



DESEMPENHO DO ALGORITMO ENXAME DE PARTÍCULAS APLICADO À SINTONIA DE CONTROLADORES PID, SOB O ASPECTO DO FATOR DE INCONTROLABILIDADE

ANDRADE FILHO, A. de P.^{1*}, CRUZ JÚNIOR, G. da¹, CARDOSO, A. A.¹

¹Universidade Federal de Goiás, Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica e Computação
*e-mail: alfredofilho@discente.ufg.br

RESUMO - Em muitas situações, o sistema PID não pode ser modelado com precisão, ou ainda apresenta mau funcionamento na presença de ruído ou perturbações externas, devido ao problema de ajuste dos seus parâmetros, que, são desafiadores na prática, por dependerem de características do ambiente. Neste trabalho, buscou-se extrapolar as limitações do controlador PID, com o emprego da meta-heurística Enxame de Partículas (PSO), a qual se mostrou eficaz na sintonia deste controlador, quando o sistema apresenta elevado Fator de Incontrolabilidade. A metodologia empregada envolveu a utilização das equações do controlador, uma planta de aquecimento de água por meio de vapor, e a aplicação prática do PSO para obtenção dos parâmetros PID, que foram então simulados no software Matlab® Simulink. Os resultados encontrados, apresentam que a sintonia através do PSO, se mostrou melhor em quase todos os aspectos.

Palavras-Chave: Algoritmo Enxame de Partículas, Sintonia de Controladores PID, Sistemas com Tempo Morto.

INTRODUÇÃO

O Fator de Incontrolabilidade (θ/τ) é uma relação entre o Tempo Morto do sistema (θ) e a Constante de Tempo (τ) do mesmo, estabelecendo uma relação direta, na qual, sistemas com elevados atrasos de transporte e baixas constantes de tempo, tornam-se difíceis de serem controlados. O termo Fator de Incontrolabilidade é empregado por vários autores, entre eles (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010) a fim de evidenciar a importante relação entre o Tempo Morto e a Constante de Tempo do Sistema.

Os termos Tempo Morto ou Atraso de Transporte são empregados no jargão dos sistemas de controle a fim de se denotar as características de sistemas onde a resposta a uma excitação é retardada no tempo, ou seja, é o intervalo de tempo decorrido após a

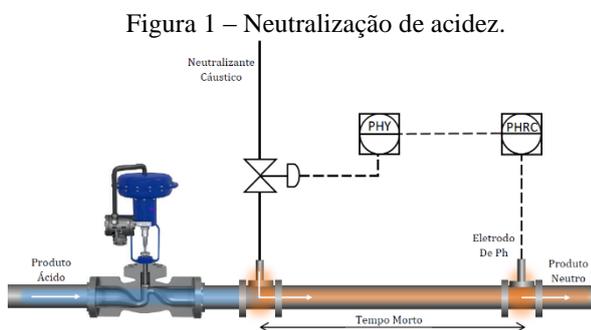
aplicação da excitação e durante o qual nenhuma resposta é observada. Tal característica é intrínseca a cada modelo de sistema avaliado, uma vez que não depende da natureza da excitação aplicada. Neste trabalho será utilizada a letra grega (θ) para designar sistemas com atraso de transporte.

O Tempo Morto aparece em muitos processos industriais e pode ser causado por alguns dos seguintes fenômenos: O tempo necessário para transportar massa, energia ou informação; O acúmulo de defasagens de tempo em muitos sistemas conectados em série; O tempo de processamento necessário para sensores, tais como analisadores; Controladores que precisam de algum tempo para implementar um complicado algoritmo ou processo de controle (RICO; CAMACHO, 2007).

No âmbito dos sistemas de controle em processos químicos, são muitas as aplicações onde o Atraso de Transporte está presente nas dinâmicas de comportamento dos sistemas. Naturalmente, isso pode ocorrer devido as características geográficas do espaço físico e layout, especialmente, quando há a necessidade de transportar material por grandes distâncias, o que demanda a necessidade de conexão entre trechos da planta por tubulações, reservatórios e outros componentes que acabam por inserir atrasos desta natureza (OGATA, 2010; CRUZ, 2016).

TEMPO MORTO

A Figura 1 apresenta um trecho de um processo, em que se deseja neutralizar a acidez de um fluido que escoa pela tubulação, sendo que a velocidade do mesmo é constante (2 m/s), e, sabe-se que são necessários no mínimo 10 metros para que o neutralizante cáustico reaja completamente com o fluido à esta velocidade e regime de escoamento. Neste caso, o Tempo Morto, se manifesta como Atraso de Transporte, é constante, possuindo magnitude de 5 segundos. Assim, constata-se um deslocamento de fase entre a entrada e a saída do sistema, uma vez que o impacto da ação de controle ao injetar certa quantidade de Neutralizante Cáustico só será percebido pelo sistema após a decorrência do tempo morto (GOMES, 2002).

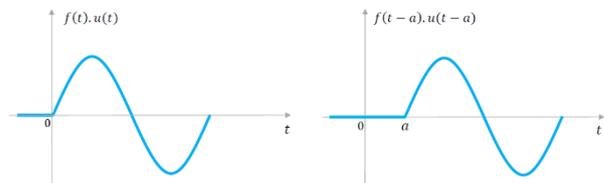


Fonte: Próprio Autor.

O deslocamento de fase entre a entrada e a saída de um sistema é ilustrado na Figura 2, onde observa-se que a função de entrada $f(t)$ juntamente com a função de ativação Heaviside $u(t)$ foram deslocadas, ou transladadas para o instante de tempo $t = a$

(SAUTER; AZEVEDO; STRAUCH, 2022; OGATA, 2010).

Figura 2 – Função original $f(t)$ e Função Transladada $f(t-a)$



Fonte: Próprio Autor.

A Transformada de Laplace da translação de uma função $f(t)$ corresponde a multiplicação da transformada $F(s)$ por e^{-sa} (SAUTER; AZEVEDO; STRAUCH, 2022; OGATA, 2010), conforme Equação 1.

$$\mathcal{L}[(t - a)u(t - a)] = F(s) e^{-sa} \quad (1)$$

Para fins de organização com os demais capítulos deste trabalho, o parâmetro (a) , presente na Equação 1, será a partir de agora designado pela letra grega θ , e irá representar o atraso em unidade de tempo, desta forma tem-se $e^{-\theta s}$.

A. Influências do Tempo Morto na resposta do Sistema

Conforme apresentado na seção anterior, a presença do Tempo Morto na dinâmica dos sistemas de controle causará defasagem entre os sinais de entrada e saída do sistema, entretanto, os impactos deste atraso não se restringem apenas a esse efeito. Notoriamente, os sistemas de controle tornam-se cada vez mais difíceis de serem controladores à medida que o Tempo Morto se acentua, uma vez que, respostas tardias podem provocar erros exagerados, com até mesmo a possibilidade de instabilização do sistema.

Para investigação, passa-se o termo (s) , relativo ao atraso puro, para o domínio da frequência a fim de se avaliar a influência sobre o módulo e a fase conforme Equação 2.

$$e^{-\theta s} = e^{-jw\theta} \quad (2)$$

Aplicando-se a identidade de Euler na Equação 2, tem-se na Equação 3:

$$e^{-j\omega\theta} = \cos(\omega\theta) - j \sin(\omega\theta) \quad (3)$$

Conforme a Equação 4, o módulo, ou Ganho Linear do Atraso Puro $|e^{-j\omega\theta}|$ será igual a 1, ou 0dB conforme Equação 5.

$$|e^{-j\omega\theta}| = \sqrt{\cos^2(\omega\theta) + \sin^2(\omega\theta)} \quad (4)$$

$$|e^{-j\omega\theta}| = \sqrt{1} = 1$$

$$G_{dB} = 20 \log|1| = 0_{dB} \quad (5)$$

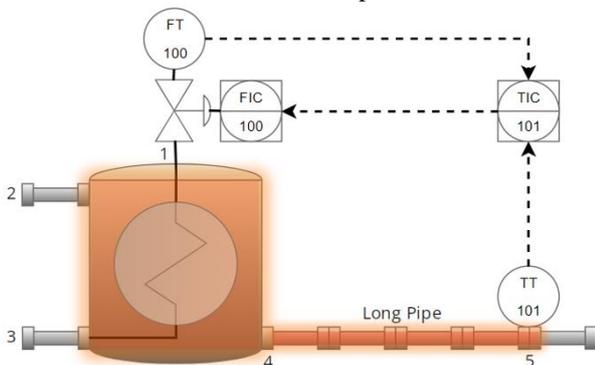
Assim, constata-se que o Atraso de Transporte não modifica o Ganho do Sistema. De maneira diferente, verifica-se na Equação 6 que o Atraso Puro introduz um decréscimo linear na Fase do sistema, com um viés de $(-\theta)$, o que provoca uma redução na Margem de Fase, deixando o sistema mais suscetível a instabilização, além de mudanças na frequência de Quebra.

$$\angle e^{-j\omega\theta} = \arctan\left(\frac{-\sin \omega\theta}{\cos \omega\theta}\right) \quad (6)$$

$$\angle e^{-j\omega\theta} = \arctan(-\tan(\omega\theta)) = -\omega\theta$$

A fim de ilustrar o comportamento dos sistemas, quando submetidos ao Tempo Morto, considera-se o sistema ilustrado na Figura 3, representado pelo modelo de primeira ordem conforme Equação 7, onde deseja-se que o fluido seja aquecido através do contato com a serpentina alimentada por vapor de água desmineralizada, que está dentro do trocador de calor.

Figura 3 – Trocador de Calor sob a influência do Atraso de Transporte

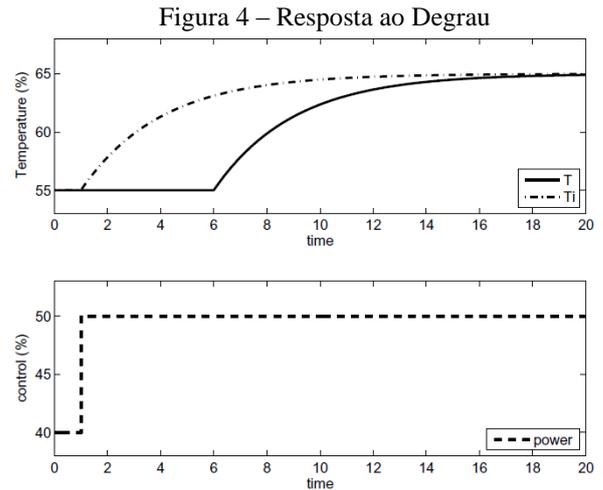


Fonte: Próprio Autor, (1) Entrada de Vapor; (2) Entrada do Fluido; (3) Condensado; (4) Saída do Fluido; (5)

Transmissor de Temperatura;

$$P(s) = \frac{5}{1+2s} e^{-s} \quad (7)$$

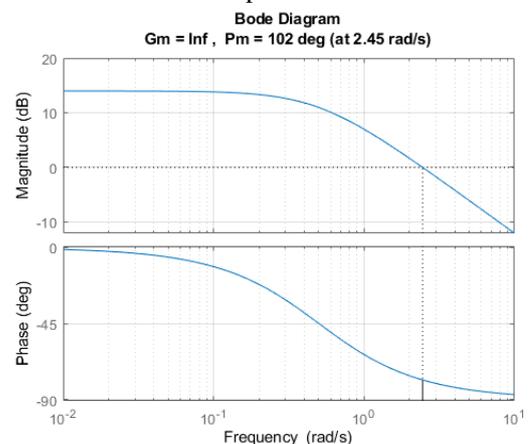
Quando um fluxo constante de água é usado, o Tempo Morto (θ) pode ser estimado. A Figura 2.1.2 mostra o comportamento da temperatura no Transmissor (5) quando um degrau de Vazão de Vapor é aplicado.



Fonte: Adaptado de (RICO; CAMACHO, 2007).

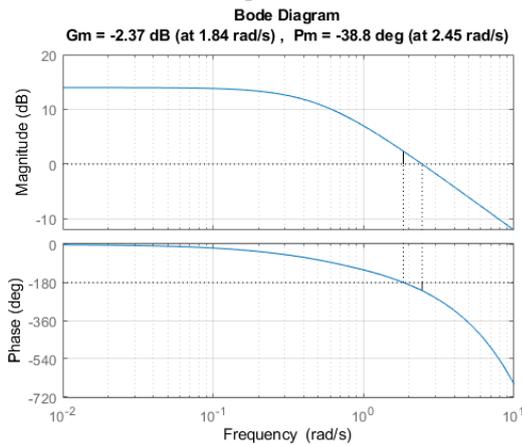
Assim, verifica-se nas Figuras 5:8 que o Atraso Puro introduz um decréscimo linear na Fase do sistema com um viés de $(-\omega\theta)$, o que provoca uma redução na Margem de Fase, deixando o sistema mais suscetível a instabilização, além de mudanças na frequência de Quebra.

Figura 5 – Diagrama de Bode do Sistema sem Tempo Morto



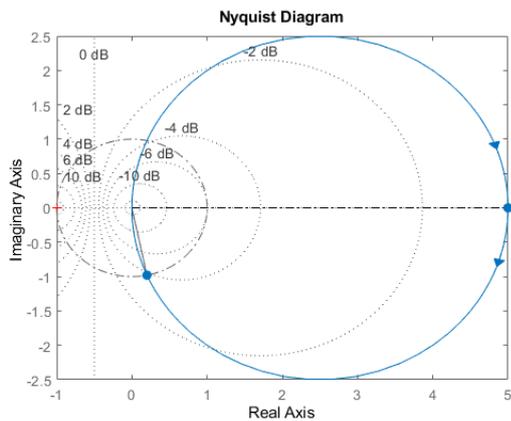
Fonte: Próprio Autor

Figura 6 – Diagrama de Bode do Sistema com Tempo Morto



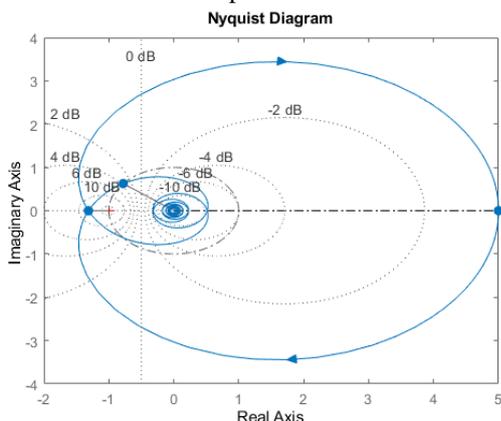
Fonte: Próprio Autor

Figura 7 - Diagrama de Nyquist do Sistema sem Tempo Morto



Fonte: Próprio Autor

Figura 8 – Diagrama de Nyquist do Sistema com Tempo Morto



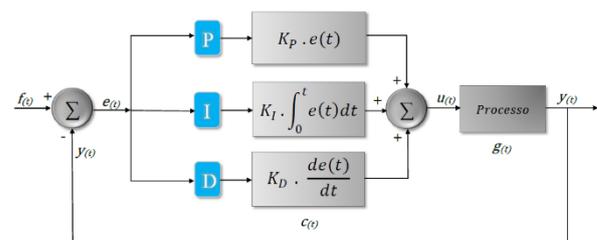
Fonte: Próprio Autor

CONTROLADOR PID

Controladores PID são especialmente úteis devido a ação conjunta das ações proporcional, integral e derivativa (NISE,2014), conforme

ilustra a Figura 9, sendo que em relação a ação proporcional, esta, atua de forma direta e imediata no erro de controle. Além do mais, a ação proporcional não leva em consideração o desempenho passado do sistema, não se baseia na tendência de evolução do processo e apresenta erro de regime permanente na maioria dos casos. A sua principal vantagem é a simplicidade de implementação.

Figura 9 - Malha de Controle de Processo com controlador PID.



Fonte: Próprio Autor.

A ação Integral, por sua vez, atua de forma cumulativa em cada instante de amostragem considerando o incremento da área entre o erro de controle e o eixo horizontal. Ele é acumulado em uma posição de memória. Desta forma, a integral é calculada por meio do cálculo cumulativo da área. Passado o efeito da perturbação o saldo da integral contribui na determinação do valor final da variável de controle. A parcela integral tem como principal finalidade a eliminação do erro de regime permanente (NISE,2014).

A ação derivativa deve-se ao fato de a derivada indicar a tendência de variação de uma função que, neste caso, é o sinal de entrada, esta é então dita ação antecipatória ou preditiva e tende a fazer com que o sistema reaja mais rapidamente. Este fato faz com que a ação derivativa seja utilizada para a obtenção de respostas transitórias mais rápidas, ou seja, para a melhora do comportamento dinâmico do sistema em malha fechada (OGATA,2010).

As Equações 8, 9 e 10 apresentadas a seguir ilustram o modelamento matemático de um controlador PID (OGATA,2010). Considere a equação do controlador PID independente, conforme Figura 9.

$$u(t) = P * e(t) + I * \int_0^t e(t) dt + D * \frac{de(t)}{dt} \quad (8)$$

Aplicando-se Laplace, considerando-se o sistema em repouso, ou seja, com as condições iniciais nulas, obtém-se conforme Equação 9.

$$Us = P * Es + Is * Es + D * s * Es \quad (9)$$

Tomando-se a relação entre a entrada e a saída, obtém-se a função de transferência do controlador conforme Equação 10, e o bloco de controle C(s) conforme Figura 10.

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = P + \frac{I}{s} + Ds \quad (10)$$

Figura 10 - Função de Transferência do Controlador PID, C(s) em forma de equação independente.



Fonte: OGATA,2010

Assim, a sintonia de controladores PID visa satisfazer algumas especificações impostas sobre as características de regime transitório e estacionário da resposta do sistema que está sendo controlado. Geralmente, estas especificações recaem sobre os valores de Tempo de Subida (Tr), Tempo de Assentamento (Ts), Valor Máximo de Ultrapassagem (Mp) e um valor máximo de erro estacionário aceitável (NISE,2014; OGATA,2010).

MÉTODOS DE SINTONIA

A. Síntese Direta

Nas plantas de controle industriais, a maioria dos controladores PID são ajustados em campo, e o método da síntese direta é um dos mais eficazes e simples de se implementar, ainda mais quando não se conhece a função de transferência característica do processo. O método de sintonia por Síntese Direta consiste em se arbitrar uma constante de tempo desejada (τ_d), que aliada aos parâmetros da função de transferência, tempo morto ou atraso (d), ganho (k) e constante de tempo da função de transferência (τ), seja possível através das equações demonstradas em nas Equações 11:18, obter rapidamente os valores P e I do controlador PI (TEIXEIRA, 2020).

Considerando o sistema genérico ilustrado na Figura 9, considere $G_d(s)$ como a função de transferência de malha fechada após a aplicação do controlador C(s). Desta forma, conforme se vê nas Equações 11 a 18 (TEIXEIRA, 2020), deseja-se que, em malha fechada, obtenha-se a Equação 11:

$$G_{eq}(s) = G_d(s) \quad (11)$$

$G_{eq}(s)$: Função de transferência equivalente, conforme Equação 12.

$$G_{eq}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = G_d(s) \quad (12)$$

Considere também que o processo possa ser representado por uma função de transferência de primeira ordem com tempo, considere a Equação 13:

$$G(s) = \frac{k e^{-d*s}}{\tau s + 1} \quad (13)$$

Onde k é o ganho de estado estacionário do sistema, θ é tempo morto e τ é a constante de tempo do processo, deseja-se a Equação 14:

$$G_d(s) = \frac{1 e^{-d*s}}{\tau_d s + 1} \quad (14)$$

Pois, com ganho igual a 1, não haverá erro de regime permanente. A incógnita na Equação 12 é C(s), isto é, deseja-se ajustar o controlador para que $G_{eq}(s) = G_d(s)$, aplicando na Equação 13, resulta-se na Equação 15.

$$C(s)G(s) = G_d(s)[1 + C(s)G(s)]$$

$$\text{ou } \rightarrow C(s)G(s)[1 - G_d(s)] = G_d(s)$$

$$C(s) = \frac{G_d(s)}{G(s)[1 - G_d(s)]} \quad (15)$$

Substituindo as Equações 13 e 14 na Equação 15, tem-se a Equação 16:

$$C(s) = \frac{\frac{1 e^{-d*s}}{\tau_d(s) + 1}}{\frac{k e^{-d*s}}{\tau s + 1} \left[1 - \frac{e^{-d*s}}{\tau_d s + 1}\right]} \quad (16)$$

$$C(s) = \frac{\tau s}{k(\tau_d + d)s} + \frac{1}{k(\tau_d + d)s}$$

Obtém-se as expressões para P e I, respectivamente nas Equações 17 e 18, sendo o primeiro termo da Equação 16, relativo ao ganho proporcional, e o segundo termo relativo ao ganho integral, o ganho derivativo não é considerado neste método.

$$P = \frac{\tau}{k(\tau_d + d)} \quad (17)$$

$$I = \frac{1}{k(\tau_d + d)} \quad (18)$$

B. Ziegler e Nichols II – “Curva de Reação”

Na década de quarenta, o engenheiro químico John G. Ziegler e o matemático Nathaniel B. Nichols, buscando obter métodos para sintonizar as plantas de processos industriais, desenvolveram dois métodos para sintonia de controladores PID, os métodos foram desenvolvidos a partir da sintonia de muitas plantas diferentes, mas com características de respostas semelhantes.

Nesta seção abordaremos o método da Curva de Reação, sendo necessário para tal, entendermos que este método deve ser aplicado à sistemas com tempo morto relativamente grande, uma vez que sua aplicação em sistemas sem tempo morto ou com tempo morto reduzido podem gerar respostas transitórias indesejadas. Por este motivo, este método não é recomendado à maioria dos processos de automação de manufatura, cujo quais, ou não possuem tempo morto devido a rapidez exigida nos processos de, ou simplesmente não existem.

O método consiste em abrir a malha de retroação e aplicar uma excitação em degrau, e logo após observar e registrar o tempo morto ou atraso (d), ganho (k) que foi aplicado com a excitação em degrau, e a constante de tempo da função de transferência (τ), assim um gráfico poderá ser plotado ilustrando a resposta do sistema, a este gráfico se denomina Curva de Reação e este teste é denominado Teste da Resposta em Degrau.

Ao realizar este teste, o sinal de entrada da planta $u(t)$ sofre uma mudança gradual de um valor constante inicial $U(0)$ para um valor de operação normal, $U(s)$; a medição do sinal de saída da planta $y(t)$ em resposta à mudança de entrada em degrau nos dá os dados do teste de resposta ao degrau da planta ou a curva de

reação (WANG, 2020). O teste de resposta é concluído quando o valor do sinal de saída atinge uma constante ou o sinal flutua em torno um valor constante devido ao ruído e perturbações (WANG, 2020).

Após a obtenção de d , k , e τ , com a resposta em degrau, é possível calcular então os parâmetros do PID através da Tabela 1, desenvolvida por (ZIEGLER & NICHOLS, 1943; NISE, 2014; CAMPOS & TEIXEIRA, 2010).

TABELA 1 - Regras de ajuste Ziegler-Nichols com curva de reação

	K_P	T_i	T_d
P	$\frac{\tau}{k * d}$	0	0
PI	$\frac{0.9 * \tau}{k * d}$	$\frac{0.3}{d}$	0
PID	$\frac{1.2 * \tau}{k * d}$	$\frac{0.5}{d}$	0.5*d

Fonte: CAMPOS & TEIXEIRA, 2010

O primeiro método é conhecido como Curva de Reação, e é desenvolvido abrindo-se a malha de realimentação do sistema e aplicando-se uma entrada em degrau, já o segundo método é aplicado fechando-se a malha e aplicando um ganho limite até o que sistema sustente uma oscilação harmônica.

Como a Tabela 1 apresenta os ganhos na forma de equacionamento dependente, os ganhos devem ser transformados para a forma de equação independente sendo: P igual à K_P , I igual à $\frac{K_P}{T_i}$ e K_d igual à $T_d * K_P$.

C. Ziegler e Nichols I – “Ganho Limite”

A grande vantagem do emprego deste método de Ziegler e Nichols em relação ao anterior, é o fato que não é necessário conhecer a função de transferência que modela o sistema físico da planta para se sintonizar o controlador PID, as regras de ajuste são empregadas com a malha de retroação fechada, o que vai de encontro com a realidade de muitos processos industriais onde se torna inviável abrir a malha de retroação (WANG, 2020).

No teste de controle de malha fechada, o controlador é definido para o modo proporcional sem a presença dos ganhos Integrais e Derivativos.

O sinal de k deve ser o mesmo que o ganho de estado estacionário da planta por causa da introdução de retroação negativa no sistema de controle.

Para iniciar o experimento o ganho k deve ser iniciado com uma magnitude diminuta, e gradualmente ser elevado até que o sinal de controle $u(t)$ apresente uma oscilação sustentada.

Após a obtenção da oscilação sustentada, a forma de onda deve ser analisada, e dois parâmetros devem ser obtidos do gráfico, sendo eles o ganho k que foi capaz de produzir a oscilação sustentada, e o período T_0 da oscilação. Após a obtenção desses parâmetros, os mesmos devem ser aplicados a Tabela 2 para que os parâmetros do PID possam ser calculados, (ZIEGLER & NICHOLS, 1942; NISE, 2014; CAMPOS & TEIXEIRA, 2010),

TABELA 2 - Regras e ajuste Ziegler-Nichols com oscilação

	K_P	T_i	T_d
P	$0.5 * k$	∞	0
PI	$0.45 * k$	$\frac{T_0}{1.2}$	0
PID	$0.60 * k$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{8}$

Fonte: CAMPOS & TEIXEIRA, 2010

Novamente, como a Tabela 2 apresenta os ganhos na forma de equacionamento dependente, os ganhos devem ser transformados para a forma de equação independente sendo: $P = K_P$; $I = \frac{K_P}{T_i}$; $D = T_d \cdot K_P$.

Um controle proporcional não causará oscilação sustentada para planta de primeira ordem e planta de segunda ordem com um zero estável, assim, a regra de ajuste não se aplica a estas duas classes de plantas estáveis (WANG, 2020).

D. Método do Modelo Interno

No método IMC o desempenho de um controlador está associado com a razão da constante de tempo de malha fechada λ (Parâmetro do método) com a constante de tempo em malha aberta (τ), permitindo assim, claramente a definição do desempenho

desejado (CAMPOS; TEIXEIRA, 2010). A tabela 1 apresenta diferentes dinâmicas para processos e os respectivos controladores PID em função do parâmetro de desempenho λ .

TABELA 3 - Sintonia PID-IMC com Atraso de Transporte.

Controlador	K_P	T_i	T_D	Sug.Desempenho
PID	$\frac{2\tau + \theta}{k(2\lambda + \theta)}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau\theta}{(2\tau + \theta)}$	$\frac{\lambda}{\theta} > 0.8$
PI	$\frac{2\tau + \theta}{2\lambda k}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	-	$\frac{\lambda}{\theta} > 1.7$

Fonte: Adaptada de (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986)

E. Algoritmo Enxame de Partículas (PSO)

Trabalhando com uma estrutura de cooperação, o PSO acrônimo na língua inglesa para (Particle Swarm Optimization) utiliza dois princípios fundamentais, sendo um deles a Comunicação, na qual cada indivíduo, ou partícula, repassa informações relativas ao seu Fitness, e a Aprendizagem, uma vez que cada uma das partículas do enxame recebe informações das demais, podendo assim aprender, ou se direcionar para regiões do espaço do problema onde há uma tendência em se obter o melhor Fitness.

O PSO é constituído de uma população de soluções candidatas chamada de Enxame, assim, tem-se um enxame de soluções candidatas chamadas Partículas, onde cada uma destas, representa uma possível solução para o problema de otimização.

Cada Partícula possui uma Posição no espaço de busca, e o “Espaço de Síntese” é o conjunto de todas as possíveis soluções para o problema de otimização, na qual a melhor solução se encontra.

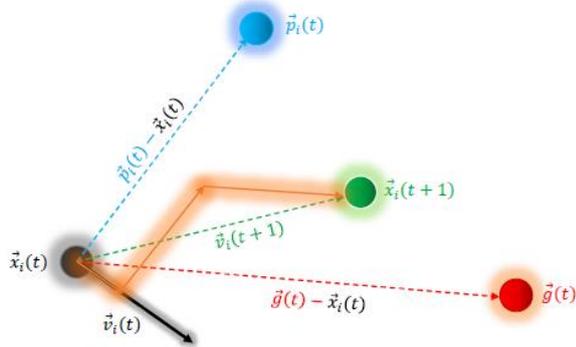
A cada iteração do PSO, a posição $\vec{x}_i(t)$ e velocidade $\vec{v}_i(t)$ de cada partícula são atualizadas.

Ao mover-se para uma nova posição $\vec{x}_i(t+1)$, Atualização da Posição, a partícula $\vec{x}_i(t)$ desenvolve uma velocidade $\vec{v}_i(t+1)$ na direção resultante dos vetores $\vec{v}_i(t)$, conforme Figura 11.

Desse modo a nova velocidade $\vec{v}_i(t+1)$, é o resultado da interação entre estes vetores.

sintonizado com os melhores parâmetros obtidos através da heurística.

Figura 11 – PSO simplificado.



Fonte: Adaptado de HERIS,2016.

O pseudocódigo para o PSO é apresentado em *Algorithm 1*.

Algoritmo 1 - PSO

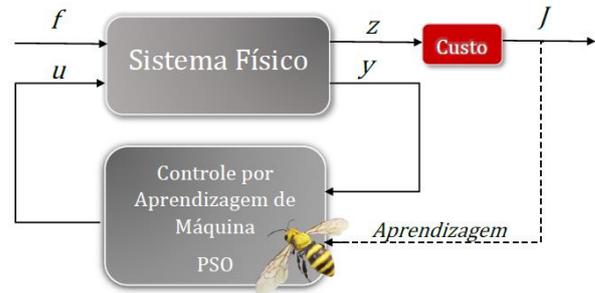
```

Algorithm 2 The PSO Algorithm (PSO)
1: function PARTICLESWARMALGORITHM()
2:   popsize ← Desired Swarm size
3:    $\vec{P}_{ij}^0(t), \vec{x}_{ij}^0(t), \vec{v}_{ij}^0(t), \vec{g}_j^0(t) \leftarrow \{\}$ 
4:    $r_1 \leftarrow n \in [0, 2]$  ▷ weight 1
5:    $r_2 \leftarrow n \in [0, 2]$  ▷ weight 2
6:    $w \leftarrow n \in \mathbb{R}^+$  ▷ Inertia Coefficient
7:    $c_1 \leftarrow n \in \mathbb{R}^+$  ▷ Personal Acceleration Coefficient
8:    $c_2 \leftarrow n \in \mathbb{R}^+$  ▷ Social Acceleration Coefficient
9:   for each particle i of popsize do
10:    for each dimension j do
11:       $\vec{x}_{ij}^0(t) \leftarrow \text{Rand}[\text{Remissible Range}]$  ▷ Initializes Position
12:       $\vec{v}_{ij}^0(t) \leftarrow \text{Rand}[\text{Remissible Range}]$  ▷ Initializes Velocity
13:   iteration  $t \leftarrow 1$ 
14:   repeat
15:     for each particle i do
16:       AssessFitness( $x_{ij}$ ) ▷ Calculates Fitness Value
17:       if Fitness of  $\vec{x}_{ij}^0(t)$  is better than Fitness of  $\vec{P}_{ij}^0(t)$  in history then
18:          $\vec{P}_{ij}^0(t) \leftarrow \vec{x}_{ij}^0(t)$  ▷ Personal Best Position of Particle (i)
19:       for each particle of the Swarm do
20:         if Fitness of  $\vec{P}_{ij}^0(t)$  is better than Best Fitness of  $\vec{g}_j^0(t)$  in history then
21:            $\vec{g}_j^0(t) \leftarrow \vec{P}_{ij}^0(t)$  ▷ Best Position for all Swarm
22:       for each particle i do
23:         for each dimension j do
24:            $\vec{v}_{ij}^0(t+1) \leftarrow w \cdot \vec{v}_{ij}^0(t) + r_1 \cdot c_1 \cdot |\vec{p}_{ij}^0(t) - \vec{x}_{ij}^0(t)| + r_2 \cdot c_2 \cdot |\vec{g}_j^0(t) - \vec{x}_{ij}^0(t)|$ 
25:            $\vec{x}_{ij}^0(t+1) \leftarrow \vec{x}_{ij}^0(t) + \vec{v}_{ij}^0(t+1)$ 
26:            $\vec{x}_{ij}^0(t) \leftarrow \vec{x}_{ij}^0(t+1)$  ▷ Updates current Position of Particle (i)
27:            $\vec{v}_{ij}^0(t) \leftarrow \vec{v}_{ij}^0(t+1)$  ▷ Updates current Velocity of Particle (i)
28:   until Maximum iterations or minimum error criteria are attained
29:   return Best

```

O objetivo do PSO-PID é minimizar uma função de custo (J) bem definida dentro do espaço de possíveis leis de controle. O vetor (Z) continua contendo todas as informações que podem contribuir para o custo (BRUNTON; KUTZ, 2019). Assim, através de um ciclo de aprendizagem offline, neste caso, baseando-se em um comportamento denominado “Inteligência de Enxame” (KENNEDY; EBERHART, 1995), busca-se obter o melhor custo para a função Fitness. Uma vez encontrado, o controlador PID é

Figura 12 – Esquema de Controle por Aprendizagem de Máquina



Fonte: Adaptado de BRUNTON, 2019.

E.1 PSO-PID Modelado no Domínio dos Números Reais

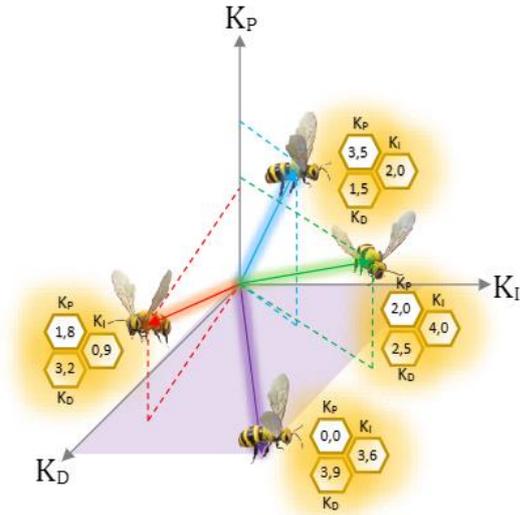
Neste modelo, optou-se em se implementar o Algorithm 1, no domínio dos números reais R^+ , já que as operações matemáticas envolvidas na dinâmica de implementação da “Inteligência de Enxame”, sendo as principais o cálculo da “Posição Futura” $\vec{x}_{ij}^0(t+1)$ e a “Velocidade Futura” $\vec{v}_{ij}^0(t+1)$ de cada indivíduo (i), são mais simples e adequadas no domínio dos R^+ .

O Espaço de Busca do problema é o R^3 , já que a Função de Custo *Fitness*, busca obter a melhor posição de uma partícula (i) neste espaço tridimensional, cujo o domínio varia de [00,00 à 99,99] nas três dimensões representadas por KP, KI, KD, conforme Figura 12, sendo estes respectivamente os ganhos Proporcional, Integral e Derivativo, que quando avaliados pela Função de Custo (j) retornam o *Fitness*, deste local no espaço de busca.

A Figura 12 ilustra uma realização do espaço de busca na qual são apresentados quatro indivíduos do Enxame.

Nota-se, que cada um dos membros do exame possui seus três atributos que serão avaliados pela função de custo *Fitness*.

Figura 12 – Espaço de busca PSO-PID



Fonte: Próprio Autor.

E.2 Função de Custo

A função $AssessFitness()$, recebe como entrada a Função de Transferência do Processo a ser avaliado, já com a influência do Tempo Morto, os parâmetros (K_p), (K_i) e (K_d) fornecidos pelo algoritmo para iteração corrente, os valores desejados dos Parâmetros de Projeto sendo eles: (Tr_D), (Ts_D), (Mp_D) e (Ess_D), e, por fim, uma sequência de quatro números, cada qual representando o peso da probabilidade de influência sobre determinado parâmetro, o que é uma possibilidade de enviar o algoritmo para que priorize certos parâmetros, uma vez que o problema é multiobjetivo. Os parâmetros da função $AssessFitness()$, bem como as funções auxiliares, são apresentados abaixo:

$$AssessFitness(G(s), K_p, K_i, K_d, Tr_D, Ts_D, Mp_D, Ess_D, P_{Tr}, P_{Ts}, P_{Mp}, P_{Ess})$$

$$AssessFitness() \rightarrow \sum Erro(Tr_N), Erro(Ts_N), Erro(Mp_N), Erro(Ess_N)$$

$$Erro(Tr_N) = \begin{cases} 0, & \text{se } Tr_{NA} \leq Tr_{ND} \\ Tr_{NA} - Tr_{ND}, & \text{se } Tr_{NA} > Tr_{ND} \end{cases}$$

$$Erro(Ts_N) = \begin{cases} 0, & \text{se } Ts_{NA} \leq Ts_{ND} \\ Ts_{NA} - Ts_{ND}, & \text{se } Ts_{NA} > Ts_{ND} \end{cases}$$

$$Erro(Mp_N) = \begin{cases} 0, & \text{se } Mp_{NA} \leq Mp_{ND} \\ Mp_{NA} - Mp_{ND}, & \text{se } Mp_{NA} > Mp_{ND} \end{cases}$$

$$Erro(Ess_N) = \begin{cases} 0, & \text{se } Ess_{NA} \leq Ess_{ND} \\ Ess_{NA} - Ess_{ND}, & \text{se } Ess_{NA} > Ess_{ND} \end{cases}$$

A normalização utilizada é a MaxMin conforme Equação 21, que consiste em redimensionar cada Parâmetro P_x para o intervalo entre 0 e 1.

$$P_{xNormalizado} = \frac{P_x - P_{min}}{P_{max} - P_{min}} \quad (21)$$

Os intervalos máximos e mínimos de domínio da função $AssessFitness()$ são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Intervalos Máximos e Mínimos.

Limites	$Tr[t]$	$Ts[t]$	$Mp[\%]$	$Ess[\%]$
Mínimo	0	0	0	0
Máximo	100	100	100	100

Fonte: Próprio Autor.

SIMULAÇÃO

O sistema simulado é um controle de primeira ordem, sendo aproximado matematicamente pela Equação 20, assim, de acordo com os parâmetros informados no gráfico de tendências temos na Equação 20 (TEIXEIRA, 2020):

$$k = \frac{\Delta y}{\Delta f} \quad (20)$$

$$k = \frac{85^\circ - 80^\circ}{200^\circ - 0^\circ} \frac{2200 \left[\frac{kg}{h} \right] - 2000 \left[\frac{kg}{h} \right]}{5000 \left[\frac{kg}{h} \right] - 0 \left[\frac{kg}{h} \right]}$$

$$k = 0,625$$

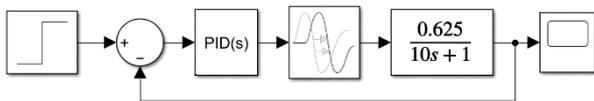
Assim, considerando $d=0,5$, $\tau=10$, $k=0,625$ e conforme Equação 20, temos na Equação 13 a função de transferência do processo.

$$G(s) = \frac{0.625 e^{-0.5s}}{10s + 1} \quad [21]$$

A. Simulação

Para simulação do processo utiliza-se o software Matlab® com a ferramenta Simulink, na qual o diagrama de blocos do processo é mostrado na Figura 9, onde é possível notar que o sistema possui a presença de tempo morto, apesar de pequeno, que é uma característica do caso de uso escolhido, além da presença da planta e do controlador PID.

Figura 13 - Diagrama de Blocos do Processo no Matlab® Simulink.



Fonte: Próprio Autor.

RESULTADOS

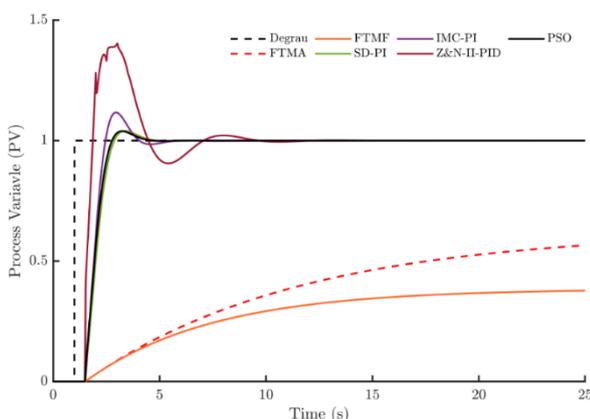
A Tabela 5 e Figura 13 apresentam os resultados de simulação dos métodos avaliados neste trabalho.

Tabela 5 – Desempenho dos Algoritmos

Método	K_P	T_I	T_D	$T_r(0.1-0.9)$	$T_s(2\%)$	$M_p\%$	$E_{ss}\%$
SD-PI	16	1.6	-	.927	1.700	4	0
IMC-PID	19.2941	1.8824	-	.689	2.580	11.7	0
Z&N-II-PID	23.8032	23.8032	5.9608	.333	5.292	39.7	0
PSO	17	1.7	.5	.800	1.581	3.9	0

Fonte: Próprio Autor.

Figura 13 – Gráfico das Respostas ao Degrau



Fonte: Próprio Autor.

CONCLUSÃO

Com a execução das simulações constatou-se que, de maneira geral, os métodos clássicos de sintonia de controladores PID, apresentaram boa eficiência quando

comparados ao algoritmo PSO. Observou-se que para o caso de uso estudado, o PSO obteve a melhor resposta quando as características desejadas da resposta são o tempo de assentamento e o limite da ultrapassagem percentual reduzidos.

Acredita-se que este trabalho proporcionará uma contribuição aos profissionais da área de controle, através da análise de um estudo de caso, de uma planta de controle de temperatura, na qual avaliou-se o desempenho de um Algoritmo Exame de Partículas aplicado à Sintonia de Controladores PID Comparado a Métodos Clássicos Determinísticos. Diante dos resultados, conclui-se que, para o estudo de caso abordado, o método de sintonia que obteve o melhor desempenho, foi o Algoritmo PSO.

Para trabalhos futuros pretende-se explorar os demais controladores, e estratégias de controle, tais como o Preditor de Smith, as Redes Neurais Profundas e os Sistemas Neuro Fuzzy, aplicados a sistemas, sistemas MIMO (Multiple In Multiple Out) com Tempo Morto.

AGRADECIMENTOS

À EMC-UFG (Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e Computação da Universidade Federal de Goiás), pela oportunidade de desenvolvimento deste trabalho, a CAPES DS pelo apoio financeiro, aos professores e organizadores do VI EDEPA (Encontro de Desenvolvimento de Processos Agroindustriais), pela oportunidade de apresentação deste trabalho.

NOMENCLATURA

PID - Controlador Proporcional Integral Derivativo

PSO - *Particle Swarm Optimization* (Enxame de Partículas).

REFERÊNCIAS

BRUNTON, S. L; KUTZ, J. N. (2019), “**Engineering, Machine Learning, Dynamical Systems, and Control**”, University Printing House, Cambridge

- CB2 8BS, United Kingdom, Cambridge, UK, 2019.
- CAMPOS, M. C. M. M. e TEIXEIRA, H. G. (2010), **Controles Típicos de Equipamentos e Processos Industriais**. Second. São Paulo-SP-Brasil: Edgar Blucher Ltda, 2010. ISBN 978-85-212-0552-4.
- CRUZ, J. J. (2016), Laboratório de Controle. [S.l.]:Escola Politécnica da Universidade de São Paulo © **Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle**, 2016.
- GOMES, M. D. **Controle e automação industrial**. Escola SENAI “Prof. Dr. Euryclides de Jesus Zerbini”, p. 55, 2002. Avenida da Saudade, 125, Bairro Ponte Preta CEP 13041-670 - Campinas, SP.
- HERIS, M. K. (2016), **Particle swarm optimization (PSO) matlab**. YARPIZ, 2016. <https://yarpiz.com/440/ytea101-article-swarm-optimization-pso-in-matlab-videotutorial>.
- KENNEDY, J.; EBERHART, R. C. A new optimizer using particle swarm theory. IEEE, MHS'95. **Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science**, n. 5297172, oct 1995. DOI: 10.1109/MHS.1995.494215 Print ISBN:0-7803-2676-8 Nagoya, Japan.
- NISE, N. (2014), **Engenharia de sistemas de controle**. Sétima Ed. Rio de Janeiro - Rio de Janeiro - Brasil: LTC, 2014.
- OGATA, K. (2010), **Engenharia de Controle Moderno**. fifth. São Paulo - São Paulo - Brasil: Pearson Prentice Hall, 2010.
- RICO, J. E. N.; CAMACHO, E. F. (2007), **Control of Dead-time Process**. [S.l.]: Springer, 2007. ISBN-13: 9781846288289.
- SAUTER, E.; AZEVEDO, F. S.; STRAUCH, I. M. F. **Transformada de Laplace Um Livro Colaborativo**. [S.l.]: Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2022.
- TEIXEIRA, E. P. (2020), “**Notas de aula disciplina Controle de Processos**”, Curso de Mestrado Profissional da Universidade de Uberaba-MG, Brasil.
- WANG, L. (2020), “**PID Control System Design and Automatic Tuning Matlab Simulink**”, JohnWiley & Sons, First. ed., Hoboken, New Jersey, United States of America.
- ZIEGLER, J. B. and NICHOLS, N. B. (1942), Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of the ASME - American Society of Mechanical Engineers.**, p. 759–768, 1942.
- ZIEGLER, J. B. and NICHOLS, N. B. (1943), Process lags in automatic control circuits. **Transactions of the ASME - American Society of Mechanical Engineers.**, p. 433–444, 1943.