFSP, while improving its disturbance rejection performance through the *feedforward* action. The evaluation of the proposed methodology is carried out through simulation results that show better performance indices when compared to other strategies in recent literature.

Resumo: Este trabalho propõe um novo projeto para o preditor de Smith filtrado simplificado (SFSP) com ação *feedforward*. A estratégia proposta se baseia numa estrutura de implementação estável e faz uso de um filtro auxiliar para obtenção dos parâmetros do controlador de forma mais direta para processos de primeira ordem. A estrutura preserva a boa robustez e as propriedades de atenuação de ruído do SFSP, enquanto melhora seu desempenho de rejeição de perturbação através da ação *feedforward*. A avaliação da metodologia proposta é realizada por meio de resultados de simulação que mostram melhores índices de desempenho quando comparados com os de outra estratégia da literatura recente.

Keywords: Smith predictor; feedforward control; disturbance rejection; measurable disturbances; stable implementation.

Palavras-chaves: Preditor de Smith; controle *feedforward*; rejeição de perturbação; perturbação mensurável; implementação estável.

1. INTRODUÇÃO

Em processos industriais, sistemas de controle que lidam bem com perturbações conseguem trazer melhorias que vão desde aumento da confiabilidade de operação até vantagens de cunho econômico, uma vez que estão diretamente relacionados com a qualidade dos produtos finais, diminuição dos custos de produção, economia de energia etc. Por este motivo, a rejeição de perturbação em controle de processos é um tema de grande relevância (Albertos et al., 2015).

Em processos onde se é possível mensurar esses distúrbios, sua rejeição consegue ser melhorada de forma significativa fazendo uso de estruturas *feedforwarding*, uma vez que se consegue atuar de forma breve nessa interferência. Muitos trabalhos nos últimos anos foram desenvolvidos no âmbito dessa problemática de controle (Davison, 1973; Guzmán and Hägglund, 2011; Silva et al., 2018), porém poucos lidam com processos que possuem atraso de transporte (Rodríguez et al., 2016; Rodríguez et al., 2016; Alves Lima et al., 2019; Rodríguez et al., 2020; Sanz et al., 2021; García-Mañas et al., 2021).

Diversos tipos de processos industriais possuem atrasos de transporte em sua dinâmica, essa característica pode causar a deterioração ou até mesmo levar para a instabilidade esses sistemas em malha fechada quando se utiliza controladores tradicionais, como proporcional-integral-derivativo (PID), devido a margem de fase ser afetada pelo atraso do sistema. Uma das primeiras e mais conhecidas estratégias utilizadas para lidar com essa problemática foi o preditor de Smith (SP, do inglês *Smith predictor*), proposto em (Smith, 1957), que trata a saída do modelo em forma de predição para compensar esse atraso de transporte. Desde então, muitos trabalhos foram desenvolvidos utilizando as propriedades do SP.

Uma das principais variações do SP foi o preditor de Smith filtrado (FSP, do inglês *filtered Smith predictor*), cuja premissa consta na inclusão de um filtro na estrutura de previsão para: (i) melhorar as propriedades de robustez em malha fechada, (ii) rejeitar diferentes tipos de distúrbios e (iii) garantir estabilidade robusta para integração em malha aberta e processos instáveis (Normey-Rico and Camacho, 2007, 2009). Muitos outros controladores baseados em preditores e observadores estendidos para sistemas com atraso de transporte podem ser encontrados na literatura (Castillo et al., 2019; Castillo and García, 2021).

Na literatura também encontram-se estruturas de controle baseadas em um preditor estável, denominado preditor generalizado (GP) (García and Albertos, 2013a; Liu et al., 2017). Os resultados foram generalizados para processos de malha aberta estáveis, integradores e instáveis. Uma série de outros trabalhos também foram desenvolvidos recentemente para lidar com processos desse tipo utilizando estruturas baseadas no controle de rejeição de perturbação ativa (ADRC, do inglês *active disturbance rejection control*), que basicamente faz uso de observadores de estados estendidos para compensar o efeito de distúrbios e incertezas (Geng et al., 2019; Zhang et al., 2020).

Os trabalhos (Torricco et al., 2013, 2018, 2021) apresentam regras de sintonia mais simples para o FSP, fazendo uso de uma estrutura semelhante porém com menos parâmetros para sintonizar, estratégia esta que foi chamada de SFSP. O SFSP permitiu a obtenção de resultados melhores ou equivalentes quando comparado com outras estruturas baseadas em preditores no que diz respeito à rejeição de perturbação e atenuação de ruídos.

O trabalho (Rodríguez et al., 2016) propõe uma variação do FSP com ação *feedforward* para distúrbios mensuráveis. A proposta acrescenta a topologia convencional do FSP uma estrutura *feedforward*, incluindo o modelo de perturbação e um filtro que é utilizado como parâmetro de ajuste. Em (Alves Lima et al., 2019), foi utilizado o mesmo conceito de (Rodríguez et al., 2016), porém o esquema de controle base foi o SFSP para processos de primeira ordem com atraso de transporte. Nesta segunda abordagem, obtiveram-se melhores resultados de rejeição de perturbação com um filtro de robustez de ordem inferior.

Em (Rodríguez et al., 2020) é proposto uma metodologia de sintonia de controle *feedforward* que faz uso de modelos de processo de baixa ordem. Já em (García-Mañas et al., 2021), é feita uma comparação entre regras de sintonia recentemente publicadas para controladores com ação *feedforward* por meio de simulações e experimentos.

Neste cenário, com o intuito de obter melhores resultados para rejeição de distúrbios em processos em que se consegue mensurá-los, este artigo propõe uma nova estrutura *feedforward* para o SFSP para processos de primeira ordem com atraso de transporte. A principal contribuição é a adição de um ganho estático direto na malha *feedforward*, para que assim se possa lidar antecipadamente com a ação da perturbação antes de seus efeitos na saída medida da planta. Além disso, a estrutura proposta apresenta um novo método de sintonia baseado nos trabalhos de (García and Albertos, 2013b; Liu et al., 2017), com menos parâmetros e menor complexidade quando comparado com as propostas de (Rodríguez et al., 2016; Alves Lima et al., 2019).

A organização do trabalho se dá da seguinte forma: a Seção 2 apresenta o modelo geral do processo utilizado; a Seção 3 apresenta a nova formulação do SFSP com ação *feedforward*; a proposta de sintonia do controlador é apresentada na Seção 4; a análise de robustez é feita na Seção 5; exemplos de simulação afim de validar a proposta são mostrados na Seção 6; e por fim, as conclusões e consideração são apresentadas na Seção 7.

2. MODELO DE PROCESSOS

Por definição, pode-se assumir a saída de um processo, onde se conhece o modelo de perturbação, da seguinte forma

$$Y(s) = G(s)e^{-Ls}U(s) + G_q(s)e^{-L_q s}Q(s), \quad (1)$$

onde

$$G(s) = \frac{nG(s)}{dG(s)}, \quad (2)$$

$$G_q(s) = \frac{nG_q(s)}{dG_q(s)}, \quad (3)$$

são, respectivamente, os modelos do processo e de perturbação sem atraso no domínio s , L e L_q são os atrasos de transporte.

Para processos instáveis e integradores, considera-se que $dG(s) = dG_q(s)$. Portanto, para fins de simulação, uma realização mínima de (1) é obtida por

$$Y(s) = G(s)e^{-L_q s}(e^{-(L-L_q)s}U(s) + K_{pq}Q(s)) \quad (4)$$

onde

$$K_{pq} = \frac{Gq(z)}{G(z)} = \frac{nG_q(s)}{nG(s)}. \quad (5)$$

A partir de (1), pode-se obter as seguintes funções de transferência no domínio z :

$$P(z) = G(z)z^{-d} = \frac{nG(z)}{dG(z)}z^{-d}, \quad (6)$$

$$P_q(z) = G_q(z)z^{-d_q} = \frac{nG_q(z)}{dG_q(z)}z^{-d_q}, \quad (7)$$

onde $G(z)$ e $G_q(z)$ são, respectivamente, os modelos do processo e da perturbação sem atraso, d e d_q são os atrasos discretos.

3. NOVA FORMULAÇÃO DO SFSP COM AÇÃO FEEDFORWARD PARA PROCESSOS DE PRIMEIRA ORDEM

O esquema de controle proposto une o arranjo clássico do SFSP e uma nova estrutura *feedforward* (destacada em azul), como visto na Fig. 1. Nesta figura, r , u , q , n e y $\in \mathbb{R}$ são, respectivamente, os sinais de referência, controle, perturbação mensurável, ruído e saída e , na estrutura do controlador, k_r é o ganho de referência, k_c é o ganho de *feedback*, k_q é o ganho de *feedforward*, k_f é o ganho direto da ação *feedforward* e $V(z)$ é o filtro de robustez.

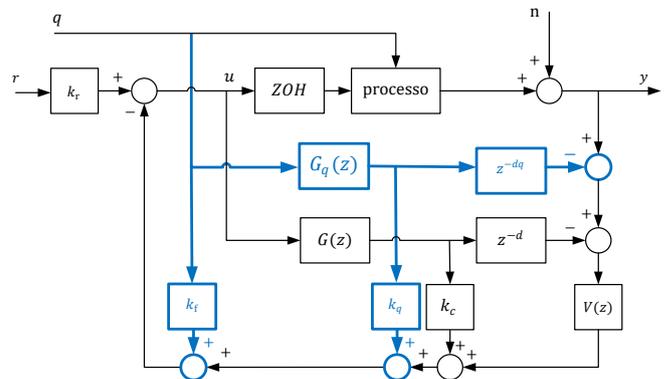


Figura 1. Estrutura conceitual.

As relações de entrada e saída da estrutura proposta são definidas por

$$H_{yr}(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{k_r \cdot P(z)}{1 + k_c \cdot G(z)}, \quad (8)$$

$$H_{yq}(z) = \frac{Y(z)}{Q(z)} = P_q(z) - \left[\frac{P(z)(k_f + k_q G_q(z))}{1 + k_c \cdot G(z)} \right], \quad (9)$$

$$H_{un}(z) = \frac{U(z)}{N(z)} = \frac{-V(z)}{1 + k_c G(z)}. \quad (10)$$

Para processos instáveis e integradores de malha aberta, a estrutura apresentada na Figura 1 é internamente instável apesar de sua utilidade para fins de análise, e por isso não pode ser implementada segundo (Torrico et al., 2021). Em função disso, a estrutura esboçada na Figura 2 se faz necessária para viabilizar sua implementação. As expressões

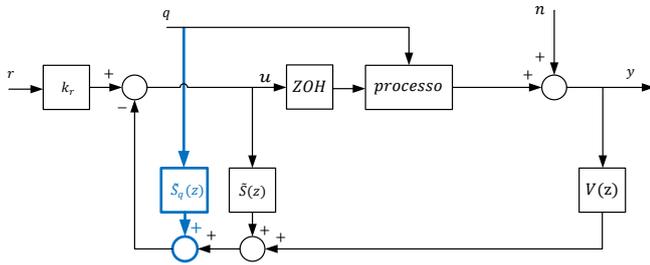


Figura 2. Estrutura conceitual.

que definem as funções de transferência $\tilde{S}(z)$ e $\tilde{S}_q(z)$, da estrutura de implementação, são respectivamente

$$\tilde{S}(z) = G(z)(k_c - V(z)z^{-d}) \quad (11)$$

$$\tilde{S}_q(z) = k_f + G_q(z)(k_q - V(z)z^{-d_q}) \quad (12)$$

O controlador equivalente na estrutura de 2 graus de liberdade (2DOF, do inglês *2 degrees of freedom*) com ação *feedforward* é descrito pelas seguintes equações

$$C_{eq}(z) = \frac{V(z)}{1 + S(z)}, \quad (13)$$

$$C_{ff}(z) = \frac{S_q(z)}{1 + S(z)}, \quad (14)$$

$$F_{eq}(z) = \frac{F(z)}{V(z)}. \quad (15)$$

Na próxima seção, o novo método de sintonia do controlador é analisado em mais detalhes.

4. SINTONIA DO CONTROLADOR

A sintonia proposta depende de um filtro $H(z)$ descrito da seguinte forma

$$H(z) = \frac{nH(z)}{dH(z)} = \frac{(z - \alpha)z}{(z - \beta_1)(z - \beta_2)} \quad (16)$$

onde α , β_1 e β_2 são parâmetros de ajuste livres, logo desempenho do controlador é dado em função da escolha destes parâmetros. Assim, recomenda-se fazer $\alpha > 1$ e para respostas mais agressivas tem-se que $\beta_i \rightarrow 0$ e para respostas mais robustas tem-se que $\beta_i \rightarrow 1$. É importante ressaltar o acoplamento existente na sintonia

destes parâmetros, e que ambos possuem sua influência de agressividade-robustez sob a resposta do sistema.

Com isso, pode-se então definir a função de transferência $T(z)$

$$T(z) = \frac{nG(z) \cdot nH(z)}{dV(z)dH(z)} = \frac{nG(z) \cdot nH(z)}{dF(z)}. \quad (17)$$

Por fim, $M(z)$ é definida da seguinte forma:

$$M(z) = \tilde{G}(z) - G^*(z)z^{-d}, \quad (18)$$

onde

$$\tilde{G}(z) = \frac{dH(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} = \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}, \quad (19)$$

$$G^*(z) = \frac{(dH(z) \cdot nV(z))/k_c}{nH(z) \cdot dG(z)} = \frac{nG^*(z)}{nH(z) \cdot dG(z)} \quad (20)$$

$$= \tilde{C}\tilde{A}^d(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B},$$

os pares (\tilde{A}, \tilde{B}) e (\tilde{A}, \tilde{C}) são, respectivamente, controláveis e observáveis.

Assim, fazendo uso da formulação de (García and Albertos, 2013b; Liu et al., 2017; Torrico et al., 2021) pode-se reescrever $M(z)$ da seguinte maneira

$$M(z) = \tilde{C}(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B} - \tilde{C}\tilde{A}^d(zI - \tilde{A})^{-1}\tilde{B}z^{-d}$$

$$= \sum_{i=1}^d \tilde{C}\tilde{A}^{i-1}\tilde{B}z^{-i} \quad (21)$$

em que $M(z)$ é um filtro FIR (do inglês *finite impulse response*), pela definição de atraso distribuído em (Zhong, 2006).

4.1 Sintonia do ganho de feedback k_c

O ganho k_c de realimentação é projetado com o intuito de garantir rejeição de perturbações. Para isso, nesse procedimento adiciona-se um polo integrador na expressão do controlador equivalente. Assim, tem-se que k_c é obtido por

$$k_c = \frac{-1}{T(1)M(1)} \quad (22)$$

4.2 Implementação estável de $S(z)$

A implementação estável de $S(z)$ pode ser realizada a partir da seguinte equação

$$\tilde{S}(z) = k_c T(z)M(z) \quad (23)$$

onde a garantia de estabilidade interna é feita através das funções de transferência $T(z)$ e $M(z)$, que são estáveis.

4.3 Sintonia do filtro de robustez $V(z)$

Obtém-se $V(z)$ por meio da função de transferência $G^*(z)$. Assim, temos que

$$V(z) = k_c \frac{nG^*(z)}{dF(z)} \quad (24)$$

4.4 Sintonia do ganho de referência k_r

O ganho de referência k_r é projetado de forma a garantir erro zero em regime permanente, sendo calculado por

$$k_r = V(1) \quad (25)$$

4.5 Sintonia do ganho de feedforward k_q

Os ganhos da estrutura de *feedforward* devem ser calculados de forma a melhorar a resposta transitória de rejeição de perturbação e obter um controlador *feedforward* internamente estável. A partir desta condição, o ganho de *feedforward* é calculado pela seguinte equação

$$k_q = V(p_q) \cdot p_q^{-d_q} \quad (26)$$

onde p_q é o polo do modelo de perturbação $P_q(z)$.

4.6 Sintonia do ganho direto k_f

Como já explicitado nas seções anteriores, a estrutura proposta dispõe de um ganho direto k_f que acelera a rejeição de perturbação do sistema. Este ganho é obtido através da seguinte equação

$$k_f = G_q(1)[V(1) - k_q] \quad (27)$$

4.7 Implementação estável de $S_q(z)$

Considere um outro filtro $H_q(z)$ definido por

$$H_q(z) = \frac{nH_q(z)}{dH(z)} = \frac{(z - \alpha_q)z}{(z - \beta_1)(z - \beta_2)}, \quad (28)$$

onde α_q é um parâmetro que será obtido posteriormente.

Agora, definem-se as seguintes funções de transferência:

$$T_q(z) = \frac{nG_q(z) \cdot nH_q(z)}{dH_q(z)} \quad (29)$$

e

$$\tilde{M}_q(z) = \tilde{G}_q(z) - G_q^*(z)z^{-d_q}, \quad (30)$$

onde

$$\tilde{G}_q(z) = \frac{dH(z)}{nH_q(z) \cdot dG_q(z)} = \tilde{C}_q(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_q, \quad (31)$$

$$G_q^*(z) = \frac{(dH(z) \cdot nV(z))/k_q}{nH_q(z) \cdot dG_q(z)} = \tilde{C}_q\tilde{A}_q^{d_q}(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_q, \quad (32)$$

os pares $(\tilde{A}_q, \tilde{B}_q)$ e $(\tilde{A}_q, \tilde{C}_q)$ são, respectivamente, controláveis e observáveis.

Desse modo, utilizando um procedimento semelhante ao da obtenção de $M(z)$ em forma de filtro FIR, $M_q(z)$ resulta

$$\begin{aligned} M_q(z) &= \tilde{C}_q(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_q - \tilde{C}_q\tilde{A}_q^{d_q}(zI - \tilde{A}_q)^{-1}\tilde{B}_qz^{-d_q} \\ &= \sum_{i=1}^{d_q} \tilde{C}_q\tilde{A}_q^{i-1}\tilde{B}_qz^{-i}. \end{aligned} \quad (33)$$

Considerando que α_q deve ser tal que não ocorra erro de regime permanente, e que não há expressão analítica para obter seu valor, este parâmetro pode ser obtido pelo seguinte problema de otimização:

$$\min_{\alpha_q} J(\alpha_q) = |A_r - y_\infty(\alpha_q)|, \quad (34)$$

onde A_r é o valor da referência escolhido e y_∞ é a média de N amostras de $y(t)$ no regime permanente.

Desse modo, após a solução do problema de otimização, a realização estável de $S_q(z)$ pode ser obtida por

$$\tilde{S}_q(z) = k_f + k_qT_q(z)M_q(z) \quad (35)$$

5. ANÁLISE DE ROBUSTEZ

A análise de robustez do controlador proposto será feita por meio do limite da norma da incerteza multiplicativa, em que se utiliza uma incerteza multiplicativa para um determinado ponto de operação. Esta análise além de simples, deixa claro o comportamento do processo para diversas faixas de frequência e evidencia de forma gráfica a relação agressividade-robustez do processo. Pode-se então calcular essa métrica de robustez por (Morari and Zafriou, 1989):

$$\overline{\delta P(\omega)} \geq |\delta P_i(e^{j\Omega})| = \left| \frac{P_i(e^{j\Omega}) - P(e^{j\Omega})}{P(e^{j\Omega})} \right|, \forall i, \quad (36)$$

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

Com isso, pode-se então aplicar o teorema geral de estabilidade robusta ao controlador proposto, quando

$$I_r(\omega) = \frac{|1 + k_c G(e^{j\Omega})|}{|V(e^{j\Omega})G(e^{j\Omega})|} > \overline{\delta P(\omega)}, \quad (37)$$

o sistema é estável em malha fechada e $I_r(\omega)$ é um índice de robustez. É importante ressaltar a influência direta do filtro $V(z)$ na robustez alcançável.

6. EXEMPLO DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, serão apresentadas simulações para um processo instável de primeira ordem onde se conhece o modelo de perturbação. A metodologia proposta é comparada com uma outra estrutura de controle da literatura recente. Com o intuito de quantificar e medir o desempenho das estruturas, levou-se em consideração os índices de desempenho da rejeição de distúrbios, como erro absoluto integrado (IAE), variação total (TV) do sinal de controle e variância de controle (CV), dados, respectivamente, pelas seguintes expressões:

$$IAE = \int_L^\infty |r(t) - y(t)| dt, \quad (38)$$

$$TV = \sum_{i=1}^\infty |u_{i+1} - u_i|, \quad (39)$$

$$CV = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N |u_i - \mu|^2, \quad (40)$$

onde μ e N são a média do sinal de controle e o número de amostras, respectivamente.

6.1 Reator Químico - Processo Instável

Para avaliar o desempenho da estratégia proposta, foi utilizado o modelo de um reator químico com uma mistura não ideal, apresentado em (Rodríguez et al., 2016). Seu modelo não-linear é descrito por

$$\frac{dC(t)}{dt} = \frac{F(t)}{V} [C_i(t) - C(t)] - \frac{k_1 C(t)}{[k_2 C(t) + 1]^2} \quad (41)$$

onde $C_i(t)$ e $C(t)$ são as concentrações de entrada e saída, respectivamente, $F(t)$ é o fluxo de entrada e V é o volume

Tabela 1. Parâmetros dos controladores.

	Ref. (Rodríguez et al., 2016)	SFSP FF
Filtro de referência	$\frac{0,05719}{(z-0,9428)}$	11,2145
Controlador de realimentação	$\frac{1,208z^2-2,528z+1,322}{(z-1)(z-0,946)}$	3,2945
Filtro de robustez	$\frac{1,649z^2-3,263z+1,614}{(z-0,9512)^2}$	$\frac{1,5641z(z-0,9914)}{(z-0,98)(z-0,94)}$
k_f	-	-302,7835
k_q	-	12,6776
Filtro <i>feedforward</i>	$\frac{3,682z^2-7,242z+3,56}{(z-0,9048)^2}$	-

do reator. Os valores dos parâmetros constantes do modelo são $k_1 = 10 \text{ l/s}$, $k_2 = 10 \text{ l/mol}$ e $V = 1 \text{ l}$.

Para fins de controle, $C(t)$ é a variável a ser controlada, $C_i(t)$ é a variável manipulada e $F(t)$ é a variável de perturbação. A linearização deste modelo em volta de seu ponto de operação possui as seguintes funções de transferência (Rodríguez et al., 2016):

$$P(s) = \frac{3,433}{103,1s-1}e^{-20s}, \quad (42)$$

$$P_q(s) = \frac{-206,9346}{103,1s-1}e^{-10s}. \quad (43)$$

Discretizando os modelos pelo método do segurador de ordem zero (ZOH, do inglês *zero-order hold*) e com período de amostragem $T_s = 1s$, obtém-se as seguintes expressões:

$$P(z) = \frac{0,03364}{z-1,01}z^{-20}, \quad (44)$$

$$P_q(z) = \frac{-2,017}{z-1,01}z^{-10}. \quad (45)$$

O filtro $H(z)$ do controlador proposto foi sintonizado com polos $\beta_1 = 0,98$, $\beta_2 = 0,94$ e com o zero $\alpha = 1,001$, obedecendo à condição de robustez (37). Os parâmetros dos dois controladores comparados são apresentados na Tabela 1.

A Fig. 3 apresenta os índices de robustez dos controladores comparados considerando uma incerteza de +10% no atraso de transporte.

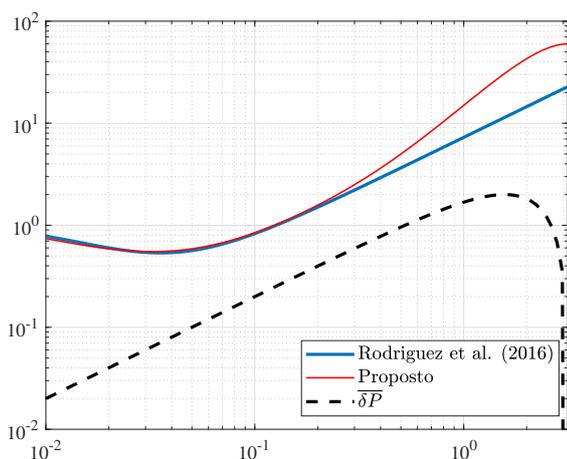


Figura 3. Curva de robustez

Nas simulações, um ruído branco com potência de $1 \cdot 10^{-3}$ é adicionado à saída nos primeiros 50s e uma perturbação de $F(t) = 0,015 \text{ l/s}$ é aplicada ao fluxo de entrada em $t = 100s$. As respostas no tempo dos controladores para o

Tabela 2. Índices de desempenho.

	Caso nominal			Caso com incertezas		
	IAE	TV	CV	IAE	TV	CV
SFSP FF	0,6834	3,6381	0,0034	5,6371	5,126	0,0036
FSP FF	3,1074	3,9116	0,0151	7,0867	5,5039	0,0164

caso nominal e para o caso com incertezas do modelo são apresentadas nas Figs. 4 e 5, respectivamente.

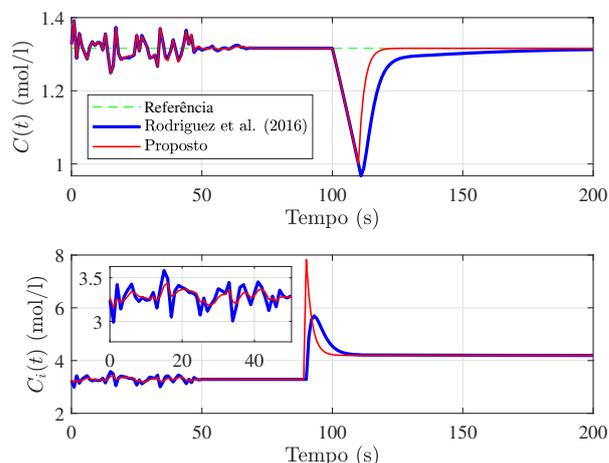


Figura 4. Processo instável - Nominal

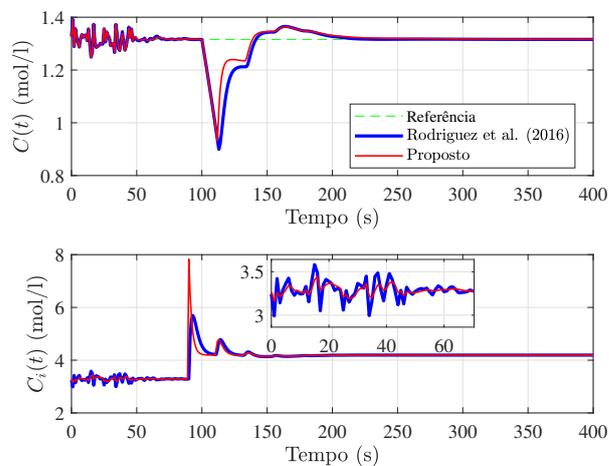


Figura 5. Processo instável - Incerteza

A partir dos resultados apresentados fica evidente que o controlador proposto possui uma rejeição à perturbação mais rápida, como pode ser comprovado por meio dos índices de desempenho apresentados na Tabela 2, onde os melhores índices estão em negrito. Mesmo com uma sintonia mais robusta, o controlador proposto apresenta melhores índices de TV, CV e IAE que o controlador de (Rodríguez et al., 2016) em todos os cenários.

7. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um novo projeto para o preditor de Smith filtrado simplificado com ação *feedforward* para processos de primeira ordem. Apesar de possuir uma

estrutura de controle relativamente simples, que se baseia em ganhos e um filtro, o controlador proposto apresentou melhores resultados ao rejeitar perturbações mensuráveis quando comparado com outro controlador da literatura recente.

Nos resultados de simulação, o controlador proposto apresentou melhores índices de IAE, TV e CV tanto para o caso nominal, quanto para o caso com incertezas, ou seja, em todos os cenários. Apesar da sintonia de robustez semelhante em baixas frequências, e melhor para frequências elevadas, o índice IAE do controlador proposto apresenta resultado 354,69% melhor no caso nominal.

Sendo assim, com os resultados eficazes e promissores apresentados, o controlador proposto apresenta grande potencial para aplicações industriais. Em trabalhos futuros, será avaliado a extensão da proposta para processos de ordem elevada e com parâmetros variantes.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro a esta pesquisa.

REFERÊNCIAS

- Albertos, P., Sanz, R., and Garcia, P. (2015). Disturbance rejection: A central issue in process control. In *2015 4th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 1–8.
- Alves Lima, T., Torrico, B.C., De Almeida Filho, M.P., Forte, M.D.N., Pereira, R.D.O., and Nogueira, F.G. (2019). First-order dead-time compensation with feedforward action. In *2019 18th European Control Conference (ECC)*, 3638–3643.
- Castillo, A., García, P., Fridman, E., and Albertos, P. (2019). Extended state observer-based control for systems with locally Lipschitz uncertainties: LMI-based stability conditions. *Systems & Control Letters*, 134, 104526.
- Castillo, A. and García, P. (2021). Predicting the future state of disturbed LTI systems: A solution based on high-order observers. *Automatica*, 124, 109365.
- Davison, E.J. (1973). The feedforward control of linear multivariable time-invariant systems. *Automatica*, 9(5), 561–573.
- García, P. and Albertos, P. (2013a). 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.
- García, P. and Albertos, P. (2013b). 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.
- García-Mañas, F., Guzmán, J.L., Rodríguez, F., Berenguel, M., and Hägglund, T. (2021). Experimental evaluation of feedforward tuning rules. *Control Engineering Practice*, 114(January), 104877.
- Geng, X., Hao, S., Liu, T., and Zhong, C. (2019). Generalized predictor based active disturbance rejection control for non-minimum phase systems. *ISA Transactions*, 87, 34 – 45.
- Guzmán, J.L. and Hägglund, T. (2011). Simple tuning rules for feedforward compensators. *Journal of Process Control*, 21(1), 92–102.
- 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.E. and Camacho, E.F. (2009). Unified approach for robust dead-time compensator design. *Journal of Process Control*, 19(1), 38 – 47.
- Rodríguez, C., Aranda-Escolástico, E., Guzmán, J.L., Berenguel, M., and Hägglund, T. (2020). Revisiting the simplified internal model control tuning rules for low-order controllers: Feedforward controller. *IET Control Theory and Applications*, 14(12), 1612–1618.
- Rodríguez, C., Normey-Rico, J.E., Guzmán, J.L., Berenguel, M., and Dormido, S. (2016). Low-order feedback-feedforward controller for dead-time processes with measurable disturbances. *IFAC-PapersOnLine*, 49(7), 591–596.
- Rodríguez, C., Normey-Rico, J., Guzmán, J., and Berenguel, M. (2016). On the filtered Smith predictor with feedforward compensation. *Journal of Process Control*, 41, 35 – 46.
- Sanz, R., García, P., Díez, J.L., and Bondia, J. (2021). Artificial pancreas system with unannounced meals based on a disturbance observer and feedforward compensation. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 29(1), 454–460.
- Silva, W.A., Torrico, B.C., Correia, W.B., and dos Reis, L.L. (2018). Adaptive feedforward control applied in switched reluctance machines drive speed control in fault situations. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 140(5).
- Smith, O.J.M. (1957). Closer control of loops with dead time. *Chemical Engineering Progress*, 53(5), 217–219.
- Torrico, B.C., Cavalcante, M.U., Braga, A.P., Normey-Rico, J.E., and Albuquerque, A.A. (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.
- Torrico, B.C., de Almeida Filho, M.P., Alves Lima, T., do N. Forte, M.D., Sá, R.C., and Nogueira, F.G. (2018). Tuning of a dead-time compensator focusing on industrial processes. *ISA Transactions*, 83, 189 – 198.
- Torrico, 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.
- Zhang, B., Tan, W., and Li, J. (2020). Tuning of Smith predictor based generalized ADRC for time-delayed processes via IMC. *ISA Transactions*, 99, 159 – 166.
- Zhong, Q.C. (2006). *Robust control of time-delay systems*. 2009. Springer.