

CONTROLE HÍBRIDO: REINICIAÇÃO ADAPTATIVA DE INTEGRADOR

MARIELLA M. QUADROS*, IGNACIO RUBIO-SCOLA^{†,*}, VALTER J. S. LEITE^{*,†}, LUIS F. P. SILVA*

**Departamento de Engenharia Mecatrônica / CEFET-MG / campus Divinópolis
R. Álvares Azevedo, 400, Divinópolis, MG, Brasil, 35503-822.*

*[†]Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica — CEFET-MG & UFSJ
Av. Amazonas 7675, Belo Horizonte, MG, Brasil, 30510-000.*

Emails: mariella_maia@hotmail.com, ignacio.rubioscola@gmail.com, valter@ieee.org,
luis@div.cefetmg.br

Abstract— In this paper, we consider the implementation of a new hybrid PI controller in a continuous oven, which is modeled as a first order system with output time-delay. As a first step we compare the performances of a classic PI with respect to an existent hybrid controller. As a second step, to increase the robustness and the disturbance rejection, we propose a controller with a new reset control law and an adaptation of the reset value of the integrator. We illustrate the performance, robustness and disturbance rejection of all three controllers in a prototype by control real time tests. The achieved performance of each controller is quantified by means of industrial typical indexes.

Keywords— Hybrid control, Time delay systems, Reset adaptation, Robust control.

Resumo— Neste artigo, vamos considerar a implementação de um novo controlador PI híbrido em um forno contínuo, que é modelado como um sistema de primeira ordem com atraso na saída. Inicialmente comparamos o desempenho de um PI clássico com o de um controlador híbrido existente na literatura. Em seguida, a fim de aumentar a robustez e a rejeição de perturbações, propomos um controlador com uma nova lei de reiniciação e uma adaptação no valor de reiniciação utilizado. Ilustramos o desempenho, robustez e rejeição da perturbação de todos os três controladores em um protótipo realizando experimentos de controle em tempo real. O desempenho é comparado de maneira quantitativa por meio de índices tipicamente utilizados no meio industrial.

Palavras-chave— Controle híbrido, Sistemas com atrasos, Adaptação no valor de reiniciação, Controle robusto.

1 Introdução

Um objetivo em sistemas de controle é o de alcançar o melhor desempenho possível a partir de atuadores e sensores já instalados no processo. Em geral, a melhoria do desempenho — por exemplo, redução no tempo de subida, redução no tempo de estabilização — é acompanhada de aumento no sobressinal, gasto de energia e redução das margens de estabilidade. Ao utilizar controladores lineares há, portanto, limitações de desempenho que estão bem claras na literatura. Essas limitações podem ser superadas, por exemplo, usando controladores não lineares como discutido por Zhao et al. (2013). Um exemplo é o integrador de Clegg, descrito pela primeira vez em (Clegg, 1958) e revisado em (Zaccarian et al., 2005) e (Zaccarian et al., 2007). O integrador de Clegg é um caso particular de um integrador não linear: sua operação é como um integrador linear sempre que os sinais de entrada e saída têm sinais iguais; caso contrário, o integrador tem seu estado reiniciado para zero, ou seja, é atingida uma condição de salto. Portanto, o integrador de Clegg tem uma dinâmica contínua e uma dinâmica discreta no tempo. Essa característica permite a modelagem desse integrador como um sistema híbrido. Para uma visão geral da teoria de sistemas híbridos veja (Goebel et al., 2004), (Lunze & Lamnabhi-Lagarrigue, 2009), (Goebel et al., 2012) e (Teel, 2014).

Nesta proposta, usamos um controlador do tipo PI (proporcional-integral), em que o estado do integrador é reiniciado toda vez que o sistema em malha fechada atinge uma condição de salto. Na literatura

existe um número relevante de trabalhos sobre controladores do tipo PI com reiniciação de estado, como por exemplo (Zaccarian et al., 2005), (Zaccarian et al., 2007), (Loquen et al., 2008), (Vidal et al., 2008), (Vidal & Baños, 2009), (Nešić et al., 2011) e (Paesa et al., 2011). Para uma visão geral sobre os problemas ainda abertos na utilização de controladores com reiniciação de estados, veja (Zhao et al., 2013).

Controladores PI com reiniciação de estado em sistemas que possuem atraso de saída são estudados em (Baños & Barreiro, 2011), (Barreiro & Baños, 2012) e (Davó & Baños, 2016). Nesses trabalhos são utilizados dois integradores em paralelo, sendo que um deles é reiniciado a partir da saída de um observador com atraso. Em (HosseinNia et al., 2014) e (HosseinNia et al., 2015) são utilizadas leis de reiniciação baseadas num controlador de dinâmica de ordem fracionária. Adicionalmente, HosseinNia et al. (2015) introduzem uma técnica de aprendizado para ajustar o valor de reiniciação do integrador. Note que nenhum dos trabalhos mencionados consideram incertezas no modelo usado para a síntese dos controladores. Essas incertezas, no entanto, são inevitáveis em aplicações reais. Para o uso de reiniciação de integradores no contexto de MPC, veja (Cavalca et al., 2010).

Neste trabalho, propomos uma nova metodologia para reiniciar controladores do tipo PI que permite incertezas nos modelos do processo. Assumimos que o processo possa ser descrito por um modelo de primeira ordem (grau relativo unitário) e com atraso na saída. Uma vantagem dessa proposta está na adaptação simples do valor de reiniciação do integrador. As condições propostas são aplicadas em experimen-

tos de controle em tempo real da temperatura em um processo térmico. São apresentados e discutidos os resultados de vários testes experimentais que incluem o uso de um controlador PI clássico com ação *anti-windup* e controladores PI híbridos com e sem adaptação do valor de reiniciação. As comparações de desempenho são feitas de forma quantitativa via índices tipicamente utilizados na indústria. Os experimentos ilustram como a robustez e o desempenho são melhorados com nossa propostas de controlador PI.

Notações: usamos as mesmas notações de Goebel et al. (2012), em que a variável independente do sistema (tempo híbrido) é definido como o subconjunto de $[0, \infty) \times \mathbb{N}_0$, dado pela união finita ou infinita $[t_i, t_{i+1}) \times \{i\}$. Neste caso, os instantes i correspondem aos momentos de saltos (*jumps*) enquanto os intervalos $[t_i, t_{i+1})$ correspondem aos períodos de fluxo (*flow*) da dinâmica do sistema. $x(t, i)$ é o vetor de estados que depende do tempo híbrido (t, i) . Para simplificar a notação, a dependência temporal é sempre que possível omitida e assim, $x \equiv x(t, i)$. Dessa forma, uma função $f(x(t, i))$ é denotada de forma simplificada como $f(x)$. Além disso, $x^+ \equiv x(t_{i+1}, i+1)$.

2 Preliminares

Sejam dois conjuntos fechados $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ tais que $\mathbf{C} \cup \mathbf{D} = \mathbb{R}^n$ e duas funções $f: \mathbf{C} \rightarrow \mathbb{R}^n$ e $g: \mathbf{D} \rightarrow \mathbb{R}^n$. Seja o sistema híbrido dado por

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x), \quad \forall x \text{ em } \mathbf{C} \\ x^+ &= g(x), \quad \forall x \text{ em } \mathbf{D} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &:= \{x \in \mathbb{R}^n : x^T M x \geq 0\} \\ \mathbf{D} &:= \{x \in \mathbb{R}^n : x^T M x \leq 0\} \end{aligned} \quad (2)$$

cujas soluções $x(\cdot, \cdot)$ é uma função definida no domínio do tempo híbrido. Neste artigo, nos concentramos na classe de sistemas híbridos caracterizados por:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bd \\ \tau &= 1 \end{aligned} \left\{ \begin{array}{l} x \text{ em } \mathbf{C} \text{ ou } \tau \leq \rho \\ x^+ = A_r x \\ \tau^+ = 0 \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} x \text{ em } \mathbf{D} \text{ e } \tau \geq \rho \end{array} \right. \quad (3)$$

em que $x \in \mathbb{R}^n$ é o estado do sistema, $d \in \mathbb{R}^{n_d} \in \mathcal{L}_2$ é uma perturbação de energia finita, $\tau \geq 0$ é um estado auxiliar, ρ é uma constante positiva e os conjuntos $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ são definidos em (2). Conforme discutido por Zaccarian et al. (2005), o estado τ é necessário para evitar evitar soluções de tipo Zeno, sendo denominado de “regularização temporal”.

Suponha um processo modelado como um sistema de primeira ordem, com parâmetros (a_p, b_p) , e realimentado com um controlador tipo PI, com parâmetros (k_p, k_i) . É inerente a esta abordagem a possibilidade de reiniciar o estado interno do integrador, denotado por x_I , condicionado à regularização temporal (τ) e uma matriz de reiniciação $M^T = M \in \mathbb{R}^2$. Na Figura 1 é mostrado o diagrama de conexão que utiliza linhas de duas espessuras: as linhas finas correspondem ao diagrama de conexão da planta a ser controlada com o regulador PI com reiniciação do integrador

descrito anteriormente. As linhas mais espessas correspondem à nova estrutura proposta neste trabalho e que é descrita mais adiante nesta seção. As seguintes equações descrevem as dinâmicas da planta e do regulador PI com reiniciação:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= a_p x + b_p u + d & x^+ &= x \\ \dot{x}_I &= e & x_I^+ &= 0 \\ \tau &= 1 & \tau^+ &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

$\underbrace{\quad}_{x^T x_I \geq 0 \text{ ou } \tau \leq \rho} \quad \underbrace{\quad}_{x^T x_I \leq 0 \text{ e } \tau \geq \rho}$

em que $e = -y = -x$ é o sinal de erro de regulação, $u = k_p e + k_i x_I$ é o sinal de saída do regulador. Esse sistema pode ser representado, em malha fechada, pelas equações (2) e (3) com matrizes:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} a_p - b_p k_p & b_p k_i \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad A_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

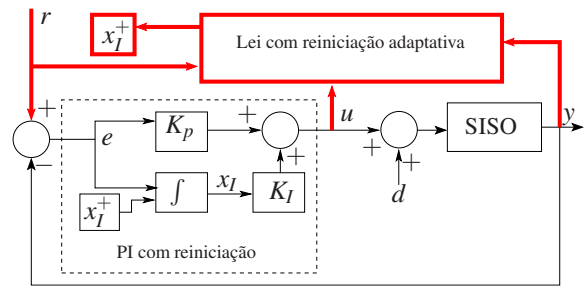


Figura 1: Diagrama do regulador PI com reiniciação (linhas pequena espessura) e a lei de adaptação proposta para seguimento de referência (linhas de maior espessura).

Segundo Zaccarian et al. (2005) e Nešić et al. (2011), a estabilidade do sistema em malha fechada e o correspondente ganho $\mathcal{L}_2$ (γ^2) entre a perturbação d e a saída y podem ser avaliadas mediante uma função de Lyapunov híbrida que pode ser numericamente testada pelo seguinte problema de factibilidade convexa:

$$\begin{bmatrix} A^T P + PA - \lambda_1 M & PB & C^T \\ * & -\gamma I_d & 0 \\ * & * & -\gamma I_d \end{bmatrix} < 0 \quad (6)$$

$$A_r^T P A_r - P + \lambda_2 M \leq 0$$

com a matriz $0 < P = P^T \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ e os escalares λ_1, λ_2 e γ definidos positivos.

Observação 1 É interessante observar algumas limitações do controle híbrido conforme descrito anteriormente: inicialmente nota-se que toda a estratégia de controle pressupõe o conhecimento preciso do processo controlado. Portanto, incertezas no modelo não são admitidas. De maneira semelhante, a rejeição à perturbação é limitada por um ganho $\mathcal{L}_2$ e, dessa maneira, a reiniciação do integrador faz com que a saída apresente ondulações dentro de uma faixa que tem a referência como um de seus limites. Para maiores detalhes, veja (Nešić et al., 2011). Outro aspecto relevante é que a técnica não é diretamente aplicável

em sistemas com atrasos na saída. Uma alternativa apresentada em (Baños & Barreiro, 2011), (Barreiro & Baños, 2012) e (Davó & Baños, 2016) utiliza ferramentas do domínio da frequência para assegurar a estabilização.

Dessa maneira é proposto o seguinte problema a ser investigado neste trabalho.

Problema 1 *Desenvolver uma estratégia de controle híbrida que seja robusta às incertezas de modelo, apresente rejeição à perturbação e possa ser utilizada em sistemas de primeira ordem com atraso na saída para seguimento de referências constantes por partes.*

Para avaliar o controlador aqui desenvolvido e compará-lo com outros controladores, os seguintes índices de desempenho tipicamente usados em indústrias são utilizados os índices *IAE*, *IVU*, *IVE* e *ISE* (Braga, 2015). Os três primeiros índices são calculados para cada patamar sempre no intervalo de tempo definido pelo instante de mudança de sinal de referência, $t = t_0$, até o próximo instante de mudança de sinal de referência, $t = t_f$. O índice *ISE* por sua vez é usado para avaliar o erro em regime permanente. Por essa razão, o *ISE* é calculado para os dados coletados entre $t = t_0 + (t_f - t_0)/2$ e $t = t_f$, para cada patamar. São usadas as seguintes expressões para cômputo desses índices: $IAE = \frac{1}{t_f - t_0} \int_{t_0}^{t_f} |e(t)| dt$, $IVU = \sqrt{\frac{1}{t_f - t_0} \int_{t_0}^{t_f} |u(t) - u_{medio}|^2 dt}$, $IVE = \sqrt{\frac{1}{t_f - t_0} \int_{t_0}^{t_f} |e(t) - e_{medio}|^2 dt}$ e $ISE = \frac{2}{t_f - t_0} \int_{\frac{t_f - t_0}{2} + t_0}^{t_f} e^2(t) dt$.

3 Nova de estratégia de controle híbrido

Em (Zaccarian et al., 2007), é assumido que o processo controlado não possui zero de transmissão na origem, e é utilizada uma malha do tipo *feedforward* somando uma ação compensatória na saída do controlador de forma a permitir o seguimento de referências constantes por partes. Nesse caso, a compensação *feedforward* fica ativa tanto durante o salto quanto durante o regime de fluxo. Inspirados por esse trabalho propomos uma primeira alteração na topologia do regulador PI com reiniciação. Assim, as equações do regulador (4) são então modificadas no que diz respeito ao cálculo do erro, à condição de reiniciação do estado do integrador e ao respectivo valor de salto da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}_I &= e & x_I^+ &= x_{eq} & e &= r - y \\ \tau &= 1 & \tau^+ &= 0 & x_{eq} &= Fr \\ \eta &\geq 0 \text{ e } \tau \leq \rho & \eta &\leq 0 \text{ e } \tau \geq \rho & & \\ \eta &= [e \quad (x_I - x_{eq})]^T M [e \quad (x_I - x_{eq})]^T & & & & \end{aligned} \quad (7)$$

em que F cumpre o papel de levar o ganho estático da malha fechada ao valor unitário sendo dado por

$$F = \begin{cases} \frac{1}{a_p^{-1} b_p}, & \text{se } a_p \neq 0 \\ 0, & \text{se } a_p = 0 \end{cases} \quad (8)$$

Diferentemente da proposta de Zaccarian et al. (2007), neste trabalho o ganho F atua apenas na condição de salto (veja Observação 1). Ainda assim, uma vez que F é calculado a partir do modelo do processo controlado, incertezas nesse modelo não trarão prejuízos diretos ao desempenho do sistema na condição de fluxo.

Entretanto, a presença de incertezas ainda faz com que o valor de reiniciação do integrador não seja o valor correto de regime permanente. Vale destacar que em um controlador PI clássico o estado do integrador modifica-se de forma a compensar diferenças de modelagem ou mesmo perturbações às quais esteja sujeito o processo. Com o objetivo de mitigar esses efeitos, propomos um procedimento bastante simples para adaptação do valor do parâmetro F . Para isso definimos três novos estados: x_{eq} que corresponde ao valor de equilíbrio do modelo, $\hat{F}$ que é uma estimativa de F e um estado auxiliar Υ . Assuma a condição inicial $[\hat{F} \quad x_{eq} \quad \Upsilon]^T|_{t=0} = [F \quad F \quad 0]^T$ e dinâmica na condição de fluxo dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{F}} & \dot{x}_{eq} & \dot{\Upsilon} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (9)$$

A dinâmica na condição de salto é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{F}^+ &= \begin{cases} \hat{F}, & (|e| > \xi \text{ e } \Upsilon = 0) \text{ ou } r = 0 \\ \frac{x_{eq}^+}{r}, & |e| \leq \xi, \Upsilon = 1 \text{ e } r \neq 0 \end{cases} \\ x_{eq}^+ &= \begin{cases} Fr, & |e| > \xi \text{ e } \Upsilon = 0 \\ D_1 x_{eq} + D_2 u, & |e| \leq \xi \text{ e } \Upsilon = 1 \end{cases} \\ \Upsilon^+ &= \begin{cases} 0, & |e| > \xi \\ 1, & |e| \leq \xi \text{ e } \Upsilon = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

em que D_1 , D_2 e ξ são constantes positivas de síntese do controlador híbrido adaptativo. As variáveis D_1 e D_2 têm como objetivo de corrigir o estado do integrador, neste trabalho são projetadas de forma heurística, estabelecendo uma ponderação na atualização do valor de equilíbrio do estado do sistema. A adaptação dos parâmetros é ativada sempre que o erro satisfaz $|e| \leq \xi$. Essa faixa é necessária para desabilitar a adaptação na primeira reiniciação do integrador. Portanto, a cada novo patamar de referência a primeira reiniciação é feita para o valor do modelo nominal do processo. Esse expediente tem como efeito prático evitar possíveis sobressinais da saída controlada por causa de adaptações indevidas. Note que, como o processo é descrito por um modelo de primeira ordem, veja (4), uma perturbação d , mesmo que não seja quadraticamente integrável, pode ser vista como um erro de modelagem:

$$\dot{x} = (a_p + \delta a_p)x + (b_p + \delta b_p)u \quad (11)$$

$$\dot{x} = a_p x + b_p u + \hat{p}$$

com $\hat{p} = \delta a_p x + \delta b_p u$, δa_p e δb_p representando os erros (aditivos) de modelagem nos parâmetros a_p e b_p ,

respectivamente. Note que o atraso não foi considerado, pois esse será tratado via preditor de Smith.

Uma consequência da lei (10) é que a compensação dos erros de modelagem permite também rejeitar perturbações sejam elas do tipo $\mathcal{L}_2$ ou não, porém constantes por partes e de duração suficientemente longa.

Dessa forma, para obter uma solução viável para o Problema 1 propomos a utilização do controlador PI híbrido dado por (7), (9) e (10) em conjunto com um preditor de Smith, de forma a compensar os efeitos do atraso. Do ponto de vista do diagrama apresentado na Figura (1), as linhas de maior espessura correspondem à implementação de (9)–(10) e o compensador de Smith. Na próxima seção são descritos um processo térmico e apresentados experimentos de controle utilizando esta proposta.

4 Experimentos e resultados

Para testar a proposta de controle feita na Seção 3, é utilizado um sistema de aquecimento de ar (forno) retangular no qual é insuflado ar por meio de um ventilador axial cujo diagrama é apresentado na Figura 2. O forno possui seção interna $120 \times 120 \times 1000\text{mm}$.

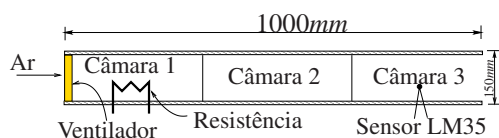


Figura 2: Diagrama representativo do forno.

A parte interna é composta de 3 câmaras principais, sendo o aquecimento feito na primeira câmara e a medição de temperatura feita na última câmara por meio de um sensor LM35. Para maiores detalhes, veja (Franco et al., 2013). Esse processo foi modelado de forma aproximada por um sistema de primeira ordem com atraso puro de tempo. O procedimento utilizado foi o mesmo descrito em (Franco et al., 2013), utilizando degraus positivos e negativos no sinal de controle em torno do ponto de operação em que a saída (temperatura) estava em equilíbrio em 33.8°C . O modelo médio obtido foi

$$G(s) = \frac{20.2}{1738.83s + 1} e^{-85s}. \quad (12)$$

4.1 Controladores utilizados

Foram testados 3 tipos de controladores: o PI clássico (PI), o PI híbrido sem adaptação (PIH) proposto em (Zaccarian et al., 2007) e o híbrido com adaptação proposto neste trabalho (PIHA), dado pelas equações (7), (9) e (10). Todos esses controladores fizeram uso do preditor de Smith (Normey-Rico & Camacho, 2007). Tendo em vista que uma das propriedades desejadas na mudança de sinal de referência é um tempo de subida pequeno, a sintonia do controlador PI clássico foi feita de maneira que a resposta da malha fechada fosse subamortecida. Naturalmente, essa sintonia causa sobressinal excessivo na variável controlada o que não é desejável em sistemas térmicos. A sintonia utilizada foi $k_p = 0.0645$ e $k_I = 0.0043$.

Essa mesma sintonia PI foi usada na dinâmica contínua dos outros dois controladores híbridos. Para os controladores PIH e PIHA foram avaliadas duas situações: uma considerando o modelo (12) e outra, para ilustrar um erro de modelagem, utilizando o modelo

$$G(s) = \frac{11.3}{786.3s + 1} e^{-85s}. \quad (13)$$

Note que esses modelos são utilizados no preditor de Smith e na equação (8) que é usada pelo controlador PIH e pelo controlador PIHA para o cômputo das condições iniciais dos estados $[\hat{F} \ x_{eq} \ \Upsilon]^T$ (veja (9)). O modelo (13) foi escolhido por representar o comportamento do sistema em um ponto de operação diferente do nominal. Portanto, esse modelo pode ser usado para representar um erro de modelagem. O objetivo na utilização de (13) visa avaliar a robustez e o desempenho dos controladores PIH e PIHA na presença de incertezas de modelo.

Observação 2 *Apenas para o controlador PI foi implementado uma ação anti-windup com ganho dado por $\sqrt{k_p k_I}$. Note que os controladores híbridos dispõem tal implementação.*

4.2 Descrição dos experimentos

Cada um dos controladores descritos anteriormente foram testados em tempo real no processo térmico. Para isso foi aplicado um perfil padrão de sinal de referência e perturbação. Para levar o processo ao ponto de operação (33.8°C) foi implementado a estratégia de transferência de comando de manual para automático com *bumpless* descrita em (Åström & Hägglund, 1995, pp. 103). Assim, em todos os testes a ação automática foi ligada em condições operacionais muito próximas do ponto de equilíbrio.

Os resultados dos testes são apresentados nas figuras 3 a 5. Essas figuras podem ser vistas em tamanho maior no link <https://db.tt/jv0C1H1v>. Na parte superior de todas elas são apresentadas as respostas do sistema controlado (temperatura da câmara 3) em malha fechada. Os controladores usados em cada resposta são distinguidos pelas cores das linhas: azul (PI), vermelha (PIH) e magenta (PIHA). Na parte inferior são apresentados os sinais de controle, com o mesmo código de cor. Em todos os casos, o controlador PI utilizou o preditor de Smith configurado com o modelo nominal (12). Note ainda, que a dinâmica de fluxo dos dois controladores híbridos PIH e PIHA possuem a mesma sintonia do controlador PI. Na Figura 3 o modelo nominal foi usado tanto no preditor quanto no cálculo de F para os controladores PIH e PIHA. Visualmente o PI apresenta o pior comportamento, uma vez que sua sintonia privilegia a redução do tempo de subida e, por isso, leva a uma resposta com sobressinal superior a 40%. Por outro lado, os dois controladores híbridos PIH e PIHA geram respostas com tempo de subida semelhante ao do PI, porém com pouco sobressinal. Observa-se que a temperatura controlada com PIH apresenta um pequeno erro de regime permanente, o que fica um pouco mais evidente no *zoom* apresentado na parte superior. Com relação aos sinais de controle, o do PIH apresenta rei-

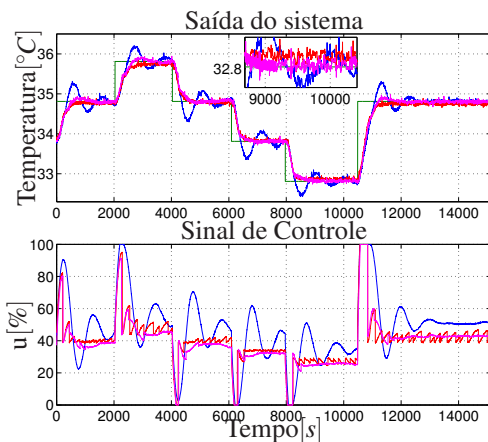


Figura 3: Saída do sistema (superior), eq.(12), com o PI linear (azul), o PIH (vermelha) e PIHA (magenta) para o seguimento da referência (verde) e sinais de controle (inferior) correspondentes.

ciações que implicam um esforço de controle maior. Já o PIHA realiza reiniciações com menores variações pois a adaptação ajusta o valor de F ao longo do funcionamento do sistema. Tomando os índices de desempenho do controlador PI como referência, foram computados os índices para cada degrau e em seguida somados, totalizando: $IVU_{PIH}/IVU_{PI} = 0.7318$ e $IVU_{PIHA}/IVU_{PI} = 0.7303$; $IVE_{PIH}/IVE_{PI} = 0.8505$ e $IVE_{PIHA}/IVE_{PI} = 0.8850$; $ISE_{PIH}/ISE_{PI} = 0.2317$ e $ISE_{PIHA}/ISE_{PI} = 0.0604$; $IAE_{PIH}/IAE_{PI} = 0.7248$ e $IAE_{PIHA}/IAE_{PI} = 0.6519$. Portanto, os índices são sempre bem melhores que o do controlador PI. Comparando o desempenho dos controladores PIH e PIHA, nota-se uma ligeira melhora no esforço de controle (como esperado) e uma grande melhora no ISE e no IAE , o que evidencia um melhor comportamento em regime permanente. No índice IVE o desempenho do PIHA foi ligeiramente inferior ao do PIH.

Para avaliar o comportamento dos controladores frente a perturbações, foi introduzida uma alteração na rotação do ventilador no intervalo indicado pela linha em preto na parte superior da Figura 4. Nesse experimento fica claro que o controlador PIH não é capaz de rejeitar a perturbação, ficando a variável controlada com ondulações contidas em uma faixa na vizinhança do valor de referência. Já o controlador PIHA adapta o sinal de controle e consegue rejeitar a perturbação melhor, inclusive, que o controlador PI. Calculando o ISE para o trecho de perturbação, obtivemos: $ISE_{PIH}/ISE_{PI} = 5.7647$ e $ISE_{PIHA}/ISE_{PI} = 0.8824$. Portanto, fica claro melhor desempenho do controlador proposto neste trabalho. Note que a rejeição à perturbação é uma fragilidade reconhecida na literatura para os controladores PIH, que possuem comportamento bem pior que o PI. Calculando IVE para todo o experimento o mesmo comportamento do ISE é repetido: $IVE_{PIH}/IVE_{PI} = 1.0913$ e $IVE_{PIHA}/IVE_{PI} = 0.8955$. Já com relação ao IVU , os controladores PIH e PIHA possuem índices semelhantes e melhores que o do PI: $IVU_{PIH}/IVU_{PI} = 0.7751$ e $IVU_{PIHA}/IVU_{PI} = 0.7742$. Por último, foi calculado

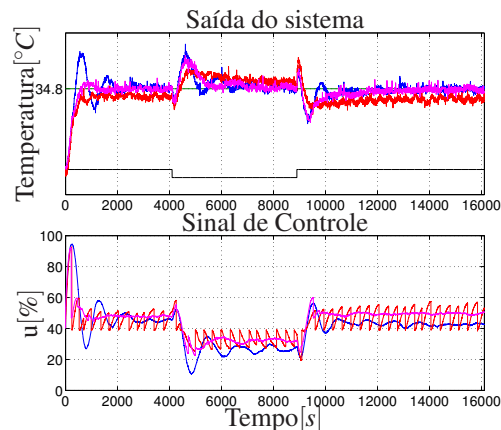


Figura 4: Saída do sistema (superior), eq.(12), com o PI linear (azul), o PIH (vermelha) e PIHA (magenta) para rejeição de perturbação (preta) para uma referência (verde) e sinais de controle (inferior) correspondentes.

o IAE , e verificado mais uma vez o melhor desempenho obtido pelo controlador PIHA: $IAE_{PIH}/IAE_{PI} = 1.7928$ e $IAE_{PIHA}/IAE_{PI} = 0.8801$.

Para avaliar a sensibilidade dos controladores PIH e PIHA a erros de modelagem, foi repetido o experimento desta vez utilizando o modelo (13) no preditor de Smith e também no cálculo de F . Os resultados são apresentados na Figura 5. Neste caso, o compor-

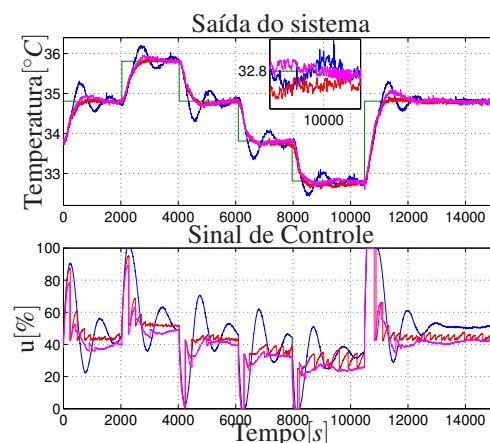


Figura 5: Saída do sistema (superior), eq.(13), com o PI linear (azul), o PIH (vermelha) e PIHA (magenta) para o seguimento da referência (verde) e sinais de controle (inferior) correspondentes.

tamento da variável controlada via PIH deteriora-se, acentuando os problemas já mencionados. O controlador desta proposta, PIHA, tem uma menor esforço de controle graças à adaptação do valor de reiniciação do integrador. Os índices calculados evidenciam o comportamento superior do PIHA: $IVU_{PIH}/IVU_{PI} = 0.7515$ e $IVU_{PIHA}/IVU_{PI} = 0.7456$; $IVE_{PIH}/IVE_{PI} = 0.8954$ e $IVE_{PIHA}/IVE_{PI} = 0.8884$; $ISE_{PIH}/ISE_{PI} = 0.2547$ e $ISE_{PIHA}/ISE_{PI} = 0.1683$; $IAE_{PIH}/IAE_{PI} = 0.7266$ e $IAE_{PIHA}/IAE_{PI} = 0.7238$; Portanto, os experimentos mostram a eficácia do controlador proposto neste trabalho.

5 Conclusões

Neste trabalho propomos um novo controlador PI híbrido com uma adaptação no valor da reiniciação do integrador. Essa proposta de controlador é implementada em uma planta real, modelada como um sistema de primeira ordem com atraso. Para compensar o atraso, foi utilizado um preditor de Smith convencional. O desempenho do controlador híbrido adaptativo foi comparado com um controlador PI clássico e um controlador híbrido sem adaptação. Foram avaliados o desempenho na regulação, seguimento de referência constante por partes, robustez a erros de modelagem e a rejeição de perturbações. Para quantificar o desempenho, foram usados índices clássicos (IAE, IVU, IVE e ISE) que evidenciaram o desempenho superior do controlador que propomos neste trabalho.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao apoio recebido do CEFET-MG. O segundo autor agradece ao apoio recebido pelo PNPd-CAPES do PPGEL (UFSJ e CEFET-MG).

Referências

- Åström, K. J. & Hägglund, T. (1995). *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC.
- Baños, A. & Barreiro, A. (2011). *Reset control systems*, Springer Science & Business Media.
- Barreiro, A. & Baños, A. (2012). Sistemas de control basados en reset, *Revista Iberoamericana de Automação e Informática Industrial RIAI* 9.
- Braga, A. R. (2015). Metodologia e métricas para gerenciamento de desempenho de processos com amostragem irregular. BH, MG: UFMG, 2015. Qualif. Dout. Eng. Elétrica.
- Cavalca, M. S. M., ao, R. K. G. & Yoneyama, T. (2010). Integrator resetting with guaranteed feasibility for an lmi-based robust model predictive control approach, *Proc. of the 18th Mediterranean Conf. on Control & Automation (MED)*, IEEE, pp. 634–639.
- Clegg, J. C. (1958). A nonlinear integrator for servomechanisms, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry* 77.
- Davó, M. & Baños, A. (2016). Reset control of integrating plus dead time processes, *Journal of Process Control* 38: 22–30.
- Franco, A. E. O., Oliveira, J. C. & Leite, V. J. S. (2013). Controle automático de um processo térmico com múltiplas entradas e múltiplas saídas utilizando técnicas de controle moderno, *SBAI 2013*, Fortaleza, CE, pp. 1–6.
- Goebel, R., Hespanha, J., Teel, A. R., Cai, C. & Sanfelice, R. (2004). Hybrid systems: generalized solutions and robust stability, *Proc. 6th IFAC symposium in nonlinear control systems*, pp. 1–12.
- Goebel, R., Sanfelice, R. G. & Teel, A. R. (2012). *Hybrid Dynamical Systems: modeling, stability, and robustness*, Princeton University Press.
- HosseinNia, S. H., Tejado, I., Torres, D., Vinagre, B. M. & Feliu, V. (2014). A general form for reset control including fractional order dynamics, *Proc. 19th IFAC World Congress*, Vol. 19, pp. 2028–2033.
- HosseinNia, S. H., Tejado, I., Vinagre, B. M. & Chen, Y. (2015). Iterative learning and fractional reset control, *ASME 2015 IDETC/IEC*.
- Loquen, T., Tarbouriech, S. & Prieur, C. (2008). Stability of reset control systems with nonzero reference., *CDC*, pp. 3386–3391.
- Lunze, J. & Lamnabhi-Lagarrigue, F. (2009). *Handbook of Hybrid Systems Control: Theory, Tools, Applications*, Cambridge University Press.
- Nešić, D., Teel, A. R. & Zaccarian, L. (2011). Stability and performance of siso control systems with first-order reset elements, *Automatic Control, IEEE Trans.* 56(11): 2567–2582.
- Normey-Rico, J. E. & Camacho, E. F. (2007). *Control of Dead-time Processes*, Springer.
- Paesa, D., Carrasco, J., Lucia, O. & Sagues, C. (2011). On the design of reset systems with unstable base: A fixed reset-time approach, *IECON 2011*, IEEE, pp. 646–651.
- Teel, A. R. (2014). Stability theory for hybrid dynamical systems, in T. S. J. Baillieul (ed.), *Enc. of Systems and Control*, Springer Pub. Company.
- Vidal, A. & Baños, A. (2009). Stability of reset control systems with variable reset: Application to PI+CI compensation, *ECC 2009*, IEEE, pp. 4871–4876.
- Vidal, A., Baños, A., Moreno, J. C. & Berenguel, M. (2008). PI+CI compensation with variable reset: application on solar collector fields, *IECON 2008*, IEEE, pp. 321–326.
- Zaccarian, L., Nešić, D. & Teel, A. R. (2005). First order reset elements and the clegg integrator revisited, *ACC 2005*, IEEE, pp. 563–568.
- Zaccarian, L., Nešić, D. & Teel, A. R. (2007). Set-point stabilization of siso linear systems using first order reset elements, *ACC'07*, IEEE, pp. 5808–5809.
- Zhao, G., Nešić, D., Tan, Y. & Wang, J. (2013). Open problems in reset control, *CDC 2013*, IEEE, pp. 3326–3331.