



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO

PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO

DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

CURSO DE GRADUAÇÃO EM BACHARELADO EM CIÊNCIA E TECNOLOGIA

FÁBIO CAETANO DA SILVA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS DE SINTONIA PID COM
PREDITOR DE SMITH OTIMIZADO POR META-HEURÍSTICA GWO**

CARAÚBAS-RN

2021

FÁBIO CAETANO DA SILVA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS DE SINTONIA PID COM
PREDITOR DE SMITH OTIMIZADO POR META-HEURÍSTICA GWO**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Ciência e Tecnologia.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Vinícius Silvério Costa

Coorientador: Jefferson da Costa Rezende

CARAÚBAS-RN

2021

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S586a SILVA , FÁBIO CAETANO DA .
Análise Comparativa entre Métodos de Sintonia
PID com Preditor de Smith Otimizado por Meta-
Heurística GWO / FÁBIO CAETANO DA SILVA . - 2021.
59 f. : il.

Orientador: Marcus Vinicius Silvério Costa.
Coorientador: Jefferson da Costa Rezende.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Ciência e
Tecnologia, 2021.

1. Método do relé. 2. Sintonia de
controladores PID. 3. Preditor de Smith. 4.
Inteligência Computacional. I. Costa, Marcus
Vinicius Silvério, orient. II. Rezende, Jefferson
da Costa, co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

FÁBIO CAETANO DA SILVA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE MÉTODOS DE SINTONIA PID COM
PREDITOR DE SMITH OTIMIZADO POR META-HEURÍSTICA GWO**

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Ciência e Tecnologia.

Defendida em: 20/05/2021

BANCA EXAMINADORA
MARCUS VINICIUS SILVERIO COSTA:
02599398380

Assinado digitalmente por MARCUS VINICIUS SILVERIO COSTA:02599398380
DN: CN=MARCUS VINICIUS SILVERIO COSTA:02599398380, O=UFERSA - Universidade Federal Rural do Semi-Árido, OU=ICPEdu, C=BR
Razão: Eu sou o autor deste documento
Localização: sua localização de assinatura aqui
Data: 2021.06.09 15:52:44-03'00'
Foxit Reader Versão: 10.1.0

Prof. Dr. Marcus Vinicius Silvério Costa (UFERSA)
Presidente

Jefferson da Costa Rezende (UFERSA)
Membro Examinador

WALBER MEDEIROS LIMA:
02843981441

Assinado de forma digital por WALBER MEDEIROS LIMA:02843981441
Dados: 2021.06.09 16:32:02 -03'00'

Prof. Dr. Walber Medeiros Lima (UFERSA)
Membro Examinador

HUGO MICHEL CÂMARA DE AZEVEDO MAIA:
02843981441

Assinado de forma digital por HUGO MICHEL CÂMARA DE AZEVEDO MAIA:02843981441
Dados: 2021.06.09 17:04:15 -03'00'

Prof. Dr. Hugo Michel de Azevedo Maia (UFERSA)
Membro Examinador

Francisco Luis de Carvalho Costa

Francisco Luis de Carvalho Costa (UFERSA)
Membro Examinador

*Aos meus pais Erivan e Francisca por sempre
acreditarem em meus sonhos, e me proporci-
onarem tudo de necessário para eu continuar
lutando por eles.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela sua misericórdia, e por ter me permitido chegar até aqui, sem sua graça nada disso seria possível.

Em seguida, agradeço aos meus pais Erivan e Francisca por serem a minha base, por tudo aquilo que eles lutaram durante toda a vida para proporcionar o melhor para mim e meus irmãos. Além disso, agradeço por se preocuparem comigo e serem meu apoio moral nos momentos que mais precisei.

Aos meus irmãos Érica e Felipe por todo o companheirismo e amizade, vocês são maravilhosos, crescer ao lado de vocês foi um presente de Deus.

Aos meus amigos que fiz durante essa caminhada por sempre estarem presentes nos momentos difíceis que a vida acadêmica proporciona, em especial a Naara Shiva, Édney Matheus, João Marcelino e Victor Rennan.

Também agradeço aos meus companheiros de apartamento, Edson, Gesley e Wesley, por serem verdadeiros amigos que a faculdade me deu, por tornarem a vida complicada um pouco mais descontraída.

Por fim, agradeço a Marcus e Jefferson por toda a paciência e dedicação para orientação. Além destes, agradeço a todos os professores que contribuíram com meu aprendizado durante esse curso, em especial a Hugo, Walber e Francisco Luiz por terem se disponibilizados a participarem dessa banca.

“Feliz é o homem que persevera na provação,
porque depois de aprovado receberá a coroa da
vida, que Deus prometeu aos que o amam.”

Tg 1:12

(Bíblia Sagrada)

RESUMO

Tendo em vista que os controladores PID dominam o meio industrial na sua área, pesquisa-se sobre métodos de sintonizá-los, onde esses podem ser técnicas tradicionais ou técnicas que utilizam a inteligência computacional, no qual é uma nova inserção no ramo dos controles que promete otimizar soluções. Para tanto, inicialmente é necessário identificar as características do sistema que se deseja controlar, diante disso o método do relé é factível, por ter sua eficácia comprovada no mercado e por sua simplicidade. Mediante a isso o relé reduz a ordem da planta e automatiza o método de sintonia de Cohen-Coon. Além disso, com intuito de se obter respostas melhores, ou seja, fixar e possivelmente encontrar uma solução otimizada, neste trabalho é proposto utilizar como sintonizador do controlador PID, o algoritmo de otimização denominado otimizador do Lobo cinzento (Grey Wolf Optimizer, GWO), inspirado na hierarquia de liderança e mecanismo de caça dos lobos cinzentos na natureza. Arelado as esses dois métodos propostos se introduz o Preditor de Smith que tem como objetivo compensar o tempo morto e tentar melhorar os resultados. Na análise dos resultados, percebeu-se uma melhor sintonia com a heurística GWO do que a com o método de Cohen-Coon. Além disso, o Preditor de Smith não foi capaz de melhorar as respostas dos métodos de sintonia inicialmente utilizados no trabalho.

Palavras-chave: Sintonia de Controladores PID. Método do relé. Inteligência Computacional . Preditor de Smith.

ABSTRACT

Given that PID drivers dominate the industrial environment in your area, research about methods of tuning them, where these can be traditional techniques or techniques that use computational intelligence, which is a new insertion in the field of controls that promises to optimize solutions. To do so, it is initially necessary to identify the characteristics of the system that one wants to control, given that the relay method is feasible, as it has proven its effectiveness in the market and because of its simplicity. Thereby the relay reduces plant order and automates the Cohen-Coon tuning method. Furthermore, in order to obtain better answers, that is, to fix and possibly find an optimized solution, in this work it is proposed to use as a tuner of the PID controller, the optimization algorithm called Gray Wolf Optimizer (Grey Wolf Optimizer, GWO), inspired by the leadership hierarchy and hunting mechanism of gray wolves in nature. Linked to these two proposed methods, the Smith Predictor is introduced, which aims to compensate for the dead time and try to improve the results. In the analysis of the results, it was noticed a better agreement with the GWO heuristic than with the Cohen-Coon method. Furthermore, Smith's Predictor was not able to improve the responses of the tuning methods initially used in the work.

Keywords: Tuning of PID Controllers. Relay method. Computational intelligence. Smith's predictor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de Sinais do ensaio do relé	21
Figura 2 – Características do relé ideal	22
Figura 3 – Diagrama esquemático do ensaio do relé realimentado	22
Figura 4 – Características de um relé de amplitude (d) e histerese (ε)	23
Figura 5 – Diagrama de <i>Nyquist</i> de um sistema para relé com histerese	24
Figura 6 – Entrada e saída de um relé não-simétrico	25
Figura 7 – Características de um relé não simétrico e histerese	25
Figura 8 – Diagrama de Blocos do PID	29
Figura 9 – Diagrama de Blocos PID com o Preditor de Smtih	35
Figura 10 – Hierarquia dos lobos cinzentos.	37
Figura 11 – Aproximação dos lobos.	40
Figura 12 – Ensaio do relé.	46
Figura 13 – Respostas dos métodos Cohen-Coon e GWO a função degrau aplicada.	48
Figura 14 – Sinais de Controle das respostas.	49
Figura 15 – Respostas obtidas com o Preditor de Smith.	51
Figura 16 – Sinais de controle das Respostas obtidas com o Preditor de Smith.	51

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros PID baseados na sintonia de Cohen-Coon.	33
Tabela 2 – Parâmetros da heurística.	47
Tabela 3 – Dados das respostas: Cohen-Coon e GWO	49
Tabela 4 – Dados das respostas: Cohen-Coon e GWO com SP	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IAE	Integrated Absolute Error.
ISE	Integrated Square Error-Integral
ITAE	Integrated of time multiplied by absolute
ITSE	Integrated of the time multiplied by square
SP	Smith Predictor

LISTA DE SÍMBOLOS

K_p	Ganho Proporcional
T_i	Tempo integrativo
T_d	Tempo derivativo
Y	Amplitude da componente harmônica da saída
U	Amplitude da componente harmônica da entrada
d	Amplitude do relé
a	Amplitude da saída do processo
ε	Largura da histerese
K_u	Ganho crítico
ω_u	Frequência crítica
T_u	Período crítico
K	Ganho estático
A_u	Parâmetro da oscilação do relé
A_d	Parâmetro de saída da oscilação do relé
L	Tempo morto
α_0	Parâmetro do relé não simétrico
θ	Atraso de transporte
τ	Constante de tempo
$u(t)$	Sinal de controle
$U(S)$	Sinal de controle no domínio da frequência
$e(t)$	Erro
$E(S)$	Erro no domínio da frequência
$f(t)$	Função no domínio do tempo
$F(S)$	Função no domínio da frequência
K_i	Ganho integrativo
$C(S)$	Controlador primário

$r(t)$	Referência
$R(S)$	Referência no domínio da frequência
$q(t)$	Pertubação
$G_n(S)$	Função de transferência sem o atraso de transporte
α	Lobo alfa
$Y_p(t)$	Sinal produzido pelo Preditor
β	Lobo beta
ω	Lobo ômega
δ	Lobo delta
$\vec{A}$	Coefficiente vetorial
$\vec{C}$	Coefficiente vetorial
$\vec{x}_p$	Posição da presa
$\vec{X}$	Posição de um lobo ω .
$\vec{a}$	Constante de iteração
$\vec{r}_1$	Vetor randômico
$\vec{r}_2$	Vetor randômico
$\vec{D}$	Coefficiente de posição de um lobo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	JUSTIFICAVA	17
1.2	Objetivos	18
1.2.1	Objetivo geral	18
1.2.2	Objetivos específicos	18
1.3	Resumo dos capítulos.	19
2	MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS	20
2.1	Função descritiva do relé	20
2.2	Método do relé ideal	21
2.3	Método do relé com histerese	23
2.4	Método do relé não-simétrico com histerese	24
2.5	Identificação paramétrica com o método do relé	26
2.6	Considerações sobre o capítulo	27
3	CONTROLADORES PID	28
3.1	Introdução aos Controladores PID.	28
3.2	Definição dos Controladores PID.	29
3.2.1	Ações de Controle.	29
3.2.1.1	Ação proporcional.	30
3.2.1.2	Ação integrativa.	30
3.2.1.3	Ação derivativa.	31
3.2.1.4	Controlador PID.	31
3.3	Considerações sobre o capítulo	32
4	MÉTODO DE COHEN-COON PARA SINTONIA DE CONTROLA- DORES PID	33
5	PREDITOR DE SMTIH	34
5.1	Análise de aplicação do controlador com Preditor de Smith.	34
5.2	Considerações sobre o capítulo	36
6	ALGORITMO GWO	37
6.1	FUNDAMENTAÇÃO DO ALGORITMO GWO	38
6.1.1	Cercando a presa.	38

6.1.2	Caçando a presa	38
6.1.3	Atacando a presa	39
6.2	Considerações sobre o capítulo	40
7	METODOLOGIA PROPOSTA	42
7.1	ÍNDICES DE DESEMPENHO	43
8	RESULTADOS E DISCUSSÕES	45
8.1	PARÂMETROS DO RELÉ	45
8.2	SINTONIA DO CONTROLADOR PID PELO MÉTODO DE COHEN- COON.	46
8.3	A META-HEURÍSTICA GWO COMO SINTONIZADOR DO CON- TROLADOR PID	47
8.4	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MÉTODOS.	48
8.5	Análise com o Preditor de Smith.	50
9	CONCLUSÃO	53
	REFERÊNCIAS	55

1 INTRODUÇÃO

Em sistemas em que se deseja realizar controle, no qual a dinâmica do processo não é bem conhecida, ou seja, a matemática que representa o sistema não é definida analiticamente, nesse caso é viável utilizar o controlador do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID), pois se ajusta a essas situações, de forma que sua matemática pode ser estimada (OGATA, 2010). Em Lima (2004), é ressaltado que os controladores PID dominam a área industrial por se tratar de uma técnica simples e eficaz, tendo como princípio de operação, o fato de se querer encontrar os três parâmetros da sua equação geral.

O processo para encontrar os parâmetros do controlador PID, citado anteriormente, é chamado de sintonia do controlador, de acordo com Ogata (2010). No âmbito de estudo do controlador PID, foram propostas várias técnicas de sintonia, entre elas estão as propostas por Ziegler e Nichols (1942), no qual são dois métodos diferentes para se calcular os ganhos do controlador. Similar aos métodos de Ziegler e Nichols, o engenheiro Cohen e o matemático Coon desenvolveram, em 1953, um método de sintonia de controladores PID, que é muito utilizado em processos industriais até os dias atuais (PINTO, 2014).

Este método pode ser utilizado para realizar controle de diversos problemas, por exemplo, (CARMO, 2006), que propôs estudar o método de Cohen-Coon aplicados a malhas industriais e reais, para isso implementou simulações na linguagem C++, a fim de comprovar sua eficácia. Fileti *et al.* (1992) utilizou o método de Cohen-Coon para desenvolver um controle digital aplicado as operações de uma coluna de destilação em batelada.

No entanto, para utilizar esse tipo de controle, primeiro é necessário identificar a dinâmica do processo. Para isso, Åström e Hägglund (1984) propuseram usar o elemento não-linear com base no relé. Guimarães *et al.* (2007) realizaram controle de ventiladores industriais, usando a técnica de auto-ajuste do relé com histerese. Além desses, Almeida e Coelho (2001) sintonizaram um controlador PID com escalonamento nebuloso dos ganhos implementando um algoritmo que tem o método do relé como identificador do processo.

Além dessas técnicas tradicionais, existem as computacionais que podem ser utilizadas para se determinar os parâmetros do controlador PID, entre elas, destaca-se a técnica dos lobos cinzentos (Grey Wolf Optimizer - GWO) proposta por Mirjalili *et al.* (2014). O algoritmo GWO tem sua lógica baseada no comportamento de caça dos lobos cinzentos, em que estes tem uma hierarquia bem estruturada que define a aptidão e desempenho de cada lobo na caça, analogamente o algoritmo busca e apresenta valores dos parâmetros que determinam a melhor

solução para o problema analisado (MEDEIROS, 2017). ŞEN e KALYONCU (2018) otimizaram os parâmetros de duas estruturas PID, utilizando a meta-heurística GWO, com objetivo de controlar um robô quadrúpede com um passo apenas.

Após as análises de sintonia do controlador PID serem definidas, é necessário atentar-se para um problema referente a atrasos de variáveis no processo. Na indústria, conforme Normey-Rico e Camacho (2007), atrasos entre variáveis de saída e entrada ocorrem frequentemente devido à existência do tempo de processamento, por exemplo, durante o transporte de energia e matéria. Na tentativa de minimizar esse tempo morto, surgiu em 1957, uma das técnicas mais utilizadas na indústria atualmente: o Preditor de Smith – Smith Predictor (SP), que tem a função de compensar esse tempo morto devido os atrasos existentes.

Com base nesta problemática, Henz (2013) estudou uma análise de controle de temperatura em aquecedor de água, que tem como controlador o Preditor de Smith, a fim de melhorar o desempenho do processo. Oliveira e Souza (2016) apresentaram uma proposta que propõe melhorar a robustez do Preditor de Smith, para isso ele substituiu o observador em malha aberta por um estimador em malha fechada.

Motivado pelas aplicações das técnicas de sintonia explanadas anteriormente, este trabalho se propôs a comparar os métodos propostos de sintonia dos controladores PID, analisando os desempenhos quando se pretende controlar uma planta de segunda ordem.

1.1 JUSTIFICAVA

Com intuito de se controlar uma planta, é necessário que se tenha uma boa estimativa do processo dinâmico da mesma. Quando não é possível obter o modelo matemático da planta, métodos de identificação de processos devem ser utilizados para obter a função de transferência linear da planta, entre estes métodos está o proposto por Åström e Hägglund (1984), que utiliza o relé como identificador (LI *et al.*, 1991). Na análise de Wang *et al.* (1997) é dito que, a maioria dos processos industriais, quando se deseja controlar uma planta de segunda ordem, o modelo dinâmico pode ser alterado para um sistema de primeira ordem com atraso de transporte.

Jain *et al.* (2018) diz que os métodos clássicos de sintonia de PID podem apresentar diversas dificuldades para controle de plantas mais complexas. Esses possíveis problemas resultam em estudos de novas formas de sintonizar o controlador PID. Entre essas novas técnicas, está a área de inteligência computacional, que estão numa crescente no cenário industrial, pois apresenta facilidade de entendimento e de manuseio e pode resolver problemas com complexi-

dade distintas (NETO; GOMES, 2010). A meta-heurística baseada na caça dos lobos cinzentos (GWO) tem potencial de apresentar resultados positivos, onde os erros são minimizados ao máximo, em comparação com métodos clássicos (MEDEIROS, 2017).

Na análise de Henz (2013), dificuldades surgiram em relação ao controle de temperatura, devido ao longo atraso de transporte existente entre o aquecedor e local de aplicação, nesse caso o tempo morto resultou em uma instabilidade do processo. Os métodos de sintonia de PID tradicionais, como por exemplo, o de Cohen-Coon, apresentam limitações para esse tipo de problema, pois esse tempo morto introduz um decremento de fase na malha (PALMOR, 1996). Visando a melhor eficiência e precisão dos controles de processos, a compensação do tempo morto nos problemas torna-se cada vez mais necessária.

O estudo do métodos de sintonia do controlador PID, aliados ao Preditor de Smith, apresenta-se como boa alternativa para se controlar uma planta de primeira ordem com atraso de transporte, no qual foi reduzida com auxílio do método do relé.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho tem o objetivo de realizar uma comparação entre os métodos de sintonia do controlador PID. Onde estes, são: o método proposto por Cohen-Coon e a meta-heurística GWO, aliados ao Preditor de Smith.

1.2.2 Objetivos específicos

- Identificar a dinâmica de uma planta de segunda ordem através do método do relé. E com isso, reduzir a ordem da planta para um sistema de primeira ordem com atraso de transporte.
- Utilizar o método de auto-sintonia de controle de Cohen-Coon para sintonizar um controlador PID.
- Usar a meta-heurística GWO para sintonizar um controlador PID.
- Utilizar a técnica de Preditor de Smith para compensar o tempo morto do sistema de controle.

1.3 Resumo dos capítulos.

No capítulo 2 é abordado os conceitos sobre métodos de identificação de sistemas, assim como todas as definições referentes ao método do relé como identificador de processo. Já no capítulo 3 e 4, é descrita toda a teoria que fundamenta os controladores PID e como se sintoniza esse tipo controlador por meio do método de Cohen-Coon. O capítulo 5 é dedicado a definições do Preditor de Smith e como essa técnica é introduzida na malha do controlador PID. Já No capítulo 6 é definida toda a estrutura da meta-heurística GWO, assim como o desenvolvimento desse método como algoritmo de otimização. A metodologia da pesquisa está disposta no capítulo 7, bem como, os índices de desempenho. Finalmente no capítulo 8 estão os resultados dos métodos propostos no trabalho. Além disso, existe uma comparação entre os métodos que validam as eficácias dos mesmos. Já no capítulo 9 está a conclusão e sugestões para trabalhos futuros.

2 MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS

Como discutido anteriormente, os controladores PID necessitam serem sintonizados para que se adéquem a dinâmica do processo. Todavia, a Sintonia manual é considerada demorada, requerendo experiência e conhecimento do projetista para que se tenha sucesso no ajuste. No entanto, para evitar toda essa complexidade e facilitar o controle, técnicas de sintonia automática (auto-tunning) foram desenvolvidas (HANG *et al.*, 2002).

Em 1984, Åström e Hägglund propuseram o uso do relé na malha de realimentação do controle a fim de identificar o processo, no qual sua lógica se baseia em ajustar os parâmetros do relé para que se possa obter estabilidade no controle. Para isso esse método é responsável por encontrar a frequência crítica e o ganho crítico, que automatiza os métodos de sintonia de PID propostos por Ziegler e Nichols (1942) e Cohen-Coon (1953) (COELHO; COELHO, 2004).

Segundo Cardoso (2002), o método do relé apresenta vantagens relacionadas a simplicidade e rapidez de aplicação na malha de controle e, além disso, o relé é aplicado em malha fechada, indicando que ele não influencia significativamente na configuração do controle. A seguir estão descritas as etapas que explicam a utilização do relé como identificador do sistema para auto-sintonia do controlador PID.

2.1 Função descritiva do relé

A função descritiva de um elemento não-linear, como o relé, é suficiente considerar apenas as componentes harmônicas fundamentais dos sinais de entrada e saída (OGATA, 2002). Nesse caso a função descritiva será dada pela razão complexa entre as componentes harmônicas da saída e entrada, isto é,

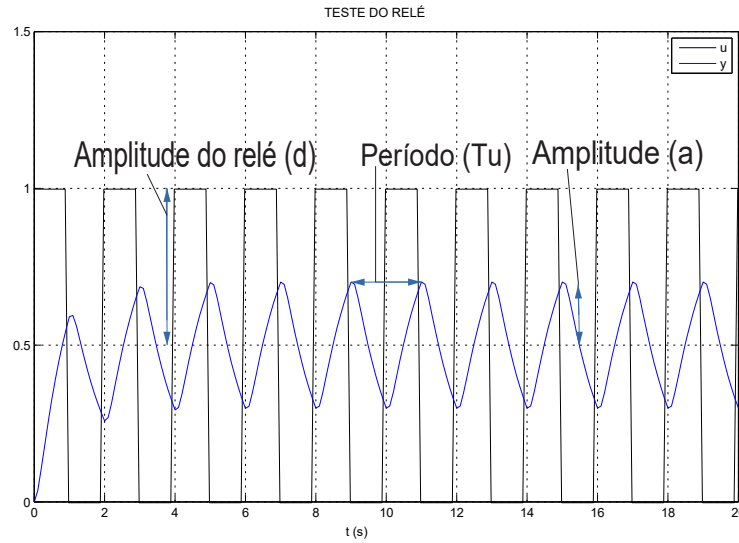
$$N = \frac{Y}{U} \angle FASE \quad (2.1)$$

Em que N é a função descritiva, Y é a amplitude da componente harmônica da saída e U é a amplitude da componente harmônica da entrada (OGATA, 2002).

Em regime permanente, quando se está em uma das frequências críticas do sistema analisado, o relé inserido na malha produz um sinal de controle na forma de onda quadrada e a saída do processo reage numa forma senoidal, onde esses sinais são proporcionais em amplitude e opostos em fase, conforme mostra a figura 1 (CARDOSO, 2002).

Considerando que a saída do relé seja expandida numa série de Fourier, e que d seja a amplitude do relé, o primeiro harmônico da onda quadrada é $\frac{4d}{\pi}$. Sabendo que a é a amplitude

Figura 1 – Exemplo de Sinais do ensaio do relé



Fonte: Autor (2021)

da saída do processo, temos que as funções descritivas do relé sem histerese e com histerese são respectivamente, as equações (2.1) e (2.2) (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.2)$$

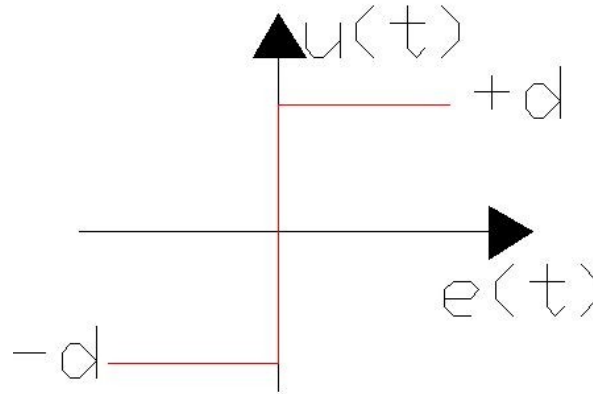
$$N(a) = \frac{4d}{\pi a^2} \frac{p}{a^2 - \varepsilon^2 - j \frac{4d\varepsilon}{\pi a^2}} \quad (2.3)$$

Em que ε é a largura da histerese. Verificasse então que é possível controlar a oscilação da saída, devido a amplitude de saída do relé ser proporcional a amplitude da oscilação do processo, ou seja, precisaria apenas de ajustes no relé para alterar a saída (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

2.2 Método do relé ideal

A análise por método do relé, que está representado na figura 2, pode trazer pontos interessantes na curva de Nyquist, com o objetivo de se obter estabilidade no sistema (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995). O desenvolvimento da nova técnica tem como novidade o fato de que o ensaio do relé em malha fechada torna possível encontrar um ponto crítico, ou seja, um ganho crítico (K_u) e uma frequência crítica (ω_u). Sendo assim possível também encontrar o período crítico (T_u) da oscilação do processo, através da frequência crítica (PINTO, 2014).

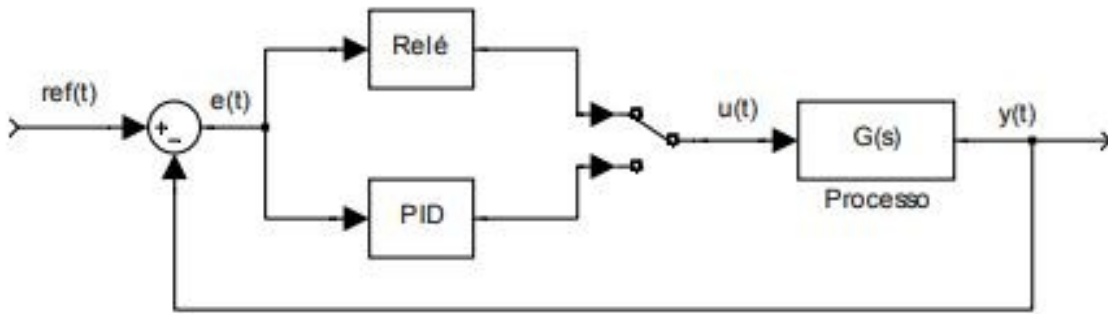
Figura 2 – Características do relé ideal



Fonte: Autor (2021)

A figura 3, representada abaixo, representa a configuração do relé aliado ao controlador PID.

Figura 3 – Diagrama esquemático do ensaio do relé realimentado



Fonte: Cardoso (2002)

Se o processo tem uma função de transferência $G(j\omega_u)$, o sistema apresentará uma dinâmica marginalmente estável quando a seguinte equação for satisfeita (PINTO, 2014).

$$1 + N(a)G(j\omega_u) = 0 \quad (2.4)$$

$$G(j\omega_u) = \frac{-1}{N(a)} \quad (2.5)$$

Assim, o ganho do sistema $G(j\omega_u)$ será dada pela equação (2.5), e com auxílio do diagrama de *Nyquist* encontra-se a interseção das curvas de referentes à $G(j\omega_u)$ e $\frac{-1}{N(a)}$, no plano complexo (PINTO, 2014). Neste ponto da interseção será o ponto de operação do processo, no qual é o ganho crítico (K_u) em uma determinada frequência (ω_u) (PINTO, 2014).

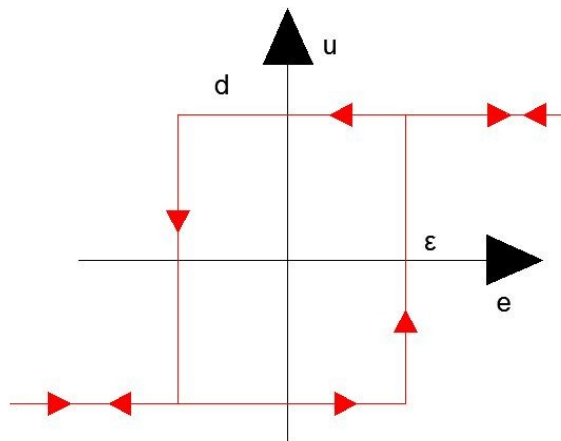
Geralmente, os pontos de interesse para análise e projeto de sistemas de controle estão localizados no terceiro quadrante do gráfico do plano complexo, que neste caso, são definidas as frequências, na qual o sistema deve operar com intuito de se obter estabilidade (COELHO; COELHO, 2004).

De acordo com Pinto (2014), o método do relé como identificador de processos para sintonia de controladores PID, apresenta vantagens relacionadas ao fato do relé ser inserido em malha fechada, devido a isso a variável é mantida próxima a referência. Outra vantagem é a baixa sensibilidade a perturbações.

2.3 Método do relé com histerese

Com o objetivo de evitar a sensibilidade a ruídos, problema comum no uso do relé puro, Åström e Hägglund (1984) propuseram utilizar o relé com histerese como elemento não-linear para identificação de processo. A escolha do valor da histerese do relé é importante e deve ser considerada, pois o nível de sinal deve ser superior para que o relé seja chaveado. Portanto, uma boa escolha para o valor de histerese pode diminuir ou eliminar completamente a influência dos ruídos, proporcionando que se tenha um ensaio mais próximo do real (CARDOSO, 2002). A figura 4 exemplifica o relé com histerese.

Figura 4 – Características de um relé de amplitude (d) e histerese (ε)



Fonte: Autor (2021)

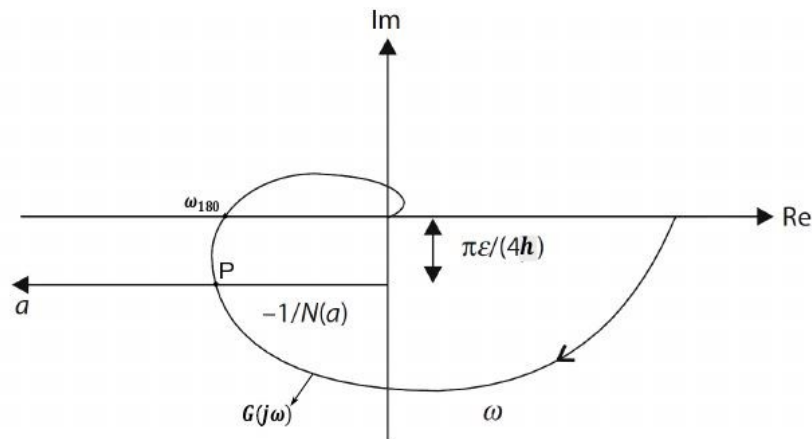
Em uma análise matemática, o inverso negativo da função descritiva do relé com histerese é dado pela equação (2.6), onde este pode ser representado como uma linha paralela ao eixo real negativo do plano complexo do diagrama de *Nyquist* (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

$$\frac{-1}{N(a)} = \frac{-\pi P}{4d} \frac{1}{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (2.6)$$

No qual a é amplitude de oscilação do sinal de saída, d é amplitude de saída do relé e ε é a histerese (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

A figura 5 ilustra o diagrama de *Nyquist* para o relé com histerese, em que nota-se que no ponto crítico a entrada e saída são defasadas πrad uma em relação a outra (PINTO, 2014).

Figura 5 – Diagrama de *Nyquist* de um sistema para relé com histerese

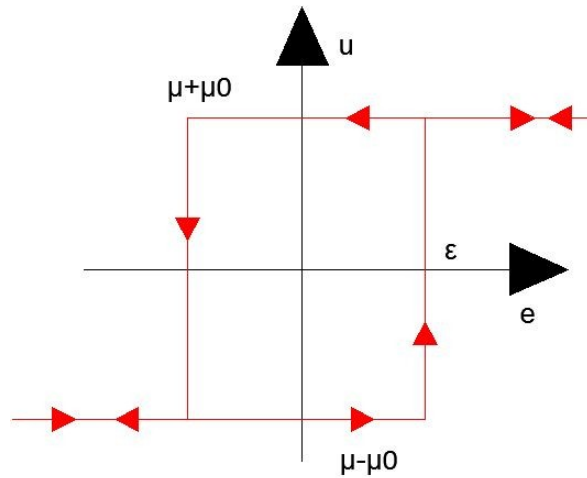


Fonte: Pinto (2014)

2.4 Método do relé não-simétrico com histerese

Segundo Hang *et al.* (2002), obter um único ponto da resposta em frequência com o método do relé, pode ser insuficiente para caracterizar a dinâmica do processo, uma das causas é devido a aproximação necessária da função de transferência do processo. Wang *et al.* (1997) propôs utilizar o relé não simétrico para obter dois pontos da resposta em frequência do sistema, em que um é ganho estático (DC) e o outro é o próprio ponto crítico. O relé não-simétrico pode ser demonstrado pela figura 6.

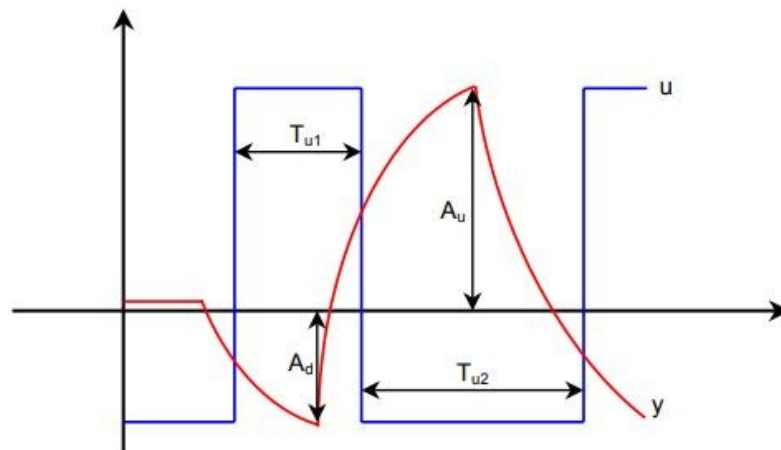
Figura 6 – Entrada e saída de um relé não-simétrico



Fonte: Autor (2021)

Com o objetivo de se obter o ganho de estado estacionário do processo, além das informações do ponto crítico, o relé polarizado provoca uma oscilação do processo como mostrado na figura 6 (WANG *et al.*, 1997). O experimento mostra que a saída Y converge para a oscilação estacionária com um período $(T_{u1} + T_{u2})$ e se caracteriza pelos parâmetros A_u , A_d , T_{u1} e T_{u2} , que podem ser obtidos pela análise da oscilação dada na figura abaixo (WANG *et al.*, 1997).

Figura 7 – Características de um relé não simétrico e histerese



Fonte: Cardoso (2002)

Considerando um modelo dinâmico de primeira ordem acrescido do tempo morto, isto é,

$$G(S) = \frac{ke^{-LS}}{TS+1} \quad (2.7)$$

Os parâmetros K , L e T , que caracterizam o modelo dado em (2.7), não são fáceis de se calcular analiticamente. Para simplificar, o parâmetro K pode ser calculado utilizando a proporção das componentes DC na saída e entrada, como mostra a equação (2.8) (HANG *et al.*, 2002).

$$K = \frac{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} y(t) dt}{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} u(t) dt} \quad (2.8)$$

Com o ganho estático K já definido, o tempo morto normalizado $\theta = \frac{L}{T}$ pode ser obtido pela equação abaixo (WANG *et al.*, 1997).

$$\theta = \ln \frac{(\alpha_0 + \infty)K - \varepsilon}{(\alpha_0 + \infty)K + A_d} = \ln \frac{(\alpha_0 + \infty)K - \varepsilon}{(\alpha_0 + \infty)K - A_u} \quad (2.9)$$

Identificado o tempo morto normalizado, então é possível encontrar a constante de tempo do sistema (WANG *et al.*, 1997), tem-se:

$$T = (T_{u1} \ln \frac{2\alpha K e^{\theta} + \alpha_0 K - \alpha K + \varepsilon}{\alpha K + \alpha_0 K - \varepsilon})^{-1} = (T_{u1} \ln \frac{2\alpha K e^{\theta} - \alpha_0 K - \alpha K + \varepsilon}{\alpha K - \alpha_0 K - \varepsilon})^{-1} \quad (2.10)$$

A utilização desse método produz duas frequências de processo com apenas um teste do relé, onde esses pontos podem ser usados para caracterizar o modelo como sendo de primeira ordem mais tempo morto e posteriormente sintonizar o controlador (HANG *et al.*, 2002).

2.5 Identificação paramétrica com o método do relé

De acordo com Wang *et al.* (1997), o modelo dinâmico mais utilizado em processos industriais é o de primeira ordem com tempo morto, no qual possui três parâmetros a se determinar como mostra a equação abaixo.

$$G(S) = \frac{K e^{-\theta S}}{\tau S + 1} \quad (2.11)$$

Em que K é o ganho estático que pode ser estimado a partir de um experimento do relé em regime permanente, θ é o atraso de transporte e τ é a constante de tempo. Esses parâmetros podem ser calculados através das seguintes equações (HO *et al.*, 1995).

$$\tau = \frac{T_u \sqrt{(K_u K)^2 - 1}}{2\pi} \quad (2.12)$$

$$\theta = \frac{T_u}{2\pi} (\pi - \arctan \frac{2\pi\tau}{T_u}) \quad (2.13)$$

Os parâmetros K_u e T_u são respectivamente o ganho crítico e período crítico do sistema, como dito por Pinto (2014). Após obtida a reposta oscilante da saída, pode-se calcular T_u que é o período da onda oscilatória. K_u é calculado usando as seguintes equações, para o relé sem histerese e com histerese respectivamente (COELHO; COELHO, 2004).

$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.14)$$

$$K_u = \frac{\sqrt{4d}}{\pi \sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad (2.15)$$

Os valores de τ , θ e K são utilizados para ajustar os parâmetros do controlador PID, conforme tabelas propostas por Ziegler e Nichols (1942) e Cohen-Coon (1953).

2.6 Considerações sobre o capítulo

Partindo do fato de que se deseja controlar uma planta de segunda ordem, ou seja, um sistema que possua dois polos, é possível notar que esses sistemas variam radicalmente com os valores dos parâmetros (MADEIRA, 2015). Então, faz-se necessário utilizar o método do relé para reduzir a ordem da planta, para primeira ordem com atraso de transporte, pois a maioria dos processos industriais se adequam a esse modelo dinâmico, facilitando então o controle (WANG *et al.*, 1997).

Além disso, esse método é responsável por caracterizar a oscilação na saída, pois através do relé é possível encontrar o valor da amplitude e período crítico da oscilação da saída, e conseqüentemente, encontrar o ganho crítico, utilizando as equações (2.14) e (2.15) (PINTO, 2014). Com esses parâmetros obtidos, pode-se calcular a constante de tempo τ e atraso de transporte θ , que determinam o modelo em (2.11) e também encontra os valores das constantes do controlador PID, de acordo com a tabela proposta por Cohen e Coon (COELHO; COELHO, 2004).

3 CONTROLADORES PID

Neste Capítulo, está descrito as configurações básicas de sistemas de controle, os conceitos sobre controladores PID e o funcionamento das suas ações de controle, bem como suas definições matemáticas.

3.1 Introdução aos Controladores PID.

Controladores do tipo Proporcional-derivativo-integrativo tem uma ampla demanda em projetos industriais devido à sua aplicabilidade em vários sistemas de controles distintos, tendo em vista que algumas plantas não tem sua matemática conhecida, esses controladores se mostram como solução proeminente, garantindo um controle satisfatório (OGATA, 2010).

Sistemas de controle PID são muito utilizados e estudados, por causa da sua simplicidade de implementação e sua funcionalidade ser clara de ser entendida. Disto isto, variações desse tipo de controle surgiram com o intuito de aprimorar e ajustar esse tipo de controlador (RUBAAI *et al.*, 2008).

Em geral, malhas de controle são do tipo realimentado (feedback), no qual consiste em que uma variável controlada é medida por um sensor e comparada com o valor desejado (setpoint). A diferença obtida da comparação resulta em um erro (desvio) e esse erro estabelece a saída do controlador para que a variável a ser manipulada seja ajustada, fazendo com que o erro diminua cada vez mais (BAYER; ARAÚJO, 2016).

Os controladores PID tem como base três ações de controle simples: a proporcional, integral e derivativa (YU, 2006). Segundo Åström e Hägglund (2001), 90% dos controladores feedback utilizados em problemas são PID ou apenas PI, pois a ação derivativa não se faz necessária em algumas ocasiões.

O funcionamento das ações de controle, de uma maneira simplista, atuam para identificar possíveis desvios que podem acontecer, estão acontecendo ou já aconteceram. Com o intuito de eliminar todos os possíveis erros, cada ação tem uma função específica, a ação proporcional atua no presente, a integral no passado e a derivativa no futuro (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2001).

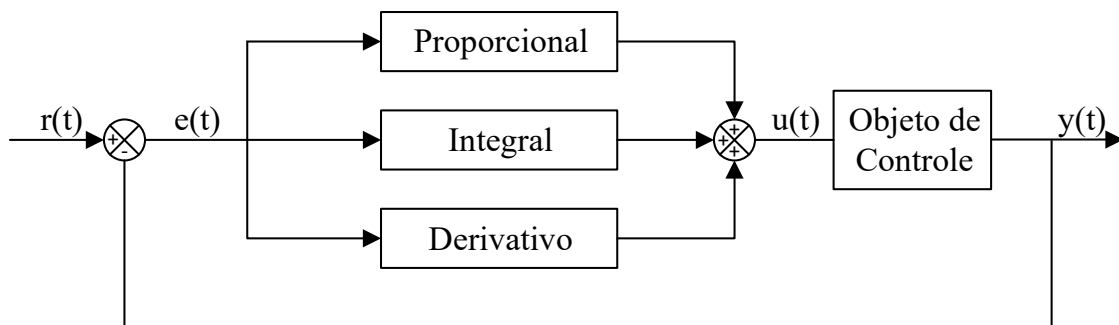
A definição básica dos controladores PID se dá pelo fato de que se necessita ajustar os parâmetros da sua equação geral, para cada sistema que se deseja controlar. Esse processo é chamado de sintonia do controlador (OGATA, 2010). Os métodos de sintonia mais conhecidos são os baseados na resposta ao degrau, propostos por Ziegler e Nichols (1943), Cohen-Coon

(1953) e López et al.(1967).

3.2 Definição dos Controladores PID.

O esquema de controle por realimentação tem várias configurações possíveis, entre elas, a mais simples é a ação on-off, no qual o sinal de controle $u(t)$ só tem dois valores possíveis, nesse caso, o funcionamento se dá por uma configuração liga/desliga do atuador, esse sistema de controle é dito como fácil de se ajustar, mas devido o sistema não levar em consideração a grandeza do erro, oscilações podem surgir e complicar o controle (LIMA, 2004). No entanto, o controlador PID é uma topologia topologia mais completa, que realiza o controle de uma maneira eficaz. A seguir está a figura que representa esse tipo de controlador.

Figura 8 – Diagrama de Blocos do PID



Fonte: Autor (2021).

A configuração básica de um controlador PID está esquematizada por um diagrama de blocos na Figura 8. Nesse caso $r(t)$ é a referência (valor desejado de saída), enquanto que $y(t)$ é variável de saída do processo. A malha de controle faz com que haja uma comparação entre o valor de saída e o setpoint, assim um erro $e(t)$ surge e com isso as ações de controle P, I e D formulam um sinal de controle $u(t)$ com o objetivo de alterar a variável manipulada, para que se tenha a variável da saída ajustada baseada no valor desejado (COELHO, 2004).

3.2.1 Ações de Controle.

As três ações de controle P, I e D, serão explicadas a seguir, no que diz respeito a matemática e seu funcionamento físico.

3.2.1.1 Ação proporcional.

A ação de controle proporcional se baseia no princípio de que a saída desse controlador dependa da entrada (erro), e de acordo com esse erro, a situação possa ser contornada, para isso o controle lança uma constante de proporcionalidade K_p , chamada de ganho proporcional, com isso, o sinal de controle P sempre será diretamente proporcional ao erro, daí formula-se que o ganho proporcional K_p é a razão entre a saída e entrada do controlador e quanto maior esse ganho, menor será o erro em regime estacionário (FERMINO, 2014). A equação do sinal do controlador proporcional e sua transformada de Laplace são dadas, respectivamente abaixo (OGATA, 2010).

$$u(t) = K_p e(t) \quad (3.1)$$

$$U(s) = K_p E(s) \quad (3.2)$$

Em que K_p é o ganho proporcional que deve ser sintonizado. É importante ressaltar que a constante K_p não altera o sinal de entrada do controlador, apenas reduz ou amplia o sinal, no qual será inserido na entrada da planta (PINTO, 2014).

3.2.1.2 Ação integrativa.

A ação integral ajusta o valor da variável manipulada, com o intuito de eliminar o desvio da variável controlada em relação ao valor desejado, para isso o mesmo valor desse desvio da variável controlada é somado à variável manipulada em intervalos regulares e esse intervalo de atuação T_i é chamado de tempo integrativo, a constante a ser sintonizada do controlador (BAYER; ARAÚJO, 2016). A Equação que representa o sinal do controlador e sua transformada de Laplace estão respectivamente representadas abaixo (OGATA, 2010).

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int f(t) dt \quad (3.3)$$

$$U(s) = \frac{F(s)}{sT_i} \quad (3.4)$$

No qual, $T_i = \frac{1}{K_i}$, em que K_i é o ganho integrativo. uma das maiores vantagens dessa ação é que o erro em regime permanente é eliminado (PINTO, 2014).

3.2.1.3 Ação derivativa.

A finalidade da ação derivativa no controle é diminuir a instabilidade do processo. Essa variabilidade ocorre devido o sistema ser dinâmico e com isso uma mudança na variável de controle não é imediatamente notada pela saída do processo (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

O sinal de controle desta ação se formula como diretamente proporcional à taxa de variação do erro, que tem T_d como constante de proporcionalidade, chamado de tempo derivativo, no qual é o parâmetro a ser sintonizado (FERMINO, 2014). As equações do controlador derivativo e sua transformada de Laplace estão dadas respectivamente a seguir, segundo (OGATA, 2010).

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.5)$$

$$U(S) = T_d S \quad (3.6)$$

A Utilidade desse controlador é antecipar o erro atuante, que ocorre de forma mais incisiva principalmente no regime transitório (FERMINO, 2014).

3.2.1.4 Controlador PID.

O controle PID utiliza a união das três ações de controle: proporcional, integral e derivativa. Portanto o sinal de controle do processo é proporcional ao erro, a integral desse erro e também a derivada do erro (OGATA, 2010). A equação do controlador PID e sua transformada de Laplace estão descritas, respectivamente, abaixo, conforme (OGATA, 2010).

$$u(t) = K_p(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} \int f(t) dt) \quad (3.7)$$

$$U(S) = K_p E(s) (1 + \frac{1}{s T_i} T_d s) \quad (3.8)$$

Portanto, os parâmetros K_p , T_d e T_i definem a equação geral do controlador e devem ser encontrados de acordo com os métodos propostos na literatura. A seguir está explicado o método proposto por Cohen-Coon.

3.3 Considerações sobre o capítulo

Segundo Ogata (2010), o controlador PID representa mais da metade dos controladores industriais. A grande utilização se dá pela simplicidade e baixo custo, aliados a versatilidade desse controlador quando se deseja estabilizar sistema em regime transitório e permanente (BAYER; ARAÚJO, 2016).

O princípio do controlador PID é utilizar os sinais das ações de controle P, I e D. A ação integral atua como um somador, no qual modifica a saída, enquanto que a ação derivativa proporciona antecipadamente uma correção do desvio do processo, ou seja, essa ação é preventiva. Por fim, a ação proporcional atua em relação ao erro, fazendo com que a variável manipulada se altere proporcionalmente a esse erro (BAYER; ARAÚJO, 2016).

O ajuste dos parâmetros que representam essas ações, para se obter uma boa resposta é o grande desafio desse controlador (COELHO, 2004). Lima (2004) diz que os processos a se controlar variam com o tempo, dessa forma se torna cada vez mais necessário estudar e desenvolver novas topologias relacionadas a sintonia do controlador PID. Diante desse contexto, é proposto neste trabalho, desenvolver e melhorar os métodos para sintonizar o controlador PID.

4 MÉTODO DE COHEN-COON PARA SINTONIA DE CONTROLADORES PID

Método de sintonia muito utilizado, proposto pelo engenheiro G.H.Cohen e o matemático G.A.Coon em 1953, tem como objetivo encontrar a função de transferência em malha aberta, aproximando o sistema para um modelo de primeira ordem com atraso de transporte, conforme Batista *et al.* (2014). Ademais, esse método fundamenta-se com um critério de $\frac{1}{4}$ de decaimento com relação a uma perturbação no processo, assim como no método de Ziegler e Nichols (COHEN; COON, 1953).

O método de Cohen-Coon baseia-se na análise da curva de reação, sendo a principal vantagem desse método, pois, quando a curva é obtida, os parâmetros são calculados de forma trivial, então para processos lentos, onde a estabilidade crítica leva um certo tempo para ser alcançada, essa análise se apresenta como ideal (CARMO, 2006).

Segundo Carmo (2006), a constante de tempo do processo (τ), atraso de transporte (θ) e ganho estático (K) são os parâmetros base para o método de Cohen-Coon. Em processos com o tempo morto elevado, ou seja, que o fator de controlabilidade ($\frac{\theta}{\tau}$) seja maior que 0.3, o método de Cohen-Coon se apresenta como viável (PINTO, 2014).

Cohen e Coon propuseram a tabela 1, como base para ajuste dos fatores de sintonia P , I e D .

Tabela 1 – Parâmetros PID baseados na sintonia de Cohen-Coon.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{K} \frac{\tau}{\theta} (1 + \frac{\theta}{3\tau})$	∞	0
PI	$\frac{1}{K} \frac{\tau}{\theta} (\frac{9}{10} + \frac{\theta}{12\tau})$	$\theta \frac{30+3(\frac{\theta}{\tau})}{9+20(\frac{\theta}{\tau})}$	0
PID	$\frac{1}{K} \frac{\tau}{\theta} (\frac{4}{3} + \frac{\theta}{4\tau})$	$\theta \frac{32+6(\frac{\theta}{\tau})}{13+8(\frac{\theta}{\tau})}$	$\theta \frac{4}{11+2(\frac{\theta}{\tau})}$

Fonte: (COELHO; COELHO, 2004)

A aproximação de um modelo de segunda ordem para primeira ordem com tempo morto é válida para o método de Cohen-Coon quando o intervalo de tempo entre $0,632K$ e θ é aproximadamente τ , com erro máximo de 15%, caso não esteja dentro dos limites, é provável que ocorreu um erro na análise da curva de reação ou então existe uma não-linearidade no sistema que indicaria não se pode usar a aproximação (CARMO, 2006).

5 PREDITOR DE SMITH

De acordo com Normey-Rico e Camacho (2008), atrasos podem ocorrer entre as variáveis de entrada e saída de um sistema de controle, devido basicamente ao tempo necessário para transporte de energia e matéria. O uso de controladores tradicionais como por exemplo o PID, em processos que se tenha esse tempo morto podem apresentar diversas dificuldades como as citadas abaixo por (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007).

- O efeito de perturbações só é detectado depois de um certo tempo passado.
- O efeito da ação de controle leva um tempo considerável para fazer efeito na variável manipulada.
- A ação de controle tenta corrigir uma solução causada por uma ação do passado ao invés de agir com base no erro atual.

Com base nessa problemática, surgiu o primeiro compensador de tempo morto, a técnica proposta por Smith em 1953. O Preditor de Smith, como ficou conhecida a técnica, tem sua lógica baseada em uma estrutura de controle que desloca o atraso para fora da malha de realimentação, dessa forma o controlador atua sobre o processo como se a dinâmica da malha fechada não tivesse atraso (OLIVEIRA; SOUZA, 2016).

A definição básica do Preditor de Smith é dividir o modelo da planta entre dinâmica do processo e atraso. Dessa forma, o atraso pode ser retirado da malha de realimentação, sendo assim, o processo age como se não houvesse esse atraso (OLIVEIRA, 2016).

5.1 Análise de aplicação do controlador com Preditor de Smith.

As dificuldades causadas pelo tempo morto podem ser explicadas com o sistema no domínio da frequência, pois observa-se que o tempo morto introduz um decremento de fase que pode levar a instabilidade do sistema (HENZ, 2013).

Segundo Henz (2013), o tempo morto pode ser explicado pelo seguinte modelo linear:

$$G(s) = e^{-Ls} \quad (5.1)$$

Em que L é o tempo morto e que transformando o modelo para o domínio da frequência, tem-se que:

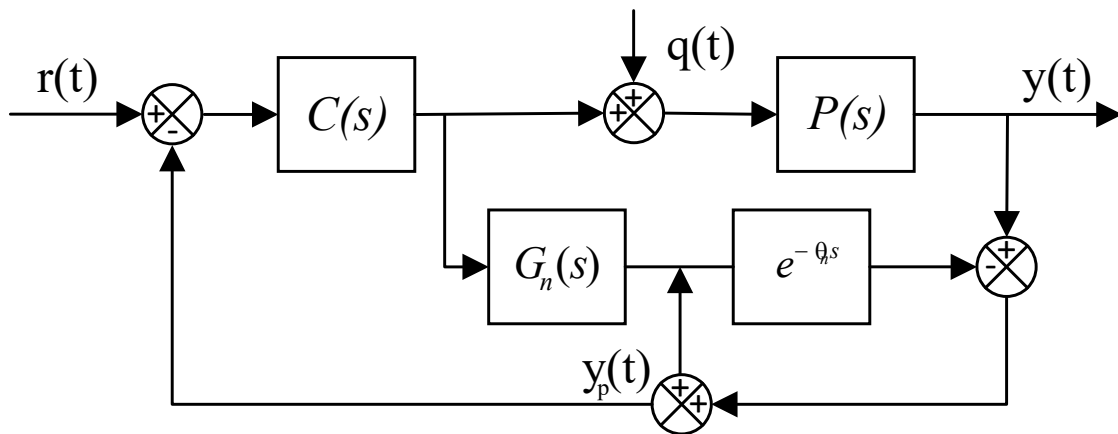
$$G(j\omega) = |e^{-j\omega L}| = 1 \quad (5.2)$$

$$\varphi G(j\omega) = -\omega L \quad (5.3)$$

É percebível pela equação (5.1) que o ganho não se modifica com o tempo morto, porém na fase, é incrementada um decremento de $-\omega L$ (HENZ, 2013).

Com a técnica do Preditor de Smith, o tempo morto pode ser retirado da equação característica. É possível provar observando a figura 9, e que $seq(t) = 0$ e $G(S) = G_n(S)e^{-LS}$, ou seja, a perturbação sendo nula e que o modelo linear adicionado, proporciona uma descrição idêntica da planta e o sinal de erro será zero (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007). A figura 8 representa o diagrama PID com o Preditor de Smith.

Figura 9 – Diagrama de Blocos PID com o Preditor de Smtih



Fonte: Autor (2021)

Na figura 9, $C(S)$ é o controlador primário (que geralmente é o do tipo PID), $G_n(S) =$ é o modelo do sistema sem atraso, e^{-nS} é a representação linear do atraso do sistema, $r(t)$ é a referência e $q(t)$ é a perturbação. A função de transferência da malha fechada que relaciona a referência e saída do processo com Preditor aplicado é dada pela equação (5.4), porém com as condições explicadas acima, uma simplificação é possível que pode ser mostrada na equação (5.5) (OLIVEIRA, 2016). Além disso, a função de transferência relacionada a saída e perturbação também não depende do tempo morto como mostrado na equação (5.6) (OLIVEIRA, 2016).

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{C(S)G(S)}{1 + C(S)[G(S) - G_n(S)e^{-LS} + G_n(S)]} \quad (5.4)$$

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{C(S)G(S)}{1 + C(S)G_n(S)} \quad (5.5)$$

$$\frac{Y(S)}{Q(S)} = G(S) \left[1 - \frac{C(S)G(S)}{1 + C(S)G_n(S)} \right] \quad (5.6)$$

Dessa forma, é possível notar que o atraso sai do denominador da equação (5.4) e o controlador $C(S)$ poderá ser projetado sem considerar o tempo morto (OLIVEIRA, 2016).

No entanto, esse método pode apresentar limitações, como as citadas abaixo por Torrico (2007).

- A primeira limitação é a respeito do controlador ser projetado sem considerar o atraso, pois para pequenos erros de modelagem o sistema pode apresentar instabilidade.
- A segunda limitação é que o Predito de Smith (SP) não pode ser utilizado para processos instáveis, e ainda se o processo for integrador não é possível utilizar o diagrama mostrado na figura 8.
- A terceira limitação do SP é relacionada à perturbações, pois se o controlador for ajustado para obter uma reposta qualquer a perturbações, assim não será possível encontrar outra reposta simultaneamente para mudanças na referência.

5.2 Considerações sobre o capítulo

Neste capítulo foi descrita a teoria referente ao preditor de Smith. Essa topologia foi o primeiro sistema com compensador de tempo morto, que tem o propósito de colocar o modelo do processo e atraso separados na malha de controle (HENZ, 2013).

O Preditor de Smith, em comparação com os métodos clássicos, como por exemplo o PID, tem a função de tentar melhorar o desempenho de um sistema com atraso dominante, ou seja, quando o atraso é maior que duas vezes a constante de tempo dominante do sistema (TORRICO, 2007).

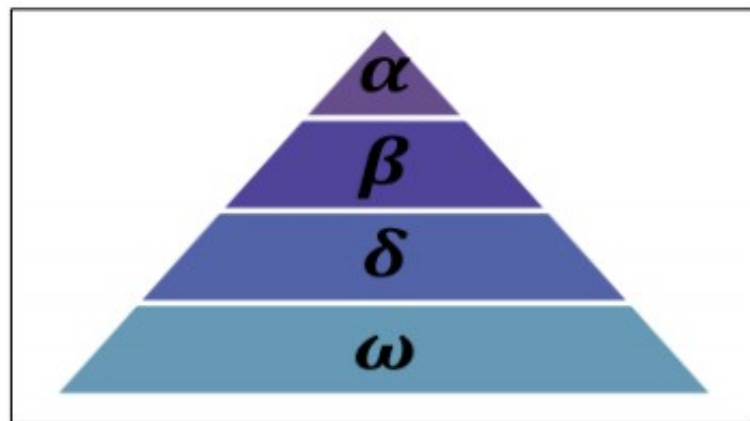
6 ALGORITMO GWO

Recentemente, surgiram dificuldades em problemas computacionais, em relação a se encontrar soluções que sejam a nível global, ou seja, em um espaço de pesquisa grande é complexo encontrar a melhor solução. Todavia, as técnicas de otimização heurística aparecem para resolver e encontrar a solução adequada em um espaço muito amplo (GUHA *et al.*, 2016).

A meta-heurística Grey Wolf Optimizer-GWO, proposto por Mirjalili *et al.* (2014) é baseada na hierarquia e caça dos lobos cinzentos, suas principais vantagens estão relacionadas a não necessitar de nenhum parâmetro de entrada, pequena complexidade computacional, ser fácil de compreender e também de programar (JAIN *et al.*, 2018).

Na figura 10 é possível ver a hierarquia de liderança dos lobos cinzentos. Pode-se observar que no topo hierarquia está o lobo Alfa (α), que é o líder e responsável por tomar as decisões da matilha, e no algoritmo é a melhor solução. Posteriormente se encontram o lobo Beta (β) e o lobo (δ), no qual são as segunda e terceira melhores soluções respectivamente, e além disso, são responsáveis por auxiliarem o lobo (α). Na classe mais baixa da hierarquia estão os lobos (ω) que são as piores soluções para o algoritmo e se submetem a todos os outros lobos acima (FERRARI *et al.*, 2019).

Figura 10 – Hierarquia dos lobos cinzentos.



Fonte: Mirjalili et al. (2014)

A seguir é apresentada as etapas da estratégia de caça dos lobos cinzentos, assim como, a modelagem matemática análoga que constitui o algoritmo GWO.

6.1 FUNDAMENTAÇÃO DO ALGORITMO GWO

Segundo Jain et al. (2018), o algoritmo GWO é constituído de 4 etapas fundamentais que são: Cercar, caçar, atacar a presa e a busca por presa ideal. Essas etapas estão detalhadas a seguir.

6.1.1 Cercando a presa.

De acordo com Mirjalili *et al.* (2014), o processo de caça dos lobos cinzentos indica que primeiramente a presa deve ser cercada. Matematicamente, as equações propostas a seguir representam esse comportamento dos lobos durante o cerco da presa.

$$\vec{D} = |\vec{C} \vec{x}_p(t) - \vec{X}(t)| \quad (6.1)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \vec{D} \quad (6.2)$$

Em que t representa a iteração atual, $\vec{A}$ e $\vec{C}$ são coeficientes vetoriais, $\vec{x}_p$ é a posição da presa e $\vec{X}$ indica a posição de um lobo ω (MIRJALILI *et al.*, 2014).

Os vetores $\vec{C}$ e $\vec{A}$ são calculados pelas seguintes equações:

$$\vec{A} = 2 \vec{a} \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (6.3)$$

$$\vec{C} = 2 \vec{r}_2 \quad (6.4)$$

Onde $\vec{a}$ decai de 2 até 0, e $\vec{r}_1$ e $\vec{r}_2$ são vetores randômicos que tem valores entre [0 1] (MIRJALILI *et al.*, 2014).

É fato que várias posições dos lobos podem ser atualizadas ao redor do melhor lobo (solução) ajustando os valores dos vetores $\vec{A}$ e $\vec{C}$. Devido os vetores $\vec{r}_1$ e $\vec{r}_2$ serem aleatórios, as posições dos lobos podem ser atualizadas para diversas ao redor da melhor posição de lobo até o momento (MIRJALILI *et al.*, 2014).

6.1.2 Caçando a presa

Os lobos cinzentos tem a capacidade de encontrar a localização exata da presa, porém em um espaço abstrato, não é possível saber exatamente a posição do ótimo (presa). Para isso,

matematicamente, é suposto que o alfa (melhor solução candidata), beta e delta têm o melhor conhecimento da posição do potencial presa. Com isso, os lobos ω são obrigados a seguirem e atualizarem suas posições de acordo com a posição dos melhores agentes obtidos até o momento (MIRJALILI et al., 2014). As seguintes equações representam esse comportamento de caça.

$$\bar{D}_\alpha = |\bar{C}_1 \cdot \bar{X}_\alpha - \bar{X}| \quad (6.5)$$

$$\bar{D}_\beta = |\bar{C}_2 \cdot \bar{X}_\beta - \bar{X}| \quad (6.6)$$

$$\bar{D}_\delta = |\bar{C}_3 \cdot \bar{X}_\delta - \bar{X}| \quad (6.7)$$

$$\bar{X}_1 = \bar{X}_\alpha - \bar{A}_1 \cdot (\bar{D}_\alpha) \quad (6.8)$$

$$\bar{X}_2 = \bar{X}_\beta - \bar{A}_2 \cdot (\bar{D}_\beta) \quad (6.9)$$

$$\bar{X}_3 = \bar{X}_\delta - \bar{A}_3 \cdot (\bar{D}_\delta) \quad (6.10)$$

$$\bar{X}(t+1) = \frac{\bar{X}_1 + \bar{X}_2 + \bar{X}_3}{3} \quad (6.11)$$

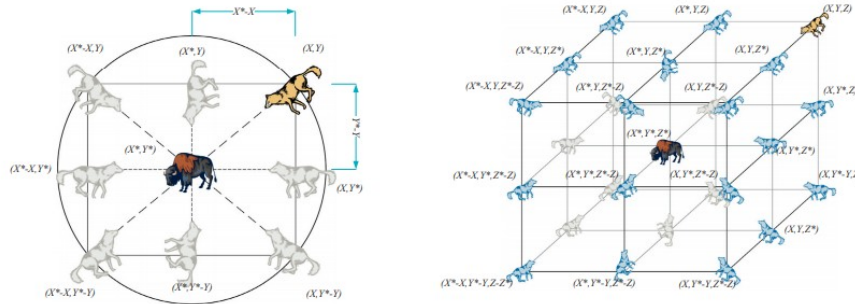
As equações (6.5-6.10) representam o princípio da caça dos lobos cinzentos aplicadas ao algoritmo GWO, e são expansões das equações (6.1-6.4) que apresenta a influência de cada lobo. A equação (6.11) é responsável por atualizar a posição da matilha para a próxima iteração, de acordo com as posições dos 3 melhores agentes $(\bar{X}_1, \bar{X}_2, \bar{X}_3)$, assim os lobos ω se movem para o centro dos 3 melhores lobos (FERRARI et al., 2018).

6.1.3 Atacando a presa

No processo de caça, quando a presa já está cercada, os lobos só atacam quando a presa para de se mover totalmente. O ataque a presa será definido conforme o valor do vetor

$\vec{A}$, pois a medida que $\vec{a}$ diminui, o intervalo de atuação de $\vec{A}$ ($[-2a, 2a]$) também diminui. E quando o valor de $\vec{A}$ estiver no intervalo $[-1, 1]$, a próxima posição do lobo será entre sua posição atual e a posição da presa, pois $|\vec{A}|$ será menor que 1, e isso faz com que a distância do lobo para a presa seja diminuída obrigatoriamente, ou seja, os lobos são forçados a atacarem a presa (MIRJALILI et al., 2014). A figura 11 representa a aproximação dos lobos cinzentos da presa.

Figura 11 – Aproximação dos lobos.



Fonte: Mirjalili et al.(2014)

Na busca por presas, os lobos divergem um do outro para procurar presas mais aptas. No algoritmo GWO, o coeficiente vetorial $|\vec{A}|$ é o responsável por produzir essa divergência, pois quando seus valores são maiores que 1 ou menores que -1, isso faz com que o agente de busca se afaste da presa, conforme mostra as equações (6.8-6.10). No caso do coeficiente vetorial $|\vec{C}|$, ele é calculado totalmente aleatório, consequentemente a otimização também será, e é importante, pois resulta numa contribuição para a divergência dos lobos, que ajuda na busca por ótimos globais (MIRJALILI et al., 2014).

Resumindo a técnica dos lobos cinzentos, ela consiste de um passo a passo. O primeiro passo é criar uma população de lobos cinzentos (soluções candidatas). Posteriormente, esses lobos são avaliados e classificados em α , β e δ , onde os melhores candidatos são responsáveis por estimar a posição da presa. Além disso, os outros lobos atualizam suas posições em relação aos melhores. Ao longo das iterações, o valor de $|\vec{a}|$ decai de 2 até 0, portanto o valor de $|\vec{A}|$ também diminui e assim os lobos atacam a presa, e por fim o algoritmo mostra as soluções consideradas ótimas (MIRJALILI et al., 2014).

6.2 Considerações sobre o capítulo

No capítulo foi desenvolvido o conhecimento sobre a meta-heurística GWO, que é bastante utilizada para otimização de sistemas.

Os controladores PID apresentam limitações a respeito dos seus parâmetros base.

Sendo assim, as heurísticas podem resolver esse tipo de problema, por exemplo, essa técnica é capaz de deixar os parâmetros do controlador PID dentro de uma faixa de valores específica (MEDEIROS, 2017).

Segundo Mirjalili *et al.* (2014), as meta-heurísticas são formuladas baseadas em fatos simplistas, que podem ser fenômenos físicos ou comportamentos de animais, devido essa simplicidade se ganhou muita notoriedade nos campos científicos, muito também devido a outros aspectos, por exemplo, mecanismo livre de derivação e evitação de ótimo local.

Diante desse contexto, é proposto no trabalho utilizar a meta-heurística gwo para otimizar um controlador PID

7 METODOLOGIA PROPOSTA

O trabalho proposto tem como objetivo analisar técnicas de controle aplicadas a uma planta que representa um sistema. A pesquisa é de caráter descritiva, pois envolve um referencial bibliográfico amplo referente aos temas necessários para o estudo, como por exemplo: Controladores PID, identificação de sistemas por meio do método do relé, Preditor de Smith e inteligência computacional utilizada no controle, especificamente como que a meta-heurística Gray Wolf Optimizer (GWO) pode sintonizar controlador PID. Para isso, foram utilizadas artigos, dissertações, teses e livros relacionadas aos assuntos, que foram responsáveis pelo conhecimento adquirido essencial para o estudo. Com auxílio da teoria fundamentada, foram realizadas simulações compatíveis com o MATLAB (Matrix Laboratory).

Inicialmente é definido que o relé encontrará a dinâmica do processo de uma planta de segunda ordem. Para isso, foi definido o valor de amplitude do relé, que determina função de transferência do processo, baseado na função descritiva do mesmo. O ensaio do relé com a planta provoca uma oscilação na saída do processo que caracteriza a planta estudada. Então, encontra-se o valor do período crítico e da amplitude dessa oscilação. Assim, é possível encontrar as características do processo da planta, que se resume na constante de tempo, atraso de transporte e ganho estático.

Em um segundo momento foi utilizado o método de Cohen-Coon para o controle da planta, no qual os ganhos do controlador PID foram calculados com base nas constantes obtidas pelo o ensaio do relé. Posteriormente, essas constantes foram utilizadas para definir um modelo aproximado da planta de segunda ordem, onde a função de transferência seria de primeira ordem com atraso de transporte. Após isso, o Preditor de Smith é adicionado na malha, para controlar esse modelo, com o objetivo de eliminar atraso de transporte do sistema.

A segunda parte da simulação foi a utilização da meta-heurística GWO como sintonizador do controlador PID. Como essa técnica necessita de algo fixo para se buscar, foi então definido que o Overshoot da resposta ao degrau deveria ser diminuído em relação a resposta ao método de Cohen-Coon. Para que se tivesse uma variação de respostas e então ser possível encontrar a melhor, foi definido uma faixa de valores dos ganhos do controlador PID, no qual foi definida em relação aos ganhos encontrados pelo método de Cohen-Coon.

Na simulação com a meta-heurística foi definido que a função de transferência seria a de segunda ordem definida anteriormente. O algoritmo necessita de valores iniciais para começar a busca pela solução definida, que no caso foi escolhido que a primeira iteração seria a

diferença entre os valores máximo e mínimo adicionado do valor mínimo, para cada faixa de ganho do controlador PID. Após definido a primeira iteração, o algoritmo seleciona a melhor solução (lobo alfa) e faz com que as demais soluções atualizem seus valores (Posições dos lobos) aleatoriamente em relação a ela.

Após a solução ser obtida, considerando uma tolerância em relação ao valor fixado, os valores dos ganhos são encontrados e direcionados para o Simulink, para então, a resposta a função degrau ser obtida graficamente. De forma análoga a simulação via Cohen-Coon, a meta-heurística com o Preditor de Smith foi aplicada na planta estimada com o auxílio do relé, considerando os mesmos valores de ganhos.

Com os resultados das simulações prontos, é feita uma comparação entre os métodos propostos, por meio dos gráficos computacionais das repostas. E para um análise quantitativa dos resultados, pode-se usar os índices propostos a seguir como forma de avaliar o valor do erro na resposta e assim obter uma comparação entre os métodos aplicados na malha de controle.

7.1 ÍNDICES DE DESEMPENHO

O desempenho quantificado dos métodos de sintonia de controladores PID podem ser obtidos com a análise da resposta transitória do sistema de controle. Para isso existe os índices de desempenho, como os citados por Pinto (2014) que estão explicados a seguir.

Primeiro é necessário definir qual é o erro, que é definido pela diferença entre a referência ($r(t)$) e a saída ($y(t)$) em um instante de tempo t , como mostrado na equação abaixo (PINTO,2014).

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (7.1)$$

Os critérios para se quantificar erros em sistemas de controle são baseados em somatórios dos erros, ou seja, a integral do erro é utilizada, para somar todos os erros do processo. O primeiro índice é o Integrated Absolute Error. (IAE)-integral absoluta do erro, que é dado pela equação abaixo (PINTO,2014).

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (7.2)$$

O Integrated Square Error-Integral (ISE)-Integral do erro quadrático é um índice de desempenho apropriado para sistemas com menores características oscilatórias, pois apresenta dificuldades em quantificar erros iniciais da resposta (PINTO,2014).

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (7.3)$$

Outros índices são o Integrated of time multiplied by absolute (ITAE)-Integral do tempo multiplicada pelo erro absoluto e INTEGRATED OF THE TIME MULTIPLIED BY SQUARE (ITSE)-Integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático, onde esses são utilizados para resolver o problema dos erros iniciais, pois esses critérios ponderam esses erros com pesos maiores devido serem maiores no início. Suas fórmulas estão, respectivamente, abaixo (PINTO,2014).

$$ITAE = \int_0^{\infty} te(t)dt \quad (7.4)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te(t)^2 dt \quad (7.5)$$

8 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo estão as análises dos resultados obtidos com as simulações, onde consta as características do relé como identificador de sistemas e como esse elemento não-linear é utilizado para reduzir a ordem de uma planta. Além disso, está detalhado o método de Cohen-Coon e a meta-heurística GWO como sintonizadores do controlador PID e a técnica do Preditor de Smith introduzida na malha de controle. Por fim, é feita uma comparação analítica e quantitativa dos métodos de sintonia propostos no trabalho. A análise será realizada analiticamente e pelo índices de desempenho que foram explicados anteriormente.

8.1 PARÂMETROS DO RELÉ

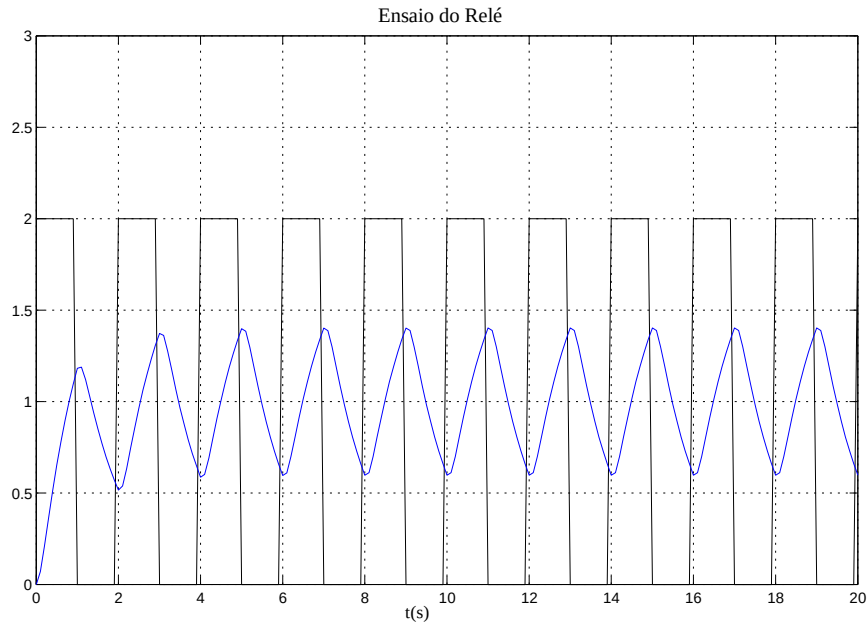
Foi aplicada a metodologia descrita no capítulo 7, que tinha como passo inicial decidir qual planta controlar, ou seja, qual seria a função de transferência do sistema, na qual teria os métodos de controle aplicados nela, para que se tivesse a comparação dos mesmos. A planta escolhida foi a representada por:

$$G(S) = \frac{1}{(0.1S + 1) \cdot (S + 1)} \quad (8.1)$$

Na planta vista acima, é possível notar que a planta é de segunda ordem. É proposto reduzir a ordem da planta para um sistema de primeira ordem com atraso de transporte, para uma análise mais simplificada e pelo fato de que a maioria dos sistemas industriais se adéquam a essa modelagem, conforme mencionado por Coelho e Coelho (2004). Ademais, é possível notar que no modelo proposto, existe parâmetros a se determinar, dessa forma foi utilizado o método do relé ideal proposto por Åström e Hägglund (1984) para identificar a dinâmica do processo e encontrar os parâmetros do modelo a fim de reduzir a ordem da planta.

A primeira etapa da simulação foi feita com o auxílio do software Matlab-Simulink, que tinha como objetivo identificar a dinâmica da planta por meio do ensaio via relé ideal. Em antemão é necessário definir alguns parâmetros como as amplitudes do relé que foram ajustadas para $d = 1$ e $d_0 = 1$, e o tempo de amostragem que foi de $0.1s$. O experimento do relé na malha provocou uma oscilação senoidal na planta, que tinha um período $T_u = 2s$ e uma amplitude de $a = 0.8057$. O resultado do processo pode ser visto na figura 12.

Figura 12 – Ensaio do relé.



Fonte: Autor (2021).

Com os dados encontrados via relé, foi possível encontrar o valor período crítico ($T_u = 2s$) e do ganho crítico ($K_u = 1.5804$) através da equação (2.14), e além disso o ganho estático é possível considerar valor $K = 1$, para fins de experimento. Diante disso, foi calculado os parâmetros ($\theta = 0.7181$ e $\tau = 0.3895$) do modelo da equação (2.11), e assim foi identificado o novo modelo que representa a planta de primeira ordem com atraso de transporte que está representada abaixo.

$$G(s) = \frac{e^{-0.7181s}}{0.3895s + 1} \quad (8.2)$$

8.2 SINTONIA DO CONTROLADOR PID PELO MÉTODO DE COHEN-COON.

A partir do fato de que a dinâmica da planta já está identificada, a etapa seguinte foi obter os valores dos parâmetros do controlador PID utilizando os mesmos dados já obtidos anteriormente ($K = 1$, $\theta = 0.7181$, $\tau = 0.3895$). Dessa forma, os valores de K_p , T_i e T_d são calculados com auxílio da tabela 1, que foi proposta por Cohen e Coon (1953). Os resultados obtidos foram $K_p = 0.9733$, $T_i = 1.1144$ e $T_d = 0.1956$.

Após encontrar os valores dos parâmetros do controlador, foi estruturado o diagrama de blocos do PID via simulink, e aliado ao matlab foi realizada a simulação que encontrou a resposta do sistema a função degrau aplicada na entrada em malha fechada. No sistema constava

uma perturbação que foi posta no instante de tempo $t = 20s$, que tinha como objetivo analisar a resposta no regime permanente.

8.3 A META-HEURÍSTICA GWO COMO SINTONIZADOR DO CONTROLADOR PID

A outra etapa da simulação foi encontrar os valores dos ganhos do controlador PID com auxílio de uma técnica de inteligência computacional, que no caso foi a meta-heurística GWO, na qual é baseada no mecanismo de caça dos lobos cinzentos. Alguns parâmetros necessários para a utilização da meta-heurística estão mostrados na tabela a seguir..

Tabela 2 – Parâmetros da heurística.

Algoritmo GWO	Vel. de convergência	indivíduos	iterações	Overshoot	Tolerância
Parâmetros	0.5	50	30	1%	0.05

Fonte: Autor (2021)

O algoritmo GWO necessita de uma solução ótima fixada para que numa faixa de valores, ocorra a convergência para essa solução ou o mais próxima dela possível. Dessa forma, foi proposto fixar um valor mínimo de *Overshoot* na saída do sistema localizado no regime transitório em malha fechada. Além disso, as faixas de valores dos parâmetros do PID estão identificados abaixo, onde foram baseados nos valores já encontrados no método de sintonia anterior.

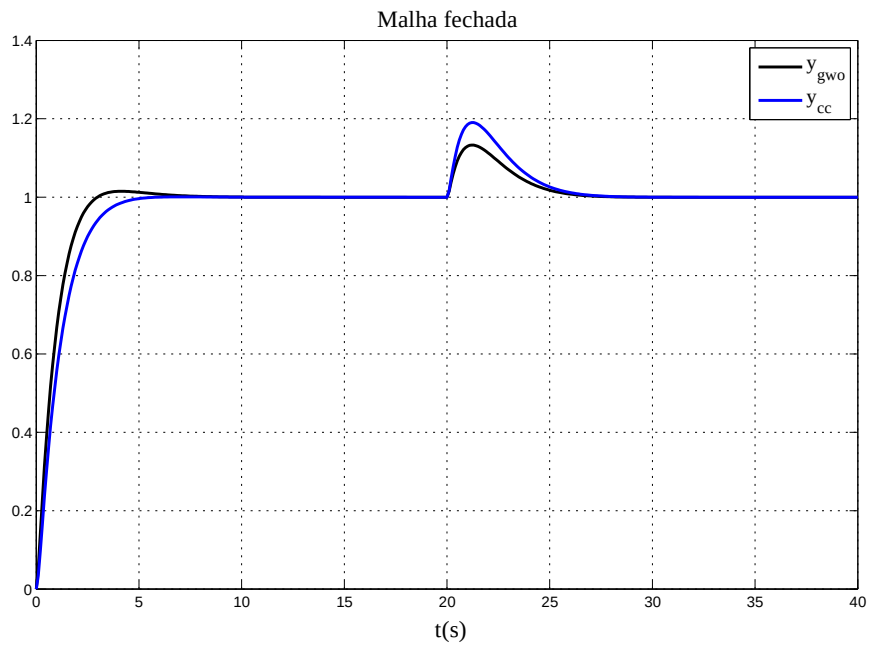
- $0.5 < K_p < 2$
- $0.1 < T_i < 2$
- $0.1 < T_d < 2$

O algoritmo GWO começa a busca aleatoriamente, após a primeira iteração as posições dos lobos são atualizadas aleatoriamente em relação a melhor resposta (lobo) obtida até o momento. A simulação durou apenas 15s e foram encontrados os parâmetros em apenas 2 iterações, que foram eles $K_p = 1.17815$, $T_i = 1.42366$ e $T_d = 0.3966$. O erro que é definido pela diferença entre a referência adotada para o *Overshoot* e o valor encontrado pela meta-heurística GWO foi de apenas 0.0128. Ressaltando que no sistema constava uma perturbação no instante de tempo $t = 20s$.

8.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS MÉTODOS.

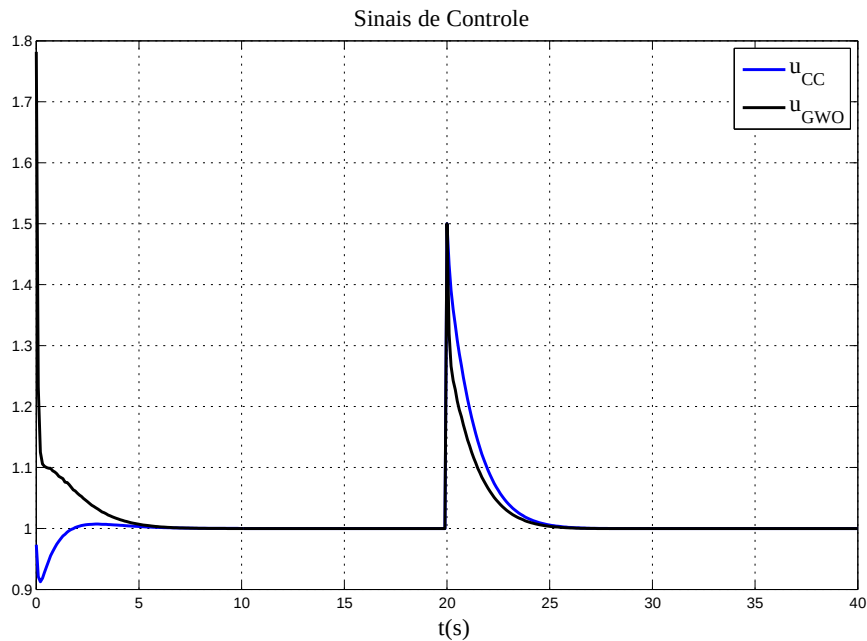
Nas figuras 13 e 14, estão as respostas a função degrau na entrada do PID para os dois métodos e os seus respectivos sinais de controle, enquanto que na tabela 3 estão os índices de desempenho e alguns dados que caracterizam o resultado em regime transitório e permanente.

Figura 13 – Respostas dos métodos Cohen-Coon e GWO a função degrau aplicada.



Fonte: Autor (2021).

Figura 14 – Sinais de Controle das respostas.



Fonte: Autor (2021)

Tabela 3 – Dados das respostas: Cohen-Coon e GWO

Métodos	$t_s(s)$	$t_r(s)$	Overshoot	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Cohen-Coon	254,5617	23,02	19,033%	1,7224	0,7134	13,892	1,9814
GWO	249,55933	16,8870	13,2996%	1.2891	0.5229	9,685	0,9985

Fonte: Autor (2021).

Analiticamente é possível identificar que a resposta da sintonia por GWO (em preto) se mostra um pouco melhor que a saída proveniente do método de Cohen-Coon (em azul). Essa análise se diz verdadeira pois com os dados da tabela 3, nota-se que os índices de desempenho baseados em erros são menores na resposta que usou a meta-heurística GWO como sintonizador.

O desempenho das respostas pode ser avaliado com auxílio de algumas características temporais, como por exemplo, o tempo de acomodação (t_s), que é o tempo necessário para que a curva se estabilize dentro de uma porcentagem de tolerância em relação ao valor final, conforme definido por Ogata (2010). No caso das duas respostas da simulação foram obtidos valores praticamente iguais, com o método via Cohen-Coon um pouco melhor, porém não se teve uma diferença notória nesse quesito que representasse uma melhor que a outra. Outro parâmetro importante é o tempo de subida (T_r) que é tempo necessário para que a resposta passe de 10% para 90% do seu valor final, conforme Ogata (2010). Na simulação a resposta advinda do método de Cohen-Coon teve $T_r = 23,02s$ e a proveniente do algoritmo GWO foi $T_r = 16.8208s$, sendo

assim a resposta via meta-heurística apresentou melhor resultado nesse aspecto, ou seja, a curva (GWO) levou um menor tempo para atingir 90% do seu valor em regime permanente.

Um ponto importante a ser avaliado é como as curvas se comportarão após a perturbação ser posta no instante de tempo $t = 20s$. Nesse caso, analisando o gráfico das respostas é possível ver que a sintonia via heurística obteve melhores resultados, ou seja, rejeitou melhor a perturbação, então significa que no sistema de controle acontecesse uma perturbação inesperada, a resposta da sintonia GWO se sairia melhor que do Cohen-Coon. De fato, pois como visto na tabela 4, o *overshoot* da resposta por Cohen-Coon obteve 19.033% e a da heurística foi 13.2996%. Portanto, a resposta por meio da sintonia da meta-heurística GWO se mostra um pouco mais eficiente do que a sintonia do método de Cohen-Coon.

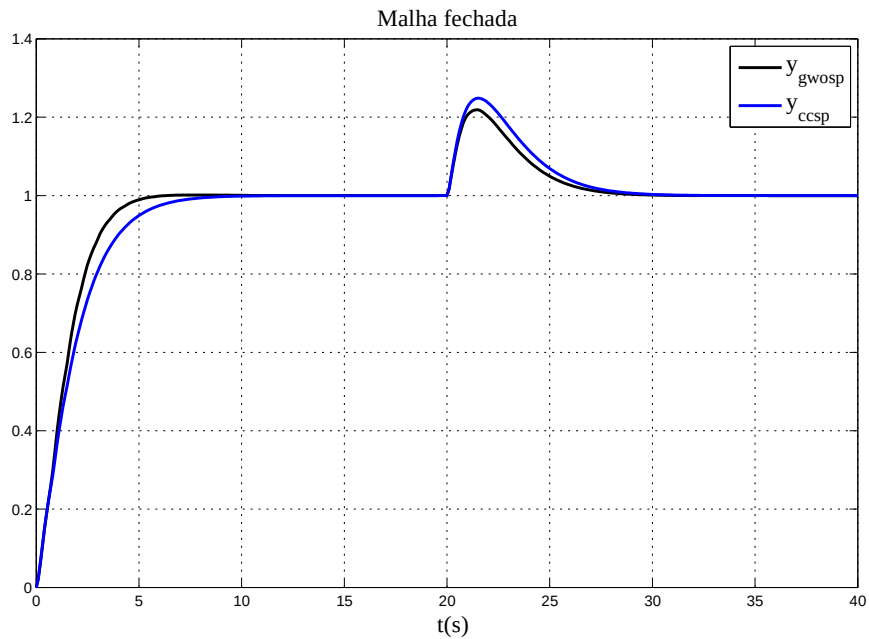
8.5 Análise com o Preditor de Smith.

O Preditor de Smith foi aplicado a malha do controlador PID para os dois métodos de sintonia descritos anteriormente, o método de Cohen-Coon e a sintonia via meta-heurística GWO. O diagrama do Preditor de Smith como mostrado na figura 8, é similar ao PID normal, e além disso, é importante ressaltar que os parâmetros do controlador PID são os mesmos encontrados pelos métodos anteriormente, pois foi realizada simultaneamente as simulações, em que a diferença se dá apenas pelo fato de que o atraso de transporte foi desconsiderado do sistema.

Conforme a figura 9, percebe-se que o Preditor de Smith é uma técnica que divide a planta em duas partes, uma que se caracteriza o sistema como se não houvesse atraso ($G_n(s)$) e outra é o modelo que representa e quantifica esse atraso de transporte ($e^{-\theta_n s}$). Dito isto, a equação característica da malha de controle não teve o atraso de transporte levado em consideração nas simulações.

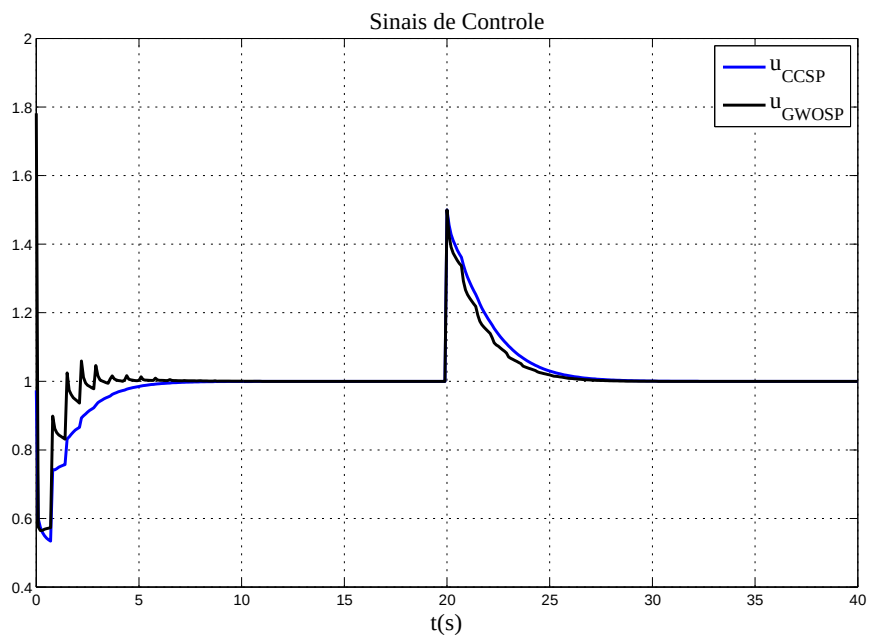
As simulações realizadas em malha fechada em resposta a função degrau aplicada na entrada estão mostradas na figura 15 e seus respectivos sinais de controle estão na figura 16. Salientando que no sistema constava uma perturbação no instante de tempo $t = 20s$.

Figura 15 – Respostas obtidas com o Preditor de Smith.



Fonte: Autor (2021).

Figura 16 – Sinais de controle das Respostas obtidas com o Preditor de Smith.



Fonte: Autor (2021).

Na figura 15, mostra a resposta advinda do método de Cohen-Coon com o preditor de Smith (em azul) e a resposta proveniente da sintonia via meta heurística GWO (em preto). Assim como nos métodos tradicionais, a sintonia por meio do algoritmo GWO se mostrou um pouco mais eficiente do que a sintonia por meio do método Cohen-Coon. É possível notar que a planta controlada por GWO rejeitou melhor a perturbação do que a sintonia por Cohen-Coon, e

além disso, é notável que graficamente a curva GWO se comportou melhor no regime transitório. Para comprovar essa análise, é possível ver os dados da tabela a seguir.

Tabela 4 – Dados das respostas: Cohen-Coon e GWO com SP

Métodos	$t_s(s)$	$t_r(s)$	Overshoot	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Cohen-Coon SP	272,5004	37,1964	24,8456%	2,7946	1,1896	24,287805	4,4257
GWO SP	265,2931	28,0043	21,9129%	2,2866	1,0263	18,9977	3,1546

Fonte: Autor.

Na figura 15, é possível notar que a resposta via Cohen-Coon com Preditor de Smith é mais lenta do que a resposta por meio da heurística com Preditor de Smith, de fato, pois os tempos de assentamentos foram 272,5004s e 265,2931s respectivamente, que comprovam essa análise. Além deste, o parâmetro de tempo de subida foi um ponto que indicou que a melhor sintonia é a advinda da heurística, pois os tempos calculados foram 37,1964s e 28,0043s, para Cohen-Coon e Meta-heurística respectivamente, mostrando que a curva do controle devido a heurística se mostra melhor nesse sentido.

Para uma análise da perturbação aplicada no sistema, percebe-se que a sintonia por meio da heurística com Preditor de Smith se apresenta como melhor, devido ter rejeitado a perturbação de uma forma mais considerável. Os valores dos máximos sobressinais foram 24,8456% e 21,9129% para Cohen-Coon-SP e GWO-SP respectivamente. No qual, prova definitivamente que a resposta GWO-SP foi mais eficiente em relação a Cohen-Coon-SP. Para uma análise ainda mais precisa, é possível verificar que na Tabela 4, os índices de desempenho tiveram valores menores para a resposta GWO-SP, concluindo que de fato que essa respostas teve melhor desempenho.

Uma observação importante a se destacar é que analiticamente e quantitativamente (Tabela 3 e Tabela 4), as respostas que tinham o Preditor de Smith na malha de controle não apresentaram melhores resultados do que os métodos que não tinham. Um das razões pode ser porque a planta estudada não apresenta um atraso de transporte dominante, fazendo assim com que o Preditor não seja útil nessa situação.

9 CONCLUSÃO

Este trabalho teve por objetivo comparar métodos de sintonia de controladores PID, no qual seriam, um método tradicional da literatura de controle e outro que ainda tá se desenvolvendo, que é através da inteligência computacional. Além disso, o Preditor de Smith foi introduzido na malha para resolver problemas de tempo morto no processo que são comuns em sistema industriais e provocam instabilidade.

Para as simulações foi desenvolvido algoritmos e diagramas de blocos por meio do matlab e simulink. O primeiro objetivo era utilizar o ensaio do relé na malha para identificar o processo e reduzir a ordem da planta, no qual o relé se mostrou eficiente para modelar e simplificar a planta, por meio de variações dos seus parâmetros foi possível obter instabilidade no método e assim utilizar o método de sintonia do controlador PID. Nesse caso é notório que o método do relé mesmo sendo uma técnica antiga, ainda sim é eficiente e oferece bons resultados. Além do mais, o método que o relé automatizou foi o proposto por Cohen e Coon (1953) e apresentou resultados muito bons em relação ao controle de um sistema, apesar de ser um método muito antigo que surgiu com objetivo de contornar as falhas do método de Ziegler Nichols (1942). Diante disso, o método de Cohen-Coon ainda é viável para os sistemas industriais na área de controle, ainda que ajustes podem ajudar a aperfeiçoá-lo.

No entanto, métodos mais atuais de inteligência computacional estão sendo empregados na área industrial de controle. E no presente trabalho foi desenvolvido e modelado o algoritmo GWO proposto por Mirjalili et al. (2014) como sintonizador de controlador PID. Foi possível verificar que as repostas obtidas através dessa técnica foram a as melhores do que as provenientes do método de Cohen-Coon. De fato, pois essa técnica computacional se destaca por buscar sempre o máximo global, ou seja, a melhor resposta dentro do possível. Então foi visto que a meta-heurística atingiu os objetivos traçados que era encontrar um valor de *overshoot* fixado anteriormente e com o ajuste dos seus parâmetros melhorar a resposta em relação ao método de Cohen-Coon.

Visando compensar o tempo morto do processo foi acoplado o Preditor de Smith no sistema, porém não se obteve sucesso em melhorar as respostas em relação as encontradas anteriormente que não tinham o preditor. Pode-se constatar que a planta não tinha um atraso de transporte dominante, isso pode ter dificultado o preditor, visto que ele é apropriado para sistemas com atraso dominante. É fato que o Preditor de Smith é uma técnica importante e que é comprovada que melhora o controle, porém neste trabalho não foi possível melhorar as respostas

dos métodos propostos.

Encerrando este trabalho, é deixado como sugestão de trabalhos futuros, fixar outros parâmetros das respostas no algoritmo da meta-heurística, por exemplo, tempo de acomodação da curva. Outro possível trabalho seria utilizar outras meta-heurísticas para sintonizar o controlador PID.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, O. M.; COELHO, A. A. Controlador pid com escalonamento nebuloso dos ganhos: Auto-sintonia, análise e implementação. **V Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente–V SBAI**, 2001.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. **Automatica**, Elsevier, v. 20, n. 5, p. 645–651, 1984.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: theory, design, and tuning** . [S.l.]: Instrument society of America Research Triangle Park, NC, 1995. v. 2.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. The future of pid control. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 9, n. 11, p. 1163–1175, 2001.
- BATISTA, L. C. F.; FERNANDES, G. Q.; MAIA, A. A. T. Estudo comparativo de técnicas de sintonia de controladores pid para sistemas de primeira ordem com atraso. 2014.
- BAYER, F. M.; ARAÚJO, O. C. B. d. Controle automático de processos. 2016.
- CARDOSO, P. M. Estudo, proposta e avaliação de novas metodologias de sintonia automática de controladores pid baseadas no ensaio do relé realimentado. Universidade Federal de Uberlândia, 2002.
- CARMO, M. J. **Ambiente educacional multifuncional integrado para sintonia e avaliação do desempenho de malhas industriais de controle** . Tese (Doutorado) — Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2006.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. dos S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. [S.l.: s.n.], 2004.
- COELHO, C. A. d. S. Auto-ajuste de controladores pid usando o método da linearização harmônica. Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004.
- COHEN, G. H.; COON, G. A. Theoretical considerations of retarded control. **Transactions ASME** **75**, p. 827–837, 1953.
- FERMINO, F. **Estudo comparativo de métodos de sintonia de controladores PID**. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, 2014.
- FERRARI, A. C. K.; LEANDRO, G. V.; COELHO, L. dos S.; SILVA, C. A. G. da; LIMA, E. G. de; CHAVES, C. R. Tuning of control parameters of grey wolf optimizer using fuzzy inference. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 17, n. 07, p. 1191–1198, 2019.
- FILETI, A. M. F. *et al.* Estratégias de controle em destilação batelada. [sn], 1992.
- GUHA, D.; ROY, P. K.; BANERJEE, S. Load frequency control of interconnected power system using grey wolf optimization. **Swarm and Evolutionary Computation**, Elsevier, v. 27, p. 97–115, 2016.
- GUIMARÃES, F. de A.; ALMEIDA, O. da M.; MOREIRA, A. B.; AGUIAR, V. d. P. B.; JÚNIOR, C. R. S. Controle pid auto-ajustável em ventiladores industriais visando a eficiência energética. **Anais do Ii Congresso Brasileiro de Eficiência Energética-icbee**, p. 1–6, 2007.

- HANG, C.; ASTROM, K.; WANG, Q. Relay feedback auto-tuning of process controllers—a tutorial review. **Journal of process control**, Elsevier, v. 12, n. 1, p. 143–162, 2002.
- HENZ, M. E. Controle de temperatura com compensação de tempo morto em aquecedores de água baseados em chama modulante. Universidade Federal do Rio grande do Sul, 2013.
- HO, W. K.; HANG, C. C.; CAO, L. S. Tuning of pid controllers based on gain and phase margin specifications. **Automatica**, Elsevier, v. 31, n. 3, p. 497–502, 1995.
- JAIN, N.; PARMAR, G.; GUPTA, R.; KHANAM, I. Performance evaluation of gwo/pid approach in control of ball hoop system with different objective functions and perturbation. **Cogent Engineering**, Cogent OA, v. 5, n. 1, p. 1465328, 2018.
- LI, W.; ESKINAT, E.; LUYBEN, W. L. An improved autotune identification method. **Industrial & Engineering chemistry Research**, ACS Publications, v. 30, n. 7, p. 1530–1541, 1991.
- LIMA, J. Sintonia automática de controladores pid: uma abordagem neuro-genética. 2004.
- MADEIRA, D. **Controlador Proporcional em Sistemas de Segunda Ordem**. 2015. Dados publicados na ABNT NBR 5419-2:2015 - Proteção contra descargas atmosféricas – Parte 2: Gerenciamento de risco. Disponível em: <http://www.inpe.br/webelat/ABNT_NBR5419_Ng/>. Acesso em: 28 jun. 2016.
- MEDEIROS, A. B. de. Aplicação do algoritmo do lobo cinzento (gwo) na sintonia de um controlador pid em um sistema de controle retroalimentado. **ITEGAM-JETIA**, v. 3, n. 12, p. 56–62, 2017.
- MIRJALILI, S.; MIRJALILI, S. M.; LEWIS, A. Grey wolf optimizer. **Advances in engineering software**, Elsevier, v. 69, p. 46–61, 2014.
- NETO, A. F. dos S.; GOMES, F. J. Controladores pid: Introduzindo inteligência computacional no controle industrial. In: **XXXVIII COBENGE**. [S.l.: s.n.], 2010.
- NORMEY-RICO, J.; CAMACHO, E. Pid control of dead-time processes. **Control of Dead-time Processes**, Springer, p. 85–130, 2007.
- NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. Dead-time compensators: A survey. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 16, n. 4, p. 407–428, 2008.
- OGATA, K. Modern control engineering. Prentice-Hall, 2002.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S. l.]: Pearson Prentice Hall, 2010.
- OLIVEIRA, F. S. S. d.; SOUZA, F. O. Controle pi/pid robusto baseado no preditor de smith. Capes, p. 1–6, 2016.
- OLIVEIRA, F. S. S. de. Controle pi/pid robusto baseado no preditor de smith. Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- PALMOR, Z. Time-delay compensation-smith predictor and its modifications. **The control handbook**, CRC press, p. 224–237, 1996.
- PINTO, J. E. M. G. **Aplicação prática do método de sintonia de controladores PID utilizando o método do relé com histerese**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014.

RUBAAI, A.; CASTRO-SITIRICHE, M. J.; OFOLI, A. R. Design and implementation of parallel fuzzy pid controller for high-performance brushless motor drives: an integrated environment for rapid control prototyping. **IEEE Transactions on Industry applications**, IEEE, v. 44, n. 4, p. 1090–1098, 2008.

ŞEN, M. A.; KALYONCU, M. Optimal tuning of pid controller using grey wolf optimizer algorithm for quadraped robot. **Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering**, v. 6, n. 1, p. 29–35, 2018.

TORRICO, B. C. Contribuições ao controle preditivo robusto de sistemas com atraso. Florianópolis, SC, 2007.

WANG, Q.-G.; HANG, C.-C.; BI, Q. Process frequency response estimation from relay feedback. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 5, n. 9, p. 1293–1302, 1997.

YU, C.-C. **Autotuning of PID controllers: A relay feedback approach** . [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.