

Julia Ramalho Costa Souza

# **Estudo Comparativo de Técnicas de Sintonia de Controladores Industriais**

Campina Grande, PB

2024

Julia Ramalho Costa Souza

## **Estudo Comparativo de Técnicas de Sintonia de Controladores Industriais**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Departamento de Engenharia Elétrica

Orientador: George Acioli Júnior, D.Sc.

Campina Grande, PB

2024

Julia Ramalho Costa Souza

## **Estudo Comparativo de Técnicas de Sintonia de Controladores Industriais**

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande, PB, \_\_\_\_/\_\_\_\_/\_\_\_\_.

---

**George Acioli Júnior, D.Sc.**  
Orientador

---

**Péricles Rezende Barros, Ph.D.**  
Convidado

Campina Grande, PB  
2024

*Aos meus pais, Christiane e Gerson.*

# Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Christiane e Gerson, que com todo amor e dedicação me guiaram até aqui. Aos meus irmãos mais novos, Davi e Laís, que, mesmo sem perceber, me tornam uma pessoa melhor a cada dia. Sem vocês e Shiro, este momento não teria se concretizado.

A Ítalo e Clarice, fontes constantes de inspiração desde muito antes da graduação. A Samara, que caminhou ao meu lado durante esses 5 anos, tornando-se parte de mim. Agradeço por transformarem esta jornada desafiadora em uma experiência leve e especial.

A todas as minhas amizades: aquelas que estiveram comigo desde sempre, acompanhando meu crescimento e iluminando meu caminho com suas conquistas; e aquelas que encontrei durante a graduação, a quem dedico meu mais profundo carinho. A Biancca, Cecília, Gabriela, Gabriel, Marcella, Maria Fernanda, Néria, Sarah e Thayse, agradeço imensamente por caminharem comigo.

Ao meu orientador, Professor George Acioli Júnior, pelo apoio e atenção dedicados ao longo deste trabalho e do projeto de pesquisa. Agradeço também ao Professor Péricles Rezende Barros por me abrir as portas do Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle e pelos ensinamentos diários. Aos meus colegas do LIEC, em especial a Tadeu e Matheus, sou grata por toda a ajuda e companheirismo.

À Universidade Federal de Campina Grande, que me proporcionou um universo de oportunidades, e aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, muito obrigada. Por fim, meu sincero agradecimento a Tchai e Adail, pela orientação e suporte contínuos ao longo da graduação.

*"Effortless is a myth.  
It's only a point.  
Life is bigger than the court."  
(Roger Federer)*

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle por realimentação. . . .	16
Figura 2 – Módulo da placa térmica. . . . .	27
Figura 3 – Esquema do arranjo dos dispositivos no módulo de temperatura. . . . .	28
Figura 4 – Interface do aplicativo da Placa Térmica OPC UA. . . . .	29
Figura 5 – Interface do aplicativo da Placa Térmica no MATLAB. . . . .	30
Figura 6 – Experimento em malha aberta de aquecimento com variação na entrada 1	31
Figura 7 – Experimento em malha aberta de resfriamento com variação na entrada 1	32
Figura 8 – Experimento em malha aberta de aquecimento com variação na entrada	32
Figura 9 – Experimento em malha aberta de resfriamento com variação na entrada 2	33
Figura 10 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 1: Aquecimento . . . . .	34
Figura 11 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 1: Resfriamento . . . . .	34
Figura 12 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 2: Aquecimento . . . . .	35
Figura 13 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 2: Resfriamento . . . . .	35
Figura 14 – Respostas do sistema em malha fechada: processo $G_1(s)$ . . . . .	38
Figura 15 – Respostas do sistema em malha fechada: processo $G_2(s)$ . . . . .	39

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Configurações do Controlador Baseadas no Método de Oscilação Contínua de Ziegler e Nichols (1942) . . . . .	22
Tabela 2 – Parâmetros dos controladores de acordo com o método de Cohen-Coon	23
Tabela 3 – Parâmetros FOPTD para o modelo da Malha 1. . . . .	36
Tabela 4 – Parâmetros FOPTD para o modelo da Malha 2. . . . .	36
Tabela 5 – Parâmetros e métricas para técnicas de sintonia no modelo do processo $G_1(s)$ . . . . .	38
Tabela 6 – Parâmetros e métricas para técnicas de sintonia no modelo do processo $G_2(s)$ . . . . .	39



# Lista de abreviaturas e siglas

AMIGO	<i>Approximate M-constrained Integral Gain Optimization</i>
C-C	<i>Cohen-Coon</i>
D	Derivativo
FOPTD	<i>First-Order Plus Time Delay</i>
IAE	<i>Integral Absolute Error</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MV	<i>Manipulated Variable</i>
OPC UA	<i>Open Platform Communications Unified Architecture</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PD	Proporcional-Derivativo
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PO	Ponto de Operação
PV	<i>Process Variable</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SIMC	<i>Simple Internal Model Control</i>
SP	<i>Setpoint</i>
TITO	<i>Two Inputs Two Outputs</i>
T-L	<i>Tyreus-Luyben</i>
Z-N	<i>Ziegler-Nichols</i>

## Resumo

No âmbito da automação industrial, os sistemas de controle desempenham um papel crucial para garantir operações eficientes e estáveis. Entre as várias estratégias de controle, os controladores PID são largamente adotados devido à sua eficácia e simplicidade em uma ampla gama de aplicações. Neste relatório é realizado um estudo comparativo das principais técnicas de sintonia de PID, avaliando-as com base em sua viabilidade de uma implementação em malhas de controle para um módulo de controle de temperatura. Modelando e simulando sistematicamente o sistema, são examinados o desempenho e a robustez de cada técnica, contribuindo para uma compreensão mais abrangente dos métodos de sintonia.

**Palavras chave:** Sistemas de Controle, Sintonia, Controlador PI/PID, Identificação, Simulação.

## **Abstract**

In the realm of industrial automation, control systems play a critical role in ensuring efficient and stable operations. Among the various control strategies, PID controllers are the most widely adopted due to their effectiveness and simplicity across a wide range of applications. This report presents a comparative study of the main PID tuning techniques, evaluating their feasibility for implementation in control loops for a temperature control module. By systematically modeling and simulating the system, the performance and robustness of each technique are examined, contributing to a broader understanding of tuning methods.

**Keywords:** Control Systems, Tuning, PI/PID Controller, Identification, Simulation.

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
1.1	Objetivo geral	14
1.2	Objetivos específicos	14
1.3	Organização do Documento	14
1.4	Metodologia	14
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>16</b>
2.1	Controladores PID	16
2.1.1	Notação	16
2.1.2	Estruturas do Controlador PID	17
2.2	Identificação de Sistemas	18
2.2.1	Sistema de Primeira Ordem com Atraso (FOPTD)	19
2.2.2	Estimação dos Parâmetros pelo Método dos Mínimos Quadrados	20
2.3	Sintonia de Controladores	21
2.3.1	Método de Ziegler-Nichols Baseado em Oscilações	21
2.3.2	Método de Tyreus-Luyben	22
2.3.3	Método de Cohen-Coon	23
2.3.4	Método SIMC	23
2.3.5	Método PI Aprimorado Baseado no IMC	24
2.3.6	Método AMIGO	25
2.4	CrITÉrios de Avaliação	25
2.4.1	Robustez	25
2.4.2	Desempenho	26
<b>3</b>	<b>DESENVOLVIMENTO</b>	<b>27</b>
3.1	Sistema de Temperatura	27
3.1.1	Descrição do Processo	27
3.1.2	Aquisição de Dados	28
3.1.3	Identificação do Sistema	30
<b>4</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS</b>	<b>37</b>
4.1	Aplicação de Técnicas de Sintonia	37
4.1.1	Processo 1	38
4.1.2	Processo 2	39
4.2	Análise dos resultados	40
4.2.1	Desempenho	40

4.2.2	Robustez . . . . .	40
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>42</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>43</b>

# 1 Introdução

Na indústria de processos, um papel fundamental é desempenhado pelos sistemas de controle. Dentre as possíveis estruturas de controle disponíveis, o controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) constitui a solução mais adotada para problemas práticos de controle no contexto dos processos industriais. Este controlador é particularmente popular devido à sua estrutura simples, constituída por três parâmetros: proporcional, integral e derivativo, que podem ser sintonizados de forma a ajustar os processos dinâmicos complexos. Pelo menos 95% das malhas de controle em plantas industriais utilizam o controle PID, sendo que a maioria desses controladores são PI (Proporcional-Integral), os quais são amplamente utilizados devido à sua simplicidade, robustez e aplicabilidade na camada de controle regulatório. (SEBORG et al., 2016).

Desenvolvidos originalmente a partir dos sistemas de controle pneumáticos, os controladores PID evoluíram significativamente em conjunto com os avanços tecnológicos nos âmbitos eletrônico e digital ao longo do século XX. Este desenvolvimento foi acentuado com a implementação de microprocessadores, iniciada na década de 1980 (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). Sendo assim, a sintonia adequada dos parâmetros do controlador PID permite flexibilidade na regulação de processos e na rejeição de perturbações em diversos cenários de controle (CROWE et al., 2005).

No entanto, atingir o desempenho desejado desses controladores industriais ainda é considerado uma tarefa complexa, devido à necessidade de balanceamento entre métricas de avaliação que concorrem entre si. Inevitavelmente, o projeto e a sintonia do sistema de controle exigem considerações cuidadosas, ou *trade-offs*, a respeito de fatores relacionados ao desempenho e à robustez da malha fechada (GARPINGER; HÄGGLUND, 2015).

Os métodos tradicionais de sintonia, como o método Ziegler-Nichols, são aplicados para se obter estruturas iniciais para sintonia de PID baseadas em formulações e regras empíricas derivadas de dados experimentais coletados em tempo real. Esses métodos muitas vezes necessitam de adaptações para se alinhar com as características específicas dos processos em questão.

A crescente competitividade e a demanda por melhorias contínuas na eficiência dos sistemas de controle têm impulsionado o desenvolvimento de novas técnicas de sintonia. Avanços recentes se concentram na integração de métodos baseados em modelos, que oferecem uma representação matemática simplificada do processo. Com essas abordagens, busca-se manter a sintonia simples e adaptável a uma ampla gama de processos, facilitando ajustes mais precisos e eficazes para atender às necessidades específicas de cada sistema (SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012).

## 1.1 Objetivo geral

Neste Trabalho de Conclusão de Curso, visa-se realizar um estudo comparativo sobre as principais técnicas de sintonia de controladores. A comparação será feita em relação à simplicidade e a viabilidade de implementação dos métodos em malhas de controle. Para que a análise seja relevante no contexto industrial, tem-se como objetivo principal simular, por meio de *software*, a implementação das técnicas selecionadas em processos de uma planta didática, especificamente para um sistema de temperatura de um módulo disponibilizado pelo Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle (LIEC) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG).

## 1.2 Objetivos específicos

- Estudar e selecionar técnicas para sintonia de controladores;
- Realizar experimentos em processos reais;
- Identificar sistemas com base em dados experimentais;
- Aplicar técnicas de sintonia em um planta didática de controle;
- Avaliar o desempenho e a robustez da resposta dos sistemas de controle simulados;
- Comparar as vantagens e limitações de cada abordagem.

## 1.3 Organização do Documento

Este documento está organizado em cinco capítulos principais, cada um com um propósito distinto, para assegurar uma apresentação abrangente dos temas abordados neste Trabalho de Conclusão de Curso. No Capítulo 1 é introduzida a visão geral do trabalho, sendo definidos os objetivos e os métodos. No Capítulo 2, é apresentada uma fundamentação acerca das teorias e das tecnologias utilizadas. No Capítulo 3 são relatadas as etapas de desenvolvimento do projeto. No Capítulo 4, são discutidos os resultados obtidos. Por fim, no Capítulo 5 as considerações finais são apresentadas.

## 1.4 Metodologia

Inicialmente, para a elaboração deste projeto, foi realizada uma revisão bibliográfica abrangente de livros e artigos científicos, com o objetivo de identificar as principais técnicas de sintonia de controladores industriais e aprofundar o entendimento da teoria de

controle. Com base nessa fundamentação, foram selecionadas as técnicas a serem analisadas comparativamente.

Em seguida, foram realizados experimentos para a modelagem de processos reais, especificamente de um módulo didático de um sistema de temperatura, disponível no Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle (LIEC) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG). Nesse sentido, visou-se avaliar a viabilidade da aplicação das técnicas selecionadas no ambiente do *software* MATLAB.

Após a modelagem do sistema, as técnicas foram implementadas para sintonia dos controladores. Simulações do sistema em malha fechada foram realizadas, possibilitando uma comparação quantitativa das respostas dos sistemas controlados por diferentes métodos. Finalmente, os resultados das análises comparativas foram documentados e discutidos no relatório final.



## 2 Revisão Bibliográfica

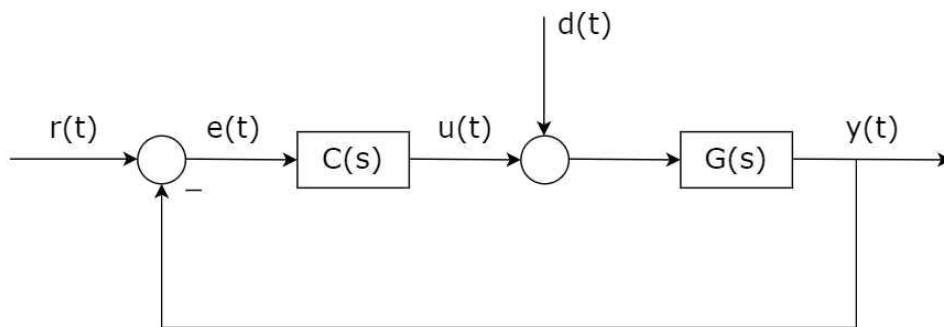
### 2.1 Controladores PID

Os controladores PID constituem o controle mais utilizado na indústria, sendo a maioria das malhas de realimentação controladas por esse algoritmo ou por variações dele (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). A valorização dos controladores PID está diretamente ligada ao seu histórico de sucesso, ampla disponibilidade, versatilidade e também a simplicidade de implementação em diversos sistemas. Esses fatores se inter-relacionam e sustentam o fato de que apesar do avanço dos controles digitais com controladores de ordens superiores, o PID ainda mantém sua posição de destaque e não foi substituído (JOHNSON; MORADI, 2005).

#### 2.1.1 Notação

Na Figura 1, é representado um diagrama de blocos para um sistema de realimentação. Sendo:  $r(t)$  a referência,  $e(t)$  o erro,  $u(t)$  a saída do controlador,  $G(s)$  a função de transferência do processo,  $C(s)$  do controlador,  $d(t)$  a perturbação de carga e  $y(t)$  a saída controlada.

Figura 1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle por realimentação.



Fonte: Autoria própria.

O controlador PID é descrito pela fórmula geral

$$u(t) = k_P e(t) + k_I \int_0^t e(\tau) d\tau + k_D \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

onde  $k_P$  é o ganho proporcional,  $k_I$  é o ganho integral e  $k_D$  o ganho derivativo.

Os controladores PID (Proporcional, Integral e Derivativo) são amplamente utilizados em sistemas de controle automático para ajustar o comportamento de um processo. Eles são projetados para minimizar o erro entre a saída desejada e a saída real do sistema, ajustando as entradas do sistema de maneira a atingir um desempenho ótimo.

Um controlador PID é composto por três termos principais que atuam em conjunto para fornecer uma resposta de controle idealmente satisfatória:

- Controle Proporcional (P): determina uma ação de controle proporcional ao sinal de erro:

$$u(t) = k_P e(t) \quad (2.2)$$

- Controle Integral (I): utilizado para eliminar o erro de estado estacionário acumulado ao longo do tempo:

$$u(t) = k_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

- Controle Derivativo (D): considera a taxa de mudança do erro, fornecendo uma previsão da tendência futura do erro:

$$u(t) = k_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.4)$$

Os termos apresentados podem ser combinados de forma que sejam arranjos como controladores do tipo P, PI, PD ou PID.

## 2.1.2 Estruturas do Controlador PID

A combinação dos três termos apresentados resulta na fórmula geral comumente encontrada em livros texto para o controlador PID da Equação 2.1.1.

No domínio de Laplace, tem-se a estrutura para o controlador PID ideal ou paralelo, também conhecida como forma desacoplada:

$$U(s) = k_P E(s) + \frac{k_I}{s} E(s) + k_D s E(s) \quad (2.5)$$

Para a obtenção da fórmula baseada em constantes de tempo, mais comumente utilizada nas representações industriais, o termo  $k_P$  é fatorado da Equação 2.5. Assim, são definidas as seguintes constantes de tempo:

$$\tau_I = \frac{k_P}{k_I} \quad \text{e} \quad \tau_D = \frac{k_D}{k_P},$$

A Equação 2.5 pode ser reescrita como

$$U(s) = k_P \left[ 1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right] E(s), \quad (2.6)$$

que é denominada de estrutura em constante de tempo ou estrutura ideal.

Diferentemente das anteriores, esta configuração do controlador PID é baseada em uma estrutura em série (em cascada; interativa) para combinar os termos proporcional, integral e derivativo. A função de transferência do controlador PID em série é dada por (JOHNSON; MORADI, 2005).

Assim, para a estrutura em série, tem-se:

$$U(s) = \left[ k_S \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \right] E(s) \quad (2.7)$$

E para obter os parâmetros de configuração da Equação 2.6 a partir dos parâmetros da estrutura PID em série, são utilizadas as seguintes fórmulas de tradução (JOHNSON; MORADI, 2005):

$$k_P = k_S \left( \frac{T_i + T_d}{T_i} \right), \quad \tau_I = T_i + T_d \quad \text{e} \quad \tau_D = \left( \frac{T_i T_d}{T_i + T_d} \right). \quad (2.8)$$

## 2.2 Identificação de Sistemas

A obtenção de modelos representativos para sistemas é fundamental em controle de processos, tendo em vista que muitas vezes os modelos matemáticos de processos industriais não são previamente conhecidos. Uma das abordagens de modelagem, portanto, é a identificação de funções de transferência ou modelos de espaço de estados que representem comportamentos dinâmicos com base em dados experimentais.

Um dos modelos mais utilizados é o modelo de Primeira Ordem com Atraso (FOPTD, do inglês *First Order Plus Time Delay*), que é amplamente empregado devido à sua simplicidade e capacidade de representar muitos processos industriais. A identificação desse tipo de processo pode ser tanto empírica, baseada em observação, como o método de Ziegler-Nichols para a curva de reação, quanto mais rigorosamente matemáticos, como a obtenção de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados.

Nesta seção, é abordado um algoritmo para a determinação dos parâmetros de um sistema FOPTD, utilizando o método de regressão linear dos mínimos quadrados. A partir deste procedimento, é possível realizar a identificação do sistema com base em dados experimentais da resposta ao degrau, assim como proporcionar uma representação precisa de processos dinâmicos. A modelagem descrita a seguir é baseada no algoritmo apresentados por Coelho e Barros (2003) para a obtenção do modelo FOPTD.

### 2.2.1 Sistema de Primeira Ordem com Atraso (FOPTD)

O modelo FOPTD é descrito pela seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{(Ts + 1)} e^{-Ls}, \quad (2.9)$$

onde  $K$  é o ganho estático,  $T$  é a constante de tempo e  $L$  é o atraso de transporte.

Para a obtenção dos parâmetros  $K$ ,  $T$  e  $L$  do modelo, é adotado o procedimento baseado em [Coelho e Barros \(2003\)](#), considerando que quando um degrau de amplitude  $h$  é aplicado ao sistema da Equação 2.9, a resposta do sistema no domínio do tempo  $y(t)$ , para  $t \geq L$ , será dada por

$$y(t) = hK \left(1 - e^{-\frac{t-L}{T}}\right) + \omega(t), \quad (2.10)$$

onde  $\omega(t)$  representa o ruído branco na medição.

Isolando o termo exponencial, tem-se que

$$e^{-\frac{t-L}{T}} = 1 - \frac{y(t)}{hK} + \frac{\omega(t)}{hK}. \quad (2.11)$$

Em seguida, realiza-se a integração de  $y(t)$  no intervalo de  $t = 0$  até  $t = \tau$ , em que  $\tau \geq L$ .

$$\int_0^\tau y(t) dt = hK \left(\tau + T e^{-\frac{\tau-L}{T}}\right) \Big|_{t=L}^{t=\tau} + \int_0^\tau \omega(t) dt. \quad (2.12)$$

Rearranjando os termos da Equação 2.12 a partir da substituição do termo exponencial explicitado na Equação 2.11, obtém-se

$$\int_0^\tau y(t) dt = hK \left(\tau - L - T \frac{y(\tau)}{hK}\right) + [T\omega(t)] \Big|_{t=L}^{t=\tau} + \int_0^\tau \omega(t) dt. \quad (2.13)$$

Por meio da definição dos termos  $A(\tau)$

$$A(\tau) = \int_0^\tau y(t) dt, \quad (2.14)$$

e  $\delta(\tau)$ , que representa o ruído

$$\delta(\tau) = [T\omega(t)] \Big|_{t=L}^{t=\tau} + \int_0^\tau \omega(t) dt. \quad (2.15)$$

A integral da resposta do sistema é reescrita como a Equação 2.16

$$A(\tau) = hK \left[\tau - L - T \frac{y(\tau)}{hK}\right] + \delta(\tau) = \phi^T(\tau)\theta + \delta(\tau), \quad (2.16)$$

sendo  $\phi(\tau)$  e  $\theta$  dados como

$$\phi(\tau) = \begin{bmatrix} h\tau & -h & -y(\tau) \end{bmatrix}^T e \quad (2.17)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} K & KL & T \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

## 2.2.2 Estimação dos Parâmetros pelo Método dos Mínimos Quadrados

Assumindo a realização de medições da entrada para a saída do sistema da Equação 2.9, considerando um conjunto de  $N$  amostras, é formada a matriz de dados

$$Z(N) = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(N-1) & y(N) \\ u(1) & u(2) & \cdots & u(N-1) & u(N) \end{bmatrix}^T. \quad (2.19)$$

onde  $y(i)$  e  $u(i)$ , para  $i = 1, \dots, N$  são os valores das saídas e entradas do sistema nos instantes de amostragem  $i$ , respectivamente.

Para o cálculo dos parâmetros  $K$ ,  $T$  e  $L$  do modelo desejado, é utilizada uma função de custo. O procedimento consiste em minimizar o quadrado do erro de predição  $\epsilon(t, \theta)$ . Esse erro é calculado com base na diferença entre a resposta predita pelo modelo e a resposta observada do sistema, sendo sua medida quantitativa dada por uma função de custo.

Nesse sentido, adotando-se o método dos mínimos quadrados, define-se a função de custo por:

$$J_N(\theta, Z(N)) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [A(\tau) - \phi^T(\tau)\theta]^2, \quad (2.20)$$

onde  $\phi(\tau)$  é o vetor de variáveis independentes e  $\theta$  é o vetor de parâmetros a serem estimados.

Dessa forma, por meio da minimização da função de custo da Equação 2.20, é possível obter os parâmetros  $\hat{\theta}_{MQ}(N)$  que se ajustam mais adequadamente ao comportamento do sistema:

$$\hat{\theta}_{MQ}(N) = \arg \min_{\theta} J_N(\theta, Z(N)). \quad (2.21)$$

Como a Equação 2.20 é quadrática em  $\theta$ , este valor mínimo para  $\hat{\theta}_{MQ}(N)$  é calculado a partir das derivadas parciais. Assim, derivando a equação 2.20 em relação a  $\theta$  e igualando o resultado a zero, fornece

$$\sum_{\tau=1}^N \phi(\tau)A(\tau) = \sum_{\tau=1}^N \phi(\tau)\phi^T(\tau)\theta \quad (2.22)$$

Portanto, definindo

$$R_{n \times n} = \sum_{\tau=1}^N \phi(\tau)\phi^T(\tau), \quad (2.23)$$

$$f_{n \times 1} = \sum_{\tau=1}^N \phi(\tau)A(\tau), \quad (2.24)$$

e assumindo que a matriz inversa de  $R$  existe, obtém-se uma estimativa para  $\theta$  dada por

$$\hat{\theta}_{MQ}(N) = R^{-1}f. \quad (2.25)$$

Além disso, é necessário realizar a estimativa inicial do parâmetro  $L$ , em que inicialmente assume-se que o atraso de transporte é equivalente a um instante de amostragem. Este parâmetro deve então ser recalculado a partir de

$$\frac{\theta(2)}{\theta(1)} = \frac{KL_{\text{estimado}}}{K} = L_{\text{estimado}}. \quad (2.26)$$

cujo valor de  $L_{\text{estimado}}$  será o representado no modelo do processo. Dessa forma, todos os parâmetros  $K$ ,  $T$  e  $L$  podem ser obtidos.

## 2.3 Sintonia de Controladores

O ajuste dos parâmetros do controlador consiste em seu processo de sintonia. Nessa etapa do projeto e da operação de sistemas de controle, visa-se otimizar a resposta do sistema, de forma a certificar-se que ele funcione de maneira eficiente e estável.

Embora o controlador PID tenha apenas três parâmetros, encontrar os respectivos valores adequados não é uma tarefa simples. Para isso, existe uma gama de procedimentos sistemáticos. A prática mostra que muitos controladores PID em plantas industriais são mal sintonizados, o que pode levar a um fraco desempenho do sistema (SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012).

Nesta seção, serão apresentadas diferentes técnicas de sintonia de controladores PID.

### 2.3.1 Método de Ziegler-Nichols Baseado em Oscilações

O método heurístico de Ziegler-Nichols (Z-N) baseado em oscilações é uma das técnicas mais conhecidas e amplamente utilizadas para sintonia de controladores PID. Publicado em 1942, o procedimento de Ziegler e Nichols (1942) consiste na provocação de oscilações sustentadas no sistema.

Dessa forma, no método de sintonia por oscilação contínua Z-N, tem-se como objetivo determinar experimentalmente o limite de estabilidade em malha fechada, considerando apenas o controle proporcional. Para tanto, considerando que o sistema encontra-se em estado estacionário, é introduzida uma ação de controle proporcional, de tal modo que sejam eliminados os termos integral e derivativo do controlador.

Em seguida, deve ser aplicada uma alteração no sinal de referência e aumentado o ganho proporcional até que ocorram oscilações sustentadas, ou seja, de amplitude constante.

O valor do ganho que causa essa oscilação contínua é o ganho crítico (do inglês *ultimate gain*),  $K_{cu}$ . O período da oscilação é o período crítico (do inglês *ultimate period*),  $P_u$ .

Com a determinação dos parâmetros  $K_{cu}$  e  $P_u$ , as configurações do controlador podem ser calculadas a partir das relações de sintonia baseadas em uma razão de decaimento de 1/4 conforme a Tabela 1, sendo recomendada a estrutura do controlador da Equação 2.6.

Tabela 1 – Configurações do Controlador Baseadas no Método de Oscilação Contínua de Ziegler e Nichols (1942)

Controlador	$k_P$	$\tau_I$	$\tau_D$
P	$0,5K_{cu}$	—	—
PI	$0,45K_{cu}$	$P_u/1,2$	—
PID	$0,6K_{cu}$	$P_u/2$	$P_u/8$

Fonte: Autoria própria.

O método de oscilação contínua possui duas grandes desvantagens (SEBORG et al., 2016):

1. A determinação empírica de  $K_{cu}$  e  $P_u$  pode ser bastante lenta.
2. As oscilações contínuas podem ser indesejáveis, já que o processo é levado ao limite de estabilidade. Consequentemente, a ocorrência de perturbações durante o teste pode resultar em operação instável ou em uma situação perigosa.

Apesar de suas limitações, esta técnica é considerada como uma referência em comparações de métodos de sintonia e estratégias de controle há décadas, assim como tem sido amplamente utilizada na indústria devido a sua simplicidade e eficácia.

### 2.3.2 Método de Tyreus-Luyben

Baseado no procedimento da técnica de Ziegler-Nichols baseado em oscilações contínuas, o método de Tyreus-Luyben foi desenvolvido para fornecer uma abordagem mais conservadora para a sintonia de controladores PI.

As configurações propostas em Tyreus e Luyben (1992) visam reduzir a oscilação e o sobressinal indesejados, proporcionando um controle mais estável e uma configuração menos agressiva.

Sendo assim, as regras de sintonia para controladores PI de acordo com Tyreus e Luyben são dadas por:

$$k_P = 0,313 \cdot K_u \quad (2.27)$$

$$T_i = 2,2 \cdot P_u \quad (2.28)$$

### 2.3.3 Método de Cohen-Coon

O método de Cohen-Coon é outra técnica clássica para sintonia de controladores PID, sendo baseado na resposta em degrau do sistema e especialmente eficaz para processos que podem ser modelados como sistemas de primeira ordem com atraso, conforme Equação 2.9.

O procedimento consiste na identificação do sistema FOPTD, que, originalmente, foi modelado experimentalmente a partir da curva de reação do processo descrita em Ziegler e Nichols (1942). Com base nos parâmetros  $L$ ,  $K$  e  $T$  identificados, utiliza-se as fórmulas apresentadas na Tabela 2 para determinar os parâmetros dos controladores.

Tabela 2 – Parâmetros dos controladores de acordo com o método de Cohen-Coon

Controlador	$k_P$	$\tau_I$	$\tau_D$
<b>P</b>	$\frac{1}{KL} \left(1 + \frac{L}{3T}\right)$	-	-
<b>PI</b>	$\frac{T}{KL} \left(0,9 + \frac{L}{12T}\right)$	$L \left(\frac{30T+3L}{9T+20L}\right)$	-
<b>PID</b>	$\frac{T}{KL} \left(\frac{4}{3} + \frac{L}{4T}\right)$	$L \left(\frac{32T+6L}{13T+8L}\right)$	$\frac{4LT}{11T+2L}$

Fonte: Autoria própria.

A partir do método de Cohen-Coon, é possível obter uma boa base inicial para a sintonia de controladores PID e tende a ser mais robusto para processos com atraso ( $L$ ) significativo.

### 2.3.4 Método SIMC

Baseado no Modelo de Controle Interno (IMC, do inglês *Internal Model Control*) de Rivera, Morari e Skogestad (1986), a técnica SIMC (do inglês *Simple Internal Model Control*) desenvolvida por Skogestad (2003) requer que o processo do sistema seja aproximado para um modelo de primeira ou segunda ordem com atraso. Neste trabalho, será abordado o cenário de aproximação do sistema em FOPDT.

A sintonia SIMC possuía como objetivo principal o desenvolvimento de regras de sintonia bem fundamentadas e preferencialmente baseadas em modelos e derivadas analiticamente. Além disso, elas deveriam ser simples e funcionar bem em uma ampla gama de processos (SKOGESTAD, 2003).

Considerando um processo de primeira ordem com atraso, é proposto um método para uma fórmula de controlador PI de estrutura em série que é ajustada para obter um bom equilíbrio entre velocidade de resposta e robustez. As regras de sintonia SIMC são dadas por:

$$k_P = \frac{1}{K} \frac{\tau_1}{\tau_c + \theta} \quad (2.29)$$



$$T_i = \min(\tau_1, 4(\tau_c + \theta)) \quad (2.30)$$

onde:

- $K$  é o ganho do processo.
- $\tau_1$  é a constante de tempo do processo ( $T$ , na Equação 2.9).
- $\tau_c$  é a constante de tempo de malha fechada desejada.
- $\theta$  é o atraso do processo ( $L$ , na Equação 2.9).

O parâmetro de sintonia  $\tau_c$  apresenta influência sobre a resposta do sistema. É necessário que  $-\theta < \tau_c < \infty$  para que o ganho do controlador seja positivo e não nulo. Pequenos valor de  $\tau_c$  favorece uma resposta rápida e boa rejeição a perturbação, enquanto que valores elevados favorecem a estabilidade e robustez. Uma boa escolha para  $\tau_c$  é igual ao tempo de atraso do processo ( $\theta$ ), o que resulta em uma resposta razoavelmente rápida com uso moderado de entrada e boas margens de robustez (SKOGESTAD, 2003):

$$\tau_c = \theta. \quad (2.31)$$

### 2.3.5 Método PI Aprimorado Baseado no IMC

O método IMC (*Internal Model Control*) é uma abordagem de sintonia de controladores baseada na utilização de um modelo interno do processo para melhorar a precisão e a robustez do controle. Neste método, são propostas regras de sintonia para controladores PI e PID, com o objetivo de fornecer um bom equilíbrio entre a velocidade de resposta e a estabilidade (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986).

Para um processo de primeira ordem com atraso, o método IMC oferece regras de sintonia aprimoradas para controladores PI, dadas por:

$$k_P = \frac{1}{K} \cdot \frac{2\tau_1 + \theta}{2\epsilon} \quad (2.32)$$

$$T_i = \tau_1 + \frac{\theta}{2} \quad (2.33)$$

onde  $\tau_1$  representa a constante de tempo  $T$  do processo,  $\theta$  o atraso  $L$ , e, para respostas rápidas,  $\epsilon = 1,7$  (SKOGESTAD, 2003). Assim,

$$k_P = \frac{0,588}{K} \cdot \frac{\tau_1 + \frac{\theta}{2}}{\theta} \quad (2.34)$$

### 2.3.6 Método AMIGO

Em contraste com as técnicas que se concentram exclusivamente no desempenho, o método AMIGO incorpora restrições de robustez diretamente no processo de sintonia, oferecendo um equilíbrio entre desempenho e estabilidade.

As regras de sintonia do AMIGO desenvolvidas por [Åström e Hägglund \(2004\)](#) se baseiam na seguinte forma PID expandida:

$$u(t) = k_P [r(t) - y(t)] + k_I \int_0^t [r(\tau) - y(\tau)] d\tau + k_D \left( -\frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (2.35)$$

onde  $r(t)$  é o valor do sinal de referência e  $y(t)$  é a variável controlada.

Os parâmetros AMIGO são calculados para maximizar o ganho integral, dado por:

$$k_I = \frac{k_P}{\tau_I}, \quad (2.36)$$

respeitando uma restrição de robustez baseada em uma métrica no domínio de frequência,  $M_s$ , que é o valor máximo da função de sensibilidade ([SEBORG et al., 2016](#)).

As configurações de sintonia para controladores PI de acordo com o método AMIGO para o modelo FOPTD, como da Equação 2.9, são dadas por:

$$k_P = \frac{0,15}{K} + \left( 0,35 - \frac{LT}{(L+T)^2} \right) \frac{T}{KL}, \quad (2.37)$$

$$\tau_I = 0,35L + \frac{13LT^2}{T^2 + 12LT + 7L^2}, \quad (2.38)$$

Diferentemente dos métodos baseados em IMC apresentados anteriormente, o método AMIGO não requer um parâmetro de projeto específico como  $\tau_c$ .

## 2.4 Critérios de Avaliação

### 2.4.1 Robustez

O critério para a robustez é quantificada aqui pelo valor máximo da função de sensibilidade dependente da frequência. Sendo a função sensibilidade definida como

$$S(j\omega) = \frac{1}{1 + G(j\omega)C(j\omega)}, \quad (2.39)$$

e

$$M_s = \max_{\omega} |S(j\omega)|, \quad (2.40)$$

onde  $G$  representa a função de transferência de uma planta e  $C$  a do controlador.

A menor distância da função ganho de malha ao ponto crítico  $-1$  no gráfico de Nyquist é fornecida por  $1/M_s$  (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). Portanto, um valor menor de  $M_s$  indica melhor robustez do sistema (SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012).

### 2.4.2 Desempenho

Uma rápida velocidade de resposta do sistema e uma boa rejeição a perturbações pode ser quantificada pela minimização da magnitude do erro com relação ao sinal de referência (SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012). Dessa forma, é considerada a métrica da integral do erro absoluto (IAE, do inglês *integrated absolute error*), calculada como:

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt = \int_0^{\infty} |y(t) - r(t)| dt. \quad (2.41)$$

O IAE é utilizado como métrica de comparação de desempenho em diferentes controladores, representando o acúmulo da diferença absoluta entre a saída real do sistema e a referência ao longo do tempo. Um menor valor de IAE implica em um melhor rastreamento de referência e rejeição a perturbações.

## 3 Desenvolvimento

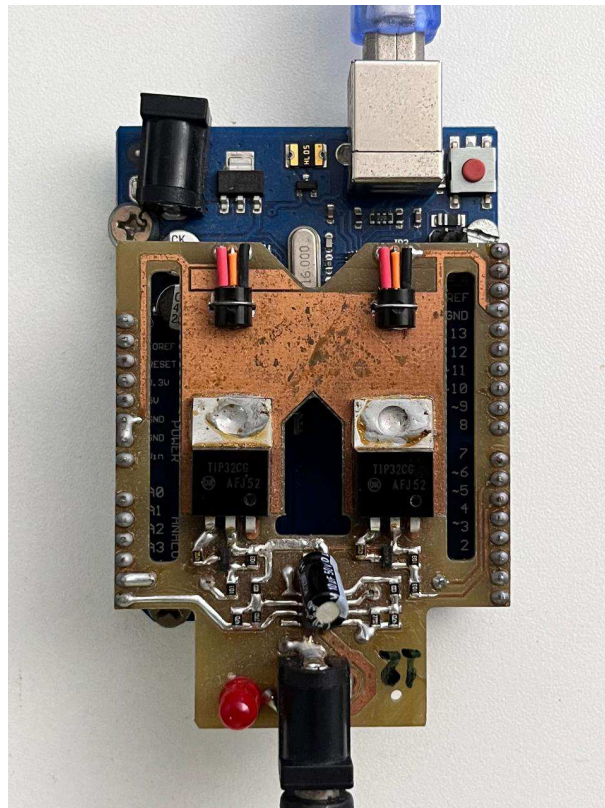
Para implementação das técnicas revisadas no Capítulo 2, foi utilizado um módulo didático de temperatura disponibilizado pelo LIEC (Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle). Neste capítulo, são apresentadas as etapas do experimento realizado no sistema em questão.

### 3.1 Sistema de Temperatura

#### 3.1.1 Descrição do Processo

O módulo utilizado constitui um sistema térmico multivariável baseado em dissipação de calor causada por semicondutores, sendo o sistema composto por dois transistores de efeito de campo (MOSFET, do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e dois sensores de temperatura LM35 fixados em uma placa de circuito impresso (PCI), conforme ilustrado na Figura 2.

Figura 2 – Módulo da placa térmica.

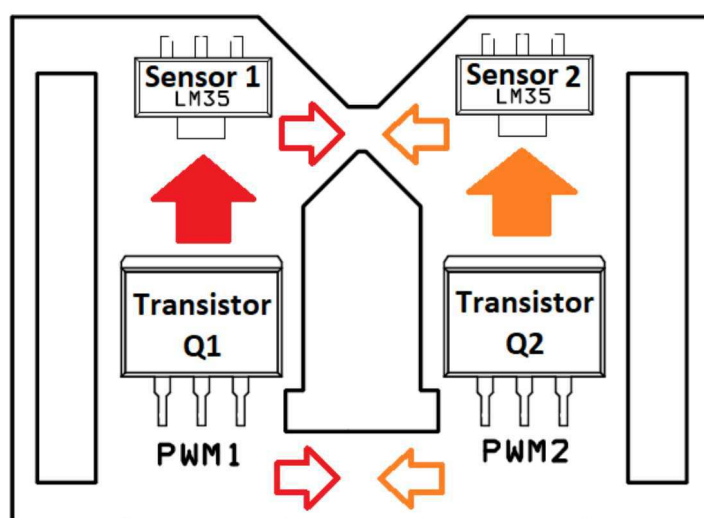


Fonte: Autoria própria.

Os MOSFETs são responsáveis por dissipar energia na forma de calor quando excitados com um sinais de entrada modulados em largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). O calor é, portanto, propagado pelos materiais condutores de calor da PCI, a qual é composta por uma fina lâmina de cobre sobre um material de fibra de vidro, até que atinja os sensores de temperatura.

Os dispositivos LM35 são posicionados de forma alinhada com os transmissores, conforme na Figura 5. Os sensores fornecem dados sobre a variação de temperatura, permitindo a análise da resposta térmica do sistema. Embora a maior parte da detecção do calor dissipado por cada transistor seja realizada pelo sensor alinhado, o sensor adjacente também percebe alterações no sistema, dada a pequena escala do módulo.

Figura 3 – Esquema do arranjo dos dispositivos no módulo de temperatura.



Fonte: Lima, Barros e Júnior (2020).

Dessa forma, a placa térmica é configurada como um sistema multivariável de duas entradas e duas saídas (TITO, do inglês *Two-Input Two-Output*). Os sinais de entrada do sistema são os sinais PWM aplicados aos MOSFETs, enquanto as saídas do sistema são as temperaturas medidas pelos sensores LM35. Estes sinais representam, respectivamente, as variáveis manipuladas (MV) e as variáveis de processo (PV) do sistema.

### 3.1.2 Aquisição de Dados

O MATLAB é uma plataforma desenvolvida pela MathWorks, empresa de *software* fundada em 1984. O *software* inclui um ambiente de desenvolvimento integrado e a linguagem de *script*, baseada em matrizes, o que facilita a expressão e a manipulação da matemática computacional. O MATLAB é amplamente utilizado para análise de dados, desenvolvimento e simulação de sistemas e controle, em tempo real. Além disso, o *software*

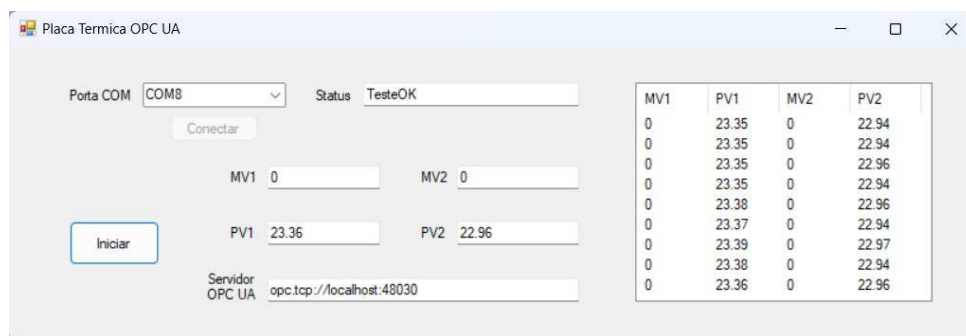
conta com uma extensa biblioteca de funções e ferramentas específicas para diversas aplicações, como processamento de sinais e aprendizado de máquina.

A plataforma também inclui o Simulink, um ambiente de modelagem e simulação baseado em blocos gráficos que é amplamente utilizado para projetar, simular e analisar sistemas dinâmicos. Nele, é possível a criação de modelos de sistemas complexos através da interligação de blocos que representam diferentes componentes e funcionalidades. Essa abordagem gráfica facilita a construção de modelos, a análise de comportamento e a realização de simulações.

O MATLAB ainda é complementado por aplicativos adicionais e expandem suas funcionalidades. Cada aplicativo é projetado para atender a necessidades específicas e fornecer funcionalidades adicionais, como algoritmos especializados, interfaces gráficas e suporte a protocolos específicos.

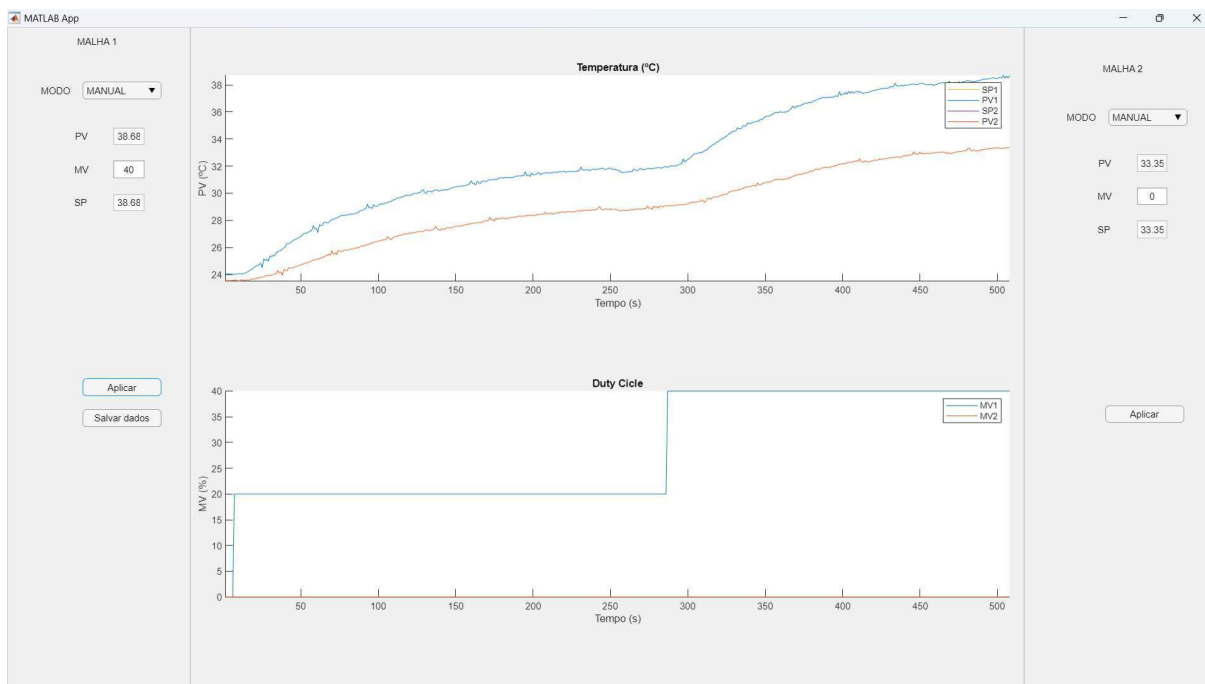
Assim, para a realização dos experimentos, o módulo é conectado a um microcontrolador Arduino Uno, cuja função é controlar os sinais PWM e ler os dados de temperatura dos sensores. A aquisição dos dados da placa térmica é feita por meio de um aplicativo, disponibilizado pelo LIEC, de interface desenvolvida a partir do kit de ferramentas do *software* MATLAB, comunica-se com o sistema através de um servidor OPC UA (do inglês *Open Platform Communications Unified Architecture*). Assim, é estabelecida uma plataforma de comunicação com padrão industrial que permite a troca de informações de forma segura e confiável entre o dispositivo e o sistema, incluindo a leitura e escrita de dados.

Figura 4 – Interface do aplicativo da Placa Térmica OPC UA.



Fonte: Autoria própria.

Figura 5 – Interface do aplicativo da Placa Térmica no MATLAB.



Fonte: Autoria própria.

### 3.1.3 Identificação do Sistema

Foi considerado que a dinâmica do processo de aquecimento difere-se do resfriamento, uma vez que a subida na resposta é gerada por uma fonte que ativamente excita o dispositivo e leva à condução de calor na placa, enquanto que o decaimento da temperatura lida na saída ocorre devido à dissipação de calor por convecção (LIMA; BARROS; JÚNIOR, 2020).

Assim, o procedimento para a identificação do sistema consistiu na realização do teste do degrau para cada malha do sistema. De maneira isolada, para cada uma das entradas, na interface do aplicativo, foi inicialmente aplicado um valor correspondente a 20% da variável manipulada, de forma a definir o ponto de operação (PO).

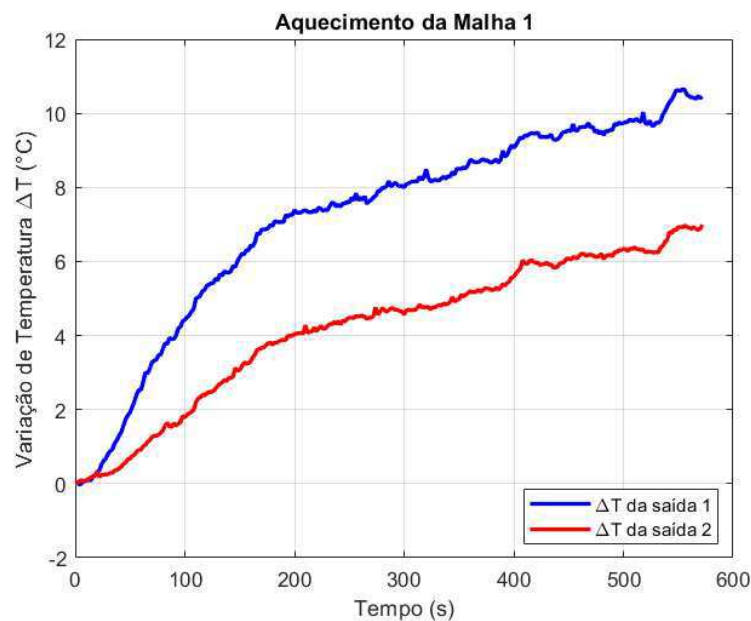
Conforme os valores das temperaturas lidas pelos sensores deixam de crescer e passam a apresentar um comportamento estável, aplicou-se o valor de 40% da MV, correspondendo a um degrau de amplitude igual a 20. Novamente, à medida que o sistema visualmente aparentou atingir o estado estacionário, foi possível obter os dados necessários para a formulação de um modelo para o processo de aquecimento do sistema. Em seguida, o valor da MV foi retornado ao ponto de operação de 20%, configurando um degrau de mesma amplitude, porém negativo. Mediante o reestabelecimento do sistema, também foram adquiridos os dados necessários para a formulação do modelo de resfriamento do

sistema.

Repetindo as etapas para cada uma das entradas, ao salvar os dados, é gerado um arquivo .mat que inclui os dados de MV, PV e SP (do inglês *setpoint*), cujos valores de interesse são aqueles compreendidos entre a estabilização em torno do ponto de operação e a aplicação dos degraus. Além disso, a partir da subtração do valor do degrau de amplitude 20 utilizado para levar o sistema ao PO, os valores de PV lidos foram normalizados em relação à variação de temperatura, de modo a permitir que o estado inicial pudesse ser tratado como um valor nulo.

Nesse sentido, tornou-se possível a representação do sistema em função da relação de aquecimento de cada entrada para ambas as saídas, com base na resposta dos sensores LM35 aos degraus aplicados em cada uma das entradas. Os dados coletados para cada uma das entradas estão representados nas Figuras 6-9.

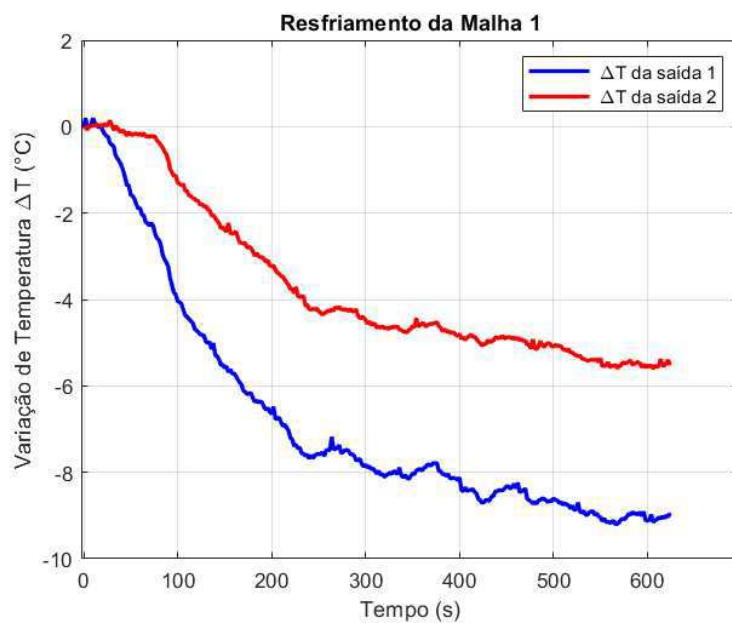
Figura 6 – Experimento em malha aberta de aquecimento com variação na entrada 1



Fonte: Autoria própria.

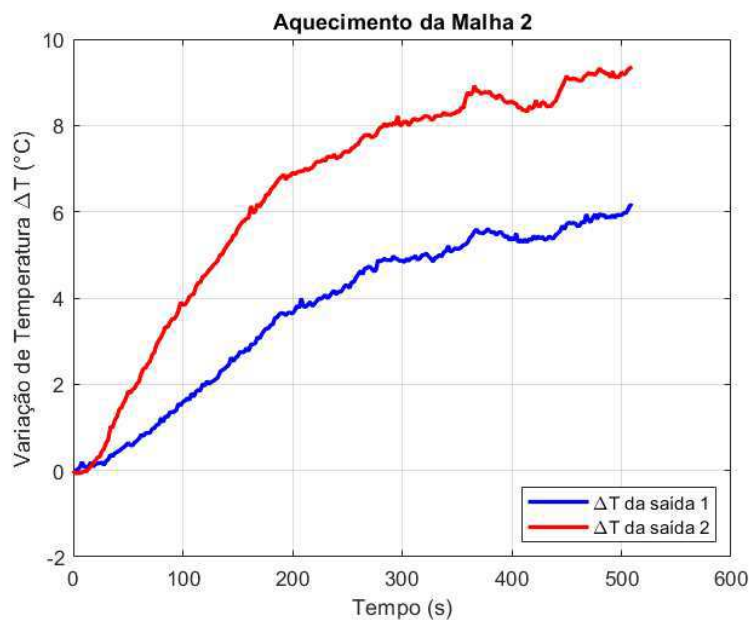


Figura 7 – Experimento em malha aberta de resfriamento com variação na entrada 1



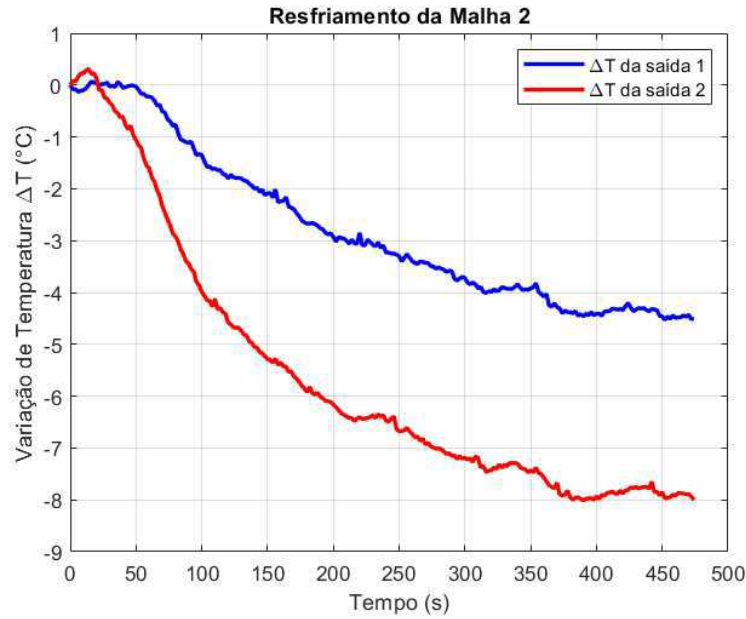
Fonte: Autoria própria.

Figura 8 – Experimento em malha aberta de aquecimento com variação na entrada



Fonte: Autoria própria.

Figura 9 – Experimento em malha aberta de resfriamento com variação na entrada 2



Fonte: Autoria própria.

Além da relação direta do atuador e sensor de cada malha, considerando a influência indireta de uma malha em sua adjacente, poderiam ser derivados quatro modelos de função de transferência para o sistema, ou seja, duas matrizes de transferência  $2 \times 2$ . Para o estudo das técnicas de sintonia de controladores, foram consideradas apenas as influências diretas em cada uma das malhas, isto é, as relações de Entrada 1 - Saída 1 e Entrada 2 - Saída 2.

Dessa forma, foram obtidas quatro funções de transferência da dinâmica do sistema, a partir da aplicação dos dados normalizados ao algoritmo baseado em mínimos quadrados utilizado para a aproximação de modelo FOPTD, conforme apresentado na Seção 2.2. Para a Malha 1, foram identificadas as seguintes representações para o processo de aquecimento e de resfriamento:

$$G_{11,\text{Aquecimento}} = \frac{0,4990}{152,72s + 1} \cdot e^{-14,80s} \quad (3.1)$$

$$G_{11,\text{Resfriamento}} = \frac{0,4495}{136,55s + 1} \cdot e^{-23,71s} \quad (3.2)$$

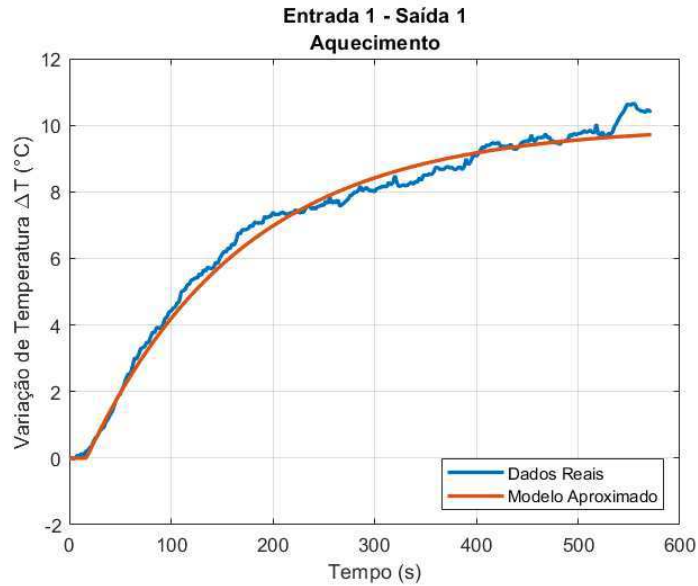
Enquanto que para a Malha 2, foi identificado:

$$G_{22,\text{Aquecimento}} = \frac{0,4718}{148,46s + 1} e^{-19,88s} \quad (3.3)$$

$$G_{22, \text{Resfriamento}} = \frac{0,4087}{128,39s + 1} e^{-24,96s} \quad (3.4)$$

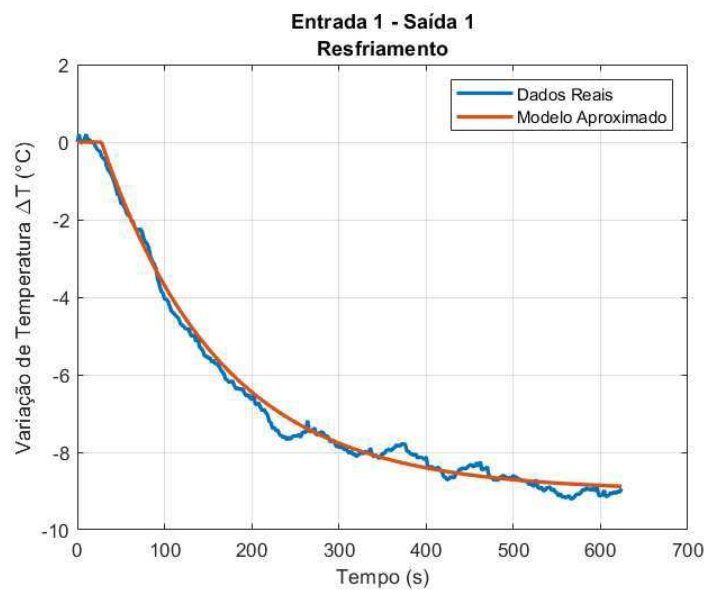
Comparando a resposta ao degrau dos modelos aproximados com a dos dados coletados, foram obtidos os gráficos apresentados nas Figuras 10-13, constatando que os modelos identificados exibem comportamento similar ao real.

Figura 10 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 1: Aquecimento



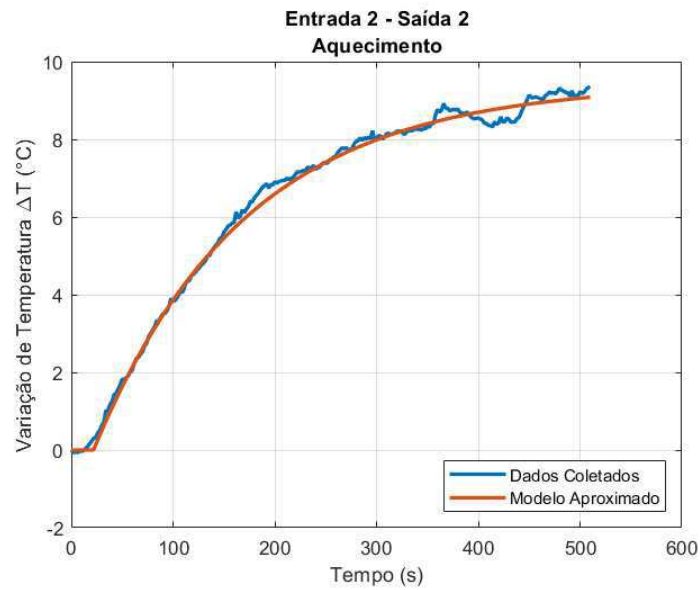
Fonte: Autoria própria.

Figura 11 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 1: Resfriamento



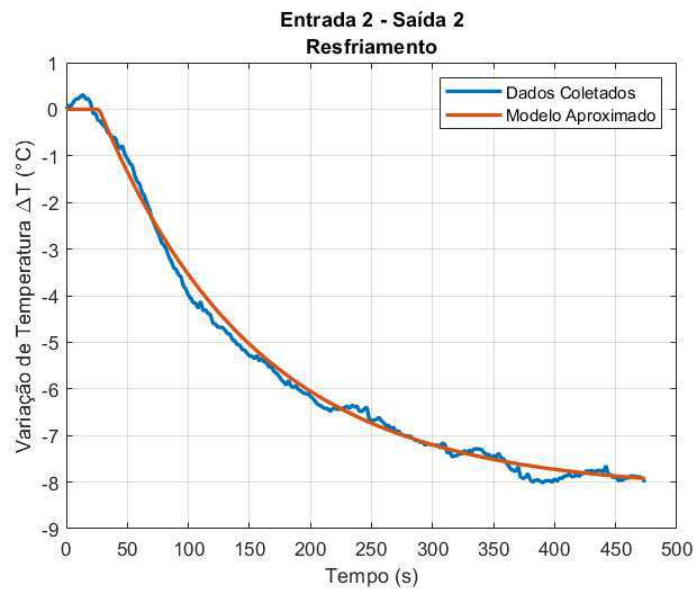
Fonte: Autoria própria.

Figura 12 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 2: Aquecimento



Fonte: Autoria própria.

Figura 13 – Comparação da Resposta ao Degrau - Entrada 2: Resfriamento



Fonte: Autoria própria.

Ainda, para obtenção de uma função de transferência que represente o processo em cada malha, foi feita uma média aritmética entre os parâmetros FOPTD  $K$ ,  $T$  e  $L$  resultantes para as respostas de aquecimento e de resfriamento de temperatura. Nas tabelas 3 e 4, são exibidos os valores obtidos para os modelos identificados de ambas as malhas.

Tabela 3 – Parâmetros FOPTD para o modelo da Malha 1.

Modelo	$K$	$T$	$L$
$G_{11,Aquecimento}$	0,4990	152,72	14,80
$G_{11,Resfriamento}$	0,4495	136,55	23,71
$G_{11,M\u00e9dio}$	0,4743	144,63	19,26

Fonte: Autoria pr\u00f3pria.

Tabela 4 – Par\u00e2metros FOPTD para o modelo da Malha 2.

Modelo	$K$	$T$	$L$
$G_{22,Aquecimento}$	0,4718	148,46	19,88
$G_{22,Resfriamento}$	0,4087	128,39	24,96
$G_{22,M\u00e9dio}$	0,4402	138,42	22,42

Fonte: Autoria pr\u00f3pria.

A partir dos par\u00e2metros m\u00e9dios calculados, s\u00e3o, portanto, obtidos os processos para as rela\u00e7\u00f5es diretas de sa\u00edda e entrada do sistema. O modelo identificado para a Malha 1 do sistema foi

$$G_1 = \frac{0,4743}{144,63s + 1} e^{-19,26s}, \quad (3.5)$$

enquanto que, para a Malha 2, obteve-se:

$$G_2 = \frac{0,4402}{138,42 + 1} e^{-22,42s} \quad (3.6)$$

## 4 Resultados Obtidos

### 4.1 Aplicação de Técnicas de Sintonia

A partir dos modelos  $G_1(s)$  e  $G_2$  explicitados nas Equações 3.5 e 3.6, foram projetados controladores PI baseados nos métodos de sintonia descritos na Seção 2.3 deste documento. Além disso, para avaliação dos controladores, foram realizadas simulações no ambiente Simulink. Em cada uma das técnicas de sintonia, foi aplicada mudança de referência em  $t = 0s$  na forma de degrau unitário, seguida por uma perturbação de carga, também de um degrau unitário, em  $t = 600s$ . Essas condições permitem que a resposta do sistema seja analisada tanto em função do rastreamento de referência quanto da rejeição de perturbações, aspectos fundamentais para o desempenho de controladores em ambientes industriais.

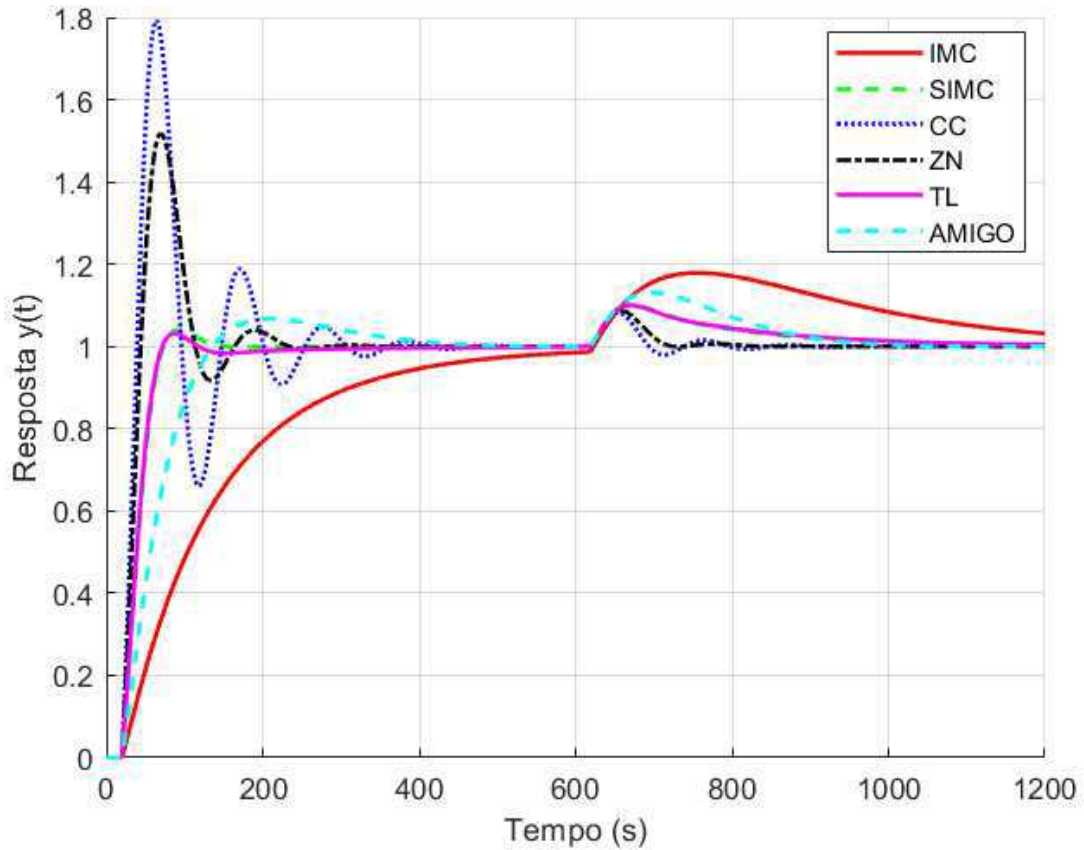
Com isso, foram calculadas as métricas relacionadas à robustez dos sinais ( $M_s$ ) e ao desempenho da resposta dos sistemas (IAE), sendo o segundo realizado tanto para alteração de referência quanto para a perturbação. As curvas obtidas para cada um dos processos são apresentadas nas Figuras 14 e 15, e as respectivas tabelas contendo os termos de ganho do controlador, de constante de tempo integral, e métricas. Ainda, o cálculo do IAE foi normalizado em relação ao atraso do processo em análise.

As métricas de robustez e de desempenho, calculadas a partir do valor máximo da função de sensibilidade e da integral do erro absoluto, foram determinadas para cada cenário de referência e perturbação. O cálculo do IAE foi normalizado em relação ao atraso do processo, buscando uma comparação mais equivalente entre as diferentes técnicas de sintonia.

As respostas dinâmicas dos sistemas para ambos os processos são apresentadas nas Figuras 14 e 15. Nessas figuras são ilustrados como cada técnica de sintonia influencia o comportamento do sistema, destacando aspectos como velocidade de resposta e rejeição a perturbações. Nas tabelas subsequentes são apresentados os parâmetros dos controladores, incluindo o ganho proporcional e a constante de tempo integral, além das métricas  $M_s$  e IAE.

### 4.1.1 Processo 1

Figura 14 – Respostas do sistema em malha fechada: processo  $G_1(s)$



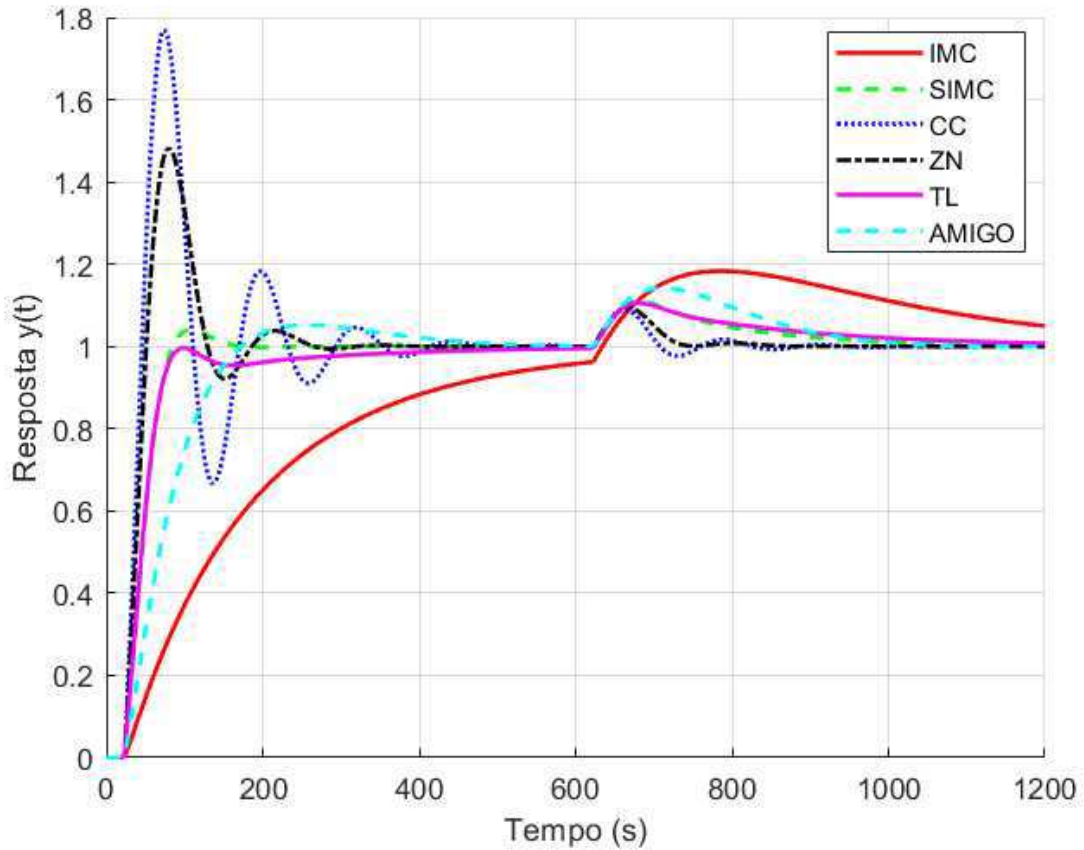
Fonte: Autoria própria.

Tabela 5 – Parâmetros e métricas para técnicas de sintonia no modelo do processo  $G_1(s)$ .

Método	$k_P$	$\tau_i$	$M_s$	Referência IAE(y) $\theta$	Perturbação de Carga IAE(y) $\theta$
SIMC ( $\tau_c = \theta$ )	7,92	144,63	1,59	2,22	0,93
Cohen-Coon	14,43	50,20	3,89	4,26	0,27
Ziegler-Nichols	11,81	61,06	2,52	3,03	0,27
Tyreus-Luyben	8,22	161,21	1,61	2,29	0,98
AMIGO	4,22	98,72	1,30	3,85	1,22
IMC ( $\epsilon = 1,7$ )	2,23	154,26	1,13	7,48	3,18

Fonte: Autoria própria.

## 4.1.2 Processo 2

Figura 15 – Respostas do sistema em malha fechada: processo  $G_2(s)$ .

Fonte: Autoria própria.

Tabela 6 – Parâmetros e métricas para técnicas de sintonia no modelo do processo  $G_2(s)$ .

Método	$k_P$	$\tau_i$	$M_s$	Referência IAE(y) $\theta$	Perturbação de Carga IAE(y) $\theta$
SIMC ( $\tau_c = \theta$ )	7,01	138,42	1,59	2,21	0,86
Cohen-Coon	12,81	55,84	3,83	4,14	0,30
Ziegler-Nichols	10,58	70,40	2,48	2,89	0,30
Tyreus-Luyben	7,36	185,86	1,60	2,56	1,02
AMIGO	3,57	101,05	1,28	3,83	1,27
IMC ( $\epsilon = 1,7$ )	1,73	149,63	1,11	8,43	3,09

Fonte: Autoria própria.



## 4.2 Análise dos resultados

### 4.2.1 Desempenho

Embora as curvas e os valores obtidos apresentem pequenas variações, a dinâmica semelhante dos processos  $G_1(s)$  e  $G_2(s)$  resultou em comportamentos comparáveis entre as diferentes técnicas de sintonia aplicadas. Nesse sentido, observa-se que esses métodos se diferenciam significativamente em termos de desempenho.

As respostas ao degrau obtidas com os sistemas em malha fechada utilizando os controladores obtidos com os métodos Cohen-Coon e Ziegler-Nichols apresentaram sobressinal significativo e respostas subamortecidas, especialmente no caso de Cohen-Coon. Isso resultou em altos valores de IAE para o *setpoint*. No entanto, para rejeição de perturbações, as respostas foram mais suaves, refletindo em menores índices de IAE para perturbação de carga.

Em contraste, o controle obtido com a aplicação da técnica PI aprimorada baseada em IMC resultou em uma resposta muito lenta, comprometendo significativamente o desempenho em termos de IAE para ambos os cenários (referência e perturbação). Este método apresentou, fortemente, as piores métricas de desempenho.

O método SIMC demonstrou um bom equilíbrio entre o tempo de subida e o sobressinal, com uma resposta rápida e suave em ambos os cenários, destacando-se como uma opção eficaz.

Ainda assim, o método Cohen-Coon, amplamente utilizado, apresentou desempenho inferior no processo  $G_1(s)$ , com valores mais altos de IAE para referência e perturbação de carga, o que sugere que essa abordagem não foi adequada para o controle dos processos analisados tanto quanto outros métodos.

As respostas do método AMIGO apresentaram um desempenho inferior comparado a outras técnicas (com exceção de C-C para referência e do método IMC), com valores elevados de IAE que indicam uma resposta menos eficiente. O método Tyreus-Luyben, por sua vez, apresentou uma melhoria em relação ao Ziegler-Nichols clássico, suavizando a resposta à mudança de referência e melhorando os valores de IAE.

### 4.2.2 Robustez

A análise da robustez, através da métrica  $M_s$ , também revela o comportamento semelhante nos dois processos, embora os valores de sensibilidade variem consideravelmente entre os métodos de sintonia. Analisando-se os valores máximos da função de sensibilidade para os métodos AMIGO e IMC, torna-se notório o *trade-off* entre análise de desempenho e robustez. Baixos valores de sensibilidade, ao passo que elevam o grau de robustez, podem levar a um desempenho mais conservador.

Segundo [Johnson e Moradi \(2005\)](#), assumindo-se  $M_s \leq 2$  como critério para uma robustez satisfatória, apenas dois métodos não atendem a esse requisito: Cohen-Coon e Ziegler-Nichols. Para ambos os processos, as respostas respectivas a estas sintonias ultrapassam este limiar, indicando que os sistemas de controle apresentam maior suscetibilidade a perturbações e incertezas do modelo.

Os valores de  $M_s$  para o método Tyreus–Luyben são semelhantes aos do SIMC, sugerindo uma boa robustez com sensibilidade controlada. O método SIMC apresentou valores de  $M_s = 1,59$ , que estão em conformidade com os valores esperados para processos de primeira ordem com atraso, conforme indicado por [Skogestad \(2003\)](#).

Por fim, o método AMIGO, que adota uma restrição de  $M_s \leq 1,4$ , também cumpriu esse critério para ambos os processos analisados, demonstrando sua robustez em diferentes cenários.

## 5 Considerações finais

Ao longo deste trabalho, foram exploradas diversas técnicas de sintonia de controladores, com um foco particular em um sistema de controle de temperatura inspirado em processos industriais. A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que a escolha adequada do método de sintonia é essencial para garantir um controle eficaz e robusto. A identificação precisa dos sistemas constitui a base sobre a qual todo o processo de controle é construído. Um modelo que reflete com precisão as dinâmicas do sistema real permite que os controladores sejam configurados para alcançar o desempenho desejado.

No contexto da sintonia de controladores, a acurácia do modelo do processo é fundamental, haja vista que qualquer imprecisão pode resultar em controle ineficaz, instabilidade ou desempenho subótimo. Para o controle de um sistema de temperatura com processos aproximados em modelos de primeira ordem com atraso, métodos de sintonia, como SIMC e Tyreus-Luyben, demonstraram um bom equilíbrio entre uma rápida resposta e robustez, enquanto outras técnicas como Cohen-Coon e Ziegler-Nichols, apesar de bastante eficazes em outros cenários, apresentaram características menos satisfatórias.

Os resultados deste estudo comparativo de métodos de sintonia reforçam a importância de escolher a técnica apropriada com base nas particularidades do processo e nos objetivos específicos de controle. A seleção correta do método de sintonia pode otimizar o equilíbrio entre desempenho e robustez, garantindo uma operação eficiente e segura. Isso implica que diferentes processos podem exigir diferentes estratégias de sintonia para alcançar as melhores métricas de desempenho e robustez.

Portanto, uma sintonia adequada dos controladores pode determinar a eficiência e confiabilidade dos sistemas industriais e tecnológicos. Como sugestão para trabalhos futuros, outras técnicas de sintonia e métricas de avaliação poderiam ser exploradas, assim como aplicadas a diferentes tipos e ordens de processos industriais.

# Referências

- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Revisiting the ziegler–nichols step response method for pid control. *Journal of process control*, Elsevier, v. 14, n. 6, p. 635–650, 2004. Citado na página 25.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *Advanced PID control*. USA: ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 13, 16 e 26.
- COELHO, F. S.; BARROS, P. R. Continuous-time identification of first-order plus dead-time models from step response in closed loop. *IFAC Proceedings Volumes*, v. 36, n. 16, p. 393–398, 2003. ISSN 1474-6670. 13th IFAC Symposium on System Identification (SYSID 2003), Rotterdam, The Netherlands, 27-29 August, 2003. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017347936>>. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.
- CROWE, J. et al. *PID control: new identification and design methods*. USA: Springer, 2005. Citado na página 13.
- GARPINGER, O.; HÄGGLUND, T. Software-based optimal pid design with robustness and noise sensitivity constraints. *Journal of Process Control*, Elsevier, v. 33, p. 90–101, 2015. Citado na página 13.
- JOHNSON, M. A.; MORADI, M. H. *PID control*. USA: Springer, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 16, 18 e 41.
- LIMA, A. B. de; BARROS, P. R.; JÚNIOR, G. A. Módulo didático para ensino de teoria de controle. In: *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*. Brazil: CBA, 2020. v. 1, n. 1. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 30.
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: Pid controller design. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, v. 25, n. 1, p. 252–265, 1986. Disponível em: <<https://doi.org/10.1021/i200032a041>>. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- SEBORG, D. E. et al. *Process dynamics and control*. USA: John Wiley & Sons, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 13, 22 e 25.
- SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning. *Journal of Process Control*, v. 13, n. 4, p. 291–309, 2003. ISSN 0959-1524. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152402000628>>. Citado 3 vezes nas páginas 23, 24 e 41.
- SKOGESTAD, S.; GRIMHOLT, C. The simc method for smooth pid controller tuning. *PID control in the third millennium: Lessons learned and new approaches*, Springer, p. 147–175, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 13, 21 e 26.
- TYREUS, B. D.; LUYBEN, W. L. Tuning pi controllers for integrator/dead time processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, ACS Publications, v. 31, n. 11, p. 2625–2628, 1992. Citado na página 22.

---

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the American society of mechanical engineers*, American Society of Mechanical Engineers, v. 64, n. 8, p. 759–765, 1942. Citado 2 vezes nas páginas [21](#) e [23](#).