

Aplicação do Método do Relé para identificação e controle PID com escalonamento de ganhos de um sistema não linear

Otávio A. B. Maia* Raul F. A. D. Bueno*
Tiago G. de Oliveira* Luiz F. Pugliese* Fadul F. Rodor*

* Instituto de Ciências Tecnológicas - ICT
Universidade Federal de Itajubá – Campus Itabira
(e-mail: otavioabmaia@gmail.com, raulfadb@gmail.com,
tgaiba@unifei.edu.br, pugliese@unifei.edu.br, fadulrodor@unifei.edu.br).

Abstract: In this paper the Relay Method will be used to identify different regions of a nonlinear system, approximate them to a first order plus dead time (FOPDT) linear system and autotune PI controllers for each of those regions. A Gain Scheduled controller will be applied, and its time response will be compared to a PI controller with static gains tuned in the central region of the system. Its performance will also be evaluated as to disturbance rejection. The system is part of a learning-purpose level control plant, composed by two tanks, one pump and one proportional pneumatic valve. The results show that the fixed gain PI controller provides a lower settling time in higher regions of the tank, while the controller with variable gains performs faster in lower regions. Considering the industrial environment, the Relay Method showed to be a good autotuning technique, because it is little invasive and allows to tune controllers in a simple way, meeting the specifications even in nonlinear systems.

Resumo: Neste artigo, o Método do Relé será utilizado para identificar regiões diferentes de um sistema não linear, aproximá-las às de um sistema linear de primeira ordem com atraso de transporte e sintonizar controladores do tipo PI para estas regiões. Será aplicado o controle utilizando escalonamento de ganhos, e sua resposta temporal será comparada à de um controlador PI de ganhos fixos sintonizado na região central do sistema. Seu desempenho também será avaliado quanto à rejeição a distúrbios. O sistema utilizado é uma planta didática de controle de nível, composta por dois tanques, uma bomba e uma válvula proporcional pneumática. Os resultados indicam que o PI de ganhos fixos apresenta menor tempo de acomodação nas regiões mais altas do tanque, enquanto o de ganhos variáveis se mostrou mais rápido em regiões mais baixas. Considerando o ambiente industrial, o Método do Relé mostrou ser uma boa técnica de *autotuning*, pois é pouco invasivo e permite sintonizar controladores de maneira simples, atendendo às especificações mesmo em sistemas não lineares.

Keywords: Relay Method; Gain Scheduling; autotune.

Palavras-chaves: Método do Relé; escalonamento de ganho; *autotune*.

1. INTRODUÇÃO

O controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) é o mais utilizado nas indústrias, que podem ter uma grande quantidade de malhas de controle, responsáveis por manter variáveis como nível, vazão e temperatura em um determinado valor. O desempenho dessas malhas é diretamente afetado pela qualidade da sintonia do controlador, e por isso, gerenciá-las pode não ser uma tarefa fácil, pois o ajuste manual pode demandar muito tempo e alguns processos são complexos e de difícil modelagem/identificação. Nesse contexto, a utilização de um método automático de sintonia de controladores que forneça parâmetros adequados ao processo de maneira rápida e confiável pode trazer

grandes benefícios. Um método comumente aplicado para realizar esse procedimento é o Método do Relé.

Proposto por Åström e Hägglund (1984), o procedimento consiste em fechar a malha com um relé gerando o sinal de controle, desativando temporariamente o PID. Dessa forma, quando a variável de processo atinge valores definidos como limites, o relé comuta o sinal de controle, gerando oscilações no processo. Quando forem simétricas, obtém-se o período e a amplitude dessas oscilações, e, com esses parâmetros, é possível sintonizar um controlador PID. Essa sintonia é feita a partir de outros métodos que se baseiam nesses mesmos parâmetros para a obtenção dos ganhos de controladores, como o segundo método de Ziegler-Nichols (Ziegler e Nichols, 1942) e os métodos de Tyreus-Luyben (Tyreus e Luyben, 1992) e Luyben (Luyben, 1996).

¹ Reconhecimento do suporte financeiro deve vir nesta nota de rodapé.

De acordo com Berner et al. (2018), a aplicação deste método nas indústrias não mudou tanto até os dias atuais, embora o conhecimento sobre teoria de controle e o poder computacional dos dispositivos tenham crescido bastante. Apesar disso, vários estudos propuseram avanços no método original: (Friman e Waller, 1997), (Li et al., 1991), (Wang et al., 1997) e (Luyben, 1987) modificaram-no para a aplicação em sistemas de primeira ou segunda ordem com atraso de transporte, enquanto (Kaya e Atherton, 2001) e (Shen et al., 1996) utilizaram oscilações assimétricas de relés no processo de excitação do sistema.

Segundo Wang et al. (1997), o modelo dinâmico mais utilizado em processos industriais é o de primeira ordem com atraso de transporte, eles propõem a utilização do Método do Relé não só para a sintonia de controladores, mas também para a identificação de sistemas. Em Liu et al. (2013), é apresentada uma revisão do atual patamar da modelagem de processos a partir desta técnica.

Neste trabalho, o Método do Relé será aplicado em um Sistema de Controle Distribuído (*Distributed Control System* - DCS) da empresa ABB para identificar diferentes regiões de um sistema não linear, aproximando-as por funções de transferência de primeira ordem com atraso de transporte. O método também será utilizado na sintonia de controladores PI para até quatro regiões diferentes, e o controle será feito através do escalonamento dos ganhos obtidos com o *autotuning*. Para representar este tipo de sistema, será utilizada uma planta de controle de nível composta por dois tanques, uma bomba e uma válvula proporcional de acionamento pneumático. Considerando que o processo é não linear, serão comparados os desempenhos de controladores de ganhos fixos e ganhos variáveis, realizando, neste último caso, a aplicação de distúrbios.

O artigo está dividido da seguinte maneira: as Seções 2 e 3 detalham o processo de nível e o método utilizado, respectivamente, enquanto a Seção 4 descreve sua aplicação. A Seção 5 apresenta os resultados obtidos nas etapas de identificação e sintonia, bem como as análises referentes à comparação dos desempenhos apresentados pelos PI's e à rejeição de distúrbios.

2. SISTEMA DE CONTROLE E PLANTA DE NÍVEL

O processo a ser controlado é parte de uma planta didática do Laboratório de Automação da Universidade Federal de Itajubá - *Campus* Itabira (Figura 1). Esta planta representa, em escala reduzida, um processo industrial com várias malhas, possibilitando a implementação e testes de estratégias de controle através da manipulação de variáveis de nível, vazão e temperatura. Possibilita também o estudo de redes industriais através da configuração da comunicação entre os instrumentos.

A planta é controlada por um DCS AC700F, modelo da linha ABB Freelance. Ele é composto por uma CPU PM783F, um cartão de I/O digital DC732F, um cartão de I/O analógico AX722F e um mestre de rede Profibus DP CM772F. A comunicação com os dispositivos da rede Profibus PA é feita através da *gateway* DP/PA Pepperl-Fuchs HD2-GTB-2PA, enquanto os dispositivos Hart se comunicam com a CPU via cartão de I/O analógico. O



Figura 1. Planta didática do Laboratório de Automação.

software de programação do DCS utilizado no trabalho é o Control Builder F.

O diagrama do processo utilizado neste estudo é apresentado na Figura 2. Ele é composto por dois tanques acoplados através de uma tubulação plástica, sendo que o Tanque 1 funciona como um reservatório de água que abastece o Tanque 2 por meio de uma bomba centrífuga, cuja saída está conectada a uma válvula de abertura proporcional e acionamento pneumático. O objetivo deste trabalho é controlar o nível do Tanque 2 através da velocidade da bomba.

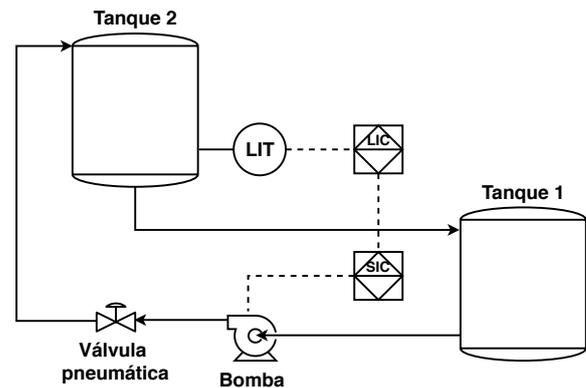


Figura 2. Esquema representativo do processo de controle de nível.

3. PARAMETRIZAÇÃO DE CONTROLADORES PID

O trabalho desenvolvido por Ziegler e Nichols (1942) apresentou dois métodos mais comumente utilizados no processo de sintonia de controladores. O primeiro método de Ziegler-Nichols, também conhecido como método da curva de reação, consiste em obter um par de parâmetros a partir da resposta ao degrau do processo em malha aberta. O segundo método de Ziegler-Nichols ou método do ganho crítico, consiste em operar o sistema em malha fechada com um controlador do tipo proporcional, aumentando-se gradativamente o ganho do controlador até que se observe oscilações sustentadas na saída do sistema. O ganho responsável por gerar estas oscilações é chamado de Ganho Crítico (K_u), e o período delas é conhecido como Período Crítico (P_u). Com esses dois parâmetros, é possível sintonizar controladores dos tipos P, PI ou PID a partir da tabela proposta por Ziegler e Nichols, que especifica um *overshoot* máximo de 25% na saída. A Tabela 1 (Yu, 2006) mostra como encontrar os termos K_P , T_I e T_D a partir de K_u e P_u .

Tabela 1. A tabela de Ziegler-Nichols para sintonia de controladores P, PI e PID.

| Controlador | K_P | T_I | T_D |
|-------------|-----------|-----------|---------|
| P | $K_u/2$ | - | - |
| PI | $K_u/2.2$ | $P_u/1.2$ | - |
| PID | $K_u/1.7$ | $P_u/2$ | $P_u/8$ |

Embora seja prático, este método possui vários pontos negativos, pois leva o sistema a seus limites de operação, e dependendo da frequência das oscilações, estas podem causar desgastes nos atuadores ou fazer com que a sintonia demore um tempo impraticável (Åström e Hägglund, 1984). Por ser extremamente invasivo, o método se torna inviável para o ambiente industrial, visto que pode exigir uma parada do processo produtivo enquanto a rotina de sintonia é executada.

Sendo assim, o Método do Relé, proposto por Åström e Hägglund (1984), surge como uma alternativa. Este método propõe melhorias ao segundo método de Ziegler-Nichols, permitindo que o ganho crítico e período crítico sejam determinados para diferentes regiões do sistema de maneira automática, não sendo necessário realizar ajustes manuais no ganho. Isto torna o Método do Relé muito mais rápido e menos invasivo que o método original, e por isso sua utilização é mais viável em ambientes industriais. A possibilidade de identificar parâmetros da planta e sintonizar controladores em regiões específicas sem exigir que o atuador ou a saída oscile entre seus limites de operação o tornam uma excelente opção de *autotuner* para PID's (Wang et al., 1997).

3.1 Sintonia do controlador

Segundo Åström e Hägglund (1984), a sintonia do controlador pode ser automatizada através da introdução de um relé operando em malha fechada, conforme mostrado na Figura 3. Neste método, o operador do processo deve suspender temporariamente o sinal de controle u_c que é gerado pelo controlador PID, e submeter o processo ao sinal de controle u_r , que é gerado pelo relé.

Na Figura 3, o sinal SP é a referência do sistema (*setpoint*), MV é o sinal de controle aplicado no atuador (variável manipulada) e PV é a saída do sistema (variável de processo).

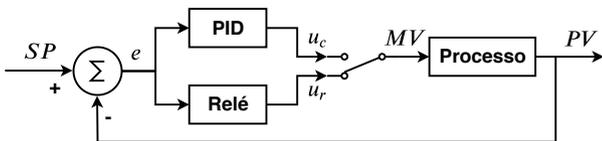


Figura 3. Malha fechada com o relé.

De maneira a ampliar o modo com que o relé era utilizado no método original, foram desenvolvidas algumas configurações alternativas (Yu, 2006). Uma delas acrescenta uma histerese ao mesmo com a finalidade de mitigar o efeito de possíveis ruídos no sinal da variável do processo. A Figura 4 representa o funcionamento do relé com a introdução da histerese. Ele deverá variar o sinal de controle u_r entre as

amplitudes $\mu_0 - \mu$ e $\mu_0 + \mu$ de forma que a saída do sistema (PV) apresente oscilações sustentadas, ou seja, até que o tempo que ela demora para partir do limite inferior ($SP - \epsilon$) e atingir o limite superior ($SP + \epsilon$) seja igual ao tempo que demora para partir do limite superior e retornar ao limite inferior. Estes limites são calculados a partir de um valor Δ desejado, que representa o percentual de variação da PV ao redor do *setpoint*. Neves (2009) sugere valores típicos para Δ entre 2% e 5%, e neste trabalho o valor adotado foi 5%. Logo, calcula-se ϵ conforme a Equação (1).

$$\epsilon = SP \cdot \Delta \quad (1)$$

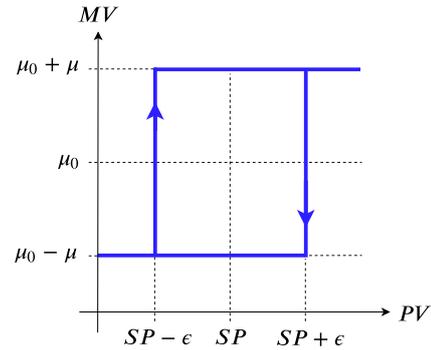


Figura 4. Relé com histerese.

A Figura 5 mostra o comportamento da PV quando o processo é submetido ao sinal de controle do relé da Figura 4. Percebe-se que o período crítico P_u pode ser determinado somando-se os tempos em que o sinal de controle permanece em seus níveis baixo (t_d) e alto (t_u), conforme a Equação (2). O termo L é o tempo morto (atraso de transporte), que é obtido medindo-se, por exemplo, o intervalo tempo que a PV demora para, a partir do valor $SP + \epsilon$, ou seja, no instante que há o chaveamento do relé, até atingir sua amplitude de pico A_u . O valor de a é a diferença entre as amplitudes máxima e mínima da PV , ou seja, o valor de pico-a-pico de PV .

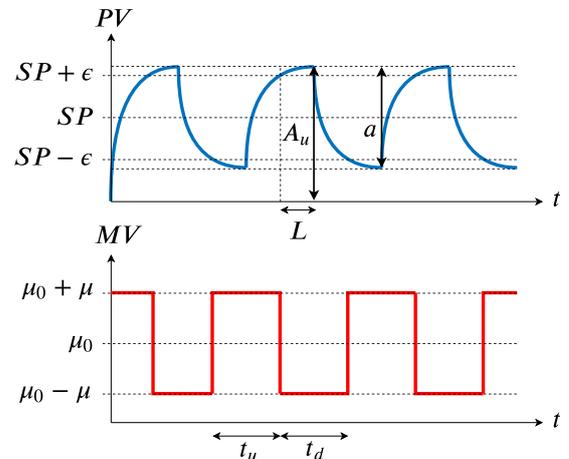


Figura 5. O sistema operado pelo relé.

$$P_u = t_d + t_u. \quad (2)$$

Como o Método do Relé convencional exige que a saída oscile com $t_d = t_u$, faz-se necessário buscar uma maneira de determinar as amplitudes $\mu_0 - \mu$ e $\mu_0 + \mu$ do sinal de controle de forma a atender este requisito. Segundo Neves (2009), o sinal de controle pode ser obtido de forma iterativa a partir da Equação (3), que calcula um novo valor para u_r a partir da diferença entre t_d e t_u . A constante K_0 é um fator que pondera a intensidade da correção, e neste trabalho foi utilizada com o valor unitário.

$$u_r[k] = u_r[k-1] + K_0 \cdot u_r[k-1] \cdot \frac{t_u - t_d}{2P_u}. \quad (3)$$

O sinal de controle deve ser recalculado até que a oscilação seja considerada simétrica dentro de uma faixa de tolerância. Neste trabalho, adotou-se o mesmo critério do autor, fazendo com que o procedimento se repita até que o valor absoluto da diferença entre t_d e t_u em relação a P_u seja menor que 10%, conforme a Equação (4).

$$\left| \frac{t_u - t_d}{P_u} \right| < 0,1. \quad (4)$$

Quando a Equação (4) for satisfeita, o ganho crítico pode ser calculado a partir da Equação (5). De posse dos valores de K_u e P_u , é possível utilizar a Tabela 1 para calcular os ganhos do controlador desejado.

$$K_u = \frac{4\mu}{\pi\sqrt{a^2 - \epsilon^2}}. \quad (5)$$

3.2 Identificação

O avanço dos estudos sobre a utilização do Método do Relé permitiu a elaboração de novos métodos que estendem a proposta da aplicação em *autotuners*, permitindo sua utilização na identificação de sistemas. Este trabalho utilizará o procedimento proposto por Wang et al. (1997) para estimar os parâmetros do sistema de primeira ordem com atraso de transporte, mostrado na Equação (6).

$$G(s) = \frac{K e^{-Ls}}{\tau s + 1}. \quad (6)$$

Quando o processo controlado por um relé com histerese, como o da Figura 4, atinge as oscilações simétricas, o ganho K da planta pode ser determinado dividindo-se a integral da saída $PV(t)$ pela integral da entrada $u_r(t)$, conforme apresentado na Equação (7).

$$K = G(0) = \frac{\int_0^{P_u} PV(t) dt}{\int_0^{P_u} u_r(t) dt}. \quad (7)$$

A estimação do valor de τ exige o cálculo do parâmetro θ , que segundo o autor, é a constante de tempo normalizada do sistema. Seu valor é obtido através da Equação (8), na qual A_u é a amplitude máxima que a saída atinge durante

o período crítico, como pode ser observado na Figura 5. Em seguida, τ é calculado utilizando-se a Equação (9).

$$\theta = \ln \frac{(\mu_0 + \mu)K - \epsilon}{(\mu_0 - \mu)K - A_u}; \quad (8)$$

$$\tau = t_u \left(\ln \frac{2\mu K e^\theta + \mu_0 K - \mu K + \epsilon}{\mu K + \mu_0 K - \epsilon} \right)^{-1}. \quad (9)$$

Com os métodos apresentados na presente seção e na seção anterior, é possível identificar os parâmetros e sintonizar o controlador de qualquer região desejada da planta, executando a rotina uma única vez.

4. MALHA DE CONTROLE APLICADA

A estratégia utilizada para manipular o nível do Tanque 2 (Figura 2) consiste na implementação de um controlador PID com *anti-windup* e ponderação do *setpoint* de maneira individual na obtenção do erro das parcelas P e D, com ganhos escalonados. A Figura 6 mostra a malha de controle utilizada neste trabalho. As subseções seguintes apresentarão com mais detalhes cada uma das implementações realizadas.

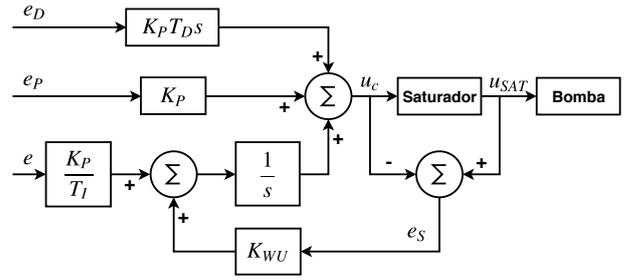


Figura 6. Malha de controle PI/PID com *anti-windup* e ponderação do *setpoint*.

4.1 Anti-windup

Para a implementação do *anti-windup*, calcula-se o erro do saturador (Equação (10)), que é multiplicado por um ganho K_{WU} e somado ao erro da saída do sistema a ser acumulado no integrador (Åström e Hägglund, 2006), como mostra a Figura (6).

$$e_S(t) = u_{SAT} - u_c. \quad (10)$$

Quando o atuador não está saturado, $e_S = 0$ e, portanto, a ação *anti-windup* não interfere no integrador. Porém, quando a saturação ocorre, a ação integral é decrementada e isto impede seu acúmulo excessivo. Neste trabalho, adotou-se o valor unitário para o ganho K_{WU} .

4.2 Controlador PID

A lei de controle u_c do PID é apresentada na Equação (11), em que P é a ação proporcional, I é a ação integral e D a ação derivativa.

$$u_c(t) = P(t) + I(t) + D(t). \quad (11)$$

As equações das ações de controle $P(t)$, $I(t)$ e $D(t)$ são apresentadas em (12), (13) e (14), respectivamente. Os termos K_P , T_I e T_D são resultados da interpolação linear realizada na etapa de *Gain Scheduling* e, portanto, são parâmetros que variam com o tempo. Os termos e_P e e_D são resultados da ponderação do *setpoint* e serão esclarecidos na seção seguinte.

$$P(t) = K_P \cdot e_P. \quad (12)$$

$$I(t) = \int_0^t \left[\frac{K_P}{T_I} \cdot e(\tau) + K_{WU} \cdot e_S(\tau) \right] d\tau. \quad (13)$$

Devido à alta sensibilidade a ruídos, Åström propõe que a ação derivativa tenha seu ganho limitado através da implementação de um filtro de primeira ordem, conforme a Equação (14). O autor sugere que valores típicos para N estão entre 8 e 20. Neste trabalho, adotou-se $N = 20$.

$$D(t) = K_P T_D \frac{de_D(t)}{dt} - \frac{T_D}{N} \frac{dD(t)}{dt}. \quad (14)$$

4.3 Ponderação do Setpoint

Åström propõe um controlador mais flexível ao introduzir os coeficientes b e c , responsáveis por ponderar o *setpoint* no cálculo do erro das ações proporcional e derivativa, como mostrado nas Equações (15) e (16), respectivamente. Segundo Åström, a diminuição do coeficiente b pode resultar na diminuição do *overshoot* na saída do sistema.

O coeficiente c é escolhido com o intuito de reduzir o impacto de mudanças bruscas de *setpoint* no sinal de controle. No instante em que elas ocorrem, se c for maior que zero, deriva-se um degrau em e_D , fazendo com que um grande valor seja somado à parcela derivativa.

As respostas do controlador a distúrbios de carga e ruídos de medição independem de b e c . Seguindo as recomendações do autor, neste trabalho os valores de b e c serão 1 e 0, respectivamente.

$$e_P(t) = b \cdot SP - PV; \quad (15)$$

$$e_D(t) = c \cdot SP - PV. \quad (16)$$

4.4 Gain Scheduling

O controle utilizando *Gain Scheduling* será feito através da interpolação linear de até quatro regiões da PV . Optouse por saturar a interpolação em seus valores mínimo e máximo quando a PV extrapolar os limites inferior e superior, respectivamente. A Equação (17) mostra como é feita interpolação de quatro valores do ganho K_P nas regiões R_1 , R_2 , R_3 e R_4 . Este conceito estende-se no escalonamento dos tempos T_I e T_D .

$$K_P(PV) = \begin{cases} K_{P1}, & PV < R_1 \\ \frac{K_{P1}(R_2 - PV) + K_{P2}(PV - R_1)}{R_2 - R_1}, & R_1 \leq PV < R_2 \\ \frac{K_{P2}(R_3 - PV) + K_{P3}(PV - R_2)}{R_3 - R_2}, & R_2 \leq PV < R_3 \\ \frac{K_{P3}(R_4 - PV) + K_{P4}(PV - R_3)}{R_4 - R_3}, & R_3 \leq PV < R_4 \\ K_{P4}, & PV \geq R_4 \end{cases}. \quad (17)$$

4.5 Discretização do controlador

As Equações contínuas (11), (12), (13) e (14) necessitam ser discretizadas a fim de serem implementadas no DCS. As derivadas serão aproximadas por *Backward differences* (Åström e Hägglund, 2006). As Equações (18), (19), (20) e (21) mostram, respectivamente, as discretizações do sinal de controle, ação proporcional, ação integral e ação derivativa. O termo T_a é o tempo de amostragem.

$$u_c[k] = P[k] + I[k] + D[k]; \quad (18)$$

$$P[k] = K_P \cdot e_P[k]; \quad (19)$$

$$I[k] = I[k-1] + \left(\frac{K_P}{T_I} \cdot e[k] + K_{WU} \cdot e_S[k] \right) T_a; \quad (20)$$

$$D[k] = \frac{T_D}{T_D + NT_a} D[k-1] + \frac{K_P T_D N}{T_D + NT_a} (e_D[k] - e_D[k-1]). \quad (21)$$

5. RESULTADOS

Foram desenvolvidos quatro blocos de função no *software* Control Builder F: IDENT_SINT, N_IDENT_SINT, GAIN_SCHED e PID_WINDUP. Eles foram programados utilizando a linguagem Texto Estruturado (*Structured Text* - ST), que é especificada na norma IEC 61131-3. O sistema supervisor da planta de nível foi implementado no *software* DigiVis, também da linha ABB Freelance.

5.1 Blocos de função

O bloco IDENT_SINT executa o Método do Relé uma única vez para encontrar o ganho K_u e o período P_u de uma região desejada do sistema. O controlador é calculado com base na Tabela 1.

A sintonia dos controladores em mais de uma região é feita através do bloco N_IDENT_SINT, que executa a rotina IDENT_SINT até quatro vezes, de acordo com a entrada do usuário. Este bloco escolhe automaticamente as regiões que serão identificadas, calculando-as de forma a estarem equidistantes em relação aos limites de operação do sistema.

O bloco GAIN_SCHED realiza o escalonamento de ganhos conforme a Equação (17). Ele utiliza os ganhos obtidos com o N_IDENT_SINT para escalonar K_P , T_I e T_D em função da PV . O bloco PID_WINDUP implementa o controlador PID apresentado anteriormente.

As descrições detalhadas dos blocos desenvolvidos bem como seus códigos se encontram no link abaixo:

<https://tinyurl.com/ya5ne88s>

5.2 Identificação, sintonia e controle

Utilizou-se o bloco IDENT_SINT para sintonizar um controlador PI no nível 50% do Tanque 2. A Figura 7 mostra as oscilações do nível e a variação do sinal de controle durante a execução do Método do Relé. A Tabela 2 apresenta os parâmetros da planta e do controlador obtidos com a rotina.

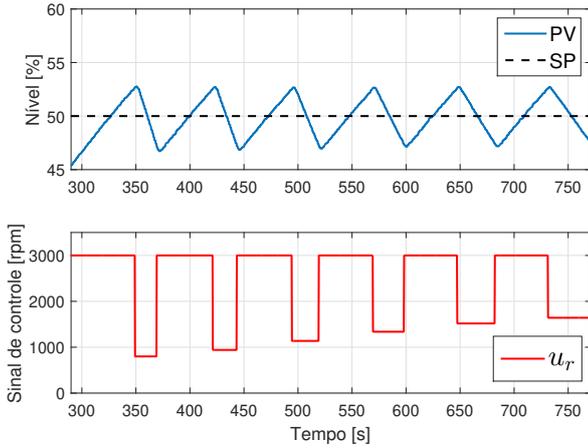


Figura 7. Rotina de identificação e sintonia do PI para a região 50% com o bloco IDENT_SINT.

Tabela 2. Parâmetros da planta e do controlador PI obtidos com o bloco IDENT_SINT para a região de nível 50%.

| Parâmetros da planta | | Parâmetros do controlador | |
|----------------------|--------------------------------------|---------------------------|---------------------------------------|
| K | 0.0211 $\left[\frac{\%}{rpm}\right]$ | K_P | 81.3473 $\left[\frac{rpm}{\%}\right]$ |
| τ | 38.46[s] | T_I | 71.25[s] |
| L | 2.1[s] | T_D | 0.0[s] |

O bloco N_IDENT_SINT foi utilizado na sintonia de controladores PI em 4 regiões do Tanque 2. As Tabelas 3 e 4 mostram, respectivamente, os parâmetros da planta e dos controladores obtidos para cada região.

Tabela 3. Parâmetros das regiões da planta obtidos com o bloco N_IDENT_SINT.

| Região [%] | K $\left[\frac{\%}{rpm}\right]$ | τ [s] | L [s] |
|------------|-----------------------------------|------------|---------|
| 5.5 | 0.0033 | 8.22 | 2.7 |
| 30.69 | 0.0163 | 18.05 | 1.8 |
| 55.83 | 0.0227 | 47.19 | 1.8 |
| 81.0 | 0.0297 | 102.99 | 2.4 |

Tabela 4. Parâmetros dos controladores PI obtidos com o bloco N_IDENT_SINT.

| Região [%] | K_P $\left[\frac{rpm}{\%}\right]$ | T_I [s] |
|------------|-------------------------------------|-----------|
| 5.5 | 353.8738 | 15.25 |
| 30.69 | 159.6915 | 27.5 |
| 55.83 | 63.9729 | 92.0 |
| 81.0 | 21.8503 | 272.5 |

A Figuras 8 e 9 mostram as respostas do sistema em malha fechada com os controladores de ganhos fixos e de ganhos escalonados, respectivamente, em 4 regiões diferentes: 8%, 18%, 68% e 82% de nível.

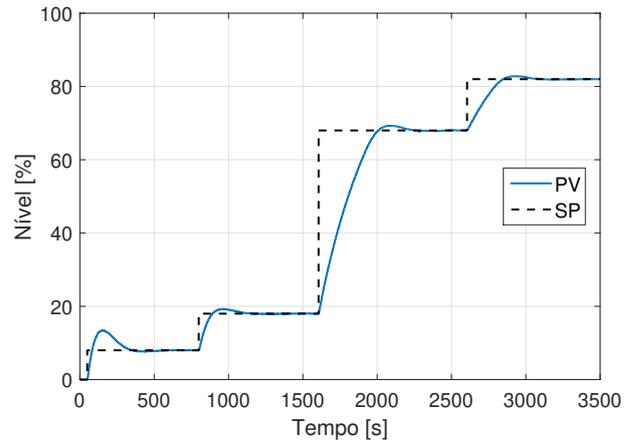


Figura 8. Respostas do sistema em malha fechada para o controlador PI de ganhos fixos sintonizado em 50%.

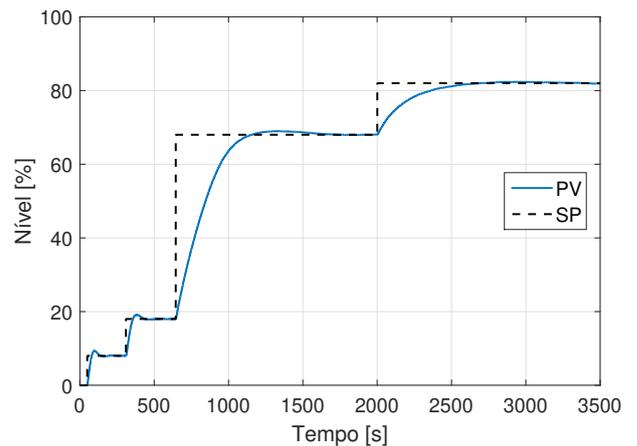


Figura 9. Respostas do sistema em malha fechada para o controlador PI com ganhos escalonados.

As Tabelas 5 e 6 sintetizam as medições da resposta temporal de cada região para os controladores de ganhos fixos e escalonados, respectivamente.

Tabela 5. Resposta do sistema à aplicação de 4 degraus com controlador PI de ganhos fixos.

| Região [%] | Instante de aplicação do degrau [s] | Tempo de acomodação [s] | Overshoot [%] |
|------------|-------------------------------------|-------------------------|---------------|
| 8.0 | 50.7 | 289.2 | 67.97 |
| 18.0 | 801.6 | 284.4 | 7.15 |
| 68.0 | 1606.5 | 372.3 | 1.90 |
| 82.0 | 2606.7 | 193.2 | 0.97 |

Tabela 6. Resposta do sistema à aplicação de 4 degraus com o controlador PI de ganhos escalonados.

| Região [%] | Instante de aplicação do degrau [s] | Tempo de acomodação [s] | Overshoot [%] |
|------------|-------------------------------------|-------------------------|---------------|
| 8.0 | 50.7 | 46.5 | 17.08 |
| 18.0 | 311.7 | 107.1 | 6.54 |
| 68.0 | 646.5 | 435.3 | 1.45 |
| 82.0 | 2003.7 | 387.3 | 0.43 |

Ao utilizar o controlador sintonizado na região de 50%, esperava-se que o desempenho fosse pior em regiões mais afastadas, visto que o processo de nível é não-linear. De fato, nota-se que em 8% o *overshoot* é 67.97%, superando o máximo de 25% previsto pela tabela de Ziegler-Nichols. Embora em todos os casos o sistema tenha rastreado a referência, os comportamentos do *overshoot* e do tempo de acomodação evidenciam as não linearidades da planta e a lentidão do PI de ganhos fixos para controlar o nível em regiões muito distantes para a qual ele foi sintonizado.

Ao comparar as respostas do controlador de ganhos fixos com o de ganhos escalonados, percebe-se que no segundo controlador a especificação do *overshoot* máximo de 25% foi atendida em todas as regiões, e a resposta do sistema ficou muito mais rápida nos níveis 8% e 18%. Em contrapartida, as regiões de 68% e 82% apresentaram um tempo de acomodação maior.

Este aumento é explicado pelo comportamento não linear do sistema de nível, evidenciado pelos parâmetros da Tabela 3. Quanto maior a quantidade de água no tanque, mais rápido ele tende a esvaziar, fazendo com que a diferença entre as velocidades necessárias para que a bomba faça o sistema oscilar com tempos iguais seja cada vez menor. Segundo a Equação (5), a diminuição de μ resultaria em um K_u menor, e, conseqüentemente, o ganho proporcional K_P também diminuiria. Isto pode ser confirmado ao observar a Tabela 4.

O PI de ganhos escalonados teve sua rejeição a distúrbios avaliada pela aplicação de um degrau em cada região do sistema, realizada após sua estabilização em regime permanente ao fechar-se a válvula proporcional de 90% para 65% da abertura total. A Tabela 7 apresenta as

medições dos impactos quanto ao tempo de recuperação e ao pico na variação do nível em relação ao *setpoint*.

Tabela 7. Resposta do sistema à aplicação de distúrbios nas 4 regiões.

| Região [%] | Instante de aplicação do distúrbio [s] | Tempo de recuperação [s] | Varição da PV [%] |
|------------|--|--------------------------|-------------------|
| 8.0 | 229.2 | 27.9 | 3.46 |
| 18.0 | 282.3 | 33.0 | 2.39 |
| 68.0 | 1277.1 | 349.2 | 3.85 |
| 82.0 | 2162.1 | 729.0 | 5.58 |

Observando a Tabela 7, percebe-se que em todos os casos os picos nas variações na PV foram superiores à 2% do *setpoint*, ou seja, os distúrbios foram suficientes para tirar o sistema do regime permanente. Embora nas regiões mais altas a variação percentual da PV não tenha sido expressivamente maior em relação às regiões mais baixas, ao analisar o tempo de recuperação percebe-se que os impactos dos distúrbios foram bem mais elevados.

6. CONCLUSÃO

O Método do Relé mostrou ser uma excelente ferramenta em termos de praticidade. Seu algoritmo é simples de ser implementado em controladores que suportam programação via Texto Estruturado, como é o caso do DCS. Com ele foi possível sintonizar controladores de maneira automatizada e identificar parâmetros que aproximam determinadas regiões do sistema não linear às de um sistema linear de primeira ordem.

Os resultados mostram que os controladores obtidos com o Método do Relé para o sistema de nível só atendem as especificações da tabela de Ziegler-Nichols se a saída estiver próxima à região de sintonia. Porém, ao sintonizar mais de um controlador em regiões equidistantes, o controle com *Gain Scheduling* foi capaz de atender os critérios de desempenho em todas as regiões, embora em alguns casos a resposta temporal tenha sido mais lenta em relação ao controlador de ganhos fixos.

A rejeição de distúrbios ocorreu sem grandes variações entre as regiões, embora tenha sido mais demorada nos níveis mais altos, o que se atribui às características das ações de controle conferidas ao PI na etapa de sintonia. Nestes casos, para obter-se uma rejeição mais rápida, seriam indicados um maior ganho proporcional e um menor tempo integral.

REFERÊNCIAS

- Berner, J., Soltesz, K., Hägglund, T., e Åström, K.J. (2018). An experimental comparison of PID autotuners. *Control Engineering Practice*, 73, 124 – 133.
- Friman, M. e Waller, K.V. (1997). A two-channel relay for autotuning. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 36(7), 2662–2671.

- Kaya, I. e Atherton, D. (2001). Parameter estimation from relay autotuning with asymmetric limit cycle data. *Journal of Process Control*, 11(4), 429 – 439.
- Li, W., Eskinat, E., e Luyben, W.L. (1991). An improved autotune identification method. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 30(7), 1530–1541.
- Liu, T., Wang, Q., e Huang, H. (2013). A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. *Journal of Process Control*, 23(10), 1597 – 1623.
- Luyben, W.L. (1987). Derivation of transfer functions for highly nonlinear distillation columns. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 26(12), 2490–2495.
- Luyben, W.L. (1996). Tuning proportional-integral-derivative controllers for integrator/deadtime processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 35(10), 3480–3483.
- Neves, M.G.d.S. (2009). *Auto-tuning de Controladores PID pelo método Relay*. Master's thesis, Universidade Técnica de Lisboa, Portugal.
- Shen, S., Wu, J., e Yu, C. (1996). Use of biased-relay feedback for system identification. *AIChE Journal*, 42(4), 1174 – 1180.
- Tyreus, B.D. e Luyben, W.L. (1992). Tuning PI controllers for integrator/dead time processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 31(11), 2625–2628.
- Wang, Q., Hang, C., e Zou, B. (1997). Low-order modeling from relay feedback. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 36, 375 – 381.
- Yu, C. (2006). *Autotuning of PID Controllers - A Relay Feedback Approach*. Springer, 2 edition.
- Ziegler, J.G. e Nichols, N.B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *trans. ASME*, 64(11).
- Åström, K.J. e Hägglund, T. (1984). Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), 645 – 651.
- Åström, K.J. e Hägglund, T. (2006). *Advanced PID Control*. ISA - Instrumentation, Systems, and Automation Society.