

PREDITOR DE SMITH FILTRADO COM ADAPTAÇÃO DE TEMPO MORTO PARA SISTEMAS COM ATRASO INCERTO

BRUNO QUEIROZ GAMA*, TITO L. M. SANTOS*

* Departamento de Engenharia Elétrica,
Universidade Federal da Bahia, R. Aristides Novis, N.02, Salvador,
Bahia, Brazil

Emails: bqgama@gmail.com, tlsantos@ufba.br

Abstract— This paper proposes a new strategy for nominal dead-time correction in order to improve robust performance of the filtered Smith predictor. The proposed delay correction technique can be used during closed-loop operation, keeping process output at a given stationary point. The proposed estimation algorithm is insensitive to static gain error. Thus, dead-time uncertainty is significantly reduced, improving both, servo and regulatory performance. A simulation example is used to illustrate the usefulness of the proposed approach.

Keywords— time-delay systems, robustness, Smith predictor, delay estimation, adaptive control.

Abstract— Neste artigo propõe-se uma estratégia para correção do atraso do modelo de predição com vistas a melhorar o desempenho robusto do preditor de Smith filtrado. A técnica de estimação e adaptação de atraso pode ser utilizada em malha fechada, sem a necessidade de mover as variáveis do sistema de um determinado ponto de operação. O algoritmo proposto é insensível às variações no ganho da planta. Desta maneira, pode-se reduzir o erro de estimação no atraso de forma significativa, melhorando o desempenho servo, bem como o regulatório. Um exemplo de simulação é utilizado para ilustrar as vantagens da técnica proposta.

Keywords— sistemas com atraso, robustez, preditor de Smith, estimação de atraso, controle adaptativo.

1 INTRODUÇÃO

Modelos com atraso da entrada para a saída, também conhecidos como modelos com tempo morto, são utilizados para representar diversos processos reais (Normey-Rico and Camacho, 2007). Em sistemas dinâmicos com esta natureza, observa-se um intervalo temporal entre a alteração de uma variável manipulada e o início de sua efetiva ação na variável de saída. Processos com atraso de transporte considerável impõem uma redução da margem de fase, trazendo dificuldades para controle em malha fechada (Normey-Rico and Camacho, 2007). O Preditor de Smith (Smith, 1957) é uma das técnicas mais populares dentre aquelas que lidam com o problema do atraso de maneira explícita. No entanto, em sua versão original, sabe-se que (Normey-Rico and Camacho, 2007): i) a rejeição às perturbações em malha fechada é mais lenta que a resposta em malha aberta e ii) caso o modelo seja integrador ou tenha polos instáveis, o sistema em malha fechada não será estável internamente.

Diversas soluções foram propostas para superar as limitações do preditor de Smith sendo possível destacar o preditor de Smith filtrado por se tratar de uma solução unificada (Normey-Rico and Camacho, 2009). Nesta abordagem, utiliza-se apenas um filtro adicional, denominado de filtro de robustez, o qual pode ser utilizado para assegurar estabilidade interna. Este filtro é responsável por estabelecer uma solução de compromisso entre robustez e desempenho de rejeição de perturbação. A despeito da importância do filtro de robustez, o tamanho da incerteza do atraso é

um elemento crucial no que diz respeito ao comportamento robusto do sistema de controle. Conforme apontado no Capítulo 2 de (Normey-Rico and Camacho, 2007), se o atraso for maior do que a constante de tempo dominante (sistema estável do tipo atraso dominante), então o erro de modelagem nas médias e nas altas frequências será fundamentalmente definido pela incerteza no atraso. Torrico (2007) foi ainda mais enfático na Seção 2.5.1 de sua Tese ao afirmar que erro de estimação do atraso é o mais importante dentre as incertezas do modelo para processos com tempo-morto.

A ideia de corrigir o modelo do processo com atraso durante a operação do sistema não é nova. Em Diop et al. (2001), a estimação de atraso foi utilizada para melhorar as margens de estabilidade de um controlador sem compensador de tempo morto. O problema de correção do atraso para plantas instáveis com o preditor de Smith modificado é tratado em Herrera et al. (2010). Este problema também foi abordado em (Lai and Hsu, 2010) no contexto do atraso variável de redes de comunicação. Naquele trabalho, o tempo morto era obtido diretamente do *round trip time* da rede devido às características inerentes a este meio de transmissão de dados. Em Herrera and Ibeas (2012), utilizou-se uma ideia similar à Herrera et al. (2010), mas a estimação do tempo morto se dava a partir da aplicação de um degrau na referência, ao invés de uma senoide (Herrera et al., 2010). Um mecanismo mais completo para obtenção de novos modelos e re-sintonia do controlador primário foi recentemente proposto em Normey-Rico et al. (2014). Neste último caso, a estimação dos novos parâmetros depende de uma

mudança de referência ou do surgimento de uma perturbação. Desta maneira, como em Herrera et al. (2010) e Herrera and Ibeas (2012), a correção do atraso está atrelada à necessidade de deslocar a variável de processo do seu ponto de operação.

Estratégias de estimação e correção (adaptação) do atraso também são encontradas em compensadores baseados em representações do tipo espaço de estados. A correção do atraso na presença de ruído e incerteza no ganho estático foi tratada em Gaudette and Miller (2014). Neste caso, não foram considerados outros tipos de perturbações e/ou erros de modelagem. O preditor modificado de Artstein foi utilizado em Lechappe et al. (2016), assumindo estados mensuráveis. Esta hipótese pode ser superada com a utilização de um estimador de estados, mas foi demonstrado em Santos (2016) que o preditor de Artstein modificado aplicado em Lechappe et al. (2016) não permite lidar com o compromisso entre robustez e rejeição de perturbações. Esta limitação é particularmente indesejada para o caso de sistemas com atrasos longos (Santos, 2016).

Este trabalho propõe a utilização de um algoritmo de identificação do atraso de transporte baseado na autocorrelação do incremento de controle. Um ruído pseudo-aleatório de baixa densidade espectral de potência é utilizado para codificar o sinal de controle. Desta forma, o algoritmo de estimação de atraso é efetivo em diferentes modos de operação, isto é, pode ser utilizado: i) durante mudanças de referência, ii) durante a rejeição de perturbações do tipo degrau e iii) com o sistema num determinado ponto de equilíbrio. Além do exposto, assim como a técnica utilizada recentemente em Gaudette and Miller (2014), o algoritmo de estimação proposto é insensível a erros de estimação do ganho estático.

Este artigo está dividido da seguinte forma: na Seção 2 indica-se a motivação da técnica proposta, na Seção 3 apresenta-se o algoritmo de estimação de atraso utilizado, na Seção 4 são apresentados alguns resultados de simulação e na Seção 5 são feitos os comentários finais.

2 MOTIVAÇÃO

O modelo simplificado em tempo discreto do sistema de controle com o preditor de Smith filtrado é apresentado na Fig. 1, sendo $P(z)$ a representação do sistema com o sustentador de ordem zero, $C(z)$ o controlador primário, $G_n(z)$ o modelo do sistema sem atraso, d_n o modelo do atraso em tempo discreto, $F(z)$ o filtro de referência e $F_r(z)$ o filtro de robustez. Os sinais $y(k)$, $u(k)$, $q_u(k)$, $q_y(k)$ e $n(k)$ representam respectivamente as versões de tempo discreto (amostradas) da variável de processo, variável manipulada, perturbação de entrada, perturbação de saída e ruído de medição.

O controlador primário e o filtro de referên-

cia são sintonizados para controlar o modelo sem atraso, $G_n(z)$, ao passo que o filtro de robustez é utilizado para garantir a estabilidade interna e lidar com o compromisso entre desempenho de rejeição de perturbação e robustez. Neste trabalho, assume-se por simplicidade que todos os polos de $G_n(z)$ estão no interior do círculo unitário. Dessa forma, qualquer $F_r(z)$ estável pode ser utilizado.

Para o caso nominal (*i.e.*, $P_n(z) = P(z)$), obtêm-se as seguintes funções de transferência de malha fechada:

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{F(z)C(z)P(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \quad (1)$$

$$\frac{Y(z)}{Q_u(z)} = P(z) \left[1 - \frac{F_r(z)C(z)P(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \right] \quad (2)$$

$$\frac{Y(z)}{Q_y(z)} = \left[1 - \frac{F_r(z)C(z)P(z)}{1 + C(z)G_n(z)} \right] \quad (3)$$

Neste caso, considerando as Eq. (1), (2) e (3), observa-se que, para o caso nominal, $F(z)$ interfere apenas na relação da referência para saída, Eq. (1), ao passo que $F_r(z)$ interfere nas funções de transferência associadas à rejeição de perturbação.

Em diversos processos reais, o tamanho do atraso de transporte varia em função do ponto de operação. A título de exemplo, pode-se citar a variação do atraso de transporte do fluido numa tubulação, que depende do valor da vazão. Neste caso, ao variar o ponto de operação, observa-se uma variação no valor do tempo-morto. Neste tipo de problema é comum assumir um valor nominal fixo independente do ponto, por questões de simplicidade.

Em Roca et al. (2011), com vistas a realizar o controle de temperatura de um coletor solar, observou-se um atraso de 43s ao variar a vazão de 2,5 para 3,4l/s e um atraso de 28s ao variar a vazão de 1,6 para 3,5l/s. Neste problema, utilizou-se um atraso nominal fixo definido como 40s. Por outro lado, a incerteza no atraso impõe limites mais restritos ao desempenho do controlador uma vez que as margens de robustez devem suportar este tipo de variação. Na próxima seção será apresentado um mecanismo de adaptação do atraso nominal para o preditor de Smith filtrado.

3 PREDITOR DE SMITH FILTRADO COM CORREÇÃO DE ATRASO

Nesta seção será apresentado o algoritmo de estimação e correção do atraso utilizado para fins de predição. O mecanismo de adaptação consiste em 4 etapas: i) aplicação de um ruído com baixa densidade espectral de potência à entrada do processo; ii) identificação do efeito de perturbações constantes; ii) estimação do atraso por meio de técnica baseada em funções de correlação e iv) atualização do tempo morto do preditor (FSP).

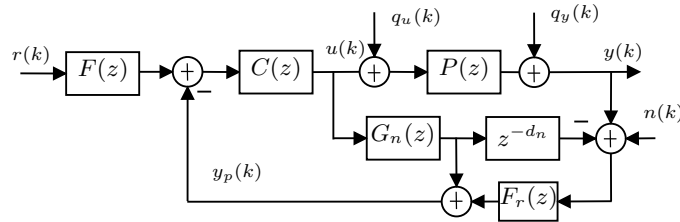


Figura 1: Representação do Preditor de Smith Filtrado em tempo discreto

Inicialmente deve-se observar que a saída do preditor com atraso fixo é dada por:

$$Y_p(z) = G_n(z)U(z) + F_r(z)[Y(z) - P_n(z)U(z)] \quad (4)$$

com $P_n(z) = G_n(z)z^{-d_n}$, sendo a parcela $Y_0(z) = G_n(z)U(z) + F_r(z)Y(z)$ independente do atraso nominal. Assim, o caso com adaptação de atraso pode ser representado por

$$y_p(k, \hat{d}(k)) = -\mathcal{Z}^{-1}\{F_r(z)G_n(z)\mathcal{Z}\{u(k - \hat{d}(k))\}\} + \mathcal{Z}^{-1}\{Y_0(z)\} \quad (5)$$

com $\hat{d}(k)$ representando o atraso estimado. Deve-se notar que neste caso, uma sequência de controles passados deve ser armazenado. Desta forma, assume-se que $0 \leq \hat{d}(k) \leq \bar{d}$, sendo $\bar{d}$ um limitante superior do atraso.

3.1 Estimação do atraso

Com vistas a estimar o atraso, serão utilizadas as funções de autocorrelação e correlação cruzada. Para tanto, observa-se que a saída do processo é dada por:

$$Y(z) = P(z)[U(z) + Q_u(z)] + Q_y(z).$$

Assim, será utilizado um modelo do tipo ARX, como segue:

$$A_n(z^{-1})Y(z) = B_n(z^{-1})z^{-d_n-1}U(z) + E(z)$$

com $G_n(z^{-1}) = B_n(z^{-1})z^{-1}/A_n(z^{-1})$.

Desta forma, assumindo que $e(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{E(z)\}$ é descorrelacionado com $u(k)$, pode-se definir um sinal auxiliar

$$\Phi(z) = A_n(z^{-1})Y(z).$$

Deve-se notar que para o caso nominal (sem incertezas ou perturbações), $\Psi(z) = z^{-d_n-1}B_n(z^{-1})U(z)$. Deste modo, pode-se obter o atraso correlacionando $\phi(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{\Phi(z)\}$ com $\theta(k) = \psi(k + d_n) = \mathcal{Z}^{-1}\{z^{d_n}\Psi(z)\} = \mathcal{Z}^{-1}\{z^{-1}B_n(z^{-1})U(z)\}$.

Esta solução, apesar de útil do ponto de vista teórico, possui duas limitações relevantes: i) Na presença de perturbações externas, $e(k)$ afeta $y(k)$ e $u(k)$, por consequência, fazendo com que os sinais não sejam descorrelacionados e ii) em regime

permanente, $u(k) = u(k + 1) = u(k + 2) = \dots = u(\infty)$ de tal maneira que correlação cruzada $\phi(k)$ e $\theta(k)$ não permite inferir sobre o atraso.

Considerando estas limitações, duas modificações serão propostas. Na primeira delas, será utilizado $\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1)$ e $\Delta \phi(k) = \phi(k) - \phi(k - 1)$ com vistas a identificar a presença dos picos causados por perturbações constantes, descartando-os quando identificados. Além disso, será adicionado ruído de baixa densidade espectral de potência ao sinal de controle. Assim, será utilizado o controle como abaixo:

$$u(k) = v(k) + \epsilon(k) \\ v(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{C(z)[F(z)R(z) - Y_p(z)]\} \quad (6)$$

sendo $v(k)$ o sinal de controle sem o ruído de marcação e $\epsilon(k)$ um ruído pseudo aleatório conhecido. Em aplicações práticas, esta densidade espectral de potência   desprez vel, podendo ser de uma intensidade equivalente   observada na medida do sistema. Este tipo de ruído tem o papel de marcar o sinal de controle em regime permanente. Esta codificação faz uso de uma ideia semelhante   utilizada na modulação do tipo *spread spectrum*. Assim, torna-se possível estimar o atraso, mesmo que a planta esteja em um ponto de equilíbrio. Esta é uma diferença relevante da técnica proposta, se comparada aos trabalhos anteriores.

3.1.1 DESCARTE DE FALSO PICO

Com o intuito de estimar o atraso, são considerados vetores como seguem:

$$\vec{\Delta \phi}(k) = [\Delta \phi(k) \ \Delta \phi(k - 1) \ \dots \ \Delta \phi(k - M)]$$

e

$$\vec{\Delta \theta}(k, i) = [\Delta \theta(k - i) \ \Delta \theta(k - i - 1) \ \dots \ \Delta \theta(k - i - M)]$$

sendo $\Delta \phi(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{A_n(z^{-1})(1 - z^{-1})Y(z)\}$ e $\Delta \theta(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{B_n(z^{-1})(1 - z^{-1})z^{-1}U(z)\}$. Conforme discutido anteriormente, no caso sem perturbações externas ou erros de modelagem $\Delta \phi(k) = \Delta \theta(k, d_n)$. Por outro lado, na presença de perturbações constantes, surgem variações bruscas em $\Delta \phi(k)$ as quais não apresentam correspondência com $\Delta \theta(k, i)$. Estas variações podem ser descartadas através da comparação dos vetores. Neste caso, é importante descartar o

pico, bem como n_a valores anteriores e posteriores, sendo n_a a ordem do polin mio $A(z^{-1})$. Desta forma, evita-se que o falso pico se propague ao longo de $\vec{\Delta\phi}(k)$.

3.2 FIGURA DE MÉRITO

Costuma-se chamar de figura de mérito o critério para definição do atraso estimado (Herrera and Ibeas, 2012). Neste trabalho, a autocorrelação normalizada de $\vec{\Delta\phi}(k)$ definir  um objetivo. A busca será realizada a partir da correlação cruzada normalizada entre $\vec{\Delta\phi}(k)$ e $\vec{\Delta\theta}(k, i)$, sendo i a variável de decisão.

Neste caso, são definidos a autocorrelação e a correlação cruzada sem normalização respectivamente por

$$\mathcal{C}(\vec{\Delta\phi}(k), \vec{\Delta\phi}(k))[n] = \sum_{j=0}^{M-n} \vec{\Delta\phi}(j+n) \vec{\Delta\phi}(j)$$

e

$$\mathcal{C}(\vec{\Delta\theta}(k, i), \vec{\Delta\phi}(k))[n] = \sum_{j=0}^{M-n} \vec{\Delta\theta}(j+n, i) \vec{\Delta\phi}(j).$$

As versões normalizadas, $\vec{\mathcal{C}}(\cdot, \cdot)[n]$, são obtidas de tal forma que seus valores máximos sejam iguais a 1. Desta maneira, a figura de mérito é dada por

$$J(i) = \sum_{n=1}^M |||\mathcal{C}(\vec{\Delta\phi}(k), \vec{\Delta\phi}(k))[n]| - |\mathcal{C}(\vec{\Delta\theta}(k, i), \vec{\Delta\phi}(k))[n]|||_2$$

sendo utilizada a normal euclidiana da diferença absoluta dos vetores. Pode-se escolher $M \in [2 * (d_n + n_a), 5 * (d_n + n_a)]$ de tal maneira que a janela não seja muito curta ou desnecessariamente longa.

3.3 ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO

A seguir, para fins ilustrativos, apresenta-se o pseudo código do algoritmo proposto.

```
Inicia Algoritmo
 $\vec{x} \leftarrow$  Entrada estimada (  $\vec{\Delta\phi}(k)$  )
 $\vec{y}(i) \leftarrow$  Entrada aplicada (  $\vec{\Delta\theta}(k, i)$  )
 $M \leftarrow$  Janela de autocorrelação
Se  $\max_j(|\vec{x}|) > \max(|\vec{y}|, 1)$ 
Então:
 $x(j-1) \leftarrow 0$ 
 $x(j) \leftarrow 0$ 
 $x(j+1) \leftarrow 0$ 
Fim - Se
 $\vec{w} \leftarrow \text{xcorr}(\vec{x}(1 : 1 + M), \vec{x}(1 : 1 + M))$ 
 $\vec{w}_n \leftarrow \text{norm}(\vec{w})$ 
 $i \leftarrow 1$ 
Iniciar Loop Enquanto  $i \leq \bar{d}$ 
 $\vec{z} \leftarrow \text{xcorr}(\vec{x}(1 : 1 + M), \vec{y}(i : i + M))$ 
 $\vec{z}_n \leftarrow \text{norm}(\vec{z})$ 
 $v(i) \leftarrow |||\vec{w}_n| - |\vec{z}_n|||_2$ 
 $i \leftarrow i + 1$ 
Fim Loop
 $m \leftarrow \text{argmin}_j(\vec{v})$ 
 $\hat{d}(k) \leftarrow m$ 
Fim Algoritmo
```

Um exemplo de simulação será utilizado para ilustrar a melhoria de desempenho obtida a partir do método proposto.

4 EXEMPLO ILUSTRATIVO

Os estudos de simulação realizados para o algoritmo acima envolveram dois aspectos de teste: i) plantas sem dinâmica não modelada e ii) plantas com dinâmica não modelada. Para ambos os casos considerou-se um erro de modelagem de 50% para o ganho unitário do sistema e para constante de tempo do processo.

O modelo $P_n(s)$ e os casos com $P_r(s)$ distintos são indicados a seguir:

$$P_n(s) = \frac{1}{10s + 1} e^{-3s} \quad (7)$$

$$P_{r1}(s) = \frac{1.5}{15s + 1} e^{-6s} \quad (8)$$

$$P_{r2}(s) = \frac{1.5}{(15s + 1)(0.5s + 1)} e^{-6.2s} \quad (9)$$

Utilizou-se um período de amostragem $T_s = 0.5s$ com

$$C(z) = 2.5 \frac{z - 0.95}{z - 1}$$

e

$$F_r(z) = \frac{1.272z - 1.172}{z - 0.9}. \quad (10)$$

O filtro de robustez foi definido de maneira que o polo de malha aberta, $p = -0.1$, não atrapalhe a rejei o de perturbação (Normey-Rico and Camacho, 2009) e $F(z) = 1$. Um filtro de estimação $F_e(z) = 0.1z/(z - 0.9)$ é utilizado para atenuar as variações de alta frequência do atraso estimado. Neste caso, utilizou-se $M = 4d_n$. O ruído de baixa densidade espectral de potência é apresentado na Fig. 2.

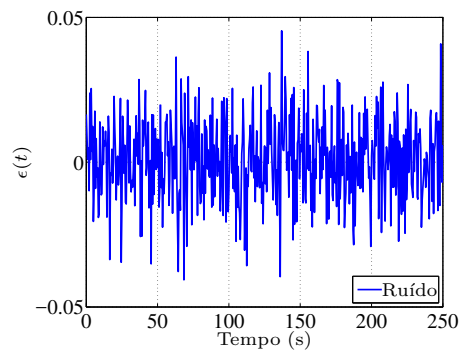


Figura 2: Ruído para marcação do sinal de controle.

As respostas do preditor de Smith filtrado com e sem correção de atraso são apresentadas na Fig. 3 para $P_{r1}(s)$. Observa-se que o atraso estimado melhora substancialmente os desempenhos servo e regulatório. Da Fig. 4. pode-se verificar que o algoritmo de estimação de atraso foi eficaz,

mesmo na presença de perturbações constantes e durante o período que o sistema permaneceu em regime. Além do exposto, o erro de 50% no ganho e na constante de tempo não causou qualquer tipo de problema para o algoritmo.

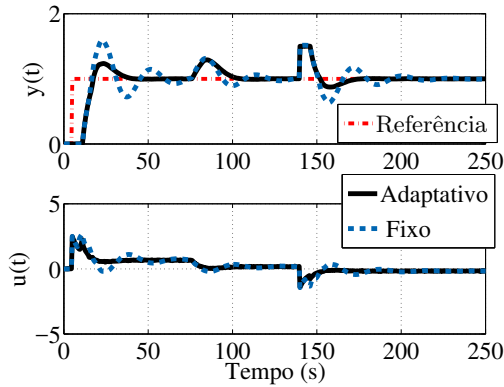


Figura 3: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso sem dinâmicas não modeladas.

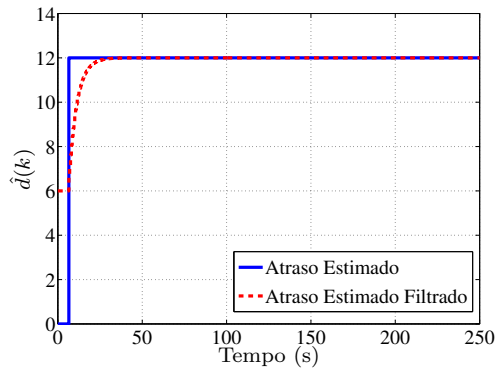


Figura 4: Resposta do algoritmo de estimação do atraso de transporte quando não existe dinâmica não modelada no processo.

Na Fig. 5 ilustra-se o mecanismo de decisão associada à figura de mérito para o instante de tempo $t = 141s$, ou seja, logo após surgir uma perturbação na saída. Neste caso, mesmo com a perturbação na saída, é possível identificar corretamente o atraso $\hat{d}_n(k) = m = 12$ comparando $\mathcal{C}(\vec{\Delta\phi}(k), \vec{\Delta\phi}(k))[n]$ com $\mathcal{C}(\vec{\Delta\theta}(k, i), \vec{\Delta\phi}(k))[n]$ para valores distintos de m .

No caso em que o atraso não é múltiplo do período de amostragem e são simuladas dinâmicas não modeladas, observa-se um transitório esperado uma vez que surgirão elementos em $\vec{\Delta\phi}(k)$ que não são contemplados em $\vec{\Delta\theta}(k)$ conforme apresentado na Fig 7. Desta forma, o filtro passa-baixas $F_e(z)$ cumpre um papel importante na atenuação das variações de alta frequência do atraso estimado. No entanto, há de se destacar que os ganhos obtidos com a correção de atraso são signi-

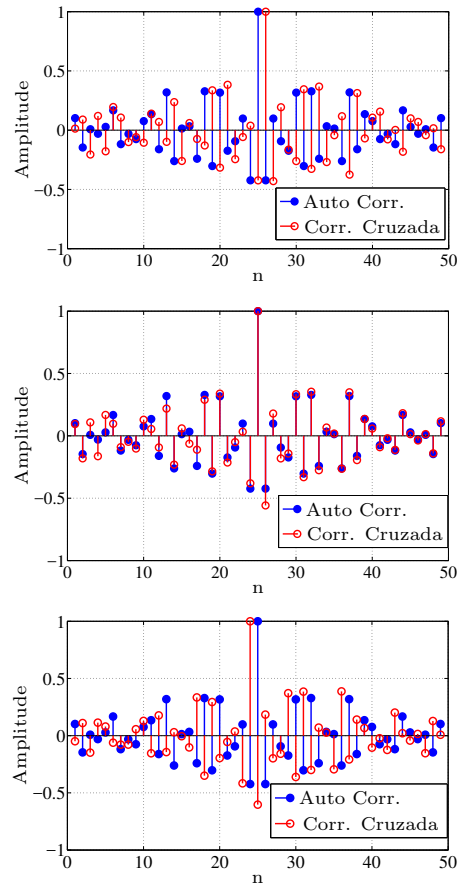


Figura 5: Comparação entre autocorrelação e correlação cruzada $t = 141s$: imagem superior $\rightarrow m = 11$, imagem intermediária $\rightarrow m = 12$ e imagem inferior $\rightarrow m = 13$.

ficativos, conforme indicado na Fig. 6. A melhoria observada é considerável, mesmo que a convergência ocorra apenas em regime permanente. Deve-se observar que o controlador sem correção de atraso está próximo da instabilidade. Além do exposto, optou-se por um exemplo que sequer o sistema tem o atraso dominante, o que beneficiaria uma técnica com atraso fixo.

Nota-se também que a adição de dinâmicas não modeladas ao sistema afeta consideravelmente o sistema em malha fechada.

Outro ponto a chamar atenção é que o algoritmo de predição do atraso de transporte proposto, para sistemas com dinâmicas não modeladas, tem alta variação na predição no valor do atraso, conforme pode ser visto na figura 7. Nota-se também, que os picos de variação aparecem no momento em que ocorre perturbação ao sistema. Para corrigir esta alta variação, usou-se um filtro passa-baixas para suavizar a estimação do atraso. Percebe-se que o atraso estimado filtrado fica próximo ao valor correto, justificando o bom desempenho do FSP adaptativo.

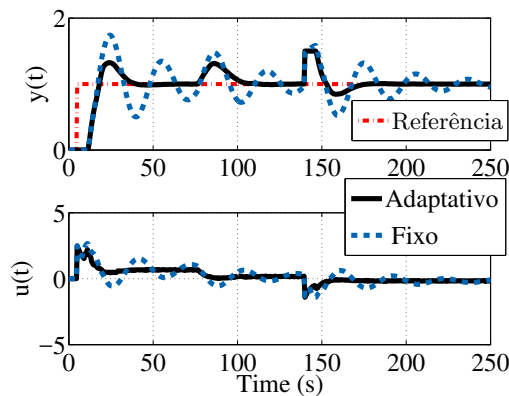


Figura 6: Resposta comparativa entre os preditores com e sem correção do atraso - caso com dinâmicas não modeladas.

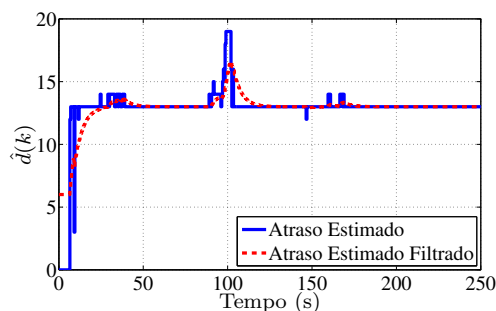


Figura 7: Resposta do algoritmo de estimação do atraso de transporte quando existe dinâmica não modelada no processo.

5 CONCLUSÃO

Neste artigo foi proposto um algoritmo para correção do atraso do modelo do preditor de Smith filtrado. A técnica proposta pode ser utilizada em regime permanente ou durante um regime transitório causado por mudanças de referência ou perturbações constantes. Um exemplo ilustrativo foi apresentado para exibir os benefícios da técnica proposta. A extensão para o caso multivariável e a melhoria do desempenho na presença de dinâmicas não modeladas são tópicos a serem avaliados em trabalhos futuros.

Referências

Diop, S., Kolmanovsky, I., Moraal, P. and Van Nieuwstadt, M. (2001). Preserving stability/performance when facing an unknown time-delay, *Control Engineering Practice* **9**(12): 1319–1325.

Gaudette, D. and Miller, D. (2014). Stabilizing a siso LTI plant with gain and delay margins as large as desired, *Automatic Control, IEEE Transactions on* **59**(9): 2324–2339.

Herrera, J. and Ibeas, A. (2012). On-line delay estimation for stable, unstable and integrating systems under step response, *ISA transactions* **51**(3): 351–361.

Herrera, J., Ibeas, A., Alcantara, S. and Vilanova, R. (2010). Identification and adaptive control of delayed unstable systems, *Intelligent Control (ISIC), 2010 IEEE International Symposium on*, IEEE, pp. 767–772.

Lai, C.-L. and Hsu, P.-L. (2010). Design the remote control system with the time-delay estimator and the adaptive smith predictor, *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* **6**(1): 73–80.

Lechappe, V., Rouquet, S., Gonzalez, M., de Leon-Morales, J., Plestan, F., Moulay, E. and Glumineau, A. (2016). Delay estimation and predictive control of uncertain systems with input delay: Application to a dc motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **PP**(99): 1–1.

Normey-Rico, J. E. and Camacho, E. F. (2007). *Control of dead-time processes*, Springer Verlag.

Normey-Rico, J. E. and Camacho, E. F. (2009). Unified approach for robust dead-time compensator design, *J Process Control* **19**(1): 38–47.

Normey-Rico, J. E., Sartori, R., Veronesi, M. and Visioli, A. (2014). An automatic tuning methodology for a unified dead-time compensator, *Control Engineering Practice* **27**: 11–22.

Roca, L., Guzman, J., Normey-Rico, J., Berenguel, M. and Yebra, L. (2011). Filtered smith predictor with feedback linearization and constraints handling applied to a solar collector field, *Solar Energy* **85**(5): 1056–1067.

Santos, T. (2016). Modified artstein predictor for LTI systems with dead time and unknown disturbances, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* pp. 1–11.

Smith, O. J. M. (1957). Closed control of loops with dead time, *Chem Eng Prog* **53**: 217–219.

Torrico, B. C. (2007). *Contribuição ao Controle Preditivo Robusto de Sistemas com Atraso*, PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina.