

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE SINTONIA DE CONTROLADORES PID PARA SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM COM ATRASO

Lorena Cristina Faria Batista, loh_cristina@hotmail.com
Gustavo Queiroz Fernandes, gustavo.queiroz.fernandes@gmail.com
Antônio Augusto Torres Maia, aamaia@ufmg.br

Universidade Federal de Minas Gerais, Departamento de Engenharia Mecânica, Av. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha - Belo Horizonte - MG. CEP 31270-901

Resumo: No cenário industrial, a grande maioria dos controladores utilizados é o controlador PID (proporcional, integral e derivativo) devido à sua facilidade de implementação, baixo custo e versatilidade. Para que estes controladores funcionem de maneira eficiente, é importante que seu ganhos (K_p , T_i e T_d) sejam corretamente ajustados. Neste trabalho é apresentado um estudo comparativo de métodos de sintonia de controladores PID presentes na literatura. Como muitos dos processos industriais podem ser aproximados por sistemas de primeira ordem com atraso, os métodos de sintonia apresentados tratam especificamente de sistemas dessa categoria. Os métodos abordados foram analisados através de simulações utilizando o software MATLAB e comparados quanto ao tempo de pico, tempo de assentamento, sobressinal, RMSU e RMSE. Algumas técnicas apresentam sobressinal nulo enquanto outras atingem quase 64% do valor de referência e tempos de pico de até 5,38s. Quanto ao tempo de estabelecimento, alguns métodos de sintonia entram em regime permanente em aproximadamente 4 segundos, já outros controladores permanecem em regime transiente por mais de 14 segundos. A maioria das técnicas analisadas apresentam RMSU muito próximos entre si, exceto controladores sintonizados pelo método ITAE e IAE, que possuem valores menores para este critério. Já tratando-se do RMSE, os métodos apresentam maior divergência. Ao testar a capacidade dos controladores de se adaptarem à alterações na planta de trabalho, observa-se também que os métodos apresentam pouca variação no RMSU, mas que no RMSE, algumas técnicas se caracterizam por elevada sensibilidade à mudanças na dinâmica do sistema.

Palavras-chave: Sintonia de controladores, Projeto de controladores PID, Sistemas de primeira ordem com atraso.

1. INTRODUÇÃO

Os controladores PID são os mais utilizados na atualidade, abrangendo aproximadamente 97% dos controladores utilizados em processos industriais (Yu, 2006). Nesse tipo de controlador, os ganhos proporcional, integral e derivativo devem ser devidamente ajustados de acordo com as características e as exigências de cada processo. Um ajuste incorreto desses parâmetros pode levar o processo a condições indesejadas, com respostas lentas, maior consumo de energia, menor segurança e até mesmo ocasionar instabilidade. Desborough & Miller (2002) apontaram que uma grande quantidade de controladores utilizados em indústrias funciona com um desempenho bem abaixo do ideal e que um dos principais responsáveis por esse mau desempenho são problemas de sintonia inadequada. Em uma pesquisa realizada por estes pesquisadores foi observado que apenas 32% dos controladores PID são considerados excelentes ou aceitáveis. Os outros controladores analisados foram classificados como razoáveis (16%) ou ineficientes (16%), apresentando características indesejáveis, tais como lentidão e resposta oscilatória. Já o restante (36%) era utilizado em malha aberta, em modo manual ou saturado.

Muitas técnicas têm sido desenvolvidas desde a publicação do trabalho de Ziegler-Nichols (Ziegler et al., 1942) na tentativa de obter melhores ajustes. Cada uma destas técnicas é normalmente elaborada com o objetivo de aperfeiçoar determinados aspectos do sistema. Assim, cada método de sintonia tem suas vantagens e limitações, podendo implicar em diferentes comportamentos para cada sistema.

Na indústria de controle de processos, os sistemas de primeira ordem com atraso são amplamente utilizados devido à sua simplicidade e capacidade de captar satisfatoriamente a dinâmica fundamental de várias aplicações, até mesmo de sistemas de ordem superiores com tempo de atraso. Juneja et al. (2013) evidencia ainda sua frequente ocorrência em sistemas químicos, biológicos, mecânicos e eletrônicos. Dessa forma, as plantas reais são geralmente representadas por

essas funções de transferência e a maioria dos engenheiros de controle já estão familiarizados com os seus parâmetros (Roy & Iqbal, 2005).

O objetivo desse trabalho é realizar um estudo comparativo de algumas técnicas de sintonia de controladores, para sistemas de primeira ordem com atraso. Neste estudo será analisada a robustez, a capacidade de rejeição de distúrbios e o erro em regime permanente de cada uma das técnicas estudadas. Adicionalmente, será avaliado o esforço do controlador para manter o sistema no valor desejado.

2. MÉTODOS DE SINTONIA DE CONTROLADORES PID PARA SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM COM ATRASO

Os métodos aqui descritos são válidos para sistemas de primeira ordem com atraso, cuja função de transferência é representada pela Eq. (1):

$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \tag{1}$$

em que K é o ganho estático, θ o tempo de atraso e τ a constante de tempo do processo. Neste trabalho será adotado como padrão o controlador PID paralelo representado pela Eq. (2):

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \tag{2}$$

em que K_p , T_i e T_d representam o ganho proporcional, o tempo integrativo e o tempo derivativo, respectivamente.

2.1. Métodos Ziegler-Nichols de malha aberta

Os métodos de Ziegler-Nichols foram desenvolvidos com o principal objetivo de facilitar a sintonia dos controladores utilizados nos processos industriais e ainda hoje são amplamente utilizados. Antes da publicação desse trabalho, as técnicas de sintonia desenvolvidas apresentavam abordagem puramente matemática e de difícil emprego, cuja utilização demandava muito tempo dos engenheiros (Ziegler et al., 1942). As configurações do controlador PID de acordo com o método de Ziegler-Nichols de malha aberta é mostrado na Tab. 1.

Tabela 1. Configurações do controlador de acordo com o método Ziegler-Nichols de malha aberta (Ziegler et al., 1942).

Controlador	K_p	T_i	T_d
PID	$\frac{1,2T}{K\theta}$	2θ	0,5 θ

2.2. Método Cohen-Coon

O método Cohen-Coon (1953) consiste em determinar a função de transferência em malha aberta do sistema a ser controlado, aproximando-o por um sistema de primeira ordem com atraso. Em seguida, os ganhos do controlador podem ser determinados utilizando a relação apresentada na Tab. 2. Esse método utiliza como critério de sintonia a rejeição de distúrbios e é recomendado para processos cuja razão θ/τ esteja entre 0,6 e 4,6, sendo que, quando essa razão é menor que 2, o sistema começa a apresentar baixa robustez. Os parâmetros de sintonia obtidos utilizando-se este método são agressivos, fazendo com que o sistema apresente uma resposta oscilatória com razão de declínio de 1:4.

Tabela 2. Configurações do controlador de acordo com o método Cohen-Coon (Tan et al., 2006).

Controlador	K_p	T_i	T_d
PID	$\frac{1}{K} \frac{\tau}{\theta} \left(\frac{4}{3} + \frac{\theta}{4\tau} \right)$	$\frac{\theta \left(32 + \frac{60}{\tau} \right)}{13 + \frac{80}{\tau}}$	$\frac{4\theta}{11 + \frac{20}{\tau}}$

2.3. Método do modelo interno – IMC

O Método do Modelo Interno possui inúmeras versões propostas por diferentes autores. O presente trabalho considerou a versão proposta por Rivera et al (1986), cujas equações são apresentadas na Tab.3. Esse método possibilita

ao usuário balancear a performance e a robustez do sistema, admitindo incertezas no modelo da planta do processo. Quanto menor a relação λ/θ , melhor a performance do sistema e menos robusto é o mesmo (Tan et al., 2006).

Tabela 3. Configurações do controlador PID de acordo com o Método do Modelo Interno.

Controlador	Kp	Ti	Td	Sugestão para desempenho
PID	$\frac{2\tau+\theta}{K(2\lambda+\theta)}$	$\tau+\frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{2\tau+\theta}$	$\frac{\lambda}{\theta}>0,8$

2.4. Método da Integral do Erro

O Método da Integral do Erro é baseado na redução do índice de desempenho do sistema a ser controlado e pode ser dividido basicamente em dois grupos: Método da Integral do Erro Quadrático e Método do Erro Absoluto. Cada um desses métodos possuem versões diferentes e as configurações possíveis para o controlador podem ter como critério de projeto a rejeição de distúrbios ou variações no set-point. As equações que definem os ganhos do controlador para cada uma dessas versões são mostradas nas Tab.4 e Tab.5.

As equações exibidas na Tab. 4 são indicadas para plantas cuja razão entre o tempo de atraso e a constante de tempo (θ/τ) esteja entre 0,1 e 1,0. Vale ressaltar também que no caso do Método do Erro Absoluto, a função de transferência do controlador é representada pela Eq. (3):

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{T_d s + 1}{0,1 T_d s + 1} \right) \tag{3}$$

Tabela 4. Configurações do controlador utilizando a integral do erro quadrático (Zhuang & Atherton, 1993)

	Controlador	Kp	Ti	Td
a) ISE - variações do set-point	PID	$\frac{1,048}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,897}$	$\frac{\tau}{1,195 - \frac{0,368\theta}{\tau}}$	$0,489\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,888}$
b) ISE - rejeição de distúrbios	PID	$\frac{1,473}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,970}$	$\frac{\tau}{1,115} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,753}$	$0,550\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,948}$
c) ISTE - variações de set-point	PID	$\frac{1,042}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,897}$	$\frac{\tau}{0,987 - \frac{0,238\theta}{\tau}}$	$0,385\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,906}$
d) ISTE - rejeição de distúrbios	PID	$\frac{1,468}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,970}$	$\frac{\tau}{0,942} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,725}$	$0,443\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,939}$

Tabela 5. Configurações do controlador utilizando a integral do erro absoluto (Ho, Gan, B.Tay, & Ang., 1996).

	Controlador	Kp	Ti	Td
e) IAE - variações de set-point	PID	$\frac{0,65}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-1,04432}$	$\frac{T}{0,9895 - \frac{0,09539\theta}{\tau}}$	$0,50814\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{1,08433}$
f) IAE - rejeição de distúrbios	PID	$\frac{0,980890}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,76167}$	$\frac{\tau}{0,91032} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{1,05211}$	$0,59974\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,89819}$
g) ITAE - variações de set-point	PID	$\frac{1,12762}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,80368}$	$\frac{T}{0,99783 - \frac{0,02860\theta}{\tau}}$	$0,42844\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{1,0081}$
h) ITAE - rejeição de distúrbios	PID	$\frac{0,77902}{K} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{-1,06401}$	$\frac{\tau}{1,14311} \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,70949}$	$0,57137\tau \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{1,03826}$

2.5. Método de sintonia baseado na resposta em malha fechada desejada para sistemas de entrada e saída únicas

O método de sintonia de controladores PID baseado na resposta em malha fechada desejada para sistemas de entrada e saída únicas (Lee, Park, Lee, & Brosilow, 1998) foi desenvolvido por meio de uma generalização do método IMC-PID, utilizando-se para tanto de uma expansão da variável de Laplace em uma série de Maclaurin. Como consequência, foi obtida a configuração para o controlador PID representada na Tab. 6.

Tab. 6. Configuração do controlador de acordo com o método proposto por Lee et al (1998).

Controlador	Kp	Ti	Td
PID	$\frac{T_i}{K(\lambda+\theta)}$	$\tau + \frac{\theta^2}{2(\lambda+\theta)}$	$\frac{\theta^2}{6(\lambda+\theta)} \left[3 - \frac{\theta}{T_i} \right]$

Lee et al (1998) sugerem ainda que um valor comum a ser ajustado para λ seja de tal forma que se obedeça a relação dada na Eq. (4):

$$\lambda/\theta = 1/3 \tag{4}$$

2.6. Método Skogestad IMC (SIMC)

O Método SIMC (Skogestad, 2003) consiste em uma otimização do método IMC. Ele determina que o tempo integrativo (T_i) seja reduzido para melhorar a rejeição de distúrbios pelo sistema e que o valor de λ seja ajustado para θ . A Tabela 7 apresenta a configuração para os ganhos de um controlador PID paralelo de acordo com esse método.

Tabela 7. Configurações do controlador utilizando o método SIMC (Skogestad, 2003).

Controlador	Kp	Ti	Td
PID	$\frac{2\tau+\theta}{3\theta K}$	menor valor entre $T_i = \tau + \frac{\theta}{2}$ ou $T_i = 8\theta$	$\frac{\tau\theta}{2\tau+\theta}$

2.7. Método simples para sintonia de controladores PID para sistemas estáveis e instáveis

Muitas técnicas de sintonia de controladores são complexas, o que pode dificultar o ajuste dos ganhos. Sreet et al. (2004) propõem um método que apresenta equações simples para as configurações do controlador PID, que também podem ser aplicadas a sistemas de primeira ordem com atraso instáveis. A Tabela 8 apresenta as equações utilizadas para calcular os parâmetros do controlador de acordo com este método.

Tabela 8. Configurações do controlador de acordo com o método proposto por Sreet et al (2004).

Controlador	Kp	Ti	Td
PID	$\frac{\tau/\theta+0,5}{K}$	$\tau+0,5\theta$	$\frac{0,5\theta(\tau+0,1667\theta)}{\tau+0,5\theta}$

2.8. Método IMC baseado no projeto de um controlador PID robusto

O método IMC baseado no projeto de um controlador PID robusto (Vilanova, 2008) consiste em uma combinação do modelo de sistema de primeira ordem com atraso e especificações de robustez em malha fechada. Vilanova (2008) fornece duas técnicas para determinação dos ganhos do controlador PID: a primeira delas trata-se de equações parametrizadas em função da constante de tempo e do nível de robustez. A segunda consiste em uma sintonia automática determinada através dos parâmetros do processo, representada abaixo na Tab. 9.

Tabela 9. Configurações do controlador utilizando o método IMC baseado no projeto de um controlador PID robusto (Vilanova, 2008).

Controlador	Kp	Ti	Td
PID	$\frac{T_i}{2,65K\theta}$	$\tau+0,03\theta$	$1,72\theta N$

A variável N, necessária para cálculo dos ganhos desse controlador, é um parâmetro de projeto e pode ser calculada utilizando-se a Eq. (5):

$$N+1 = \frac{\tau}{T_i} \tag{5}$$

2.9. Sintonia de controladores PID para sistemas com tempo de atraso elevado

A técnica de sintonia de controlador PID para sistemas de primeira ordem com tempo de atraso elevado (Cvejín, 2009) foi desenvolvida com base no índice de desempenho do mínimo erro quadrático e no princípio do módulo ótimo. As configurações para um controlador PID paralelo de acordo com essa técnica são apresentadas na Tab.10.

Tabela 10: Configurações do controlador PID utilizando o método proposto por Cvejín (2009).

Controlador	Kp	Ti	Td
a) MO – variações de set-point	$\frac{1}{4K} \left(1 + \frac{3\tau}{\theta}\right)$	$\tau + \frac{\theta}{3}$	$\frac{\theta}{3 + \frac{\theta}{\tau}}$
b) ISE – variações de set-point	$\frac{0,8}{K} \left(0,6 + \frac{\tau}{\theta}\right)$	$\tau + 0,6\theta$	$\frac{\theta}{1,67 + \frac{\theta}{\tau}}$
c) MO – rejeição de distúrbios	$\frac{1}{4K} \left(1 + \frac{3,26\tau}{\theta}\right)$	$\left(\frac{1}{3,9\theta} + \frac{1}{\tau}\right)^{-1} + \frac{\theta}{3}$	$\left(\frac{3,26}{\theta} + \frac{1}{\tau}\right)^{-1}$
d) ISE – rejeição de distúrbios	$\frac{0,8}{K} \left(0,6 + \frac{1,24\tau}{\theta}\right)$	$\left(\frac{1}{2,5\theta} + \frac{1}{\tau}\right)^{-1} + 0,6\theta$	$\left(\frac{2,07}{\theta} + \frac{1}{\tau}\right)^{-1}$

2.10. Método simples para sintonia de controladores PID

O método simples para sintonia de controladores PID para sistemas de primeira ordem com atraso (Xu, Wang, Lin, & Zhang, 2011) foi desenvolvido visando a simplificação do processo de ajuste dos ganhos do controlador PID para dois valores diferentes de sobressinal. Esse método foi baseado em Lee et al. (1998) e possui as mesmas equações para o cálculo de Kp, Ti e Td, já apresentadas na Tab. 6. A diferença entre ambos se dá apenas no cálculo de λ. De acordo com Xu et al. (2011) os valores de λ devem ser escolhidos através das Eq. (6) e (7) para uma resposta sem sobressinal (método 2.10 – a) ou das Eq. (8)-(11) para uma resposta com 10% de sobressinal (método 2.10 – b). Valores maiores de λ devem ser selecionados quando o sobressinal é maior do que o valor desejado enquanto que valores menores de λ são utilizados caso seja necessário reduzir o tempo de resposta do sistema.

$$\lambda = 0,5017\theta - 0,0014 \text{ quando } 0,2 < \theta < 1 \tag{6}$$

$$\lambda = 0,5\theta - 0,0001 \text{ quando } \theta > 1 \tag{7}$$

$$\lambda = 0,4869\theta - 0,0305 - \frac{(0,2353\theta + 0,0198)(\tau - 0,01)}{0,0913\theta + 0,0363} \text{ quando } 0,2 < \theta < 1 \text{ e } 0,01 < \tau < 0,0913\theta + 0,463 \tag{8}$$

$$\lambda = 0,4997\theta - 0,0471 - \frac{(0,2320\theta + 0,0235)(\tau - 0,01)}{0,0913\theta + 0,0363} \text{ quando } \theta > 1 \text{ e } 0,01 < \tau < 0,0913\theta + 0,463 \tag{9}$$

$$\lambda = 0,0015\theta\tau - 0,00025\tau + 0,2063\theta - 0,01 \text{ quando } 0,2 < \theta < 1 \text{ e } \tau > 0,0913\theta + 0,463 \tag{10}$$

$$\lambda = 0,0008\theta\tau - 0,0021\tau + 0,2679\theta - 0,0523 \text{ quando } \theta > 1 \text{ e } \tau > 0,0913\theta + 0,463 \tag{11}$$

3. METODOLOGIA

Para realizar o estudo comparativo dos métodos de sintonia, considerou-se um sistema cuja função de transferência é descrita pela Eq. (12),

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{s + 1} \tag{12}$$

em que o tempo de atraso, constante de tempo e ganho estático são iguais a um. Essa função de transferência foi escolhida de forma que suas características satisfizessem todos os métodos selecionados.

Os métodos foram avaliados utilizando-se o software MATLAB-Simulink. Para comparar os métodos considerados neste trabalho foram analisados, além do valor da saída do sistema (C(s)), o sinal de erro (E(s)) e a saída do controlador (U(s)). Essas grandezas são ilustradas na Fig. 1. O sinal de entrada utilizado foi um degrau unitário.

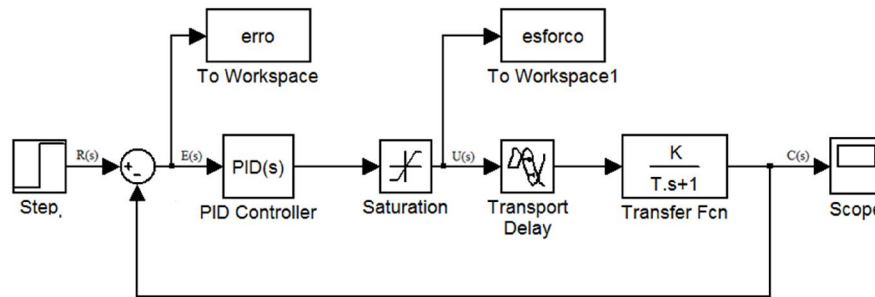


Figura 1: Esquema de uma malha de controle apresentando

Os métodos de sintonia foram comparados utilizando-se como critérios de avaliação a raiz do erro quadrático médio (root mean square error – RMSE) e a raiz do esforço quadrático médio do controlador (root mean square control effort – RMSU), calculados pelas Eq. (13) e (14) respectivamente (Maia et al., 2014).

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (e_i)^2}{n}} \tag{13}$$

$$RMSU = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (u_i - u_{i-1})^2}{n}} \tag{14}$$

Para padronizar as simulações realizadas, o Simulink foi configurado para operar com um passo de tempo máximo de 0,11 e um passo de tempo mínimo de 0.09. A tolerância utilizada foi de 10^{-10} . Cada simulação teve a duração de 100s. Adicionalmente, a saída do controlador foi limitada a [-100,100]. Esta foi a configuração utilizada em todas as simulações.

4. RESULTADOS

Nas Fig. 3a a 3f são apresentadas as respostas do sistema utilizando cada um dos diferentes métodos de sintonia de controladores PID estudados. Em todos os casos, o sistema em malha fechada apresentou um comportamento estável, mas com variação dos perfis de resposta.

Pela análise da Fig. 3, percebe-se que a técnica de sintonia com maior sobressinal foi a 2.4 – b), excedendo 64% do valor de referência. Por outro lado, os métodos 2.4 – e) e 2.8 não apresentaram sobressinal. Quanto ao tempo de pico, o pior método foi o de Ziegler-Nichols (método 2.1), com 5,38 segundos. Já o menor tempo de pico foi apresentado pelos métodos 2.4 – f), g) e h). Por fim, em relação ao tempo de assentamento, o melhor controlador foi o 2.6, atingindo o regime permanente em 4,03 segundos após a aplicação do degrau unitário e o método que mais demorou a se estabilizar foi o 2.4 – b), com 14,11 segundos. Esses parâmetros são apresentados na Tab. 11 para cada um dos métodos. Calculou-se também o RMSE e RMSU representados pelas Fig. 4 e 5 respectivamente.

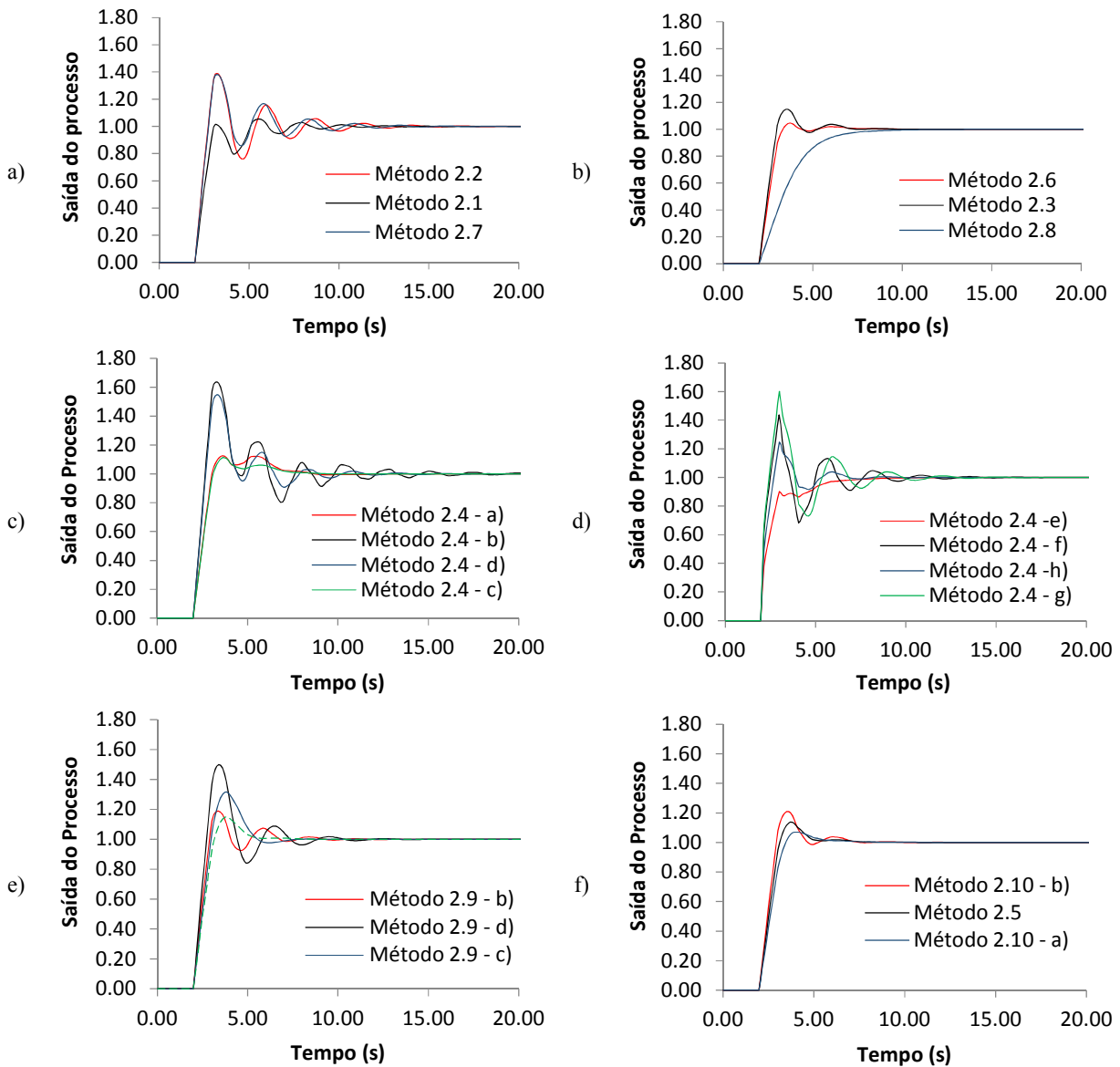


Figura 3: Respostas do sistema utilizando cada um dos diferentes métodos de sintonia de controladores PID estudados

Para avaliar a robustez dos métodos estudados, os ganhos do controlador PID foram determinados para a função de transferência indicada pela Eq. (12). Em seguida, foi criada uma nova planta que apresentava parâmetros (ganho, constante de tempo e atraso) 20% maiores. Simulações foram realizadas utilizando-se o mesmo controlador que foi projetado para o sistema original em conjunto com a nova planta. Para cada um dos métodos estudados, os parâmetros sobressinal, tempo de subida, tempo de pico, tempo de estabelecimento, RMSE e RMSU também foram calculados e apresentados juntamente com aqueles obtidos para a função de transferência original. A planta criada a partir daquela representada pela Eq. (12) é apresentada na Eq. (15).

$$G(s) = \frac{1,2e^{-1,2s}}{1,2s + 1} \quad (15)$$

Pela análise dos resultados do RMSE, considerando-se apenas o sistema original, a melhor técnica encontrada foi o ITAE – Rejeição de Distúrbios (método 2.4 – h), seguido do método 2.9 – b). Por outro lado, a técnica com RMSE mais elevado foi a proposta por Vilanova em 2008 (método 2.8), sendo 20,36% maior que o método que apresentou o menor valor para este critério de avaliação.

Tabela 11. Sobressinal, tempo de subida, tempo de pico e tempo de estabelecimento observados para os testes com a função de transferência original e a modificada.

Método	Função de transferência original				Função de transferência modificada			
	Sobressinal	Tempo de Subida	Tempo de Pico	Tempo de Estabelecimento	Sobressinal	Tempo de Subida	Tempo de Pico	Tempo de Estabelecimento
2.1	0,05	3,03	5,38	8,09	0,27	3,15	3,54	11,33
2.2	0,39	2,73	3,21	10,38	0,75	2,88	3,63	23,16
2.3	0,15	2,99	3,50	6,63	0,46	3,12	4,00	8,41
2.4 -a)	0,13	3,03	3,61	7,08	0,44	3,16	4,12	9,23
2.4 -b)	0,64	2,65	3,30	14,11	1,14	2,83	3,72	18,29
2.4 -c)	0,11	3,10	3,61	6,87	0,42	3,19	4,10	5,74
2.4 -d)	0,55	2,69	3,30	9,81	1,01	2,86	3,81	14,61
2.4 -e)	-	9,02	-	6,29	0,18	3,12	3,45	6,69
2.4 -f)	0,44	2,49	2,98	9,85	0,84	2,50	3,43	17,42
2.4 -g)	0,60	2,42	2,99	9,44	1,10	2,43	3,46	30,73
2.4 -h)	0,25	2,69	2,99	6,34	0,62	2,72	3,44	10,15
2.5	-	7,39	-	5,96	0,53	3,12	4,10	9,13
2.6	0,05	3,34	3,72	4,03	0,32	3,27	4,02	5,62
2.7	0,38	2,74	3,12	9,97	0,76	2,90	3,63	17,38
2.8	0,19	3,81	4,74	11,22	0,48	3,80	5,22	25,61
2.9 -a)	0,15	3,16	3,72	5,21	0,45	3,23	4,11	9,50
2.9 -b)	0,19	2,89	3,30	6,56	0,51	3,04	3,72	10,94
2.9 -c)	0,32	2,98	3,83	5,33	0,67	3,12	4,10	12,65
2.9 -d)	0,50	2,73	3,39	8,50	0,92	2,89	3,90	21,95
2.10 -a)	0,07	3,46	3,83	5,33	0,35	3,37	4,43	8,15
2.10 -b)	0,21	2,94	3,50	6,70	0,54	3,08	3,99	8,67

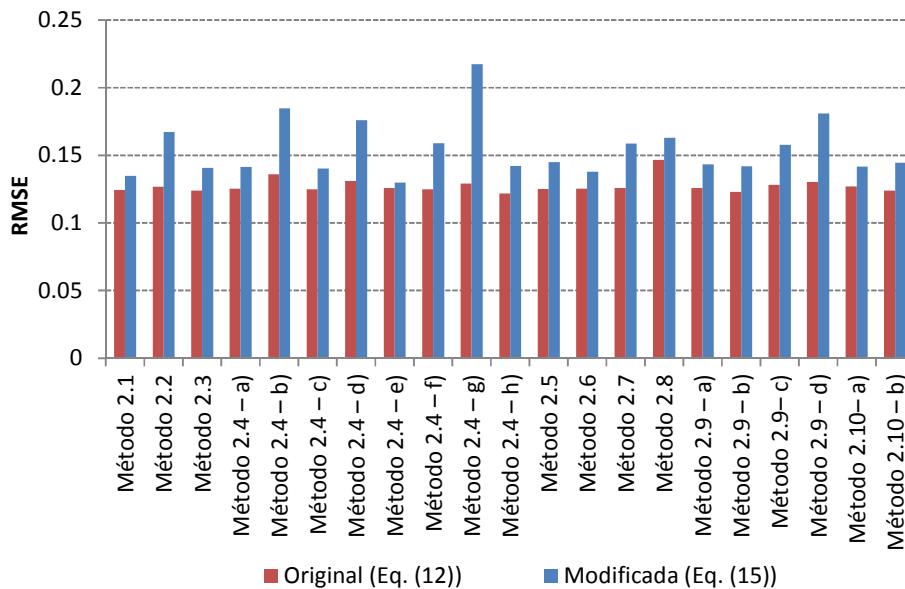


Figura 4: RMSE para as funções de transferência original e modificada.

Analisando a sensibilidade do controlador a alterações na planta do processo, a técnica de pior RMSE foi a ITAE – variações de set-point (método 2.4 – g), apresentando também a maior variação desse parâmetro em relação ao teste

realizado com a função de original. Por outro lado, de acordo com esse índice de desempenho, o método que melhor se adaptou à nova função de transferência foi o 2.4 – e), variando apenas 3,17%.

Na Fig.5 é apresentado o valor do RMSU para as funções de transferência original e modificada. Analisando esta figura é possível perceber que os controladores que menos exigem do atuador são os sintonizados pela técnica da integral do erro absoluto (IAE e ITAE) tanto para variações de set-point quanto para rejeição de distúrbios. O segundo método que menos requer esforço do atuador é o método 2.7 apesar de apresentar muito pouca variação em relação às outras técnicas. Já o método que mais exige do atuador é o 2.9 – a), apenas 1,21% maior que o método 2.7.

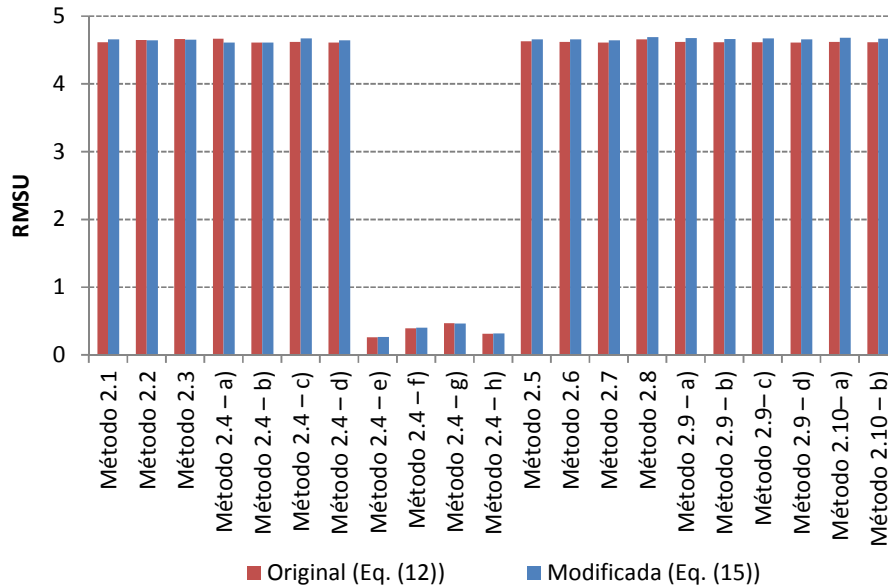


Figura 5: RMSU para as funções de transferência original e modificada.

Tratando-se do RMSU, os controladores que apresentaram menor sensibilidade foram aqueles sintonizados pelos métodos 2.2, 2.3 e 2.4 – a), b) e g), com reduções nesse critério de avaliação. Já o método que se mostrou mais sensível a uma alteração na planta de trabalho foi o método 2.4 – f) e h), com uma variação de 1,94 e 1,51% do RMSU, respectivamente.

5. CONCLUSÃO

Os métodos de sintonia de controladores foram simulados e comparados quanto ao tempo de pico, tempo de assentamento, sobressinal, RMSU e RMSE. Algumas técnicas apresentaram sobressinal nulo enquanto outras chegaram a apresentar picos de resposta de quase 64% do valor de referência e tempos de pico de até 5,38 s. Quanto ao tempo de estabelecimento, enquanto alguns métodos de sintonia entraram em regime permanente em pouco mais de 4 segundos, houve controladores que permaneceram em regime transiente por mais de 14 segundos.

À exceção dos controladores sintonizados pelo método ITAE e IAE, as técnicas analisadas apresentaram RMSU muito próximos entre si. Já tratando-se do RMSE, os métodos apresentaram maior divergência. Ao testar a robustez dos controladores, foi observado também que os métodos apresentaram pouca variação no RMSU, mas que no RMSE, algumas técnicas se caracterizaram elevada sensibilidade a alterações na função de transferência.

6. REFERÊNCIAS

- Cohen, G. H., & Coon, G., 1953, “Theoretical consideration of retarded control”, Trans. ASME, 827-834.
- Cvejic, J., 2009, “Sub-Optimal PID controller settings for FOPDT systems with long dead time”, Journal of Process Control, 1486-1495.
- Desborough, L., & Miller, R., 2002, “Increasing customer value of industrial control performance monitoring - Honeywell's experience”, Chemical Process Control, 153-186.
- Ho, W. K., Gan, O. P., B.Tay, E., & Ang, E. L., 1996, “Performance and Gain and Phase Margins of Well-Known PID Tuning Formulas”, IEE Transactions on Control Systems Technology, 473-477.
- Juneja, P. K., & Ray, A. K., 2013, “Robustness Analysis of Various Controllers Designed for Consistency of a Headbox”, Journal Of Forest Products & Industries , 14-17.
- Lee, Y., Park, S., Lee, M., & Brosilow, C., 1998, “PID Controller Tuning for Desired Closed-Loop Responses for SI/SO Systems”, AIChE Journal, 106-115.

- Maia, A. A., Horta-Gutierrez, J. C., Koury, R. N., & Machado, L., 2014, “Superheating Control Using an Adaptive PID Controller”, Taylor & Francis Online.
- Rivera, D. E., Morari, M., & Skogestad, S., 1986, “Internal Model Control, 4. PID Controller Design”, Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., 252-265.
- Roy, A., & Iqbal, K., 2005, “PID controller tuning for the first-order-plus-dead-time process model via Hermite-Biehler theorem”, ISA Transactions, 44(3), 363-378.
- Skogestad, S., 2003, “Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning”, Journal of Process Control 13, 291-309.
- Sree, R. P., Srinivas, M. N., & Chidambaram, M., 2004, “A simple method of tuning PID controllers for stable and unstable FOPDT systems”, Computers and Chemical Engineering, 28, 2201–2218.
- Tan, W., Liu, J., Chen, T., & Marquez, H. J., 2006, “Comparison of some well-known PID tuning formulas”, Computers and Chemical Engineering 30, 1416-1423.
- Vilanova, R., 2008, “IMC based Robust PID design: Tuning guidelines and automatic tuning”, Journal of Process Control 18, 61-70.
- Xu, Y., Wang, D., Lin, S., & Zhang, W., 2011, “A Simple PID Controller Tuning Strategy for First Order plus Dead Time Model”, Electronics, Communications and Control (ICECC), 3514-3517.
- Yu, C.-C., 2006, “Autotuning of PID Controllers - A Relay Feedback Approach”, Springer.
- Zhuang, M., & Atherton, D., 1993, “Automatic tuning of optimum PID controllers”, IEE Proceedings D. Control Theory and Applications, 216-224.
- Ziegler, J., & Nichols, N., 1942, “Optimum Settings for Automatic Controllers”, Transactions of ASME, 759-768

7. RESPONSABILIDADE AUTORAL

Os autores são os únicos responsáveis pelo conteúdo deste trabalho.

COMPARATIVE STUDY OF PID CONTROLLER TUNING TECHNIQUES FOR FIRST ORDER PLUS DEAD TIME SYSTEMS

Lorena Cristina Faria Batista, loh_cristina@hotmail.com
Gustavo Queiroz Fernandes, gustavo.queiroz.fernandes@gmail.com
Antônio Augusto Torres Maia, aamaia@ufmg.br

Universidade Federal de Minas Gerais, Mechanical Engineering Department, Av. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha - Belo Horizonte - MG. CEP 31270-901

Abstract: *Most of the controllers used on the industrial environment are based on the PID controllers, due to their simplicity, low cost and versatility. For a good performance of these controllers, it is necessary the correct tuning of their gains (K_p , T_i and T_d). This paper presents a comparison between the main PID tuning techniques found in the literature. Once that many of the industrial processes can be approximated by first order plus dead time systems, the tuning methods presented in this work refer specifically to systems of this category. The techniques presented were simulated using MATLAB and compared in terms of peak time, settling time, maximum overshoot, RMSU and RMSE. Some of the techniques presented null overshoot while others had response peaks of almost 64% and peak times of up to 5.38 seconds. Referring to the settling time, while some tuning methods reached the steady state in only 4 seconds, other controllers demanded more than 14 seconds. The controllers tuned by the ITAE and IAE methods presented lower value for RMSU. When evaluating the ability of adapting to changes in the working plant, it was observed that the methods show little variation in the RMSU, but the RMSE, some techniques were characterized by high sensitivity to changes in the system dynamics.*

Keywords: *Tuning controller, Design of PID controllers, First order plus delay time.*