

Contribuições ao Controle PI-SITO para uma Classe de Sistemas TISO ^{*}

Rafael Oliveira Pedrisch ^{*} Gustavo Catusso Balbinot ^{**}
Sérgio Paulo Neves dos Santos ^{***} Kariston Dias Alves ^{****}
José Diogo Forte de Oliveira Luna [†]

^{*} *Coordenação de Engenharia de Controle & Automação, Instituto Federal de Rondônia, RO, (e-mail: r.pedrisch@estudante.ifro.edu.br).*

^{**} *Grupo de Pesquisa em Materiais e Dispositivos Elétricos (MADE), Instituto Federal de Rondônia, RO, (e-mail: gu.academico@gmail.com).*

^{***} *Coordenação de Eletrotécnica, Instituto Federal de Rondônia, RO, (e-mail: sergio.santos@estudante.ifro.edu.br).*

^{****} *Coordenação de Engenharia de Controle & Automação, Instituto Federal de Rondônia, RO, (e-mail: kariston.alves@ifro.edu.br).*

[†] *Coordenação de Engenharia de Controle & Automação, Instituto Federal de Rondônia, RO, (e-mail: jose.luna@ifro.edu.br).*

Abstract: Processes with multiple inputs and a single output are usual in industries. These processes present more than one actuator driving a single process variable. Analyzing a Two-Input Single-Output (TISO) process that is composed of two actuators to achieve a single process variable. Recent literature presents a Single-Input Two-Output (SITO) controller strategy, based on the Proportional (P) and Integral (I) control actions separated and paired individually, thus changing the nature of a PI-SISO (Single-Input Single-Output) to a PI-SITO. However, in the literature, it was not justified the choice of the pairing of the control actions, it was possible to observe the literature it was adopted a bias for the Proportional action, but it was not demonstrated how to choose the value of the bias. In this sense, the present study explains the matching of control actions and proposes a systematic methodology for bias selection. This adopted analyses utilizing mathematical deductions and experiments, employing computer simulations. The present study delivers the justification for the pairing of control actions proposed in the literature and a precept of the bias choice enabling an achievable implementation of the PI-SITO controller.

Resumo: Sistemas que apresentam diferentes entradas e uma única saída são comuns nos processos industriais, quando se tem mais de um atuador operando sobre uma única variável de processo. Em particular analisa-se um processo Two-Input Single-Output (TISO) que é composto dois atuadores a fim de atingir uma única variável de processo. Para tal controle, a literatura recente apresenta uma estratégia de controlador Single-Input Two-Output (SITO), baseado nas ações de controle Proporcional (P) e Integral (I) separadas e pareadas individualmente, alterando assim a natureza de um PI-SISO (Single-Input Single-Output) para um PI-SITO. Entretanto, existem duas lacunas deixadas na literatura, sendo elas a justificativa do pareamento das ações de controle e a adoção de um bias para a ação Proporcional. Neste sentido, o presente estudo visa justificar o pareamento das ações de controle e propor uma metodologia sistemática para escolha do bias. Para isso, adotou-se análises por meio de deduções matemáticas e experimentos, por intermédio de simulações computacionais. Desta forma, o presente estudo propõe a justificativa do pareamento das ações de controle proposto na literatura e um preceito para a escolha do bias, viabilizando uma implementação do controlador PI-SITO.

Keywords: TISO Process, PI-SITO Controller, Bias, Control action pairing.

Palavras-chaves: Processos TISO, Controlador PI-SITO, Bias, Pareamento da ação de controle.

1. INTRODUÇÃO

Em processos industriais, é relativamente comum encontrar sistemas que possuem múltiplas entradas e uma única saída, tal como, casos onde há dois atuadores operando em conjunto para afetar uma única variável de processo. Para sistemas TISO (Two-Input Single-Output), onde se tem duas entradas, por exemplo, pode-se pensar nas situações com duas válvulas em paralelo, onde a vazão máxima é atingido quando se tem ambas as válvulas totalmente abertas, e para vazões intermediárias pode-se ter apenas uma aberta ou ambas parcialmente abertas.

Estratégias de utilização dos equipamentos visam a otimização no uso, minimizar o desgaste dos elementos envolvidos, minimizar os gastos com manutenção e, conseqüentemente, aumentar o tempo de vida útil e em pleno funcionamento que os equipamentos possam ter. Para isso, a engenharia de controle busca formas de sistematizar e implementar automação capaz de gerenciar os equipamentos físicos e otimizar seu uso, garantido os valores referenciados necessários, seja em vazão, pressão, temperatura, ou alguma outra variável de processo. Uma técnica de controle, comumente utilizada para sistemas com múltiplos atuadores e uma única variável de processo é o controle split-range, conforme visto na Figura 1.

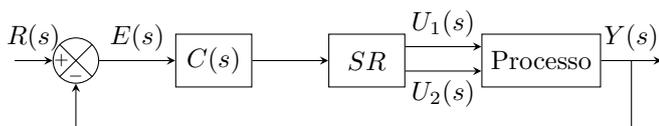


Figura 1. Controle split-range tradicional.

Nesta técnica um único controlador deve comandar todos os atuadores. Para tanto, o sinal de saída do controlador é processado por um splitter (divisor), que normalmente é implementado por um conjunto de funções afim. O controle split-range é conhecido desde os anos 40 (Eckman, 1945), porém tem voltado a receber atenção no meio acadêmico na última década. Reyes-Lúa et al. (2019) demonstram como realizar o projeto deste controlador de forma sistemática. Ainda em 2019, os mesmos autores, em seu trabalho sobre controle avançado para câmbio de restrição ativas (Reyes-Lúa e Skogestad, 2019). Em 2020, Reyes-Lúa e Skogestad (2020) propuseram um controle split-range generalizado, utilizando uma estratégia de passagem de bastão.

Neste meio tempo, o caso particular onde os dois atuadores do sistema TISO têm larguras de banda significativamente díspares foi largamente discutido na literatura desde o controle de drivers de discos rígidos e óticos como em Schroeck et al. (2001), Al Mamun et al. (2003), Chen e Tomizuka (2014) até o problema de atuadores de dois estágios para nanoposicionamento como em Peyton Jones et al. (2022), oferecendo alternativas ao split-range.

O trabalho sobre o qual se fundamenta esta proposta, entretanto, aborda os casos de sistemas com constantes

* Os autores agradecem ao IFRO - Campus Calama, ao CNPq e a CAPES, pelo financiamento através do edital Nº 5/2021/REIT - PROPESP/IFRO.

de tempo similares: o artigo de Fatani et al. (2017) discute uma variação do split-range com um controlador PI com as ações separadas, conforme apresentado na Figura 2.

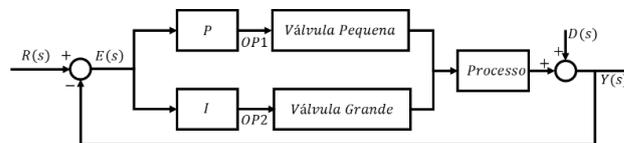


Figura 2. PI-SITO proposto por Fatani et al. (2017).

Fatani et al. (2017) demonstra que a sintonia deste controlador PI-SITO (Single-Input Two-Output) pode ser sintonizado em controlador PI-SISO (Single-Input Single-Output) equivalente, através de um processo equivalente, resultando em uma malha de controle SISO para sua sintonia, desde de que certas condições sejam atendidas. O grande benefício dessa conversão é que existem várias técnicas de sintonia de controle para sistema SISO e essas técnicas são amplamente conhecidas.

Por fim em 2021 Balbinot et al. (2021), apresentou uma nova estrutura de controle baseada na técnica de Fatani et al. (2017), objetivando o uso desta estratégia para processos TISO com atraso de transporte significativo. Desta maneira o estudo mais recente preencheu uma lacuna deixada pelo trabalho original de Fatani et al. (2017) e ainda propôs uma nova estrutura de controle. Entretanto ainda existem lacunas a serem preenchidas sobre esta técnica.

Diante disso, o presente estudo buscou prover contribuições para o controle de uma classe de sistemas TISO com o uso de controladores PI-SITO, sanando duas lacunas do trabalho Fatani et al. (2017). Primeiramente justifica-se o pareamento das ações de controle e, em seguida apresenta-se uma metodologia sistemática para a escolha do bias na ação proporcional.

Desta forma o presente estudo está estruturado da seguinte forma: na segunda seção apresenta-se a revisão do estudo feito por Fatani et al. (2017) e a alteração no pareamento; na terceira seção apresenta-se uma proposta sistemática da escolha para o bias; na quarta seção seguinte exhibe-se os resultados das simulações obtidas através dos estudos; na quinta seção expõe-se as conclusões obtidas a cerca da problemática abordada por este estudo, e por fim, é compartilhada as projeções para os estudos futuros sobre tal temática.

2. CONTROLADOR PI-SITO

No estudo de Fatani et al. (2017) é discutido uma estratégia de controlador Proporcional-Integral que apresenta um comportamento similar ao um controlador split-range, com a operação de duas saídas simultaneamente. Para isso os autores alteraram a natureza SISO do controlador PI tradicional, propondo um PI composto de uma única entrada (o erro) e a saída de dois sinais de controle, vindo a ser um controlador SITO.

No trabalho discute-se a aplicação deste controlador em um sistema constituído de duas válvulas que apresentam

uma diferença estrutural, sendo uma maior que a outra. Nessa estratégia se utiliza a saída da parte proporcional (P) na válvula pequena, para que ela se encarregue em responder rapidamente a perturbação e a parte integral (I) para a válvula grande, sendo que ela será responsável por obter uma resposta estável a perturbações grandes no fluxo.

Fatani et al. (2017) afirma que com as ações de controle dividida assegura-se que ambas as válvulas permaneçam na região de controle, sendo que a válvula maior irá buscar rejeitar as perturbações lentas do regime permanente e a válvula pequena rejeitará as perturbações rápidas, garantindo assim uma coordenação eficiente entre as válvulas com um único algoritmo de controle. A Figura 3 apresenta a proposta de Fatani et al. (2017).

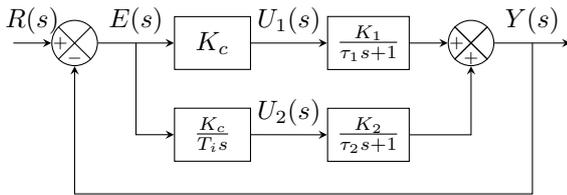


Figura 3. Estrutura de controle proposto por Fatani et al. (2017). Onde: $\frac{K_1}{\tau_1 s + 1}$ e $\frac{K_2}{\tau_2 s + 1}$ são as dinâmicas do processo TISO comandadas pelo atuador 1 e atuador 2, respectivamente. K_c é o ganho proporcional e T_i é o tempo integral.

Considerando que as dinâmicas do processo são descritas por:

$$G_1(s) = \frac{K_1}{\tau_1 s + 1}, G_2(s) = \frac{K_2}{\tau_2 s + 1}, \quad (1)$$

onde K_1 e K_2 são o ganho estático, τ_1 and τ_2 são constante de tempo positivas do sistema.

Assim, a saída de cada processo é descrito por:

$$Y_1(s) = G_1(s)U_1(s), Y_2(s) = G_2(s)U_2(s), \quad (2)$$

sendo $Y_1(s)$ e $Y_2(s)$ as saídas parciais do sistema, $U_1(s)$ e $U_2(s)$ são os sinais de controle.

Desta maneira, a saída final do processo SITO é:

$$Y(s) = Y_1(s) + Y_2(s), \quad (3)$$

onde $Y(s)$ é a saída medida do sistema.

O erro é definido como:

$$E(s) = R(s) - Y(s), \quad (4)$$

onde $E(s)$ é o erro entre o *setpoint* e a variável de processo e $R(s)$ é o *setpoint* do sistema.

Os sinais de controle são:

$$U_1(s) = K_c E(s), U_2(s) = \frac{K_c}{T_i s} E(s). \quad (5)$$

Aplicando (5) em (2) e (1) em (2), leva a:

$$Y_1(s) = \frac{K_1 K_c}{\tau_1 s + 1} E(s), Y_2(s) = \frac{K_2 K_c}{(\tau_2 s + 1) T_i s} E(s), \quad (6)$$

Adotando (6) em (3):

$$Y(s) = \left(\frac{K_1 K_c}{\tau_1 s + 1} + \frac{K_2 K_c}{(\tau_2 s + 1) T_i s} \right) E(s). \quad (7)$$

Estabelecendo uma relação entre os ganhos estáticos do processo de modo que o ganho do atuador maior seja

expresso em função do atuador menor, através de uma constante α , positiva e maior que 1.

$$K_2 = \alpha K_1 \quad | \quad \alpha > 1,$$

sendo α a razão entre os ganhos estáticos do sistema.

E se, adicionalmente, as constantes de tempo forem próximas suficiente, existirá um τ equivalente:

$$\tau_1 = \tau_2 = \tau > 0,$$

onde τ é a constante de tempo equivalente positiva. Por consequência o sistema é estável em malha aberta.

Então:

$$Y(s) = K_c \left(1 + \frac{\alpha}{T_i s} \right) \frac{K_1}{\tau s + 1} E(s). \quad (8)$$

Considerando que:

$$T'_i = \frac{T_i}{\alpha},$$

onde T'_i é a razão entre o tempo integral e α .

Finalmente, aplicando (4) em (8) e reorganizando a equação, obtêm-se uma equação que representa a saída:

$$Y(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{1}{T'_i s} \right) \frac{K_1}{\tau s + 1}}{1 + K_c \left(1 + \frac{1}{T'_i s} \right) \frac{K_1}{\tau s + 1}} R(s). \quad (9)$$

Em (9) apresenta-se a equação de malha fechada do sistema. Desta forma, pode dizer-se que a saída irá depender de uma ação de controle dinâmica de um PI equivalente. É evidente que esta equação apresenta uma equação de saída SISO, desta maneira, reescrevendo (9):

$$Y(s) = \frac{C_{eq}(s)G_{eq}(s)}{1 + C_{eq}G_{eq}} R(s).$$

Como essa equação pode ser convertida em uma equação de sistema SISO, todas as técnicas de concepção e análise para controles SISO consolidadas na literatura são validas para este controlador.

Conforme demonstrado na revisão da técnica de Fatani et al. (2017) a ação do controle integral comanda o processo de maior ganho estático, $G_2(s)$, conforme proposto no trabalho do autor. Entretanto no trabalho original não há uma justificativa da escolha de pareamento dos sinais de controle, deste modo discute-se uma análise das alternativas do pareamento.

2.1 Caso A: Integral em $G_2(s)$

Considere a estrutura original proposto por Fatani et al. (2017) e apresentada na Figura 3. A equação de saída apresentada na equação (3), pode-se se escrita como:

$$Y(s) = \frac{K_1}{\tau s + 1} U_1(s) + \frac{K_2}{\tau s + 1} U_2(s). \quad (10)$$

Adotando que os sinais dos controladores $u_i(t)$ estejam sujeitos a saturação e variem de 0% a 100% do sinal de comando dos atuadores, o que significaria fisicamente o fechamento completo da válvula e a abertura completa, respectivamente:

$$0 \leq u_i(t) \leq 1 \quad | \quad i \in \{1, 2\},$$

Analisando (10) no domínio do tempo e considerando que a operação está em malha fechada e estável, em regime permanente, na ausência de perturbação, pode-se observar que a saída do sistema é:

$$y(\infty) = K_1 u_1(\infty) + K_2 u_2(\infty). \quad (11)$$

Considere que ação integral no regime permanente $u_2(\infty)$ esteja saturada em seu máximo, ou seja, em 1. A resposta do sistema passa a ser:

$$y(\infty) = K_1 u_1(\infty) + K_2. \quad (12)$$

É possível representar o sinal de um controle proporcional puro como a diferença da saída do processo pela referência do controle, sendo assim:

$$u_1(\infty) = K_c(r(\infty) - y(\infty)),$$

portanto ao aplicar em (12),

$$y(\infty) = K_1 K_c(r(\infty) - y(\infty)) + K_2. \quad (13)$$

Sabe-se que o erro em regime permanente é dado por:

$$e(\infty) = r(\infty) - y(\infty),$$

reescrevendo (13):

$$e(\infty) = r(\infty) - \frac{K_1 K_c r(\infty) + K_2}{K_1 K_c + 1}. \quad (14)$$

Suponha-se agora que $r(\infty) = \beta K_2$, sendo β uma constante real com $\beta > 1$. Logo:

$$e(\infty) = \beta K_2 - \frac{K_1 K_c \beta K_2 + K_2}{K_1 K_c + 1},$$

que pode ser reordenada para:

$$e(\infty) = K_2 \left(\beta - \frac{\beta K_1 K_c + 1}{K_1 K_c + 1} \right) > 0 \quad \forall K_1 K_c > 0, \quad (15)$$

de modo que o erro em regime permanente será não nulo e positivo, uma vez que a subtração sempre será positiva para um produto $K_1 K_c$ positivo, que por sua vez é necessário e suficiente para a estabilidade do sistema em malha fechada.

Reciprocamente, se for unitário, a subtração em (15) será nula, resultando em um erro nulo em regime permanente, fazendo com que o controlador siga a referência para *setpoints* $r(\infty) \leq K_2$, dado que para $r(\infty)$ estritamente menor que K_2 a ação integral não estará saturada e portanto garantirá o erro nulo em regime permanente, ou seja, $e(\infty) = 0$.

Portanto para o Caso A têm-se que a maior amplitude de referência capaz de ser rastreado com o erro nulo em regime permanente, será $r_{maxA} = K_2$.

2.2 Caso B: Integral em $G_1(s)$

Considere agora para o segundo caso, a permuta das ações de controle, que pode ser visto através da Figura 4, onde ocorre essa troca das ações de controlador.

A saída do sistema permanece de forma idêntica a apresentada em (11). Considere-se que o sinal de atuação de controlador com a ação integral esteja saturada em seu limite máximo $u_1(\infty) = 1$. Para o regime permanente:

$$y(\infty) = K_1 + K_2 u_2(\infty),$$

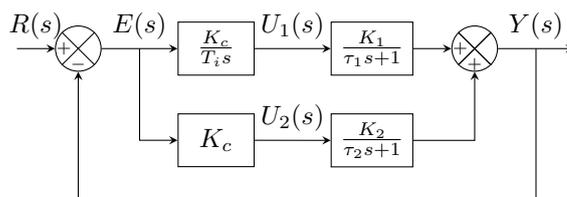


Figura 4. Estrutura de controle proposto por Fatani et al. (2017) com a troca de pareamento das ações de controle.

Novamente utilizando a substituição da ação proporcional pura:

$$y(\infty) = K_1 + K_2 K_c(r(\infty) - y(\infty)),$$

podendo ser reescrita como:

$$y(\infty) = \frac{K_2 K_c r(\infty) + K_1}{K_2 K_c + 1}. \quad (16)$$

Assim o erro em regime permanente será:

$$e(\infty) = r(\infty) - \frac{K_2 K_c r(\infty) + K_1}{K_2 K_c + 1},$$

Adotando-se agora que $r(\infty) = \beta K_1$, sendo β uma constante real com $\beta > 1$. Logo:

$$e(\infty) = \beta K_1 - \frac{K_2 K_c \beta K_1 + K_1}{K_2 K_c + 1},$$

colocando K_1 em evidência, é perceptível:

$$e(\infty) = K_1 \left(\beta - \frac{\beta K_2 K_c + 1}{K_2 K_c + 1} \right) > 0 \quad \forall K_2 K_c > 0, \quad (17)$$

de modo que o erro em regime permanente será não nulo e positivo, uma vez que a subtração sempre será positiva para um produto $K_2 K_c$ positivo.

Reciprocamente, se for unitário, a subtração em (17) será nula, resultando em um erro nulo em regime permanente, fazendo com que o controlador siga a referência para *setpoints* $r(\infty) = K_1$. Portanto para o Caso B têm-se que amplitude máxima de referência capaz de ser rastreada com o erro nulo em regime permanente, será $r_{maxB} = K_1$.

Como fora apresentado a relação entra os ganhos do processo, sendo $K_2 > K_1$, conclui-se que a $r_{maxA} > r_{maxB}$, portanto a maior faixa de *setpoint* rastreável é obtida ao escolher o controlador do Caso A, onde a ação integral comanda o processo de maior ganho estático e a ação proporcional comanda o processo de menor ganho estático, corroborando portanto a escolha feita pelos trabalhos de Fatani et al. (2017) e de Balbinot et al. (2021).

3. ESCOLHA SISTEMÁTICA DO BIAS PARA O PI-SITO

Nos resultados do trabalho de Fatani et al. (2017) é perceptível a adoção de um bias na ação proporcional de seu controlador, entretanto o autor não apresenta a forma de escolha do bias. Deste modo, apresenta-se aqui uma metodologia para a escolha do bias na ação proporcional do PI-SITO.

De acordo com Arbogast et al. (2010) o termo Bias refere-se a um valor constante no sinal de controle de uma ação proporcional que representa o valor da variável manipulada quando o desvio é nulo, este valor objetiva corrigir

um possível *offset* na resposta. A Figura 5 apresenta a estrutura de controle proposto no estudo de Fatani et al. (2017) com a implementação do bias na ação proporcional.

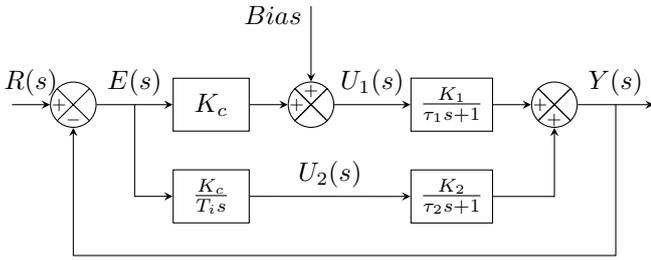


Figura 5. Estrutura de controle proposto por Fatani et al. (2017) com a adição do bias.

Para a análise do efeito do *bias*, adota-se a equação de saída vista na seção anterior, em (11).

$$y(\infty) = K_1 u_1(\infty) + K_2 u_2(\infty).$$

Desta forma, considere que a ação do controle integral em regime permanente $u_2(\infty)$ esteja saturada em seu máximo. A resposta para este sistema passa a ser:

$$y(\infty) = K_1 u_1(\infty) + K_2.$$

Considerando que a ação proporcional seja:

$$u_1(\infty) = K_c e(\infty) + b, \quad (18)$$

onde b é a constante que representa o valor do *bias*.

Portanto ao aplicar em (18) em (11), em regime permanente, têm-se:

$$y(\infty) = K_1(K_c e(\infty) + b) + K_2. \quad (19)$$

Com o erro em regime permanente ($e(\infty)$) nulo, a saída será:

$$y(\infty) = K_1 b + K_2. \quad (20)$$

Considerando agora que a ação integral $u_2(\infty)$ esteja saturada em seu valor mínimo. A resposta do sistema descrito em (11) passa a ser:

$$y(\infty) = K_1 u_1(\infty), \quad (21)$$

aplicando (18) em (21):

$$y(\infty) = K_1(K_c e(\infty) + b). \quad (22)$$

Novamente com o erro em regime permanente nulo, a saída será:

$$y(\infty) = K_1 b. \quad (23)$$

Com essas deduções pode-se concluir, portanto, que o sistema será capaz de rastrear qualquer *setpoint* dentro do intervalo obtido em (20) e em (23).

$$R_{min} = K_1 b \leq r(t) \leq K_1 b + K_2 = R_{max} \quad (24)$$

Idealmente, é desejável que o valor do bias faça a variável manipulada operar em 0,5 (50%). Por exemplo, uma válvula operando na metade de sua abertura, no momento em que houver uma perturbação ou alteração de *setpoint* ela será capaz de responder para ambos os lados com igual excursão. Caso o bias seja maior ou menor que 0,5, a capacidade de resposta da válvula será limitada, em um sentido ou no outro.

Para a análise a seguir considera-se o valor de 0,5 como valor ideal para o bias.

Considerando a faixa de operação obtida em (24), o estudo será dividido em quatro casos que dependem da magnitude da referência aplicada.

- (1) Para o primeiro caso será considerado que a diferença entre a magnitude do sinal de referência máximo e mínimo ($\Delta R = R_{max} - R_{min}$) será menor que o ganho estático do processo de $G_2(s)$, e que a referência mínima será maior que o fator $0,5K_1$.
- (2) No segundo caso, será considerado que o ΔR será menor que K_2 , e que a referência mínima será menor que o fator $0,5K_1$.
- (3) Posteriormente, como terceiro caso, será considerado que o ΔR será igual ao ganho K_2 .
- (4) Por fim, será discutido um quarto caso em que o ΔR será maior que o ganho K_2 .

3.1 Caso 1: ($\Delta R < K_2$) e ($R_{min} > 0,5K_1$)

No primeiro caso, em que as condições seguem o intervalo obtido em (24):

$$R_{max} \leq K_1 b + K_2, \\ R_{min} \geq K_1 b.$$

Para este caso é possível argumentar que estabilizando a válvula 1 na metade de sua área de operação, irá minimizar a ocorrência da saturação durante os transitórios e, como ΔR é menor que K_2 , será possível garantir o rastreamento de *setpoint*, se o sistema for estável.

3.2 Caso 2: ($\Delta R < K_2$) e ($R_{min} < 0,5K_1$)

Para o segundo caso, onde há um *setpoint* mínimo inferior a metade K_1

$$R_{max} \leq K_1 b + K_2, \\ R_{min} \geq K_1 b.$$

Caso se escolha o bias como no Caso 1, não será possível rastrear o *setpoint*. Ainda assim, deseja-se ter um bias tão próximo de 0,5 quanto possível, mas ainda sendo capaz de rastrear *setpoint*. Assim, isolando o termo do bias e forçando a igualdade, pode-se encontrar o maior valor do bias que permite o seguimento do menor valor de referência:

$$b = \frac{R_{min}}{K_1} \quad (25)$$

3.3 Caso 3: ($\Delta R = K_2$)

Caso a diferença entre o valor máximo e o valor mínimo da faixa de *setpoints* seja exatamente igual a K_2 , existe apenas um valor de b capaz de satisfazer o rastreamento para todo valor de referências. Para tal caso, o bias escolhido terá um valor único que depende somente dos termos do intervalo demonstrado em (24).

$$R_{max} = K_1 b + K_2, \\ b = \frac{R_{max} - K_2}{K_1}.$$

Ou

$$R_{min} = K_1 b, \\ b = \frac{R_{min}}{K_1}.$$

3.4 Caso 4: ($\Delta R > K_2$)

Para este último caso, o controlador não será capaz de seguir todo o valor de referência, pois implicará em uma limitação do sistema, ficando limitada a uma faixa dada por (24) e, fora dela, haverá um *offset* na resposta. Neste caso, o controlador proposto por Fatani et al. (2017) não é capaz de atender o seguimento de referência, sendo um controlador split-range uma opção melhor, visto que este último será capaz, em regime permanente, de rastrear os *setpoints* de 0 até $K_1 + K_2$ caso o sistema seja estável e o controlador primário tenha ação integral.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A respeito o efeito do bias, a validação experimental para os quatro casos analisados deu-se por meio de simulações computacionais através de *software* de computação matemática. Para o procedimento experimental considera-se as dinâmicas de $G_1(s)$ e $G_2(s)$ a seguir:

$$G_1(s) = \frac{1}{300s + 1} e^{-2s} \quad \text{e} \quad G_2(s) = \frac{2}{300s + 1} e^{-2s}.$$

Utilizou-se da técnica SIMC (Simple Internal Model Control) (Skogestad, 2003) para a sintonia do controlador equivalente SISO. Então, obteve-se o seguinte ganho proporcional e tempo integral na sintonia do controlador:

$$K_c = 0,9934 \quad \text{e} \quad T_i = 600,$$

logo os controladores obtidos são:

$$U_1(s) = 0,9934E(s) \quad \text{e} \quad U_2(s) = \frac{0,9934}{600s} E(s),$$

Na Figura 6 são apresentados os resultados da simulação computacional, para o Caso 1. É possível observar que no primeiro degrau a saída com o bias possui uma resposta mais agressiva com um *overshoot* presente, enquanto o sistema sem o bias se comporta de forma mais lenta. Adicionalmente, analisando (18), é possível concluir que o bias irá apontar qual a posição de repouso a válvula terá, e para que o erro seja nulo em regime permanente, com a ação integral saturada, a ação de controle terá que estar em sua posição de repouso, ou seja, na constante b .

Considerando esta análise, nota-se que no intervalo de tempo de 400 a 800 segundos a saída sem o bias não é capaz de atingir o erro nulo em regime permanente, pois a ação integral está saturada e o bias é nulo. Com (11) nota-se que a capacidade de rastreamento dos *setpoints* está ligada ao valor do bias, por este motivo a saída com o bias possui uma faixa de rastreamento maior comparada à saída que não possui o bias implementado.

A Figura 7 apresenta os resultados da simulação para o Caso 2 e Caso 3, os resultados apresentam um comportamento similar ao observado anteriormente, quando há a redução do *setpoint* a saída sem o bias possui um *undershoot*, enquanto a saída com o bias corrige ou diminui o acontecimento do *undershoot*. Este fato está ligado com a saída do controle proporcional, como dito anteriormente, a região de repouso da válvula está ligada ao valor da constante b , quando esta constante possui valor $b = 0$ a válvula repousa na origem, a ocorrência de reduções no *setpoint* gerará um erro negativo, para corrigir este erro a

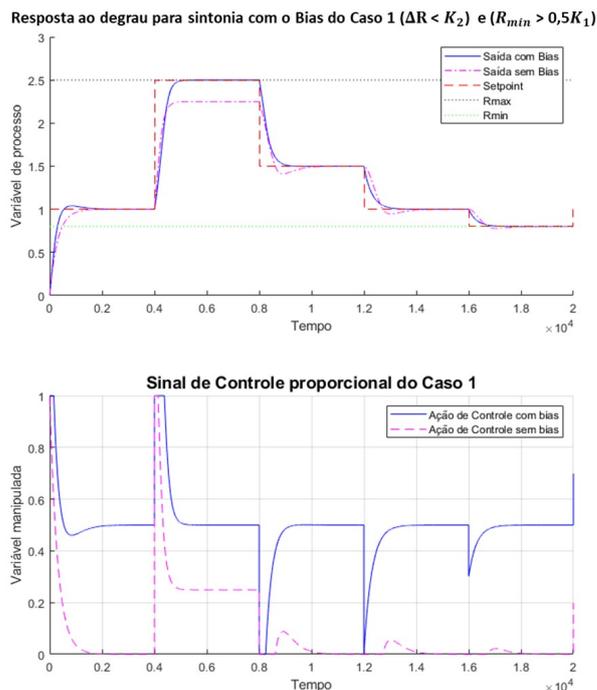


Figura 6. Resultado da simulação para o Caso 1, do superior para o inferior. Superior: rastreo de referência e limitações. Inferior: sinal de controle da ação proporcional para o Caso 1.

ação proporcional tentará reduzir a variável manipulada, como esta variável estará no seu limite mínimo de abertura, a ação de controle irá saturar e gerar um *undershoot* na saída. Entretanto, para o caso do controlador com o bias, sua região de repouso será em torno do valor do bias ($b = 0,5$ para o Caso 1, $b = 0,4$ para o Caso 2 e $b = 0,2$ para o Caso 3), reduzindo portanto, a ocorrência ou a intensidade da saturação.

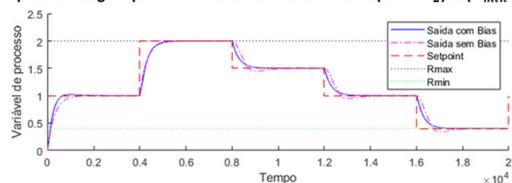
Com os resultados obtidos através do experimento realizado para os casos (Caso 1, Caso 2 e Caso 3) é possível observar que a ação do bias melhora o desempenho da resposta, seja aumentando sua faixa de operação ou diminuindo o *undershoot* na saída causada pela saturação da ação proporcional.

Finalizando o estudo, a Figura 8, apresenta os resultados obtidos para o Caso 4, onde foi utilizado um bias que opera na abertura da válvula ($b = 0,5$). O bias corrige o *undershoot* porém não é capaz de seguir todo *setpoint*, pois o sistema com bias se limita a uma faixa de operação em que o ΔR é menor que o ganho K_2 , não sendo capaz de rastrear maiores valores de referência.

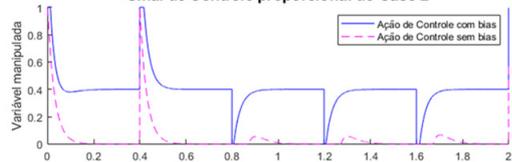
5. CONCLUSÕES

O presente estudo entregou uma discussão a cerca da escolha da escolha sistemática do bias e do pareamento das ações de controle para o controlador PI-SITO, proposto inicialmente por Fatani et al. (2017). A escolha de pareamento adota pelos autores, Fatani et al. (2017) e Balbinot et al. (2021), é justificada através deste trabalho que através das deduções matemáticas foi possível observar que o pareamento das ações influenciam no intervalo de rastreo de referência do controlador. Conforme exposto

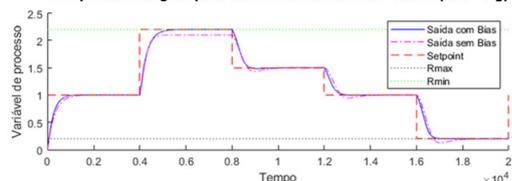
Resposta ao degrau para sintonia com o Bias do Caso 2 ($\Delta R < K_2$) e ($R_{min} < 0,5K_1$)



Sinal de Controle proporcional do Caso 2



Resposta ao degrau para sintonia com o Bias do Caso 3 ($\Delta R = K_2$)



Sinal de Controle proporcional do Caso 3

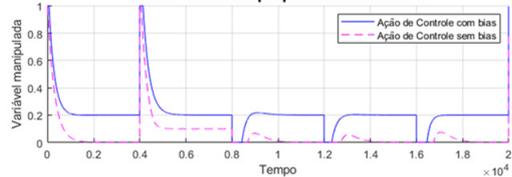
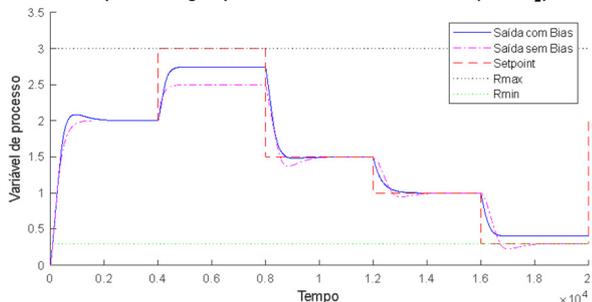


Figura 7. Resultado da simulação para o Caso 2 e 3. As linhas seguem o mesmo padrão que a Figura 6

Resposta ao degrau para sintonia com o Bias do Caso 4 ($\Delta R > K_2$)



Sinal de Controle proporcional do Caso 4

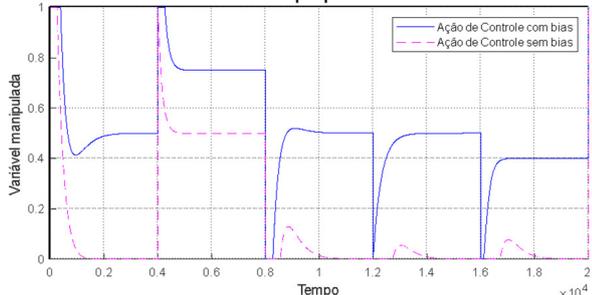


Figura 8. Resultado da simulação para o Caso 4. As linhas seguem o mesmo padrão que a Figura 6

a escolha da ação integral em comandar o processo que apresenta o maior ganho estático permite um intervalo maior de rastreamento, desta forma propiciando uma maior intervalo de operação útil para este sistema.

Adicionalmente, foi possível propor uma forma de escolha sistemática para o valor do bias na ação proporcional do controle PI-SITO, que por meio do conhecimentos das amplitudes de referência máxima e mínima e os ganhos estáticos do sistema, sendo possível determinar um bias capaz de melhorar a resposta para reduções no valor do *setpoint*.

Para os trabalhos futuros deseja-se investigar outra lacuna da literatura a escolha sistemática do constante de tempo equivalente.

REFERÊNCIAS

- Al Mamun, A., Mareels, I., Lee, T., e Tay, A. (2003). Dual stage actuator control in hard disk drive-a review. In *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No. 03CH37468)*, volume 3, 2132–2137. IEEE.
- Arbogast, J., Cooper, D.J., e Rice, R.C. (2010). Model-based tuning methods for pid controllers.
- Balbinot, G.C., Sales, D.S., dos Santos, S.P.N., e de Oliveira Luna, J.D.F. (2021). Uma estratégia de controle single-input two-output (sito) com capacidade de compensação de tempo morto. In *Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente-SBAI*, volume 1.
- Chen, X. e Tomizuka, M. (2014). Optimal decoupled disturbance observers for dual-input single-output systems. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 136(5), 051018.
- Eckman, D.P. (1945). Principles of industrial process control.
- Fatani, S.T., Patwardhan, R.S., e Andreu, M.A.L. (2017). A novel single-input two-output (sito) strategy for split range control. In *2017 6th International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes (AdCONIP)*, 348–353. IEEE.
- Peyton Jones, J., Mitrovic, A., e Clayton, G. (2022). Speed-and range-based filter design for dual-stage actuator control. *ASME Letters in Dynamic Systems and Control*, 2(2).
- Reyes-Lúa, A. e Skogestad, S. (2019). Systematic design of active constraint switching using classical advanced control structures. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 59(6), 2229–2241.
- Reyes-Lúa, A. e Skogestad, S. (2020). Multi-input single-output control for extending the operating range: Generalized split range control using the baton strategy. *Journal of Process Control*, 91, 1–11.
- Reyes-Lúa, A., Zotică, C., Forsman, K., e Skogestad, S. (2019). Systematic design of split range controllers. *IFAC-PapersOnLine*, 52(1), 898–903.
- Schroek, S.J., Messner, W.C., e McNab, R.J. (2001). On compensator design for linear time-invariant dual-input single-output systems. *IEEE/ASME Transactions on mechatronics*, 6(1), 50–57.
- Skogestad, S. (2003). Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, 13(4), 291–309.