Projeto Orientado a Dados do Orquestrador Polinomial dos Ganhos do Controlador PID Adaptativo para Sistemas Não Lineares

Victor Marinho Espínola Freire * **George Acioli Júnior** * **Péricles Rezende Barros** *

* *Departamento de Engenharia Elétrica - DEE Universidade Federal de Campina Grande - UFCG 58429-900, Campina Grande - PB - Brasil (email: victor.freire@ee.ufcg.edu.br, [georgeacioli,prbarros]@dee.ufcg.edu.br)*

Abstract: Data-Driven Control (DDC) methods have been gaining attention over the last few decades, as they do not require modeling in the tuning process of industrial controllers. In this article, the *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) technique is used to tune Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers with adaptive gains. A second-order polynomial is used to orchestrate the gains of this controller to compensate the nonlinearities of the *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR) and *Stirred Tank Heater* (STH) processes.

Resumo: Métodos de controle orientado a dados (*Data-Driven Control* – DDC) vêm ganhando atenção ao longo das últimas décadas, por não necessitarem da modelagem no processo de sintonia de controladores industriais. Neste artigo a técnica *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) é utilizada na sintonia de controladores do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) com ganhos adaptativos. Um polinômio de segunda ordem é utilizado como orquestrador dos ganhos desse controlador para compensar as não linearidades dos processos *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR) e *Stirred Tank Heater* (STH).

Keywords: Data-Driven Control; Adaptive PID Control; Process Control; PID Control; VRFT;

Palavras-chaves: Controle orientado a dados; Controle PID Adaptativo; Controle de Processos; Controle PID; VRFT;

1. INTRODUÇÃO

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) oferece uma boa relação custo/benefício frente a outros tipos de controladores na indústria. A alta aderência do controlador PID está relacionada a sua alta eficácia, mas baixo custo de implementação e manutenção (Åström and Hägglund, 2001). Nos sistemas de controle industriais, 90-95% das malhas de controle são do tipo PID, predominantes em aplicações modernas, como como carros autônomos, veículos aéreos não tripulados e robôs autônomos (Díaz-Rodríguez et al., 2019).

Em sistemas lineares, o uso do controlador PID com ganhos fixos é adequado. No entanto, para sistemas não lineares, essa configuração pode comprometer o controle da malha fechada. Uma das abordagens mais populares para sistemas não lineares é o uso do controlador PID adaptativo. Nessa configuração, os ganhos do controlador variam de acordo com as variáveis do sistema, para manter o bom controle da malha fechada (Åström et al., 1993).

Os ganhos do controlador PID adaptativo geralmente são obtidos por meio da abordagem *Model-Based Control* - MBC, em que um modelo de ordem fixa, mas com parâmetros variantes (*Linear-Parameter Variant* - LPV) é identificado. Assim, o controlador PID é sintonizado a partir desse modelo. No entanto, a metodologia MBC pode não ser apropriada para determinados processos industriais, devido a alta complexidade e ao alto custo atrelado ao procedimento de identificação.

Para contornar o esforço da estimativa de um modelo do processo no problema de sintonia do controlador PID, vem-se estudando métodos de controle orientado a dados (*Data-Driven Control* - DDC). Por definição, DDC inclui todas as técnicas de ajuste de controladores que utilizam diretamente dados de entrada/saída do processo, adquiridos em malha aberta ou em malha fechada. A sintonia não depende explicitamente de representações matemáticas do processo, e pode ser feita de modo *on-line* ou *off-line*. A estabilidade, convergência e robustez do sistema podem ser garantidas por meio de uma análise matemática rigorosa, sob certas suposições razoáveis (Hou and Wang, 2013).

No contexto de técnicas DDC, o *Virtual Reference Feedback Tuning* - VRFT (Campi et al., 2002) ganhou destaque por ser um método que utiliza apenas um conjunto de dados de entrada/saída, obtidos de forma *off-line*, para o ajuste do controlador PID. Embora o VRFT seja idealizado para sistemas lineares e invariantes no tempo (*Linear-Time Invariant* - LTI), ele pode ser expandido para sistemas LPV (Formentin and Savaresi, 2011) e para sistemas não lineares (Yahagi and Kajiwara, 2021). Nesses últimos casos, é sugerido o uso do controlador PID adaptativo.

O objetivo desse trabalho é utilizar a técnica VRFT na sintonia do controlador PID adaptativo para dois processos não lineares simulados no ambiente do SIMULINK. Esses processos tratam-se de dois tanques comumente estudados na literatura de sistemas de controle: *Continuous Stirred Tank Reactor* - CSTR e o *Stirred Tank Heater* - STH (Wayne, 1998).

Este trabalho está estruturado como segue: a definição do problema é apresentada na Seção 2. A teoria do VRFT para a sintonia do controlador PID com ganhos fixos é revisada na Seção 3. A extensão do método VRFT para o orquestrador do controlador PID adaptativo é revisada na Seção 4. Os estudos de casos simulados dos processos CSTR e STH são apresentados na Seção 5. Por fim, na Seção 6, as conclusões sobre a eficiência da técnica no ajuste do PID adaptativo são discutidas.

2. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Considere a malha fechada mostrada na Figura 1, em que $\mathcal{G}$ é um sistema monovariável, não linear e não conhecido. Os sinais de referência, de entrada e de saída do processo, o ruído e o erro de entrada são: $r(t)$, $u(t)$, $y(t)$, $v(t)$ e $e(t)$, respectivamente.

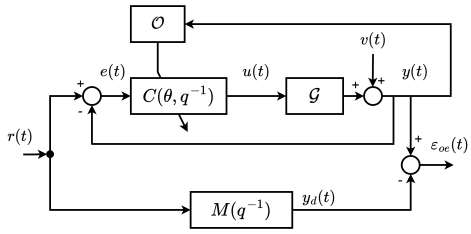

Figura 1. Diagrama de blocos da malha fechada.

O controlador $C(\theta, q^{-1})$ do tipo PID é definido em função do operador de atraso q^{-1}:

$$C(\theta, q^{-1}) = \theta^T \Psi(q^{-1}), \tag{1}$$

em que

$$\theta = [K_p \quad K_i \quad K_d]^T, \tag{2}$$

é o vetor de ganhos e

$$\Psi(q^{-1}) = [\Psi_p \quad \Psi_i \quad \Psi_d]^T = \left[\Delta \quad 1 \quad \Delta^2\right]^T. \tag{3}$$

é vetor de estruturas do controlador PID na sua forma de velocidade. $\Delta = 1 - q^{-1}$ é o operador diferença. Nessa configuração do PID, o sinal de controle é:

$$u(t) = u(t-1) + C(\theta, q^{-1})e(t). \tag{4}$$

O diagrama do controlador PID em sua forma de velocidade é mostrado na Figura 2.

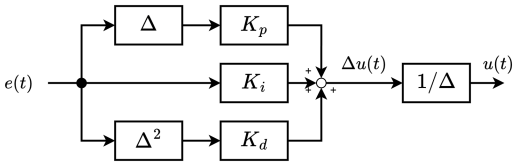

Figura 2. PID na forma de velocidade.

Por sua vez, o orquestrador $\mathcal{O}$ é responsável por computar os ganhos do controlador PID (2) a cada instante de tempo, para compensar a não linearidade de $\mathcal{G}$.

A situação problema consiste em sintonizar $\mathcal{O}$ para que ele ajuste os parâmetros do controlador PID continuamente, tal que a malha fechada apresentada na Figura 1 corresponda ao modelo de referência especificado $M(q^{-1})$. Ou seja, o objetivo de controle é fazer com que a de saída da malha fechada $y(t)$ seja equivalente a saída desejada $y_d(t)$, tal que o erro de saída $\varepsilon_{oe}(t)$ tenda a zero.

3. VIRTUAL REFERENCE FEEDBACK TUNING PARA O CONTROLADOR PID – VRFT

Proposto originalmente em Campi et al. (2002), o VRFT é um método de projeto de controladores orientado a dados. Esse método utiliza apenas um conjunto de dados de entrada/saída $D = \{u(t), y(t) : t = 1, \cdots, N\}$, obtidos de um experimento em malha aberta ou fechada para o ajuste do controlador. O objetivo do VRFT é minimizar:

$$J_{MR}(\theta) = \left\| \frac{C(\theta, q^{-1})G(q^{-1})}{1 + C(\theta, q^{-1})G(q^{-1})} - M(q^{-1}) \right\|^2, \tag{5}$$

em que $G(q^{-1})$ é um processo LTI. Como o modelo do processo é desconhecido, se torna inviável minimizar (5). Assim o método VRFT calcula um sinal de referência virtual, a partir da saída inicial $y(t)$:

$$\bar{r}(t) = M^{-1}(q^{-1})y(t). \tag{6}$$

O sinal de controle virtual $\bar{u}(t)$ é obtido do sinal $\bar{r}(t)$:

$$\bar{u}(t) = C(\theta, q^{-1})(\bar{r}(t) - y(t)) = C(\theta, q^{-1})\bar{e}(t). \tag{7}$$

Quando $u(t) - \bar{u}(t) = 0$, a malha fechada com o controlador é equivalente ao modelo de referência $M(q^{-1})$. Portanto, o objetivo do VRFT se torna minimizar:

$$J_{VR}(\theta) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}(u(t) - \underbrace{C(\theta, q^{-1})\bar{e}(t)}_{\bar{u}(t)})^2. \tag{8}$$

Considerando o controlador PID na forma de velocidade, tem-se:

$$J_{VR}(\theta) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\left(\Delta u(t) - \theta^T \varphi(t)\right)^2, \tag{9}$$

em que

$$\varphi(t) = \Psi(q^{-1})\bar{e}(t). \tag{10}$$

Portanto, os ganhos ótimos do controlador são estimados utilizando o método dos mínimos quadrados:

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{t=1}^{N}\varphi(t)^T\varphi(t)\right]^{-1}\sum_{t=1}^{N}\varphi(t)^T\Delta u(t). \tag{11}$$

Quando o controlador ótimo não pertence a classe de controladores escolhida, é utilizado um filtro $L(q^{-1})$ em J_{VR} para aproximá-la a J_{MR} (Bazanella et al., 2011):

$$L(q^{-1}) = M(q^{-1})(1 - M(q^{-1})), \tag{12}$$

tal que

$$\hat{\theta}_L = \left[\sum_{t=1}^{N}\varphi_L(t)^T\varphi_L(t)\right]^{-1}\sum_{t=1}^{N}\varphi_L(t)^T\Delta u_L(t). \tag{13}$$

em que, $\Delta u_L(t) = L(q^{-1})\Delta u(t)$ e $\varphi_L(t) = \Psi(q^{-1})\bar{e}_L(t)$, sendo $\bar{e}_L(t) = L(q^{-1})\bar{e}(t)$. Assim, com o uso desse filtro, a minimização de J_{VR} será equivalente a de J_{MR} e o controlador ótimo poderá ser estimado.

4. VRFT PARA O ORQUESTRADOR PID – VRFT-O

Em Yahagi and Kajiwara (2021), é apresentada uma função polinomial como o orquestrador (também conhecido como *gain-scheduler*) dos ganhos do controlador PID. Essa estrutura apresenta algumas vantagens, sendo elas: simplicidade de implementação e o baixo custo de armazenamento de seus parâmetros. Os ganhos do controlador são obtidos do orquestrador a partir de:

$$K_\gamma = \mathcal{O}_\gamma(w^{K_\gamma}, X) = \left(w^{K_\gamma}\right)^T X \quad \text{com } \gamma = \{p, i, d\}, \tag{14}$$

em que

$$w^{K_\gamma} = \begin{bmatrix} w_1^{K_\gamma} & w_2^{K_\gamma} & \cdots & w_{n_p}^{K_\gamma} \end{bmatrix}^T, \tag{15}$$

$$X(x(t)) = \begin{bmatrix} 1 & x(t) & x(t)^2 & \cdots & x(t)^{n_p-1} \end{bmatrix}^T, \tag{16}$$

sendo n_p a ordem do polinômio, w o vetor de coeficientes de ponderação para cada ganho PID (2) e $x(t)$ o parâmetro de escalonamento que varia no tempo. Usualmente esse parâmetro é a variável de estado do sistema controlado.

O orquestrador polinomial ajusta os ganhos do controlador continuamente, havendo menos probabilidade de mudanças abruptas no sinal de controle gerado. Ainda em Yahagi and Kajiwara (2021), é obtida uma nova função custo para estimar os valores ótimos dos coeficientes do orquestrador:

$$J(w) = \frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N}\left(\Delta u_L(t) - w^T \xi_L(t)\right)^2, \tag{17}$$

em que

$$w = \begin{bmatrix} w^{K_p} & w^{K_i} & w^{K_d} \end{bmatrix}^T, \tag{18}$$

$$\xi_L(t) = \chi \bar{e}_L(t), \tag{19}$$

sendo

$$\chi = \begin{bmatrix} X\Psi_p & X\Psi_i & X\Psi_d \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Portanto,

$$\hat{w} = \left[\sum_{t=1}^{N} \xi_L(t)^T \xi_L(t)\right]^{-1} \sum_{t=1}^{N} \xi_L(t)^T \Delta u_L(t). \tag{21}$$

Neste artigo essa expansão é referida como VRFT-O.

5. ESTUDOS DE CASO

Nesta seção, dois processos não lineares são utilizados para avaliar o método VRFT-O. O primeiro deles trata-se do *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR) e o segundo o *Stirred Heater Tank* (STH), ambos apresentados em Wayne (1998). Para fins de comparação, também são avaliados dois controladores PID com ganhos fixos, sintonizados pelas técnicas VRFT e *Non-Iterative Correlation based Tuning* (NCbT) (Karimi et al., 2007).

5.1 Continuous Stirred Tank Reactor – CSTR

Descrição do sistema

No reator químico adiabático conhecido como *Continuous Stirred Tank Reactor* (CSTR), ocorre uma única reação exotérmica e irreversível ($\mathtt{A} \longrightarrow \mathtt{B}$) (Wayne, 1998). Esse reator é representado na Figura 3. As entradas do CSTR são:

(1) $C_{\mathtt{A}_i}$ – Concentração de $\mathtt{A}$ na entrada do reator;
(2) T_{r_i} – Temperatura na entrada do reator;
(3) T_j – Temperatura na jaqueta.

Os estados do sistema são:

(1) $C_{\mathtt{A}}$ – Concentração de $\mathtt{A}$ no reator;
(2) T_r – Temperatura no reator.

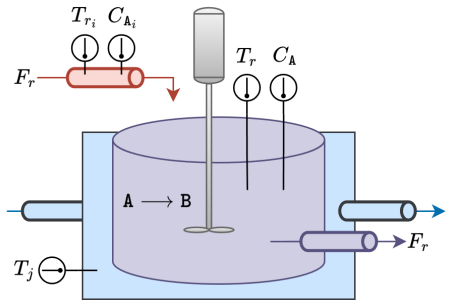

Figura 3. Representação do CSTR.

O objetivo é manipular a temperatura na jaqueta ($u = T_j$), para controlar a concentração de $\mathtt{A}$ no reator ($y = C_{\mathtt{A}}$). A alteração dessa concentração no reator por unidade de tempo é modelada como:

$$\frac{dC_{\mathtt{A}}}{dt} = \frac{F_r}{V_r}\left(C_{\mathtt{A}_i}(t) - C_{\mathtt{A}}(t)\right) - \mathcal{R}(t), \tag{22}$$

em que V_r é o volume do reator e F_r é a vazão volumétrica do reator. A taxa de reação por unidade de volume $\mathcal{R}$ é descrita pela lei de Arrhenius:

$$\mathcal{R}(t) = k_0 e^{\frac{-E}{RT_r(t)}} C_{\mathtt{A}}(t), \tag{23}$$

sendo E a energia de ativação, R a constante do gás ideal de Boltzmann e k_0 uma constante, denominada como fator não térmico pré-exponencial. Já a mudança de temperatura no reator é modelada como:

$$\begin{aligned} \frac{dT_r(t)}{dt} &= \frac{F_r}{V_r}(T_{r_i}(t) - T_r(t)) - \frac{\Delta H}{\rho_r C_{p_r}}\mathcal{R}(t) \\ &\quad - \frac{U_{rj}A_{rj}}{\rho_r C_{p_r} V_r}(T_r(t) - T_j(t)), \end{aligned} \tag{24}$$

em que ΔH é o calor da reação, C_{p_r} é o coeficiente de capacidade térmica dor reator, ρ_r é o coeficiente de densidade no reator, U_{rj} é o coeficiente de transferência de calor entre o reator e a jaqueta e A_{rj} é a área de troca de calor entre o reator e a jaqueta.

No ponto de operação em que as entradas são: $C_{\mathtt{A}_{i_{ss}}} = 10\ kmol/m^3$, $T_{r_{i_{ss}}} = 300\ K$ e $T_{j_{ss}} = 292\ K$, os estados do sistema são: $C_{\mathtt{A}_{ss}} = 8,57\ kmol/m^3$, $T_{r_{ss}} = 311,26\ K$. Já os parâmetros do sistema não linear em torno desse ponto de equilibro são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros do modelo não linear do CSTR em torno do ponto de operação adotado.

Parâmetro	Valor	Unidade
F_r	1	m^3/h
V_r	1	m^3
R	1,985875	$kcal/(kmol \cdot K)$
ΔH	-5.960	$kcal/kmol$
E	11.843	K
k_0	34.930.800	$1/h$
$\rho_r C_{p_r}$	500	$kcal/(m^3 \cdot K)$
$U_{rj}A_{rj}$	150	$kcal/(K \cdot h)$

Experimento de malha aberta e definição do modelo de referência

Para sintonizar os ganhos do orquestrador, foi simulado um experimento de malha aberta no ambiente do SIMULINK (Figura 4). As entradas (T_{r_i} e $C_{\mathtt{A}_i}$) e saídas do sistema (T_r e $C_{\mathtt{A}}$) foram perturbadas por ruídos brancos independentes de variância 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-3} e 10^{-4}, respectivamente. O tempo de amostragem é $T_s = 0{,}1\ h$.

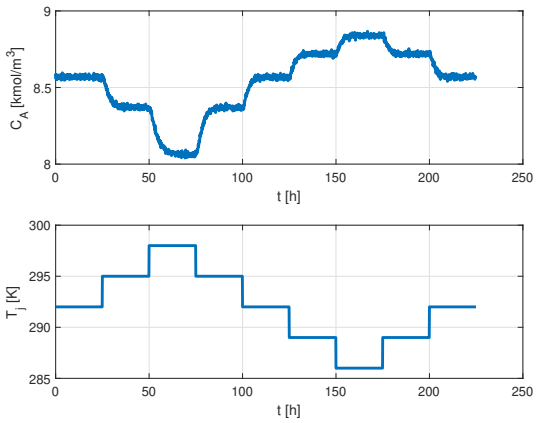

Figura 4. Simulação de experimento de malha aberta no CSTR.

O modelo de referência é definido com base no que foi apresentado em Aguiar et al. (2023). Aqui, cada degrau aplicado ao CSTR é identificado em um sistema de primeira ordem com atraso, tal que

$$M(s) = \frac{1}{\tau_{c_M} s + 1} e^{-\tau_{d_M} s}, \tag{25}$$

em que τ_{c_M} e τ_{d_M} são a constante de tempo e o atraso do modelo de referência, respectivamente. Tais parâmetros são obtidos de acordo com as seguintes equações:

$$\tau_{c_M} = \frac{1}{3}\left(\mathtt{max}(\tau_c) + \mathtt{max}(\tau_d)\right) = 1,7722 \tag{26}$$

.

$$\tau_{d_M} = \mathtt{max}(\tau_d) = 2,2000, \tag{27}$$

em que τ_c e τ_d são os vetores das constantes de tempo e atrasos estimados para cada degrau aplicado no experimento de malha aberta (Figura 5). Assim, $M(s)$ é discretizado com o método *Zero-Order Hold* (ZOH), resultando em

$$M(q^{-1}) = \frac{0,0549\ q^{-1}}{1 - 0,9451\ q^{-1}}\ q^{-22}. \tag{28}$$

Sintonia do orquestrador polinomial e resultados
Um polinômio de segundo grau, em função de $y(t)$, é adotado como orquestrador dos ganhos PID:

$$X(x(t)) = X(y(t-1)) = [1 \quad y(t-1) \quad y^2(t-1)]. \tag{29}$$

Assim, utilizando o método VRFT-O, os pesos para cada um dos parâmetros do orquestrador são estimados e apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Pesos do orquestrador para o CSTR.

$\hat{w}_j^{K_\gamma}$	γ		
j	p	i	d
1	$90,3503$	$-37,7312$	$-45,7725$
2	$-22,4115$	$9,5294$	$11,2420$
3	$1,3820$	$-0,6023$	$-0,6864$

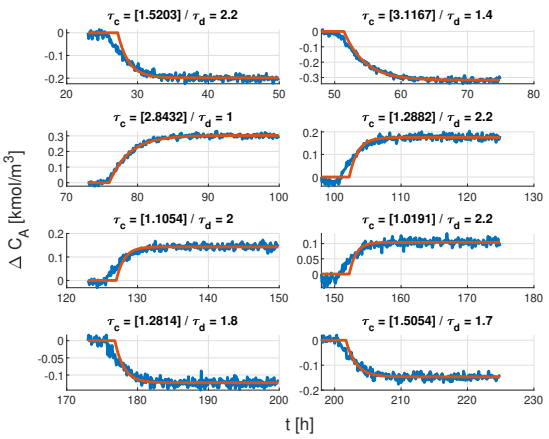

Figura 5. Identificação aproximada do CSTR em diferentes faixas de operação.

Para fins de comparação, também são estimados controladores PID com ganhos fixos utilizando os métodos VRFT e NCbT. Os resultados dessas sintonias podem ser observadas na Tabela 3. As saídas de malha fechada podem ser observada na Figura 6.

Tabela 3. Parâmetros dos controladores PID com ganhos fixos para o CSTR.

	VRFT	**NCbT**
$\hat{K}_p$	$-0,2615$	$0,1488$
$\hat{K}_i$	$-0,2365$	$-0,2800$
$\hat{K}_d$	$0,1666$	$-0,0272$

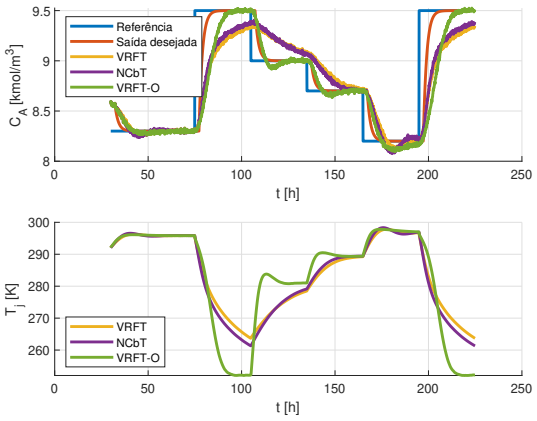

Figura 6. Comparação das saídas de malha fechada no CSTR com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados por métodos DDC.

Os valores obtidos de J_{MR}, ponderados pelo número de amostras, para os métodos VRFT, NCbT e VRFT-O foram iguais a 0,0440, 0,0349 e 0,0358, respectivamente. Percebe-se que o controlador sintonizado pelo método NCbT resultou no menor custo, quando comparado ao orquestrador sintonizado pelo método VRFT-O. No entanto, por meio da Figura 6, nota-se que o uso do orquestrador resultou em uma melhor eficiência no seguimento de referência. Ainda, observa-se que o orquestrador de segunda ordem foi suficiente para compensar as não linearidades do CSTR para os degraus de subida do sinal de referência.

Todavia, para os degraus de descida, o controlador não alcançou o mesmo desempenho, pois foram observados *overshoots* indesejados.

5.2 Stirred Heater Tank – STH

Descrição do sistema
No tanque conhecido como *Stirred Heater Tank* (STH) é considerado que uma mistura de fluidos deve ocorrer a uma certa temperatura. A jaqueta que envolve o tanque contém um fluido que o aquece/resfria por meio de troca de calor (Wayne, 1998). Esse reator é representado na Figura 7. As entradas do STH são:

(1) F_t – Fluxo de entrada/saída tanque;
(2) F_j – Fluxo de entrada/saída da jaqueta;
(3) T_{t_i} – Temperatura na entrada do tanque;
(4) T_{j_i} – Temperatura na entrada da jaqueta.

Já os estados do sistema são:

(1) T_t – Temperatura no tanque;
(2) T_j – Temperatura na jaqueta.

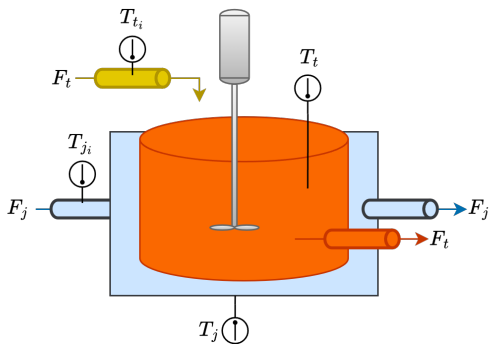

Figura 7. Representação do STH.

O objetivo é controlar a temperatura do tanque ($y = T_t$), manipulando o fluxo de entrada/saída da jaqueta ($u = F_j$). As variações dos estados do sistema são descritas pelas equações abaixo:

$$\frac{dT_t}{dt} = \frac{F_t}{V_t}\left(T_{t_i} - T_t\right) + \frac{U_{tj}A_{tj}\left(T_j - T_t\right)}{V_t\rho_t C_{p_t}}, \tag{30}$$

$$\frac{dT_j}{dt} = \frac{F_j}{V_j}\left(T_{j_i} - T_j\right) - \frac{U_{tj}A_{tj}\left(T_j - T_t\right)}{V_j\rho_j C_{p_j}}, \tag{31}$$

sendo A_{tj} a área de transferência de calor entre o tanque e a jaqueta, U_{tj} o coeficiente de transferência de calor entre o tanque e a jaqueta, C_{p_t} capacidade térmica do tanque, C_{p_j} capacidade térmica da jaqueta, ρ_t a densidade do fluido do tanque, ρ_j a densidade do fluido da jaqueta, V_t é o volume do tanque e V_j é o volume da jaqueta.

Em torno do ponto de operação, em que as entradas são: $F_{t_{ss}} = F_{j_{ss}} = 1\ ft^3/min$, $T_{t_{i_{ss}}} = 50\ °F$ e $T_{j_{i_{ss}}} = 200\ °F$, os estados do sistema são: $T_{t_{ss}} = 125\ °F$ e $T_{j_{ss}} = 150\ °F$. Já os parâmetros do sistema não linear em torno desse ponto de equilibro são apresentados na Tabela 4.

Experimento de malha aberta e definição do modelo de referência
Para sintonizar os ganhos do orquestrador, foi simulado um experimento de malha aberta no ambiente do SIMULINK (Figura 8). As entradas (F_t, T_{t_i} e T_{j_i}) e saídas (T_t e T_j) do sistema são perturbadas por ruídos brancos independentes de variância 10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-2} e 10^{-2}, respectivamente. O tempo de amostragem é $T_s = 0{,}1\ min$.

Tabela 4. Parâmetros do modelo não linear do STH em torno do ponto de operação adotado.

Parâmetro	Valor	Unidade
$\rho_t C_{p_t}$	61,3	$\frac{B}{°F\ ft^3}$
$\rho_j C_{p_j}$	61,3	$\frac{B}{°F\ ft^3}$
V_t	10	ft^3
V_j	1	ft^3

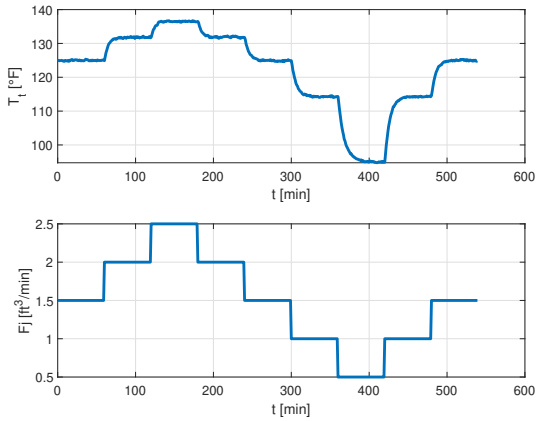

Figura 8. Simulação de experimento de malha aberta no STH.

Analogamente ao estudo de caso do CSTR, o modelo de referência do STH é adotado a partir de identificações aproximadas de sistemas de primeira ordem com atraso (25) (Figura 9). A constante de tempo do modelo de referência $\tau_{c_M} = 2,9698$, com atraso $\tau_{d_m} = 1$. Assim, utilizando o método de discretização ZOH, obteve-se:

$$M(q^{-1}) = \frac{0,2859\ q^{-1}}{1 - 0,7141\ q^{-1}}. \tag{32}$$

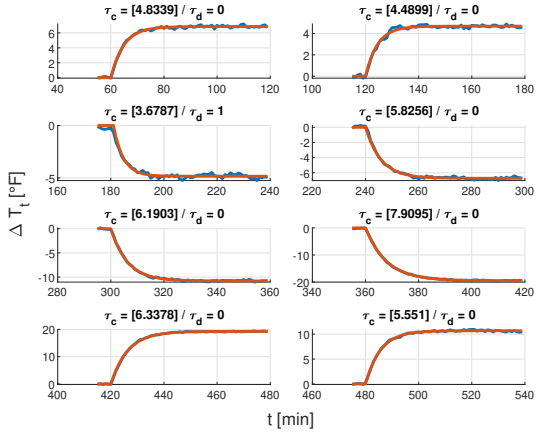

Figura 9. Identificação aproximada do STH em diferentes faixas de operação.

Sintonia do orquestrador polinomial e resultados

O orquestrador polinomial também foi adotado segundo (29). Assim, utilizando o método VRFT-O, os pesos para

cada um dos parâmetros do orquestrador são estimados e apresentados na Tabela 5.

Tabela 5. Pesos do orquestrador para o STH.

$\hat{w}_j^{K_\gamma}$	γ		
j	p	i	d
1	$-0,2860$	$0,0741$	$0,1491$
2	$0,0052$	$-0,0014$	$-0,0023$
3	$-1,9120\ 10^{-5}$	$7,0282\ 10^{-6}$	$7,2139\ 10^{-6}$

Novamente, são estimados os controladores PID com ganhos fixos, utilizando os métodos VRFT e NCbT (Tabela 6). As saídas de malha fechada podem ser observadas na Figura 10.

Tabela 6. Parâmetros dos controladores PID com ganhos fixos para o STH.

	VRFT	**NCbT**
$\hat{K}_p$	$0,0646$	$0,0789$
$\hat{K}_i$	$0,0107$	$0,0148$
$\hat{K}_d$	$0,0047$	$0,0160$

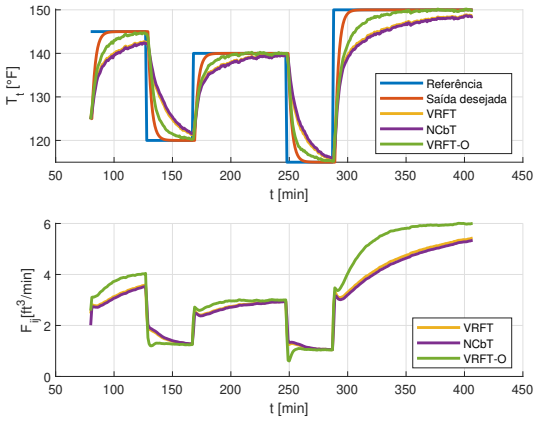

Figura 10. Comparação das saídas de malha fechada no STH com controlador PID de ganhos fixos e de ganhos adaptativos sintonizados por métodos DDC.

Os valores obtidos de J_{MR}, ponderados pelo número de amostras, para os métodos VRFT, NCbT e VRFT-O foram iguais a 19,4428, 23,3696 e 5,4263, respectivamente. Percebe-se que nesse segundo estudo de caso, o valor da função custo para o método VRFT-O foi consideravelmente menor quando comparado aos métodos VRFT e NCbT. Ainda, a partir da Figura 10, percebe-se que o controlador PID com ganhos adaptativos conseguiu satisfazer as especiações do modelo de referência com uma maior eficiência, quando comparado com aqueles com ganhos fixos (Tabela 6). Diferentemente do estudo de caso do CSTR, o polinômio de segunda ordem foi suficiente para compensar a não linearidade do STH, tanto para os degraus de subida do sinal de referência, quanto para os degraus de descida. Portanto, o orquestrador apresentou um melhor desempenho em entregar a dinâmica linear definida pelo respectivo modelo de referência.

6. CONCLUSÃO

Neste artigo a técnica VRFT foi revisada tanto para a sintonia do controlador PID na forma de velocidade com ganhos fixos, quanto para com ganhos adaptativos. Neste último, foi adotada a forma de um polinômio de segundo grau para o orquestrador.

Os controladores PID com ganhos fixos – sintonizados pelas técnicas VRFT e NCbT – e com ganhos adaptativos – sintonizados pela técnicas VRFT-O – foram utilizados em dois processos comumente estudados na teoria de controle não linear, sendo eles o CSTR e o STH. Notou-se que para ambos os processos, o controlador adaptativo obteve melhor desempenho quando comparado aos controladores fixos, no rastreio da dinâmica do modelo de referência.

Por fim, a escolha de um polinômio para o orquestrador do controlador PID adaptativo se mostra atrativa no âmbito industrial, não somente pelo bom desempenho de controle, mas também pela baixa quantidade de parâmetros (pesos do polinômio) que necessitam ser armazenados na memória dos módulos eletrônicos. Para trabalhos futuros, planeja-se investigar a escolha ótima do modelo de referência para processos não lineares, para maximizar a eficiência de controle da malha fechada.

REFERÊNCIAS

Aguiar, A.P.V.d.A., Júnior, G.A., and Barros, P.R. (2023). Frequency-based multivariable control design with stability margin constraints: A linear matrix inequality approach. *Journal of Process Control*, 132, 103115.

Åström, K.J. and Hägglund, T. (2001). The future of pid control. *Control engineering practice*, 9(11), 1163–1175.

Åström, K.J., Hägglund, T., Hang, C.C., and Ho, W.K. (1993). Automatic tuning and adaptation for pid controllers-a survey. *Control Engineering Practice*, 1(4), 699–714.

Bazanella, A.S., Campestrini, L., and Eckhard, D. (2011). *Data-driven controller design: the H2 approach*. Springer Science & Business Media.

Campi, M.C., Lecchini, A., and Savaresi, S.M. (2002). Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, 38(8), 1337–1346.

Díaz-Rodríguez, I.D., Han, S., and Bhattacharyya, S.P. (2019). *Analytical design of PID controllers*. Springer.

Formentin, S. and Savaresi, S.M. (2011). Virtual reference feedback tuning for linear parameter-varying systems. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 10219–10224.

Hou, Z.S. and Wang, Z. (2013). From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective. *Information Sciences*, 235, 3–35.

Karimi, A., Van Heusden, K., and Bonvin, D. (2007). Noniterative data-driven controller tuning using the correlation approach. In *2007 European control conference (ECC)*, 5189–5195. IEEE.

Wayne, B.B. (1998). Process dynamics: Modeling, analysis, and simulation. In *Library of Congress Cataloging-in-Publication Data, 620p*, 46–49.

Yahagi, S. and Kajiwara, I. (2021). Direct tuning of gain-scheduled controller for electro-pneumatic clutch position control. *Advances in Mechanical Engineering*, 13(8), 16878140211036017.