

Simulação e sintonia do controle PI para sistemas FOPDT

Simulation and tuning of PI control for FOPDT systems

DOI: 10.46814/lajdv5n2-010

Recebimento dos originais: 10/07/2023

Aceitação para publicação: 11/08/2023

Antonio Augusto Rodrigues Coelho

Doutor em Engenharia Elétrica

Instituição: Universidade Federal de Santa Catarina

Endereço: R. Eng. Agrônomo Andrei Cristian Ferreira, s/n, CEP: 88040-900

E-mail: antonio.arc@ufsc.br

RESUMO

Este artigo apresenta métodos de sintonia para o projeto do controlador PI. Aborda-se várias sintonias, desde a contribuição histórica de Ziegler-Nichols para a calibração vigente controle por modelo interno. Diversos procedimentos de sintonia PID e PI têm aceitação na indústria. Diferentes técnicas de sintonia baseiam-se no modelo contínuo de primeira-ordem, denominado projeto dependente de modelo, para sistemas lineares. Índices de desempenho avaliando os comportamentos servo e regulatório do sistema de controle de malha fechada em dois ensaios (simulado e experimental) são calculados. A ideia é mostrar a eficiência de sintonia no contexto do desempenho de um controle PI ótimo. Finalmente, os ganhos de sintonia de calibração PI são embarcadas no PID industrial PXR4 da empresa Fuji e a dinâmica de malha fechada é comparada com a realização de sintonia *auto-tuning* do controlador.

Palavras-chave: controlador PI, estabilidade, sintonia, identificação, modelo FOPDT, desempenho.

ABSTRACT

The paper deals with tuning methods for the PI controller design. The focus has been the historical landmark contribution of Ziegler-Nichols to the actual calibration internal model control. Several PID and PI tuning approaches have achieved industrial acceptance using continuous first-order model, denominated model-dependent design, for linear systems. Performance indices assessing the servo and regulatory closed-loop operational conditions for two simulation essays are calculated. The objective is to show how far each PI tuning rule is away from the optimal behavior. Finally, two sets of PI tuning gains are embedded in the industrial PID of Fuji-PXR4 and the closed-loop dynamic simulation is compared with the auto-tuning implementation of the controller.

Keywords: PI controller, stability, tuning, identification, FOPDT model, performance.

1 INTRODUÇÃO

Apesar do progresso da teoria de controle de processos, a maioria dos controladores utilizados na indústria é do tipo PID. Por questões de segurança operacional de malha fechada, tratamento de plantas com longo atraso de transporte e simplicidade de uso de programação/instalação em campo, emprega-se a estrutura de controle PI. A parcela derivativa deve ser desativada (*switched off*) na

presença de medidas ruidosas, causando variações excessivas no sinal de controle e desempenho oscilatório. Por exemplo, a implementação da empresa *Expertune* em sistemas com elevado atraso de transporte é habilitar somente as bandas proporcional e integral, com os ganhos ajustados com $0.3/\text{static gain}$ e $0.42 \cdot \text{dead time}$, respectivamente, calibração denominada *stealth tuning*.

O controlador PI se apresenta sob diferentes estruturas de implementação que varia entre fabricantes em termos da aplicação, sintonia, efetividade, equação recursiva, filtragem e escalonamento. O controlador PI analógico, do tipo ideal, tem a seguinte forma:

$$u(t) = K_c \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right\} \Rightarrow G_c(s) = K_c \left\{ 1 + \frac{1}{T_i s} \right\} \quad (1)$$

Onde

$u(t)$ é o sinal de controle, $e(t) = y_r(t) - y(t)$ é o erro do sistema, K_c é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral. A equação digital do controlador PI incremental pode ser escrita como

$$u(k) = u(k-1) + K_c \left\{ \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right) e(k) - e(k-1) \right\} \quad (2)$$

Sendo

T_s o período de amostragem (Coelho *et al.*, 2019). A equação (2) é adequada para realização em dispositivos digitais na indústria do tipo *single-loop* ou controlador lógico programável (CLP) e é compreensível por especialistas e engenheiros da área (Cooper, 2004; Åström e Hägglund, 2006).

Para evitar ações de controle de magnitude excessiva de malha (modo de operação no estado de saturação diminui o tempo de vida útil de equipamentos, penaliza o custo/manutenção e gera instabilidade) deve-se optar pela seguinte implementação:

$$u(k) = u(k-1) + K_c \frac{T_s}{T_i} y_r(k) - K_c \left\{ \left(1 + \frac{T_s}{T_i} \right) y(k) - y(k-1) \right\} \quad (3)$$

Que representa a estrutura de controle denominada I+P proposta por Y. Takahashi (Bobál *et al.*, 2005). O ajuste dos ganhos do controlador PI é responsável pela dinâmica de malha fechada da

planta controlada. A literatura de sistemas dinâmicos viabiliza a presença de inúmeras regras de sintonia de controle PI com pouca aplicação prática e validade industrial (O'Dwyer, 2006).

Em geral, o projeto do controladores PI baseia-se em métodos heurísticos, analíticos (modelos paramétricos e não-paramétricos), inteligentes, otimização e avançados (modelo interno, variância mínima e preditivo) (Rivera, 1999; Hägglund e Åström, 2002; Silveira *et al.*, 2012; Coelho *et al.*, 2019). Adicionalmente, a necessidade de projetos de algoritmos de controle compreensível e eficiente na forma digital e que viabilize implementações tecnológicas é evidente nos dias atuais (Åström *et al.*, 1998; Hägglund e Åström, 2002; O'Dwyer, 2006; Somefun *et al.*, 2021).

Muitos projetos de controle PI têm sido explorados por anos e estão conectados com as pesquisas de identificação do modelo FOPDT (*First Order Plus Dead-Time*). Neste sentido, plantas industriais, por exemplo de ordem elevada ou com atraso dominante, podem ser aproximadamente modelada por uma função de transferência de primeira ordem com atraso de transporte (modelo FOPDT), isto é,

$$G_m(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (4)$$

Onde

K_p é o ganho estático, τ é a constante de tempo, θ é o atraso de transporte e podem ser obtidos por experimentos de malha aberta (*step test*) ou malha fechada (*recursive least squares* or *relay test*) visando a sintonia ou diagnóstico de malha do controlador PI. O modelo FOPDT é uma solução simples para aplicações no domínio de controle de processos. No campo de sistemas de controle dinâmicos se tem uma variedade de plantas industriais cujas propriedades dinâmicas estão representadas pelo modelo FOPDT. Entretanto, deve-se observar a dependência das diversas sintonias de controle PI em termo da precisão da aproximação de sistemas dinâmicos de primeira ordem. Isto implica na existência de aplicações que limitam o uso do modelo FOPDT, incluindo, por exemplo, plantas instáveis ou oscilatórias encontradas em sistemas químicos ou mecânicos. Os sistemas de estrutura FOPDT podem ser classificados com base no índice de caracterização de modelos (MCI - *Model Characterization Index*), $MCI = \theta / (\tau + \theta)$, variando no intervalo de 0 a 1 (Garpinger *et al.*, 2014). Não existe um limite preciso mas se $0 \leq MCI \leq 0.2$ a planta é considerada constante de tempo dominante, $0.2 < MCI < 0.7$ a planta é balanceada e $0.7 \leq MCI \leq 1$ a planta é atraso de transporte dominante.

Na avaliação da dinâmica de malha fechada, das sintonias PI, emprega-se as medidas de robustez do tipo margem de ganho (MG) e margem de fase (MF). Valores típicos são $2 < MG < 15$ e $30^\circ < MF < 60^\circ$ (Seborg *et al.* 1989). Vale ressaltar que tais especificações podem variar entre diferentes campos de aplicação e valores elevados tratam eficientemente sistemas com mudanças paramétricas. Duas outras formas de avaliar a robustez são pelos valores de pico de M_S , obtido da função de sensibilidade $S = 1/(1+G_c G_m)$ e M_T , obtido da função de sensibilidade complementar

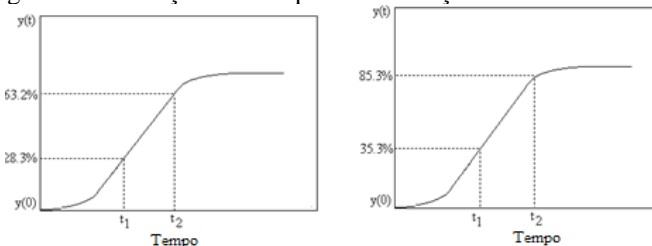
$T = 1 - S = G_c G_m / (1 + G_c G_m)$. Valores recomendados são $1 < M_T < 1.5$ e $1.2 < M_S < 2$. Valores de M_S na vizinhança de 2 condiciona um bom rastreamento e desempenho enquanto que próximo de 1.2 aumenta a margem de estabilidade. A dinâmica temporal (sobressinal, tempo de subida, tempo de resposta, erro de regime permanente) de sistemas de controle de malha fechada pode também ser mensurada em termos do rastreamento da referência e rejeição da perturbação de carga com os índices de desempenho IAE - *Integral of Absolute Error*, ITAE - *Integral of Time multiplied by Absolute Error* e TVC - *Total Variation of Control*. Estes índices auxiliam o projetista na decisão da sintonia a ser implementada no sistema controlado (Skogestad, 2003, Seborg *et al.*, 2004; Grimholt e Skogestad, 2012; Garpinger *et al.*, 2014).

Este artigo descreve projetos e métodos de sintonia PI da literatura de controle de processos dos pontos de vista da academia e indústria, com ênfase em um ensaio simulado e uma aplicação experimental com o controlador industrial Fuji-PXR4. Diversos estudos de caso de sistemas de controle PI simulados numericamente são mostrados na literatura e muito explorado na área (Åström *et al.*, 1998; Vilanova, 2006; Haugen, 2010). Mais pesquisas e análises para confirmar a viabilidade da sintonia PI em tecnologias digitais são necessárias. Este artigo procura priorizar, além da simulação numérica, uma simulação experimental em um sistema físico real visando a implementação do controle PI digital em tempo real. Além disso, apresentam-se recentes projetos atualmente disponíveis e de destaque no *IFAC Conference on Advances in PID Control*, 28-30 de março de 2012, Brescia, Itália: i) SIMC (Skogestad IMC - *Internal Model Control*) que é considerado o padrão referencial, de eficácia notável em aplicações práticas de processos contínuos, com desempenho superior ao controle PI clássico Z-N e IMC, e é adequado em malhas servo e regulatória; ii) PPID (Pseudo-PID) que destaca-se por apresentar um parâmetro de projeto, interessante para implementação em dispositivos digitais de campo e controla uma variedades de plantas de complexidades distintas.

2 ESTIMAÇÃO DE SISTEMAS FOPDT PARA SINTONIA PI

Na área de identificação testemunha-se uma variedade de métodos baseado na resposta ao degrau da planta para estimação dos parâmetros K_p , τ e θ , equação (4). A Figura 1 descreve duas técnicas de modelagem e os instantes de tempo necessários no cálculo destas constantes. A Tabela 1 ilustra duas fórmulas de identificação do modelo FOPDT (Seborg *et al.*, 2004; Åström e Hägglund, 2006; Coelho e Coelho, 2016).

Figura 1 - Avaliação dos tempos na estimação do modelo FOPDT.



Fonte: software MATLAB

As vantagens da aplicação da resposta do degrau são: i) rápido e fácil de obter a partir da curva de reação com o sistema em regime permanente; ii) apropriada estimativa tanto do ganho estático como também da constante de tempo e do atraso, graficamente ou por algoritmos/software computacionais. As desvantagens estão apoiadas na dificuldade de aplicação em processos não-lineares e na qualidade das medidas, se ruidosas produzem resultados inconsistentes. A adequação da estimação do modelo FOPDT modifica a sintonia PI e, portanto, a estabilidade do sistema de malha fechada (Vilanova; 2006; Grimholt e Skogestad, 2012; Garpinger *et al.*, 2014; Coelho e Coelho, 2016).

Tabela 1 - Equações para o ajuste do modelo FOPDT.

Smith e Corripio

$$(t_1, t_2) = (0.283y_f, 0.632y_f), \quad \tau = 1.5(t_2 - t_1), \quad \theta = 1.5t_1 - 0.5t_2$$

Sundaresan e Krishnaswamy

$$(t_1, t_2) = (0.353y_f, 0.853 y_f), \quad \tau = 0.67(t_2 - t_1), \quad \theta = 1.3t_1 - 0.29t_2$$

Fonte: Autoria Própria

A Tabela 2 mostra a programação no software Matlab das técnicas de estimação do modelo FOPDT descritas na Tabela 1.

Tabela 2 - Exemplo de código Matlab na identificação do modelo FOPDT.

```
clear all; close all; clc;
% ----- Sistema estimado
gp = tf([0.5 1],conv([1 1],[1 2 1]));
% ----- Ganho estático: resposta ao degrau unitário
[y,t] = step(gp,15);
Kp = y(end);
% ----- Seleciona método de estimação
metodologia = 2;
switch metodologia
    case 1
        % - Estimação proposto por Smith e Corripio
        t1 = interp1q(y,t,0.283*Kp); t2 = interp1q(y,t,0.632*Kp);
        tau = 1.5*(t2 - t1); teta = 1.5*t1 - 0.5*t2;
    case 2
        % - Estimação proposto por Sundaresan e Krishnaswamy
        t1 = interp1(y,t,0.353*Kp); t2 = interp1(y,t,0.853*Kp);
```

```

    tau = 0.67*(t2 - t1); teta = 1.3*t1 - 0.29*t2;
end
% ----- Modelo FOPDT estimado
gm = tf(Kp,[tau 1],'inputdelay',teta);
% ----- Dinâmicas: sistema e modelo
step(gp,'-k',gm,'r')

```

Fonte: Autoria Própria

Na atualidade existe um grande número de controladores manufaturados em processos industriais com característica de auto-sintonia denominada *self-tuning* e *auto-tuning*. Estas metodologias empregam o estimador dos mínimos quadrados e o relê na malha direta no contexto da estimação de modelos matemáticos de ordem reduzida, respectivamente. No entanto, convém observar uma nova abordagem na literatura de controle de processos que utiliza o pulso duplo retangular (PDR). O método PDR apresenta expressões analíticas que fornecem o ganho estático, a constante de tempo e o atraso de transporte do modelo FOPDT e sendo menos sensível a incertezas e perturbações. As expressões são obtidas através de dois extremos da resposta em relação ao pulso duplo de entrada (Barra *et al.*, 2008).

3 SÍNTESE DIRETA DO CONTROLADOR PI

Esta é uma técnica de projeto de sintonia adaptada ao controlador PI é baseada no modelo estimado da planta em conjunto com uma dinâmica de malha fechada especificada pelo projetista. O sucesso desta abordagem está relacionado não somente ao tratamento matemático-dinâmico, mas também ao desempenho desejado da resposta de malha fechada, isto é, pelo entendimento do projetista da dinâmica da constante de tempo de sistemas de primeira ordem ensinado em cursos de sistemas realimentados.

3.1 SINTONIA DIRETA

Admitindo $G_m(s)$ e $G_c(s)$ as funções de transferência estimada da planta e do controlador, em uma malha de controle convencional, então a equação de malha fechada é caracterizada por

$$\frac{Y(s)}{Y_r(s)} = \frac{G_c(s)G_m(s)}{1 + G_c(s)G_m(s)} \quad (5)$$

Reescrevendo-se a equação (5) no cálculo da lei de controle em função da dinâmica do modelo da planta e da característica de resposta de malha fechada desejada, tem-se (denominado *model reference based tuning*)

$$G_c(s) = \frac{1}{G_m(s)} \left\{ \frac{\frac{Y(s)}{Y_r(s)}}{1 - \frac{Y(s)}{Y_r(s)}} \right\} \quad (6)$$

Da equação (6) observam-se as seguintes características: i) o controlador não está restrito a qualquer ordem; ii) se deve condicionar uma estrutura de controle causal; iii) como emprega o inverso da planta não trata sistemas de fase não-mínima; iv) a estabilidade da resposta de malha fechada é especificada.

Um modelo de primeira ordem com atraso de transporte pode ser identificado do sistema, equação (4), e uma especificação de primeira ordem de malha fechada (*loop target*) pode ser atribuída, ou seja,

$$\frac{Y(s)}{Y_r(s)} = \frac{e^{-\theta s}}{\lambda s + 1} \quad (7)$$

Onde

λ é a constante de tempo de malha fechada especificada pelo projetista e condiciona a estabilidade e a energia do sinal de controle. Substituindo-se a equação (7) na equação (6) obtém-se

$$G_c(s) = \frac{1}{G_m(s)} \left\{ \frac{e^{-\theta s}}{\lambda s + 1 - e^{-\theta s}} \right\} \quad (8)$$

Utilizando a aproximação $e^{-\theta s} \approx 1 - \theta s$ e a equação (4) resulta o controle PI dado por

$$G_c(s) = \frac{\tau s + 1}{K_p(\lambda + \theta)s} = \frac{\tau}{K_p(\lambda + \theta)} \left\{ 1 + \frac{1}{\tau s} \right\} \quad (9)$$

Com formato do controlador PI ideal. O ganho proporcional e o tempo integral são calculados de

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + \theta)}, \quad T_i = \tau \quad (10)$$

Observe a natureza intuitiva do ganho proporcional. Quando λ aumenta o ganho diminui e obtém-se uma resposta de malha fechada conservativa. Valores de magnitude pequena proporcionam condições de malha agressiva enquanto que valores grande tornam a resposta lenta. Assim, A constante λ modifica a robustez do sistema controlado. Para aplicações práticas é desejável ter uma metodologia sistemática para obter valores adequados de λ evitando-se, por exemplo, o fatigante procedimento de sintonia tentativa e erro ou uma resposta indesejada (oscilatória ou instável). A sintonia da equação (10) está presente em produtos manufaturados e softwares comerciais, sendo denominada *lambda tuning*. A Tabela 3 ilustra a sintonia PI descrita em Andersson (2000).

Tabela 3 - Ajuste do controle PI proposto por Andersson.

Fator de Ponderação: $\lambda = \beta \cdot \max(\tau, \theta)$

$\beta > 3 \Rightarrow$ resposta conservativa
 $1 < \beta < 3 \Rightarrow$ resposta moderada
 $\beta < 1 \Rightarrow$ resposta agressiva

Fonte: Autoria Própria

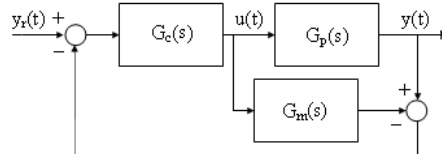
3.2 SINTONIA POR CONTROLE DE MODELO INTERNO

A principal característica do projeto controle por modelo interno (IMC - *Internal Model Control*) é a estrutura simples da lei de controle, com poucos parâmetros para sintonia *on-line* e a facilidade de interpretação de calibração (por exemplo, pode-se associar a dinâmica da planta de malha fechada com a resposta de um sistema de primeira ordem, sendo a constante de tempo determinante na qualidade da estabilidade de malha fechada). O controlador IMC pode melhorar a robustez e o desempenho do controle em sistemas com longo atraso de transporte e cuja compensação de realimentação ajuda, adicionalmente, no tratamento de incertezas do modelo e perturbações (Rivera *et al.*, 1986; Rivera, 1999).

A principal ideia do IMC é conectar o modelo da planta em paralelo com o sistema real e condicionar o controlador para ter a forma da dinâmica inversa do modelo. O sucesso do IMC está na precisão do modelo da planta aplicado no projeto (Vilanova, 2006; Coelho *et al.*, 2019). Para sistemas monovariáveis o controlador IMC emprega o inverso da parte de fase mínima do modelo e adiciona um filtro passa-baixa (parâmetro de sintonia) visando garantir as seguintes propriedades da malha controlada: implementação do sinal de controle, rastreamento da referência, rejeição da perturbação,

erro nulo de regime permanente, estabilidade desejada e robustez. A Figura 2 ilustra a topologia do controlador IMC.

Figura 2 - Diagrama de controle da estrutura IMC.



Fonte: software MATLAB

Assumindo que o sistema de controle de malha fechada é estável, a seguinte relação pode ser obtida:

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)[G_p(s) - G_m(s)]} \quad (11)$$

No projeto do controlador IMC considera-se o modelo da planta, $G_m(s)$, decomposto em

$$G_m(s) = G_m^+(s)G_m^-(s) \quad (12)$$

Onde

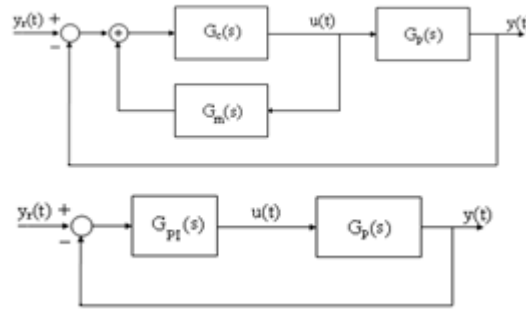
$G_m^+(s)$ contém os elementos de fase não-mínima e o atraso de transporte enquanto que $G_m^-(s)$ a parcela de fase mínima. Deve-se conectar um filtro passa-baixa de ganho unitário em série com o controlador IMC para garantir tanto uma estrutura causal (realização física) como a estabilidade de malha fechada. A função de transferência do controlador IMC e do filtro é dada por

$$G_c(s) = \frac{F(s)}{G_m^-(s)}, \quad F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (13)$$

Onde

λ é o parâmetro de projeto (responsável pela estabilidade e energia do controle) e n é a ordem do filtro. Se $n = 1$ a regra de tombamento é selecionar λ duas vezes mais rápido que a resposta de malha aberta da planta ($\tau/2$). Para obter o mapeamento entre os controladores IMC e PI o diagrama de blocos da Figura 2 pode ser rearranjado nas seguintes formas:

Figura 3 - Diagrama de controle IMC e PI.



Fonte: software MATLAB

Comparando os dois sistemas de controle da Figura 3, a função de transferência do controlador PI é

$$G_{PI}(s) = \frac{G_c(s)}{1 - G_c(s)G_m(s)} = \frac{G_m^-(s)^{-1}F(s)}{1 - G_m^+(s)F(s)} \quad (14)$$

Admitindo o sistema com modelo estimado FOPDT, equação (4), então

$$G_m(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \approx \frac{K_p(1 - \theta s)}{\tau s + 1} = G_m^-(s)G_m^+(s) \quad (15)$$

$$G_m^-(s) = \frac{K_p}{\tau s + 1}, \quad G_m^+(s) = (1 - \theta s) \quad (16)$$

E substituindo na equação (14) obtém-se $G_{PI}(s) = G_c(s)$, equação (9), resultando na mesma sintonia da equação (10). Logo, o controlador IMC é idêntico ao projeto da síntese direta pela abordagem clássica para modelos FOPDT. A seleção de λ condiciona a velocidade da resposta para mudanças de referência e atenuação de perturbações de carga. A Tabela 4 mostra algumas propostas de calibração (*default cases*) descritas na literatura. A Tabela 5 relaciona a sintonia PI-IMC pelo modelo estimado FOPDT (denominado *model based tuning*).

Tabela 4 - Sintonias PI-IMC na regulação de \angle (energia do controle).

Rivera *et al.* (1986)
 $\lambda > 0.1\tau$ ou 0.8θ

Chien e Fruehauf (1990)

$$\theta < \lambda < \tau$$

Skogestad (2003)
 $\lambda = \theta$

Cooper (2004)
 $\lambda > 0.1\tau$ ou $0.8\theta \Rightarrow 10\%$ a 15% de sobre-sinal
 $\lambda > 0.5\tau$ ou $4\theta \Rightarrow$ resposta sem sobre-sinal

Fonte: Autoria Própria

Tabela 5 - Sintonia PI-IMC via modelo FOPDT.

Rivera *et al.* (1986) - Clássico (IMC)

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + \theta)}, \quad T_i = \tau$$

Rivera (1999) - Modificado

$$K_c = \frac{0.5(2\tau + \theta)}{K_p\lambda}, \quad T_i = \tau + \frac{\theta}{2}$$

Fonte: Autoria Própria

3.3 SINTONIA SIMC

Observando os extremos da linha do tempo na área de controle de processos, em termos da sintonia do controlador PI, Ziegler e Nichols (1942) e Rivera *et al.* (1986) como marcos relacionados a primeira sintonia e destaque na indústria, respectivamente, tem-se que a primeira proposta gera ganhos de magnitude elevada produzindo oscilações na variável controlada e a segunda tem dificuldades para tratar perturbações de carga conduzindo a uma resposta regulatória oscilatória. De modo a atender respostas adequadas dos pontos de vista servo e regulação, em 2003, S. Skogestad apresentou uma sintonia PI simples como uma extensão da IMC para tratar processos com dinâmica FOPDT denominada SIMC (*SIM*ple Control ou *Skogestad IMC*). A Tabela 6 descreve a sintonia PI-SIMC.

Tabela 6 - Calibração PI-SIMC proposta por Skogestad.

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + \theta)}, \quad T_i = \min(\tau, 4(\lambda + \theta))$$

Fonte: Autoria Própria

O ajuste PI-SIMC é atualmente o padrão referencial na indústria de controle de processos. Está próximo do ótimo operacional e é uma regra entendível de aplicar e memorizar. A sintonia mitiga perturbação de carga e rastreia referência de forma eficiente. Skogestad (2003) sugeriu selecionar $\lambda =$

θ (*default choice*). Da Tabela 6 observa-se que se τ é pequeno ($T_i = \tau$) então a sintonia PI-SIMC aproxima-se da PI-IMC enquanto que τ grande e $\lambda = 0$ a sintonia PI-SIMC assemelha-se da PI-ZN.

3.4 SINTONIA PSEUDOPI

Na atualidade, a falta de projetos de algoritmos de controle simples de implementar computacionalmente e eficientes em plataformas digitais, para benefício da indústria de controle PID, são necessários em termos da estabilidade, performance e robustez de malha (Åström e Hägglund, 2006; Somefun *et al.*, 2021).

Visando uma calibração compreensível e eficaz, que não somente assegure estabilidade e desempenho de malha fechada mas também que facilite a tarefa de sintonia do projetista, um controlador Pseudo-PID (PPID) e PseudoPI foi proposto com um único parâmetro de sintonia (Silveira *et al.*, 2012). Baseado na relação estabelecida por H. A. Fertik (Seborg *et al.*, 1989) é possível ajustar

$$\frac{T_s}{T_i} > \frac{1}{100} \Rightarrow \frac{T_s}{T_i} = 0.1 \quad (17)$$

e reescrever a equação (3) na expressão digital normalizada do controlador PseudoPI, isto é,

$$u(k) = u(k-1) + K_c[y_r(k) - 2y(k) + y(k-1)] \quad (18)$$

Algumas características do projeto do PseudoPI da equação (18) são: i) tem somente um parâmetro de projeto, K_c para ser sintonizado e técnicas clássicas (lugar das raízes, otimização) e avançadas (*self-tuning, fuzzy*) podem ser aplicadas; ii) proporciona um desempenho de malha fechada eficiente em termos de custo e regulação em sistemas simples e complexos; iii) acessível de memorizar/programar e interessante para embarcar em tecnologias digitais. Para evitar o cansativo procedimento tentativa e erro na calibração do PseudoPI é possível relacionar ao projeto IMC para modelos estimados do tipo FOPDT, conforme ilustra a Tabela 7.

Tabela 7 - Sintonia IMC para o controlador PseudoPI com modelo FOPDT.

$$K_c = \frac{T_s}{K_p(\lambda + \theta)}, \quad \lambda = \min(2\theta, \tau/2)$$

Fonte: Autoria Própria

Além do mais, a sintonia PseudoPI propicia um *pre-tuning* na implementação PI digital *self-tuning* ou no comissionamento (*start-up*) de malhas contínuas na indústria.

3.5 SINTONIA EMPÍRICA

Na literatura de controle de processos encontram-se diversificadas formas de sintonia empírica do controlador PI baseado em modelos FOPDT obtidos pela curva de reação da planta (*input-output open-loop test*) e que é destaque na prática industrial. A qualidade do modelo FOPDT identificado, utilizado na calibração do controle PI, interfere na estabilidade e é dependente da peculiaridade de operação do sistema controlado.

A Tabela 8 relata três regras e no artigo de O'Dwyer (2006) é possível obter uma coletânea de possibilidades de calibração para sistemas com características variadas (estável, integral).

Tabela 8 - Calibração dos ganhos do controlador PI com o modelo FOPDT.

$$\begin{array}{l}
 \text{Ziegler-Nichols (ZN)} \\
 K_c = \frac{0.9\tau}{K_p\theta}, \quad T_i = 3.33\theta \\
 \\
 \text{Chien-Hrones-Reswick (CHR)} \\
 K_c = \frac{0.6\tau}{K_p\theta}, \quad T_i = \tau \\
 \\
 \text{Hägglund-Åström (HA)} \\
 K_c = \frac{1}{K_p} \left(0.14 + 0.28 \frac{\tau}{\theta} \right), \quad T_i = \theta \left(0.33 + \frac{6.8\tau}{10\theta + \tau} \right)
 \end{array}$$

Fonte: Autoria Própria

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A relevância das sintonias PI apresentadas é avaliada em dois exemplos de simulação de malha fechada. O primeiro experimento numérico utiliza um sistema linear e invariante no tempo de quarta ordem e com o modelo FOPDT estimado pela técnica de Smith-Corripio, ou seja,

$$G_p(s) = \frac{1}{(\alpha^0 s + 1)(\alpha^1 s + 1)(\alpha^2 s + 1)(\alpha^3 s + 1)}, \quad \alpha = 0.2, \quad G_m(s) = \frac{e^{-2.3551s}}{1.0352s + 1}$$

A característica da planta é constante de tempo dominante, $MCI = 0.1851$. O sistema é submetido a uma mudança de referência degrau unitário e a uma perturbação de carga (magnitude 0.2 e aplicada em $t = 15$ s). Os índices de desempenho são avaliados em seis métodos de sintonia do

controle PI, conforme mostra a Tabela 9. O comportamento dos sinais da saída e do controle estão ilustrados na Figura 4 para somente três sintonias, ou seja, SIMC, PPI e ZN.

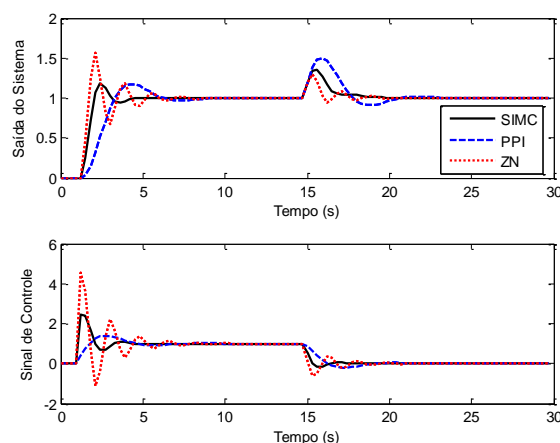
Tabela 9 - Comparação dos métodos de sintonia PI.

<i>Desempenho</i>	ZN	CHR	HA	IMC	SIMC	PseudoPI
MG	2.656	3.652	3.741	5.570	4.133	2.692
MF	36.33	42.58	42.98	48.439	44.54	36.635
M_s	1.604	1.371	1.365	1.219	1.319	1.591
M_T	1.206	1.009	1.137	1	1	1.254
IAE	1.126	1.458	1.815	2.621	1.749	3.602
ITAE	0.521	0.328	0.378	0.310	0.306	0.676
TVC	22.03	8.588	5.129	3.722	6.269	3.468

Fonte: Autoria Própria

Da Tabela 9 e Figura 4 verifica-se que a regra de sintonia PI-SIMC garante ao sistema realimentado um enquadramento nos intervalos de robustez e proporciona a melhor dinâmica de malha fechada (sinais de saída e de controle). Não apresenta oscilações operacionais e com reduzida energia de controle. Além disso, viabiliza um bom rastreamento de referência, compensa a perturbação de carga, garante erro nulo de regime permanente e as margens de estabilidade são adequadas.

Figura 4 - Respostas com as sintonias PI de ZN, SIMC e PseudoPI.



Fonte: software MATLAB

O segundo ensaio, mas agora empregando um sistema experimental de segunda ordem, é utilizado para comparar a eficiência da técnica de calibração PI de Skogestad com a sintonia implementada no controlador Fuji PXR4. O mecanismo de identificação da planta, inserido no controlador Fuji emprega o método do relê, está embarcado no dispositivo (*auto-tuning approach*) e é

utilizado para estimar os ganhos PI. Posteriormente, uma nova simulação é realizada com a calibração PI-SIMC aplicada no controlador PI industrial (*PXR Series - Instrumart*).

A Figura 5 ilustra o controlador e a planta controlada realizada com amplificadores operacionais (implementada no Departamento de Automação e Sistemas da UFSC).

Figura 5 - Controlador industrial Fuji e o sistema implementado por filtros ativos.



Fonte: software MATLAB

No projeto do controlador PI-SIMC identifica-se o modelo FOPDT pela técnica de Sundaresam-Krishnaswamy. O sistema prático e o modelo contínuo estimado tem a seguinte função de transferência:

$$G_p(s) = \frac{1}{(2.2s + 1)^2}, \quad G_m(s) = \frac{e^{-1.3881s}}{3.1771s + 1}$$

A característica da planta linear de segunda ordem é balanceada ($MCI = 0.3041$). O desempenho é mostrado na Tabela 10 e os resultados experimentais na Figura 6.

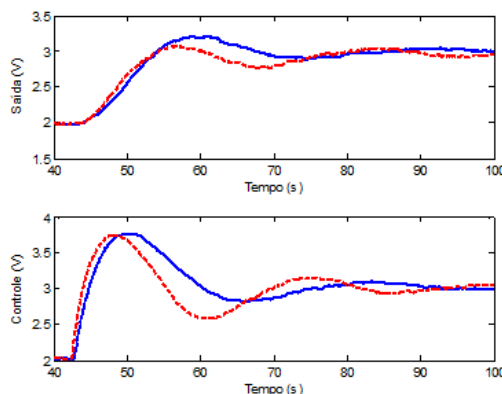
Tabela 10 - Resultados do controle PI na planta experimental.

<i>Análise de Robustez</i>	Fuji	SIMC
ITAE	26.379	22.225
TVC	4.661	4.208

Fonte: Autoria Própria

Dos resultados observa-se que a sintonia PI-SIMC, embarcada no controlador PID Fuji, proporciona uma superior dinâmica e estabilidade temporal do sistema de controle de malha fechada (melhores índices de desempenho, resposta mais conservativa, menor tempo de resposta e energia do controle).

Figura 6 - Respostas com as sintonias PI-Fuji (vermelho) e PI-SIMC (azul).



Fonte: software MATLAB

5 CONCLUSÃO

Este artigo apresentou diferentes projetos e sintonias do controlador PI e simulados para sistemas com representação de modelo FOPDT. Índices foram empregados para avaliar o rastreamento da referência e rejeição de perturbação de carga. A partir destes índices o projetista tem a liberdade de sintonizar o controlador PI de forma rápida e verificar se as especificações de desempenho são atendidas na aplicação particular. Conforme observado nos experimentos, simulação numérica e experimental, o benefício e robustez da técnica de sintonia PI-SIMC foi constatada. O ensaio PI experimental foi realizado num sistema analógico e os resultados são válidos para este estudo de caso. Como trabalhos futuros pretende-se aumentar o número de experimentos com outros tipos de classe de plantas de variadas complexidades. Sistemas MIMO serão também investigados na concepção de malhas desacopladas e com referências assíncronas. Estabilidade, índices de desempenho, análise de robustez e otimização devem ser pesquisados em sistemas incertos nos projetos dos controladores PI adaptativo do tipo *model-free* e PI preditivo embarcado em CLP.

AGRADECIMENTOS

O autor agradece a Universidade Federal de Santa Catarina, ao Departamento de Automação e Sistemas e a WEG Automação pelo apoio desta pesquisa. Também gostaria de agradecer ao Professor Francisco José Gomes da Universidade Federal de Juiz de Fora pelas importantes sugestões no aprimoramento do artigo.

REFERÊNCIAS

- Andersson, M. (2000). A Matlab Tool for Rapid Process Identification and PID Design, *Master Thesis*, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden.
- Åström, K. J.; Panagopoulos, H.; Hägglund, T. (1998). Design of PI Controllers based on Non-Convex Optimization, *Automatica*, Vol. 34, pp. 585-601.
- Åström, K. J.; Hägglund, T. (2006). *Advanced PID Control*, Instrument Society of America.
- Barra, B. A. L., Jin, L., Kim, Y. C.; Mossberg, M. (2008). Identification of First-Order Time-Delay Systems using Two Different Pulse Inputs, *17th IFAC World Congress*, Korea, pp. 14366-14371.
- Coelho, A. A. R.; Coelho, L. S. (2016). *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*, Editora da UFSC.
- Coelho, A. A. R.; Jeronymo, D. C.; Araújo, R. B. (2019). *Sistemas Dinâmicos: Controle Clássico e Preditivo Discreto*, Editora da UFSC.
- Cooper, D. (2004). *Practical Process Control Using Control Station*, Published by Control Station, Inc, Storrs, CT.
- Garpinger, O.; Hägglund, T.; Åström, K. J. (2014). Performance and Robustness Trade-Offs in PID Control, *Journal of Process Control*, Vol. 24, pp. 568-577.
- Grimholt, C.; Skogestad, S. (2012). Optimal PI-Control and Verification of the SIMC Tuning Rule, *IFAC Conference on Advances in PID Control*, Brescia, Italy.
- Hägglund, T.; Åström, K. J. (2002). Revisiting the Ziegler-Nichols Tuning Rules for PI Control, *Asian J. of Control*, Vol. 4, pp. 364-380.
- Haugen, F. (2010). Comparing PID Tuning Methods in a Real Benchmark Temperature Control System, *Modeling, Identification and Control*, Vol. 31, pp. 79-91.
- O'Dwyer, A. (2006). PI and PID Controller Tuning Rules: An Overview and Personal Perspective, *Proc. of the IET Irish Signals and Systems Conference*, pp. 161-166.
- Rivera, D. E.; Morari, M.; Skogestad, S. (1986). Internal Model Control. 4. PID Controller Design; *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 25, pp. 252-265.
- Rivera, D. E. (1999). Internal Model Control: A Comprehensive View, *Internal Report*, Department of Chemical, Bio and Materials Engineering, Arizona State University.
- Seborg, D. E.; Edgar, T. F.; Mellichamp, D. A.; Doyle, F.J. (2004). *Process Dynamic and Control*, John Wiley & Sons.
- Silveira, A. S.; Coelho, A. A. R.; Franca, A. A.; Knihs, V. L. (2012). Pseudo-PID Controller: Design, Tuning and Applications, *IFAC Conference on Advances in PID Control*, Brescia, Italy.
- Skogestad, S. (2003). Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Control Tuning, *Journal of Process Control*, Vol. 13, pp. 291-309.
- Somefun, O. A.; Akingbade, K.; Dahunsi, F. (2021). The Dilemma of PID Tuning, *Annual Reviews in Control*, Vol. 52, pp. 65-74.
- Vilanova, R. (2006). Revisiting IMC Based Design of PI/PID Controllers for FOPDT Models, *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, Prague, pp. 862-869.