

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E  
AUTOMAÇÃO  
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA**

**Sintonia de Controladores de um Sistema Não-Linear com Aplicações na  
Indústria Petroquímica**

**Artur Paulino Varela de Araújo**

Orientador: Prof. Dr. Fábio Meneghetti Ugulino de Araújo

Natal/RN

Dezembro de 2015

**Sintonia de Controladores de um Sistema Não-Linear com Aplicações na Indústria Petroquímica**

**Artur Paulino Varela de Araújo**

Orientador: Prof. Dr. Fábio Meneghetti Ugulino de Araújo

**Monografia** apresentada à Banca Examinadora do Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia Mecatrônica, em cumprimento às exigências legais como requisito parcial à obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico.

Natal/RN

Dezembro de 2015

***Agradeço primeiramente a Deus por mais esse sonho concretizado, ao ensinamento de todos os professores, ao apoio da minha família e amigos e a mim que mantive meu foco para não desistir dos meus ideais.***

## AGRADECIMENTOS

São anos de estudo e dedicação que não teriam acontecido não fosse a permissão de Deus, que é e foi durante todo meu processo de formação, meu aparo e refúgio de cada momento bom ou ruim. A ele devo todo agradecimento por ter chegado até aqui.

A minha mãe Sara, por todo apoio e carinho nos dias mais rudes dessa jornada, e por estar comigo sempre dividindo alegrias e somando vitórias.

A meu pai Paulo, por me ajudar a buscar incessantemente, o conhecimento, e por todo afeto e apoio dedicado sempre pensando no melhor para mim.

A Amanda, pelo companheirismo nessa fase acadêmica, por entender meu tempo curto e estar sempre comigo compartilhando dos bons e maus momentos, e por sempre apoiar minhas decisões.

A meus familiares e amigos que por vezes sentiram minha ausência em meio aos afazeres acadêmicos, obrigada por entenderem e me apoiar sempre.

Por fim, agradeço de coração a todos que direta ou indiretamente contribuíram no decorrer desta graduação. Estou feliz e repleto de expectativas para o futuro na profissão que escolhi seguir e conto sempre com o apoio, fundamental, de todos.

***“Só se pode alcançar um grande êxito quando nos mantemos fiéis a nós mesmos.”***

**Friedrich Nietzsche**

## RESUMO

Nos diversos processos da indústria petroquímica há uma necessidade em manter o nível das variáveis de processo em determinados *setpoints*, visando a produção, visto que os insumos gerados provenientes da destilação do petróleo dependem da temperatura a qual ele foi submetido. Para controlar essa temperatura, o sistema é submetido a ação de um controlador. Na indústria, 95% dos controladores utilizados são da família PID, o controle das malhas de temperaturas ser satisfatório será necessário uma sintonia adequada, visto que o petróleo está submetido a condições extremas de temperatura e pressão, um controle inadequado poderia causar um efeito indesejado. Para uma sintonia adequada foram utilizados os métodos clássicos de sintonia baseados na resposta ao degrau como o primeiro método de Ziegler-Nichols, CHR e Cohen-Coon, seguidos de uma etapa de sintonia fina manual, para chegar a uma sintonia ótima, visto que os métodos de sintonia providenciam apenas uma boa estimativa inicial para a sua sintonia. Para a realização do experimento será utilizada uma planta didática da Quanser, a *Heat Flow Experiment*, que é uma câmara sensorizada provida de um aquecedor e um ventilador, para seu controle de temperatura.

**Palavras-chave:** Sintonia, PID, controle, malha de temperatura, métodos de sintonia clássicos

## **ABSTRACT**

There is a need to maintain the level of process variables at certain setpoints in the diverse processes of the petrochemical industry, since the generated supplies from the oil distillation depend on the temperature at which it has undergone. The system is subjected to the action of a controller to control its temperature. The greatest absolute number of industrial controllers are from the PID family, thus a satisfactory tuning is required to control the temperatures mesh. Inadequate control could cause an undesired effect since oil is subjected to extreme conditions of temperature and pressure. Classical tuning methods based on step response as the first method of Ziegler-Nichols, CHR and Cohen-Coon, followed by a manual fine tuning step to reach a optimal tuning was used, since the tuning methods provide only a good initial estimate for your tune. The Quanser didactic thermal mesh - the Heat Flow Experiment - was used for the experiment. It consists of a sensorized chamber provided with a heater and a fan for its temperature control.

**Keywords:** Tune, PID, control, temperature mesh, classical tuning methods

## SUMÁRIO

<b>1. Introdução</b> .....	13
1.1. Objetivos.....	13
1.2. Estrutura do Documento.....	14
<b>2. Fundamentação Teórica</b> .....	15
2.1. Controlador Proporcional-Integral-Derivativo.....	15
2.2. Ações de Controle.....	16
2.2.1. Ação de Controle Proporcional.....	16
2.2.2. Ação de Controle Proporcional-Derivativo.....	18
2.2.3. Ação de Controle Proporcional-Integral.....	18
2.2.4. Ação de Controle Proporcional-Integral-Derivativo.....	18
2.3. Métodos de Sintonia.....	19
2.3.1. Primeiro método de Ziegler-Nichols.....	19
2.3.2. Método Cohen-Coon.....	21
2.3.3. Método CHR.....	21
<b>3. Metodologia</b> .....	23
3.1. Módulo Térmico.....	23
3.2. Interfaceamento Homem-HFE.....	24
3.2.1. Formas de Acionamento da Malha de Temperatura.....	24
3.3. Tratamento dos Dados Obtidos.....	26
3.4. Cálculo dos Parâmetros do Controlador.....	27
3.4.1. Cálculo dos Parâmetros do Modelo 1.....	28
3.4.2. Cálculo dos Parâmetros do Modelo 2.....	29
3.4.3. Cálculo dos Parâmetros do Modelo 3.....	30
3.4.4. Cálculo dos Parâmetros do Modelo 4.....	32
<b>4. Resultados Obtidos</b> .....	34
4.1. Resultados Obtidos do Modelo 1.....	34
4.2. Resultados Obtidos do Modelo 2.....	36
4.3. Resultados Obtidos do Modelo 3.....	38
4.4. Resultados Obtidos do Modelo 4.....	40
4.5. Eficiência dos Métodos de Sintonia na Planta.....	42
4.6. Sintonia Manual.....	42

5. Conclusão.....	45
6. Referências Bibliográficas.....	46

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquemático do sistema de controle com PID.....	15
Figura 2.2 – Esquemático do sistema de controle com PID desmembrado.....	16
Figura 2.3 – Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem com um controlador proporcional.....	17
Figura 2.4 – Resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem com um controlador proporcional.....	17
Figura 2.5 – Curva de resposta ao degrau em forma de S.....	20
Figura 3.1 – Módulo térmico HFE da Quanser.....	23
Figura 3.2 – Ambiente de simulação do módulo térmico.....	24
Figura 3.3 – Respostas ao degrau de 2 a 5V.....	25
Figura 3.4 – Resposta a um degrau de 3V.....	26
Figura 3.5 – Comparação entre curva real e interpolada.....	27
Figura 3.6 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 2V.....	28
Figura 3.7 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 3V.....	29
Figura 3.8 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 4V.....	31
Figura 3.9 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 5V.....	32
Figura 4.1 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 2V.....	34
Figura 4.2 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 2V.....	35
Figura 4.3 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de CHR a 2V.....	35

Figura 4.4 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 3V.....	36
Figura 4.5 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 3V.....	37
Figura 4.6 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 3V.....	37
Figura 4.7 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 4V.....	38
Figura 4.8 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 4V.....	39
Figura 4.9 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 4V.....	39
Figura 4.10 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 5V.....	40
Figura 4.11 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 5V.....	41
Figura 4.12 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 5V.....	41
Figura 4.13 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 2V.....	43
Figura 4.14 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 3V.....	43
Figura 4.15 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 4V.....	44
Figura 4.16 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 5V.....	44

## LISTA DE QUADROS

Quadro 2.1 – Cálculo dos coeficientes do PID por pelo primeiro método de ZN.....	20
Quadro 2.2 – Cálculo dos coeficientes do PID pelo método de Cohen-Coon.....	21
Quadro 2.3 – Cálculo dos coeficientes do PID pelo método CHR – 0% de Overshoot.....	22
Quadro 3.1 – Coeficientes do controlador pelo primeiro método de Ziegler-Nichols com degrau de 2V.....	28
Quadro 3.2 – Coeficientes do controlador pelo método de Cohen-Coon com degrau de 2V.....	29
Quadro 3.3 – Coeficientes do controlador pelo método CHR com degrau de 2V.....	29
Quadro 3.4 – Coeficientes do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 3V.....	30
Quadro 3.5 – Coeficientes do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 3V.....	30
Quadro 3.6 – Coeficientes do controlador pelo método CHR com degrau de 3V.....	30
Quadro 3.7 – Coeficientes do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 4V.....	31
Quadro 3.8 – Coeficientes do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 4V.....	31
Quadro 3.9 – Coeficientes do controlador pelo método CHR com degrau de 4V.....	32
Quadro 3.10 – Coeficientes do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 5V.....	33
Quadro 3.11 – Coeficientes do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 5V.....	33
Quadro 3.12 – Coeficientes do controlador pelo método CHR com degrau de 5V.....	33

### Lista de Abreviaturas, Siglas e Símbolos

HFE – Planta da *Heat Flow Experiment* da Quanser

PV – Variável de processo, variável a ser controlada

MV ou  $u(t)$  – Variável manipulada, variável que atua para controlar a PV

SP – Setpoint, valor a desejado para a PV

$e(t)$  – Erro, diferença entre SP e MV

$K_p$  – Ganho Proporcional

$K_i$  – Ganho Integral

$K_d$  – Ganho Derivativo

$\tau_i$  – Constante de Tempo Integral

$\tau_d$  – Constante de Tempo Derivativa

P – Controlador Proporcional

PI – Controlador Proporcional-Integral

PD – Controlador Proporcional-Derivativo

PID – Controlador Proporcional-Integral-Derivativo

# 1.Introdução

Na indústria petroquímica há uma grande demanda na área de controle devido a necessidade de manter suas variáveis de processo em um *setpoint* fixo para que seu produto saia dentro das especificações e o lucro seja o máximo gerado, visto que qualquer melhora no desempenho pode gerar uma receita na ordem de milhões de dólares. O controle dos processos petroquímicos deve ser bem sintonizado devido à natureza dos produtos gerados, visto que o petróleo bruto não tem aplicação direta.

O refinamento do petróleo consiste fracionar em seus diversos componentes. Tal processo aproveita os diferentes pontos de ebulição de seus subprodutos que compõem o petróleo, os separando e tornando-os produto final.

Os produtos finais mais conhecidos são o gás liquefeito de petróleo (GLP), gasolinas, óleo diesel, querosenes, óleos combustíveis, solventes, lubrificantes, parafinas, dentre outros. Cada parcela dessas obtidas no refino depende de uma série de variáveis, desde a qualidade do petróleo até mesmo a estrutura da refinaria.

É no controle de malhas como temperatura, pressão e nível que o controle das variáveis de processos deve ser bem feito, visto que estão submetidas a condições extremas de temperatura e pressão e qualquer erro de projeto pode implicar desde a formação de um subproduto indesejado até mesmo a acidentes graves.

Nesse trabalho será feito o controle de uma planta térmica. Para a realização do experimento será usada a planta térmica didática *Heat Flow Experiment* (HFE) da Quanser. Tal planta consiste em uma câmara sensorizada equipada com um aquecedor e um ventilador para seu controle de temperatura. A planta térmica tem uma série de não-linearidades, como atraso de transporte e saturação.

## 1.1. Objetivos

Esse trabalho tem como objetivo fazer uma sintonia de um controlador PID para uma planta térmica, que tem ampla aplicação na indústria petroquímica.

Para isso foram realizados alguns procedimentos e então implementados os métodos de sintonia de controladores PID para chegar a valores ótimos de seus parâmetros. O controle de uma planta tem sua eficiência maximizada quando está no ponto de operação pré-determinado.

Se deseja controlar a temperatura da malha em qualquer estado, foram feitos ensaios para obtenção de parâmetros do controlador PID para vários pontos de operação.

## **1.2. Estrutura do Documento**

Esse trabalho está estruturado em cinco capítulos. O segundo capítulo trata de toda teoria por trás da sintonia de controladores PID, desde o conceito de controladores PID até os métodos de sintonia abordados nesse trabalho. O capítulo 3 é a metodologia de como o trabalho foi desenvolvido, o que foi necessário fazer para que sejam obtidos os resultados. O quarto capítulo sobre os resultados obtidos após a implementação dos métodos de sintonia de controladores PID na malha térmica. Por último, no capítulo 5 se fala das conclusões apresentadas após comparados os resultados obtidos no capítulo 4.

## 2. Fundamentação Teórica

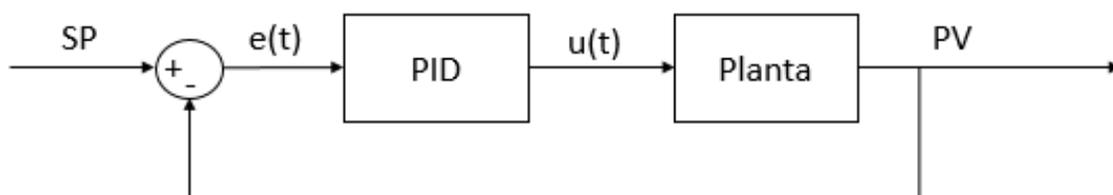
Nessa seção serão apresentadas as questões teóricas de que compõem o controle da malha de temperatura. No subcapítulo 2.2 será introduzido o controlador PID, que será utilizado para controle da planta *Heat Flow Experiment* da Quanser. Já no subcapítulo 2.2 será abordado as ações de controle, explicando cada uma delas e em que elas influenciam no controle da planta. Por fim, o subcapítulo 3.3 fala dos métodos de sintonia para a controlar a malha de temperatura com o primeiro e segundo método de Ziegler-Nichols, o método de Cohen-Coon e o método CHR.

### 2.1. Controlador Proporcional-Integral-Derivativo

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) é o algoritmo de controle mais utilizado na indústria para controle de processos. Sua popularidade se justifica pela sua robustez a uma ampla gama de condições de funcionamento e sua simplicidade, devido a existência de inúmeras técnicas de controle.

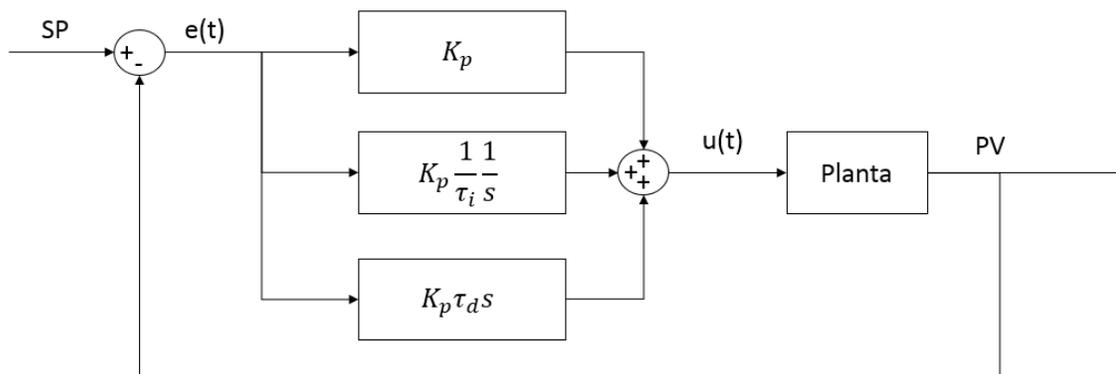
Um sistema de controle consiste em ler o valor de um sensor (PV), comparar com uma referência (SP) e a diferença entre eles ( $e(t)$ ) ser utilizada para calcular o sinal de controle ( $u(t)$ ). Tal esquema pode ser melhor visualizado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Esquemático do sistema de controle com PID



Para o cálculo do sinal de controle é levado em conta o erro associado  $e(t)$  e os parâmetros do PID  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$ , que são respectivamente o ganho proporcional, a constante de tempo integral e a constante de tempo derivativa. Tais parâmetros juntamente com o erro associado proporcionam as ações de controle que compõem o sinal de controle da seguinte forma:  $u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + \tau_d \frac{de(t)}{dt} \right)$  que pode ser melhor visualizado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Esquemático do sistema de controle com PID desmembrado



## 2.2. Ações de Controle

Nessa sessão serão tratadas as ações de controle do controlador PID, que são as ações de controle proporcional, proporcional-derivativo, proporcional-integral e proporcional-integral-derivativo e suas características e consequentemente suas implicações no controle da PV.

### 2.2.1. Ação de Controle Proporcional

Na ação de controle proporcional, o sinal de controle  $u(t)$  é proporcional ao erro associado  $e(t)$  e é representado pela seguinte fórmula:  $u(t) = K_p e(t)$  (CAMPOS, 2010).

Esse tipo de controlador é utilizado para diminuir o erro de regime permanente de um sistema de primeira ordem com entrada degrau. Quanto maior o  $K_p$ , menor vai ser o erro de regime, esse fenômeno pode ser melhor observado na Figura 2.3.

Caso o sistema seja de segunda ordem ou maior, seu valor não pode ser tão elevado, visto que faz com que o sistema tenha seus polos movidos em direção do semi-plano direito, consequentemente gerando oscilações, ou o instabilizando, caso seu valor ultrapasse um valor crítico. Esse fenômeno pode ser observado na Figura 2.4.

Figura 2.3 – Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem com um controlador proporcional

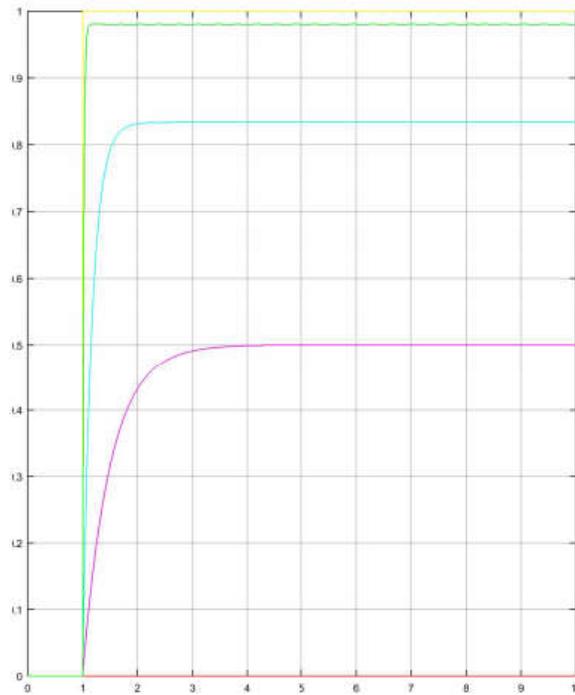
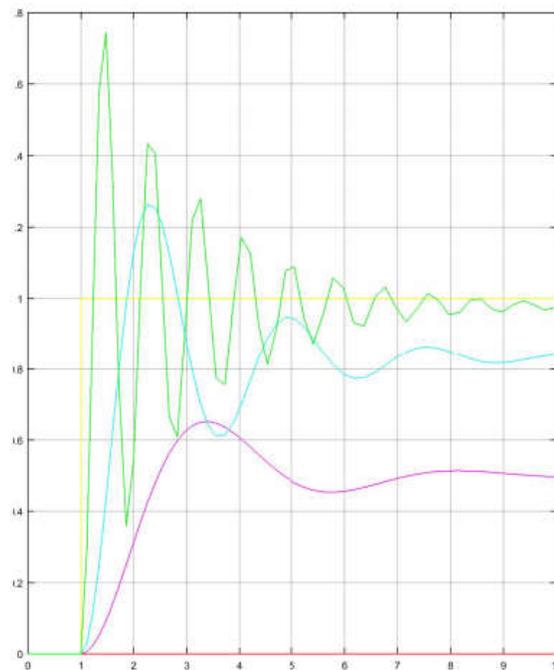


Figura 2.4 – Resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem com um controlador proporcional



Tanto na Figura 2.3 como na 2.4 são curvas de resposta ao degrau. A curva roxa representa a resposta ao degrau com controlador proporcional

com  $K_p=1$ , a curva azul representa a resposta ao degrau com controlador proporcional com  $K_p=5$  e a curva verde representa a resposta ao degrau com controlador proporcional com  $K_p=50$ .

### 2.2.2. Ação de Controle Proporcional-Derivativo

Diferente da ação de controle proporcional, além da parcela proporcional ao erro, o sinal de controle tem sua parcela proporcional a derivada do erro associado e é representado pela seguinte fórmula (OGATA, 1998) :  $u(t) = K_p \left( e(t) + \tau_d \frac{de(t)}{dt} \right)$ .

Além de diminuir o erro de regime, tem como finalidade antecipar o sinal de controle baseado na taxa variação do erro associado. Como consequência disso é estimada a tendência da variação do erro, até eliminá-lo, consequentemente melhorando o regime transitório.

Uma vantagem do controlador PD é que ele corrige o sinal do sistema antes que ocorra o erro no atuador, por outro lado seu uso pode amplificar o sinal do ruído, causando a saturação do atuador.

### 2.2.3. Ação de Controle Proporcional-Integral

Ao contrário da ação de controle proporcional-derivativo, ao invés da parcela proporcional a derivada do erro, tem uma parcela proporcional a integral do erro, seu sinal de controle é calculado pela fórmula (OGATA, 1998)  $u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right)$ .

A ação de controle proporcional-integral tem como objetivo eliminar o erro de regime permanente, consequentemente aumentando o tempo de estabilidade. Normalmente um sistema controlado por um PI tem um baixo *overshoot* e tempo de subida, com elevado tempo de estabilidade.

### 2.2.4. Ação de Controle Proporcional-Integral-Derivativo

O controlador proporcional-integral-derivativo, como esperado, tem parcela o seu sinal de controle proporcional ao erro, proporcional a derivada do erro e proporcional a integral do erro. Como consequência disso ele também vai ter características semelhantes aos controladores P, PI e PD.

Os coeficientes  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  devem ser muito bem projetados, pois um controlador com uma sintonia mal feita tende a ter um controle ineficiente. Como visto anteriormente, um  $K_p$  demasiadamente alto causa oscilação do sinal de controle, um  $\tau_i$  demasiadamente baixo causa saturação do sinal de controle e um  $\tau_d$  demasiadamente alto amplifica o ruído, tais efeitos são indesejados.

### 2.3. Métodos de Sintonia

Nessa sessão serão abordados o primeiro método de Ziegler-Nichols, o método de Cohen-Coon e o método CHR.

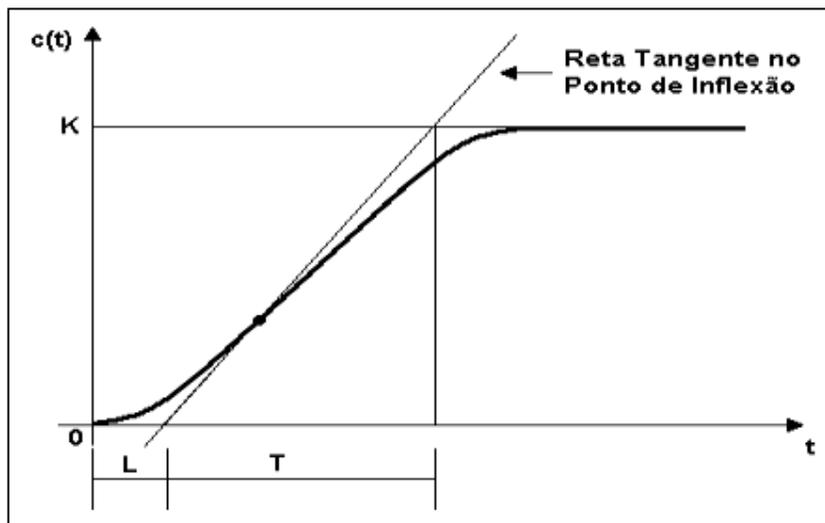
#### 2.3.1. Primeiro Método de Ziegler-Nichols

O primeiro método de Ziegler-Nichols é o método de sintonia mais conhecido, também foi um dos primeiros a ser criado e é muito utilizado nos dias atuais pela sua fácil implementação.

Tal método tem como objetivo calcular  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  baseado na resposta ao degrau com *overshoot* máximo de 25%, aproximando a função de transferência da planta como um sistema de primeira ordem com atraso de forma  $G(s) = \frac{Ke^{Ls}}{Ts+1}$ , onde  $K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ .

Um sistema de primeira ordem com atraso tem uma forma característica semelhante a um S. É traçada uma reta tangente ao ponto de inflexão, o tempo decorrido entre o início e o cruzamento da reta com o eixo do tempo é denominado de L, e o tempo entre L e o tempo correspondente ao cruzamento da reta tangente e o sinal em regime permanente é denominado de T. Isso pode ser melhor enxergado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Curva de resposta ao degrau em forma de S



Fonte: Ogata, 1998, p.545

O cálculo dos parâmetros  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  é feito baseado no quadro a seguir.

Quadro 2.1 – Cálculo dos parâmetros do PID por pelo primeiro método de ZN

	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
Controlador P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
Controlador PI	$0,9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
Controlador PID	$1,2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0,5L$

Observa-se que um controlador PID sintonizado com o primeiro método de Ziegler-Nichols tem a função de transferência  $G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right) = 1,2 \frac{T}{L} \left( 1 + \frac{1}{2Ls} + 0,5Ls \right) = 0,6T \frac{\left( s + \frac{1}{L} \right)^2}{s}$ , com um polo na origem e dois zeros em  $-\frac{1}{L}$ .

### 2.3.2. Método Cohen-Coon

Semelhante ao primeiro método de Ziegler-Nichols, o método de Cohen-Coon também é baseado na resposta ao degrau, modelando o sistema em um de primeira ordem com atraso de forma  $G(s) = \frac{Ke^{Ls}}{Ts+1}$ . Uma diferença aparente entre o método de Ziegler-Nichols é bem mais sensível a razão  $\frac{L}{T}$  – fator de incontrolabilidade – do que o método de Cohen-Coon.

O método de Cohen-Coon apresenta melhor resultado para fatores de incontrolabilidade maiores que 0,3, esse método não tem uma boa sintonia para sistemas com relativamente pouco atraso.

Um detalhe importante desse método é que produzem sintonias agressivas, e que seus ganhos devem ser alterados na prática para que tenha uma sintonia fina melhor. Os parâmetros pelo método de Cohen-Coon são calculados conforme o Quadro 2.3.

Quadro 2.2 - Cálculo dos parâmetros do PID pelo método de Cohen-Coon

	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
Controlador P	$\frac{1}{K} \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{3} \frac{L}{T}\right)$	$\infty$	0
Controlador PI	$\frac{1}{K} \frac{T}{L} \left(0,9 + \frac{1}{12} \frac{L}{T}\right)$	$L \left(\frac{30 + 3 \frac{L}{T}}{9 + 20 \frac{L}{T}}\right)$	0
Controlador PID	$\frac{1}{K} \frac{T}{L} \left(\frac{4}{3} + \frac{1}{4} \frac{L}{T}\right)$	$L \left(\frac{32 + 6 \frac{L}{T}}{13 + 8 \frac{L}{T}}\right)$	$L \frac{4}{11 + 2 \frac{L}{T}}$

### 2.3.3. Método CHR

O método CHR foi desenvolvido em 1952 no MIT por K.L. Chien, J.A. Hrones e J. B. Reswick, foi o primeiro método a aproximar o modelo a um sistema de primeira ordem com atraso baseado em sua resposta ao degrau, assim como o primeiro método de Ziegler-Nichols e Cohen-Coon.

O CHR tem uma melhor sintonia para sistemas com fatores de incontrolabilidade menores. Conforme ele vai aumentando sua resposta vai se tornando mais lenta, o que não é de fato um problema pois boa parte das malhas industriais são lentas, mas existem métodos mais apropriados para fatores de incontrolabilidade maiores, como Cohen-Coon.

Tal método tem regras de sintonia tanto para características regulatórias quanto características servo, nesse trabalho apenas serão tratadas as características regulatórias, visto que será feito um controle com SP constante. Além disso também são propostos dois critérios de desempenho, a resposta mais rápida sem *overshoot* e a resposta mais rápida com *overshoot* de 20%. Tais regras de sintonia são encontradas no Quadro 2.4.

Quadro 2.3 – Cálculo dos parâmetros do PID pelo método CHR – 0% de *Overshoot*

	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
Controlador P	$\frac{0,3 T}{K L}$	$\infty$	0
Controlador PI	$\frac{0,6 T}{K L}$	$4L$	0
Controlador PID	$\frac{0,95 T}{K L}$	$2,375L$	$0,421L$

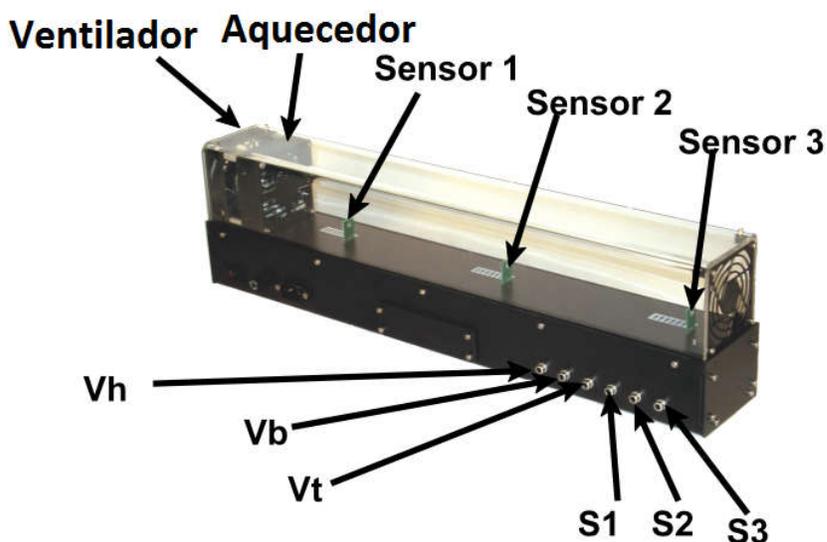
## 3. Metodologia

Nesse capítulo será introduzido módulo térmico *Heat Flow Experiment* da Quanser utilizado na experiência, as dificuldades encontradas nos métodos de sintonia e como resolvê-los, além da implementação dos métodos e coletas de dados.

### 3.1. Módulo Térmico

A planta térmica utilizada para a sintonia no experimento foi o HFE. O HFE é constituído por uma câmara de 50 x 15 x 10 cm<sup>3</sup> de fibra de vidro que tem em sua montagem um aquecedor, um ventilador e três sensores de temperatura que estão distribuídos de forma equidistante ao longo da câmara. O sistema tem um módulo de potência embutido para alimentar o aquecedor e o ventilador. A velocidade do ventilador é monitorada através de um tacômetro montado nele.

Figura 3.1 – Módulo térmico HFE da Quanser



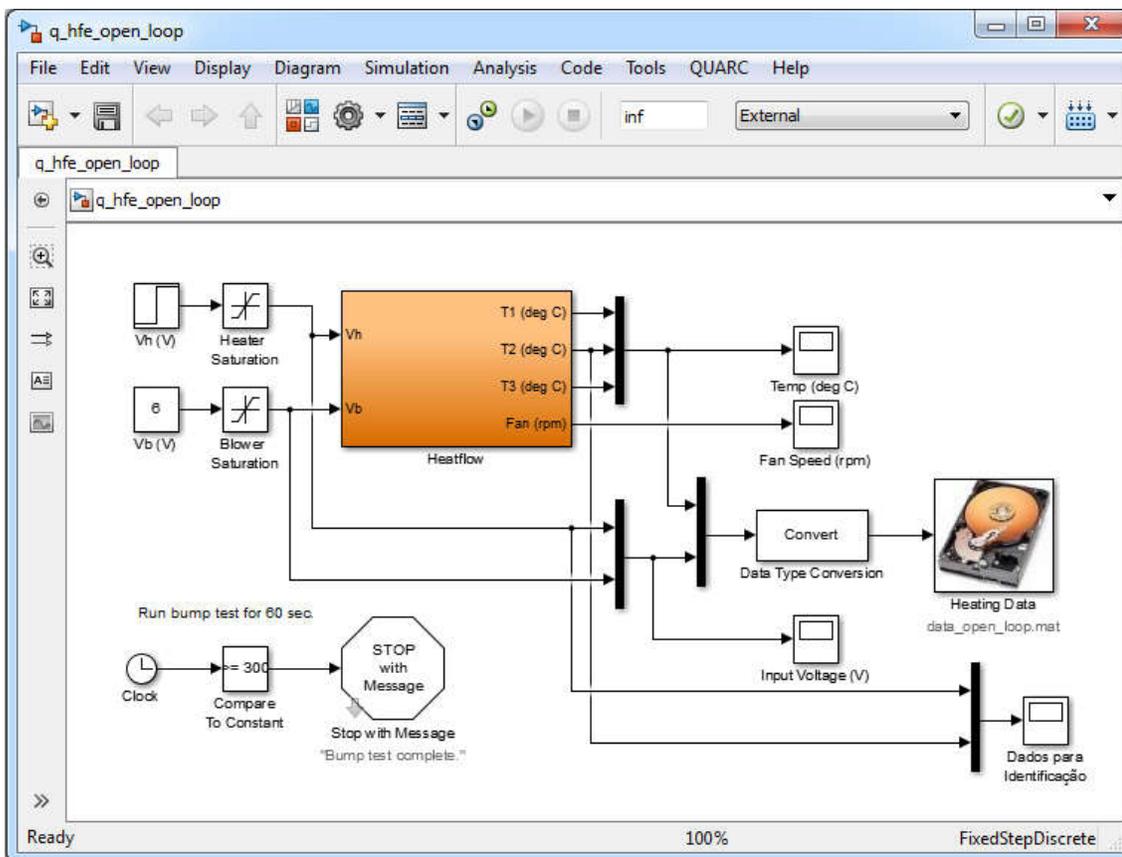
Fonte: Apkarian, 2014

Na Figura 3.1 está ilustrado malha térmica e seus componentes, tendo duas entradas e quatro saídas. As entradas são a tensão aplicada no aquecedor ( $V_h$ ) e a tensão aplicada no ventilador ( $V_b$ ). As saídas são as leituras dos sensores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ , e a leitura do tacômetro ( $V_t$ ) (MARTINS, 2015).

### 3.2. Interfaceamento Homem-HFE

Para se comunicar com o módulo térmico HFE da Quanser, usa-se um ambiente no Simulink/Matlab fornecido pela Quanser, para controle da malha de temperatura podemos manipular a tensão de acionamento do aquecedor e do ventilador (MARTINS, 2015).

Figura 3.2 – Ambiente de simulação do módulo térmico



#### 3.2.1. Formas de Acionamento da Malha de Temperatura

O controle da planta pode ser feito de três maneiras diferentes. A primeira delas é fixando a tensão de acionamento do ventilador e variando a tensão de acionamento do aquecedor, uma segunda forma é fixar a tensão de acionamento do aquecedor e variar a tensão de acionamento do ventilador e por último podemos é variar tanto a tensão de acionamento do ventilador como a tensão de acionamento do aquecedor. O modo de acionamento escolhido foi fixar a tensão de acionamento do ventilador  $V_b$  em 6V e variar a tensão de acionamento do aquecedor para controle de temperatura da planta. Como o sistema é não controlável - não poder levar a temperatura dos três sensores a três temperaturas

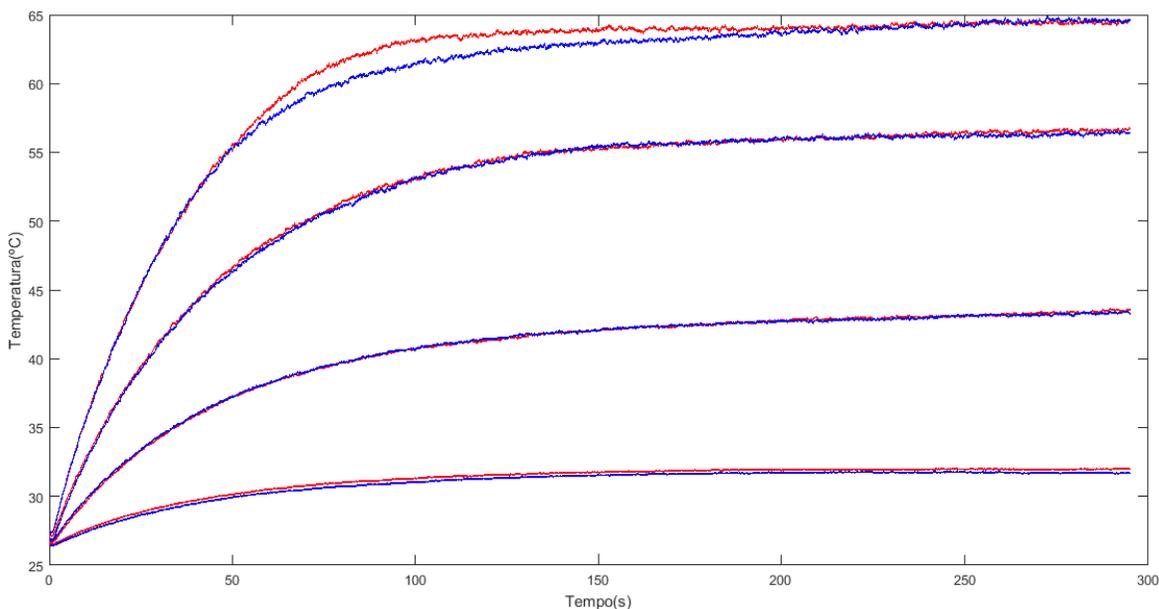
distintas desejadas -, deve-se escolher um sensor para ter sua temperatura controla.

O sensor escolhido para controle foi o segundo, visto que ele fica geometricamente centralizado na câmara, sendo assim não tão próximo do aquecedor e ventilador, nem tão próximo da saída de ar, e conseqüentemente não tão afetado pelas influências térmicas externas.

Antes de começar a implementação dos métodos de sintonia de PID foram feitos dois testes em malha aberta e foram aplicadas tensões de acionamento do aquecedor de 1 a 5V com intervalos de 1V.

Para cada teste realizado nas temperaturas supracitadas foram gerados gráficos a partir de uma amostragem com período de 0,01 segundos durante 300 segundos, gerando 30 mil pontos para a construção da curva. Na Figura 3.3 podem ser observados as curvas de resposta aos seus respectivos degraus.

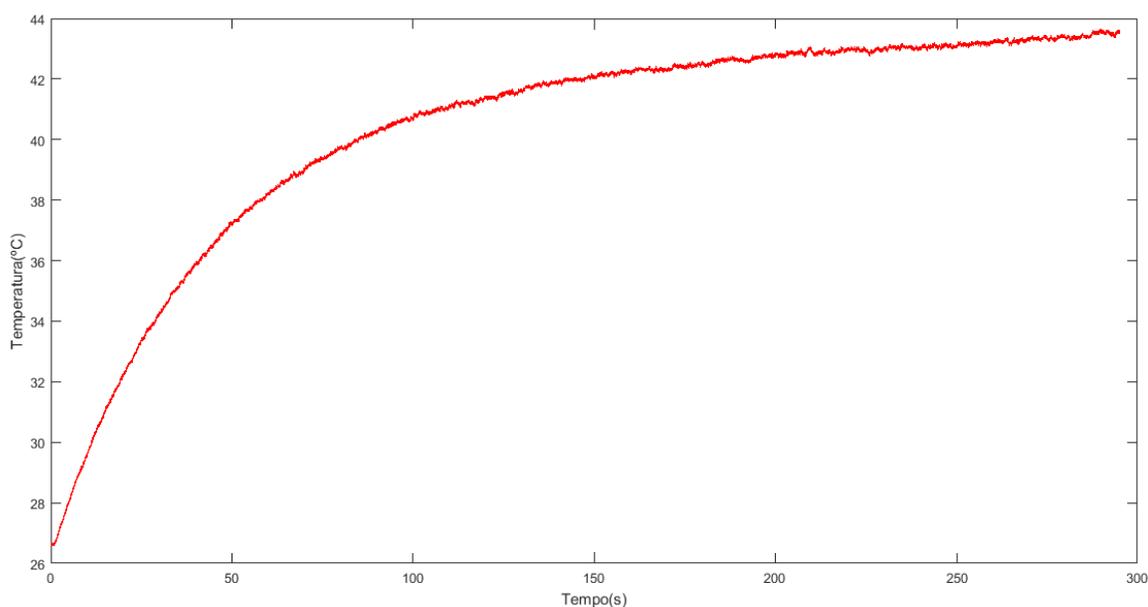
Figura 3.3 – Respostas ao degrau de 2 a 5V



Em testes anteriores, foi constatado empiricamente que se for aplicada uma tensão menor ou igual a 1V, não haverá nenhum impacto significativo, visto que a temperatura influencia da ambiente juntamente com o ventilador ligado em sua velocidade máxima acaba resfriando a câmara. Sendo assim será usado para estudo tensões de 2V, 3V, 4V e 5V. Nos dois testes deu para perceber que

houveram divergências em alguns pontos, tais divergências se devem a perturbações externas, como por exemplo a influência do ar condicionado da sala. Após definidas as tensões para estudo foram feitos novos testes para coleta dos dados da tensão de acionamento do aquecedor e a resposta do sistema a essa tensão, tais dados foram utilizados para a implementação dos métodos de sintonia do controlador PID. A resposta do sistema a 3V pode ser observada na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Resposta a um degrau de 3V

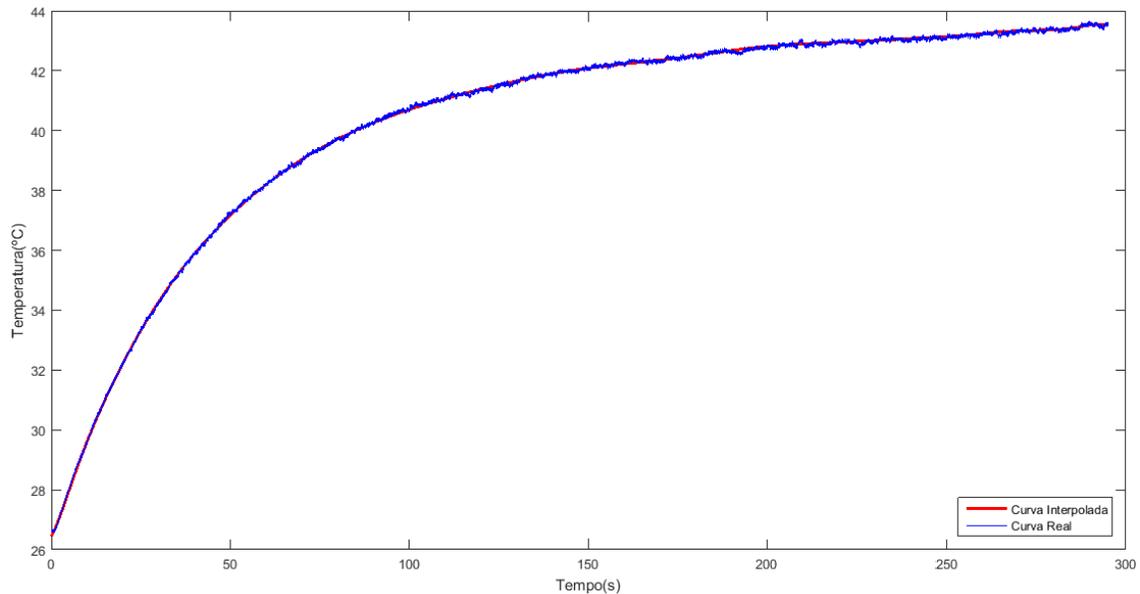


### 3.3. Tratamento dos Dados Obtidos

Pode se perceber que a resposta do sistema tem uma forma semelhante a resposta de um sistema de primeira ordem com um certo nível de ruído associado. Esse ruído é prejudicial nos métodos de sintonia baseados na resposta ao degrau do sistema como o primeiro método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon e CHR. Em decorrência disso, será necessário encontrar o ponto de inflexão da curva e conseqüentemente será calculada a derivada da curva no ponto, e o ruído alteraria em muito seu resultado. Para contornar esse problema foi necessário recorrer a uma técnica, a interpolação da curva. Pelo que já se foi dito previamente, a curva tem um período de amostragem de 0,01 segundos e tempo de amostragem de 300 segundos e sabendo que a dinâmica de uma planta de temperatura é lenta, foi feita uma nova amostragem, sendo que dessa

vez com período de amostragem de 0,1 segundos. Baseado nessa nova amostragem foi feita uma interpolação no Matlab, utilizando o método dos mínimos quadrados. Depois de feita a interpolação, pode-se derivar a curva para encontrar o ponto de inflexão e traçar uma reta tangente a ele. Na Figura 3.5 pode-se ver a comparação entre o sinal real e o interpolado.

Figura 3.5 – Comparação entre curva real e interpolada



Após feita a interpolação, pode-se saber o erro associado ao sinal real e ao sinal interpolado. Para se ter uma sintonia mais precisa, foi feito um algoritmo que calcula a interpolação de primeiro até o 50° grau, em seguida foi calculado seu erro associado e então foi escolhida a curva interpolada com menor erro associado, o que melhor representava a curva real. Esse processo foi feito para cada tensão de acionamento do aquecedor definidas anteriormente.

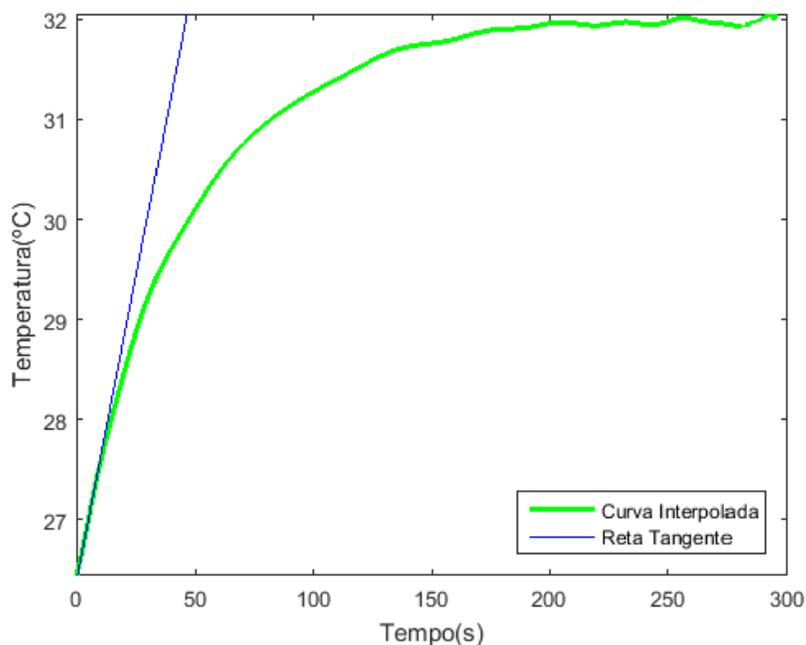
### 3.4. Cálculo dos Parâmetros do Controlador

Nessa seção serão calculados os parâmetros do controlador. Como se trata de um controle regulatório, ou seja, visa manter a variável de processo em um SP fixo e erro de regime permanente nulo, serão calculados os parâmetros  $K_p$ ,  $\tau_i$  e  $\tau_d$  apenas para controladores PI e PID.

### 3.4.1. Cálculos dos Parâmetros do Modelo 1

Após coletada sua resposta a um degrau de 2V e calculado sua curva interpolada, foi traçada uma reta tangente a curva no ponto de inflexão.

Figura 3.6 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 2V



A partir dessa curva foram encontrados seus parâmetros  $L$ ,  $T$  e  $K$ , que são respectivamente 0,9, 45,3 e 2,7927. Com esses valores foram calculados parâmetros do controlador PID para o primeiro método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon e CHR.

Quadro 3.1 – Parâmetros do controlador pelo primeiro método de Ziegler-Nichols com degrau de 2V

Primeiro Método de Ziegler-Nichols			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	45,30	3	0
PID	60,40	1,8	0,45

Quadro 3.2 – Parâmetros do controlador pelo método de Cohen-Coon com degrau de 2V

Método de Cohen-Coon			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	16,25	2,88	0
PID	13,60	2,20	0,3261

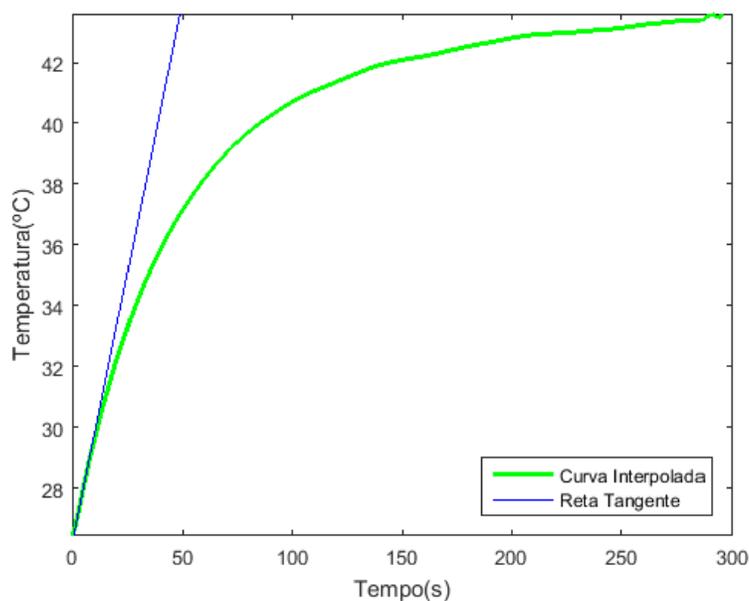
Quadro 3.3 – Parâmetros do controlador pelo método CHR com degrau de 2V

Método CHR			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	10,81	3,6	0
PID	17,12	2,14	0,3789

### 3.4.2. Cálculos dos Parâmetros do Modelo 2

Analogamente a seção anterior, foi coletada a resposta da planta a um degrau de 3V e então feita uma interpolação dessa curva, para posteriormente traçar uma reta tangente ao seu ponto de inflexão.

Figura 3.7 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 3V



Da mesma forma foram encontrados seus parâmetros L, T e K, que são respectivamente 0,9, 47,6 e 5,71. A partir desses valores foram calculados parâmetros do controlador PID para o primeiro método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon e CHR.

Quadro 3.4 – Parâmetros do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 3V

Primeiro Método de Ziegler-Nichols			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	47,6	3	0
PID	63,46	1,8	0,45

Quadro 3.5 – Parâmetros do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 3V

Método de Cohen-Coon			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	8,34	2,88	0
PID	6,98	2,19	0,326

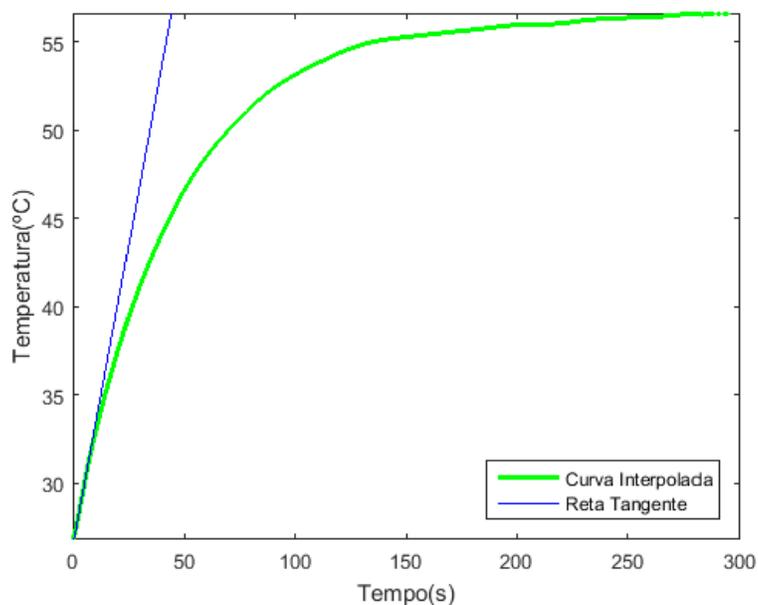
Quadro 3.6 – Parâmetros do controlador pelo método CHR com degrau de 3V

Método CHR			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	10,81	3,6	0
PID	5,55	2,14	0,379

### 3.4.3. Cálculos dos Parâmetros do Modelo 3

Como nas seções anteriores, após coletado o sinal de resposta ao degrau de 4V e em seguida feito uma interpolação desse sinal, para em seguida se traçar uma reta tangente ao seu ponto de inflexão.

Figura 3.8 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 4V



Com base no gráfico acima pode-se encontrar os parâmetros  $L$ ,  $T$  e  $K$ , que são 0,7, 43,1 e 7,44, respectivamente. Com tais valores são calculados os parâmetros dos controladores PID para o primeiro método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon e CHR.

Quadro 3.7 – Parâmetros do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 4V

Primeiro Método de Ziegler-Nichols			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	55,41	2,33	0
PID	73,88	1,4	0,35

Quadro 3.8 – Parâmetros do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 4V

Método de Cohen-Coon			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	7,45	2,25	0
PID	6,23	1,71	0,254

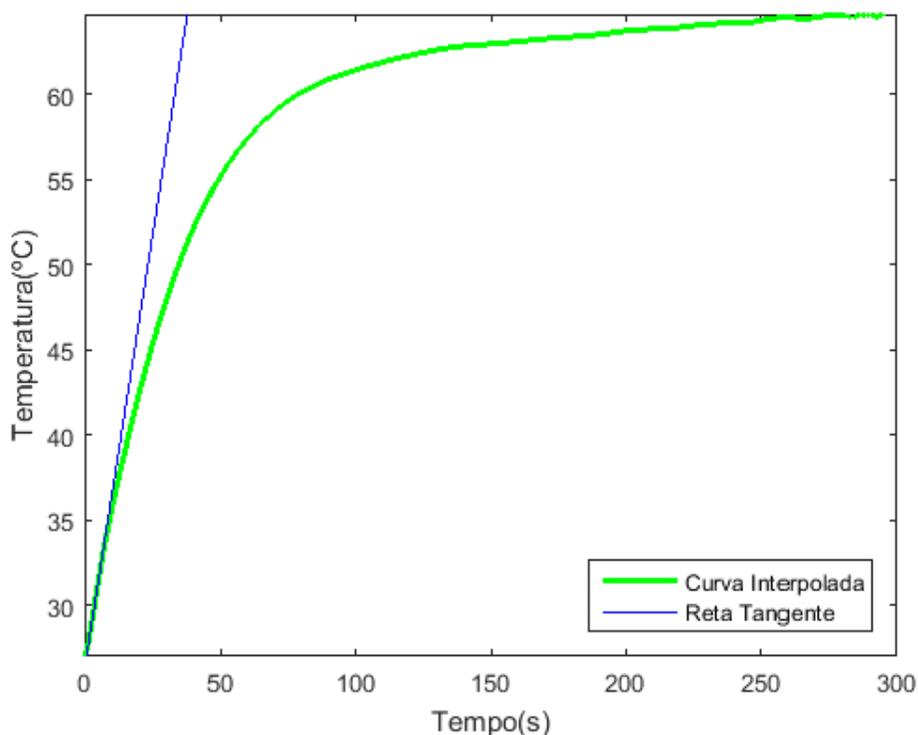
Quadro 3.9 – Parâmetros do controlador pelo método CHR com degrau de 4V

Método CHR			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	4,96	2,8	0
PID	7,85	1,66	0,295

#### 3.4.4. Cálculos dos Parâmetros do Modelo 4

Da mesma forma que nas seções anteriores, foi coletado a resposta ao degrau de 5V. Posteriormente foi feita uma interpolação do sinal, para após isso ser traçada uma reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada.

Figura 3.9 – Reta tangente ao ponto de inflexão da curva interpolada de resposta ao degrau de 5V



Baseado nos dados fornecidos pelo gráfico, podemos encontrar os parâmetros  $L$ ,  $T$  e  $K$ , que são respectivamente 0,8, 36,8 e 7,53. Com o conhecimento desses valores é possível calcular os parâmetros dos controladores PID para o primeiro método de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon e CHR.

Quadro 3.10 – Parâmetros do controlador pelo primeiro método Ziegler-Nichols com degrau de 5V

Primeiro Método de Ziegler-Nichols			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	41,4	2,67	0
PID	55,2	1,6	0,4

Quadro 3.11 – Parâmetros do controlador pelo método Cohen-Coon com degrau de 5V

Método de Cohen-Coon			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	5,5	2,55	0
PID	4,61	1,95	0,290

Quadro 3.12 – Parâmetros do controlador pelo método CHR com degrau de 5V

Método CHR			
Controlador	$K_p$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	3,66	3,2	0
PID	5,80	1,9	0,337

## 4. Resultados Obtidos

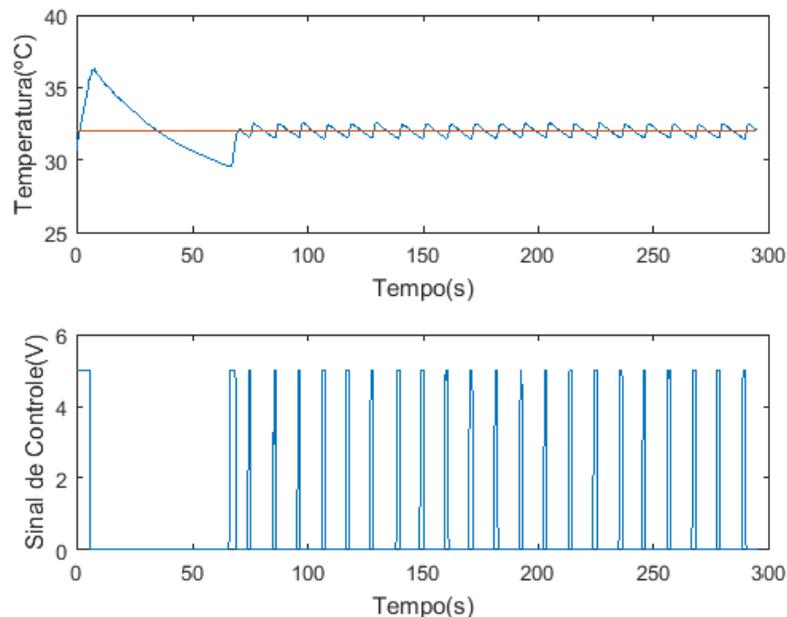
Esse capítulo tem como objetivo apresentar os resultados a partir dos dados fornecidos pelos controles implementados baseados nos métodos de sintonia mencionados anteriormente.

Devido à alta incidência de ruído no sinal, foi intuitivo concluir que a ação derivativa seria prejudicial para o controle do processo, aliando isso ao fato do ganho proporcional ser demasiadamente grande, a ação derivativa seria amplificada em muito, consequentemente amplificando o ruído e prejudicando o controle. O PI utilizado para esse experimento não estava com o *anti-reset windup* habilitado.

### 4.1. Resultados do Modelo 1

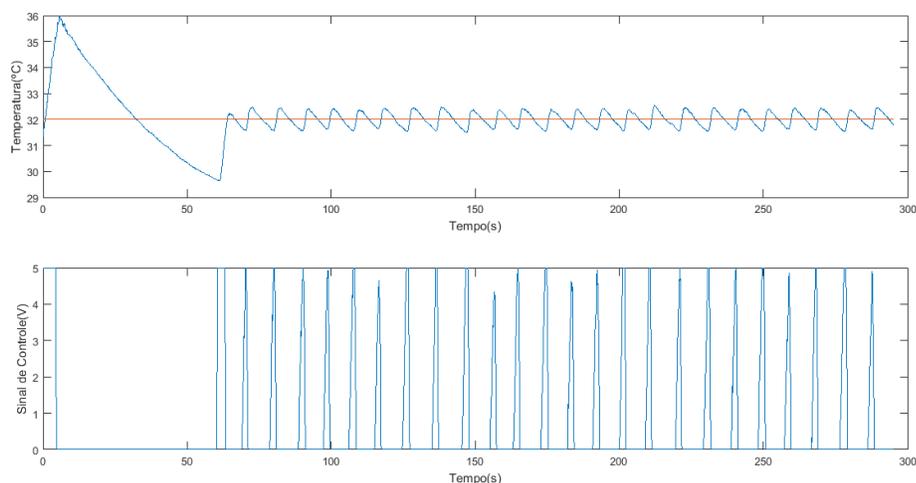
Nas figuras dessa seção podem ser observadas as saídas do sistema controlado e os sinais de controle com as sintonias obtidas pelos métodos CHR, Cohen-Coon e o primeiro método de Ziegler-Nichols, com tensão de entrada igual a 2V. Para esse caso foi usado o SP de 32V, que foi a temperatura que o sensor estabilizou quando estava em malha aberta com a tensão de entrada de 2V.

Figura 4.1 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 2V



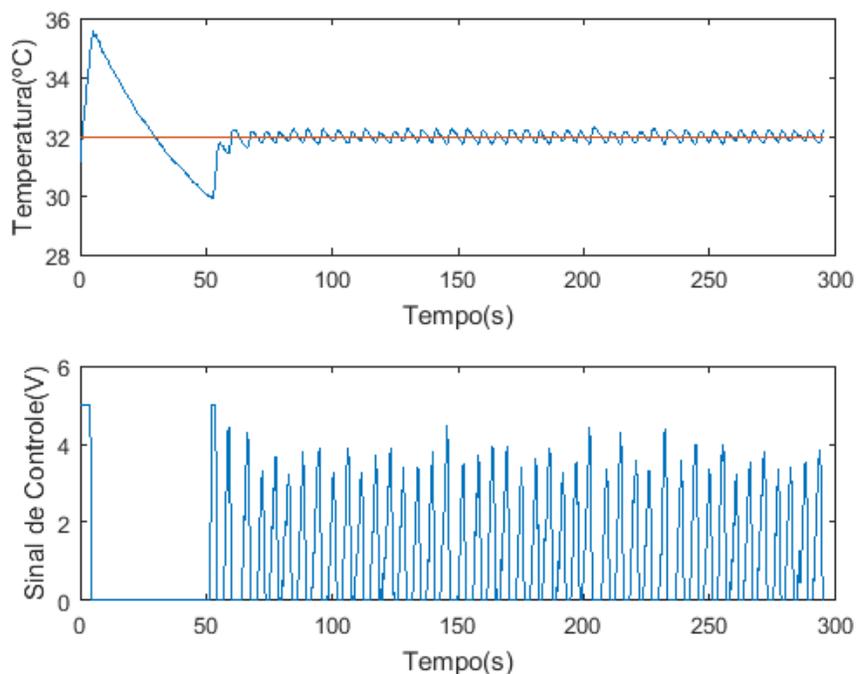
A sintonia do gráfico acima não foi satisfatória, devido *overshoot* superior aos 25% propostos pelo método. Outro fator que justifica isso é o chaveamento no sinal de controle, devido ao elevado ganho proporcional.

Figura 4.2 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 2V



A sintonia do gráfico acima tem comportamento semelhante ao do primeiro método de Ziegler-Nichols, com *overshoot* elevado, além de seu sinal de controle ser demasiadamente agressivo, quase chaveando.

Figura 4.3 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de CHR a 2V

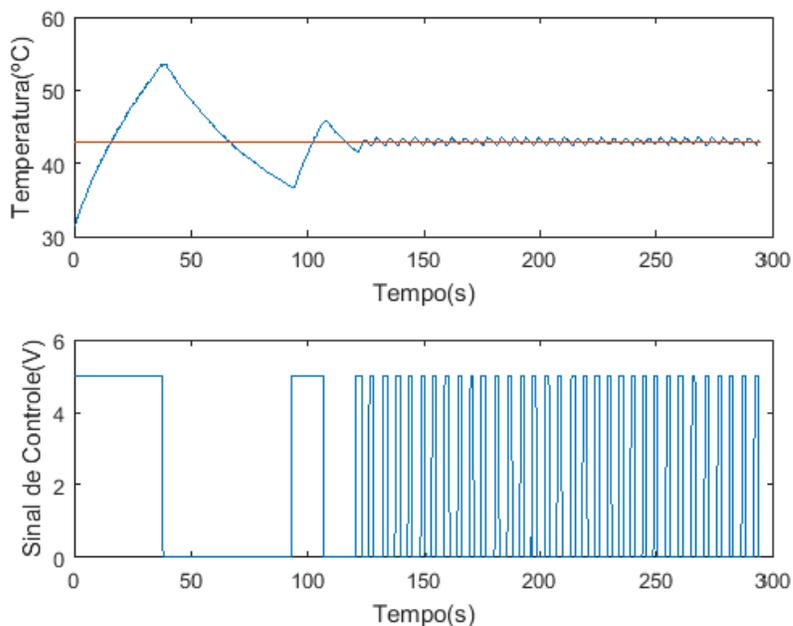


A sintonia do gráfico acima tem comportamento um pouco diferente dos métodos anteriores, embora continue com *overshoot* elevado – superior a 0%, como proposto pelo método -, seu sinal de controle não é tão agressivo quando aos demais.

## 4.2. Resultados do Modelo 2

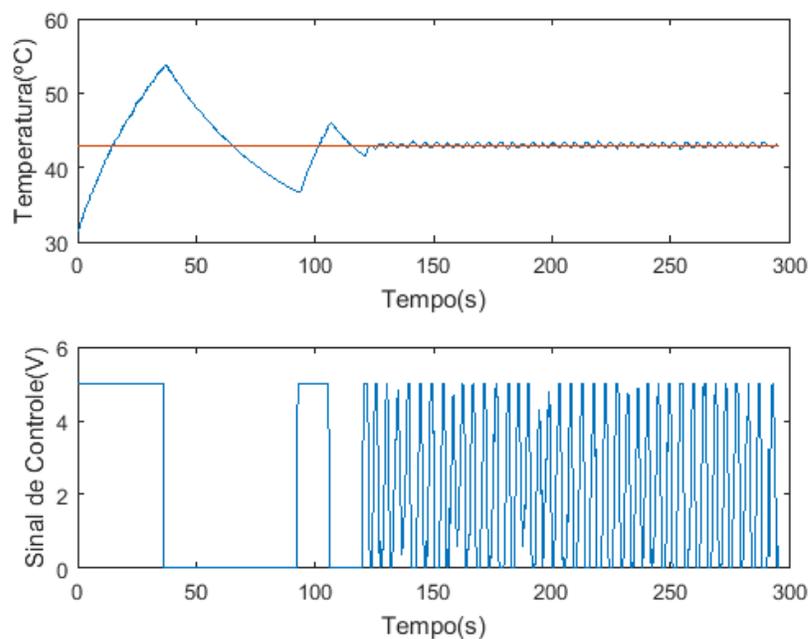
Nas figuras dessa seção serão ilustrados os sinais de saída do sistema controlado e os sinais de controle com as sintonias obtidas pelos métodos CHR, Cohen-Coon e o primeiro método de Ziegler-Nichols, com tensão de entrada igual a 3V. Diferente do subcapítulo anterior, foi usado um SP igual a 43V, que foi a temperatura a qual o sensor estabilizou em malha aberta com a tensão de entrada de 3V.

Figura 4.4 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 3V



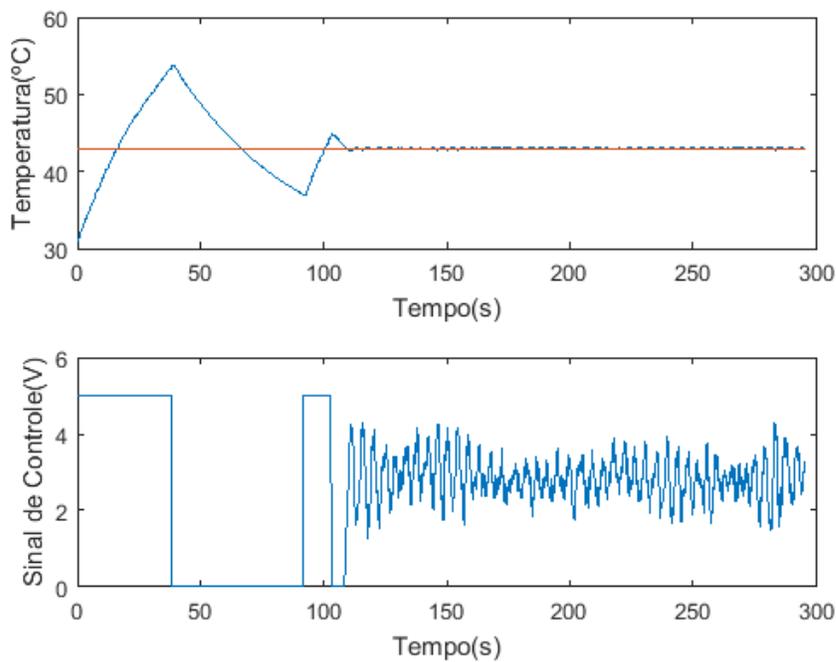
Semelhante ao modelo 1, sua sintonia acima não foi satisfatória, devido *overshoot* superior aos 25% propostos pelo método. Outro fator que justifica isso é o chaveamento no sinal de controle, devido ao elevado ganho proporcional.

Figura 4.5 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 3V



Como no modelo 1, a sintonia do gráfico acima tem *overshoot* elevado, além de seu sinal de controle ser demasiadamente agressivo, quase chaveando.

Figura 4.6 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 3V

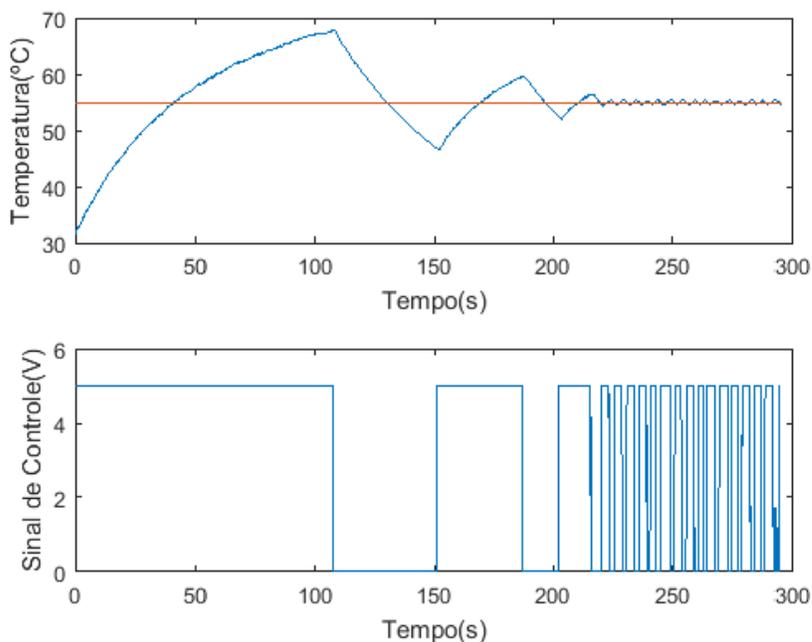


Embora esse método tenha um resultado bem mais satisfatório que os anteriores, devido ao sinal de controle não ser agressivo, tem *overshoot* superior ao de 0% proposto pelo método.

### 4.3. Resultados do Modelo 3

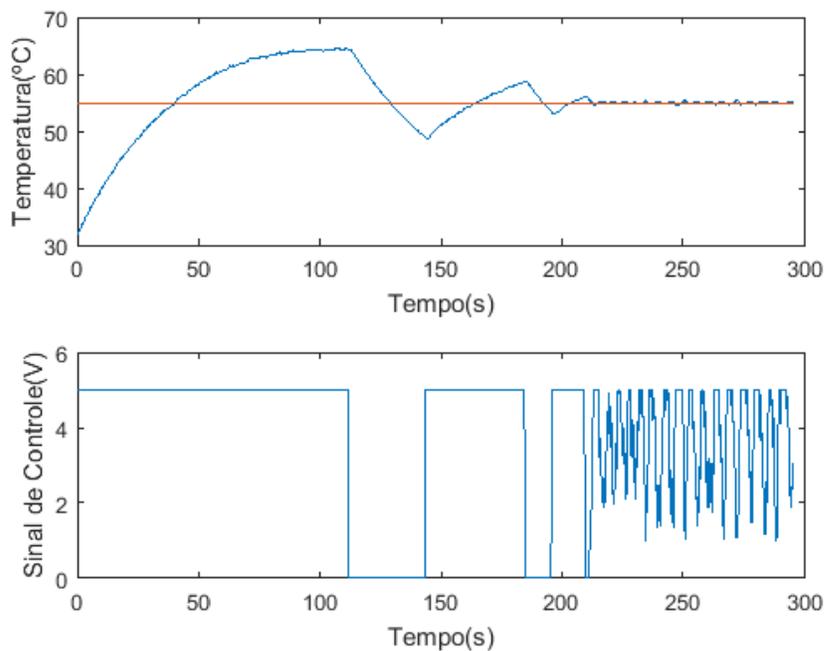
Assim como nas seções anteriores, nas figuras desse subcapítulo serão mostrados os sinais de saída do sistema controlado e os sinais de controle com as sintonias obtidas pelos métodos CHR, Cohen-Coon e o primeiro método de Ziegler-Nichols, com tensão de entrada igual a 4V. Sendo que dessa vez foi usado um SP igual a 55V, que foi a temperatura a qual o sensor estabilizou em malha aberta com a tensão de entrada de 4V.

Figura 4.7 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 4V



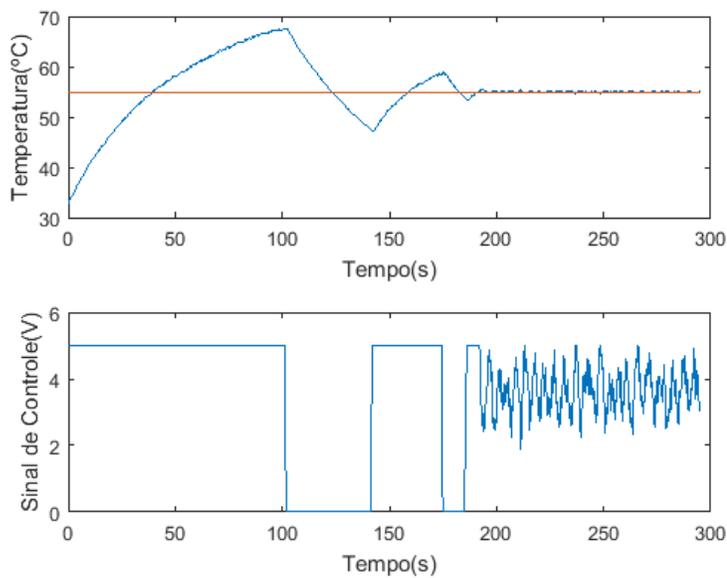
Como nos modelos anteriores, a sintonia do gráfico acima não foi satisfatória, devido *overshoot* superior aos 25% propostos pelo método. Outro fator que justifica isso é o chaveamento no sinal de controle, devido ao elevado ganho proporcional.

Figura 4.8 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 4V



Diferente aos modelos anteriores, a sintonia do gráfico acima não tem *overshoot* tão elevado, porém tem seu tempo de acomodação elevado.

Figura 4.9 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 4V

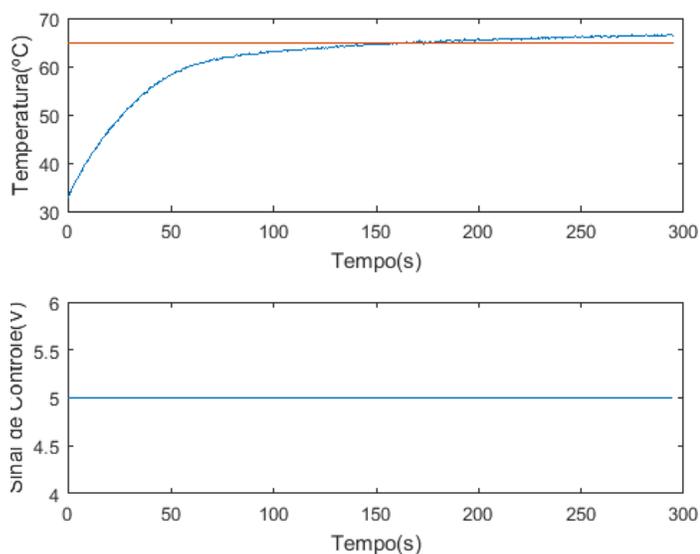


Da mesma forma que no modelo 2, esse método tenha um resultado bem mais satisfatório que os anteriores, devido ao sinal de controle não ser agressivo, tem *overshoot* superior ao de 0% proposto pelo método.

#### 4.4. Resultados do Modelo 4

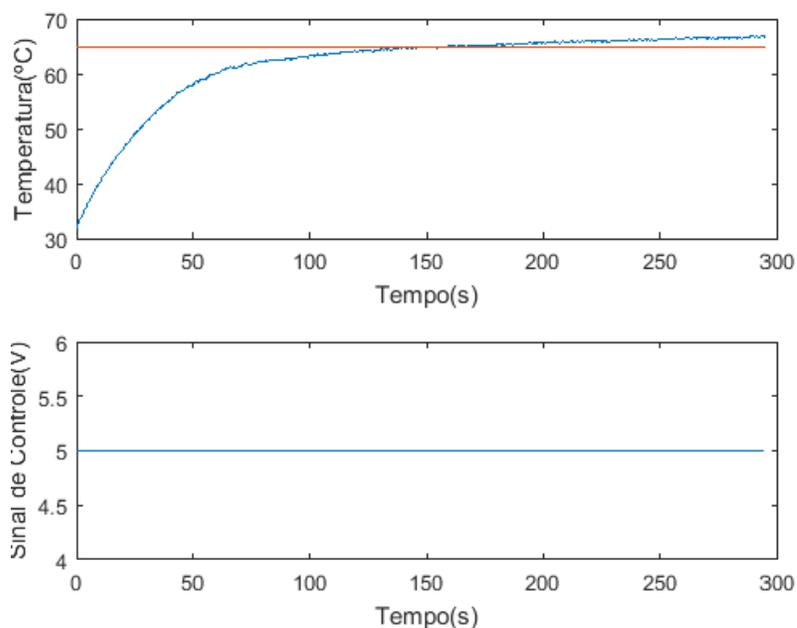
Da mesma forma que nas seções anteriores, nas figuras serão mostrados os sinais de saída e os sinais de controle do sistema controlado com as sintonias obtidas pelos métodos CHR, Cohen-Coon e o primeiro método de Ziegler-Nichols, com tensão de entrada igual a 5V. Agora usando um SP igual a 65V, que foi a temperatura a qual o sensor estabilizou em malha aberta com a tensão de entrada de 5V.

Figura 4.10 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo primeiro método de Ziegler-Nichols a 5V



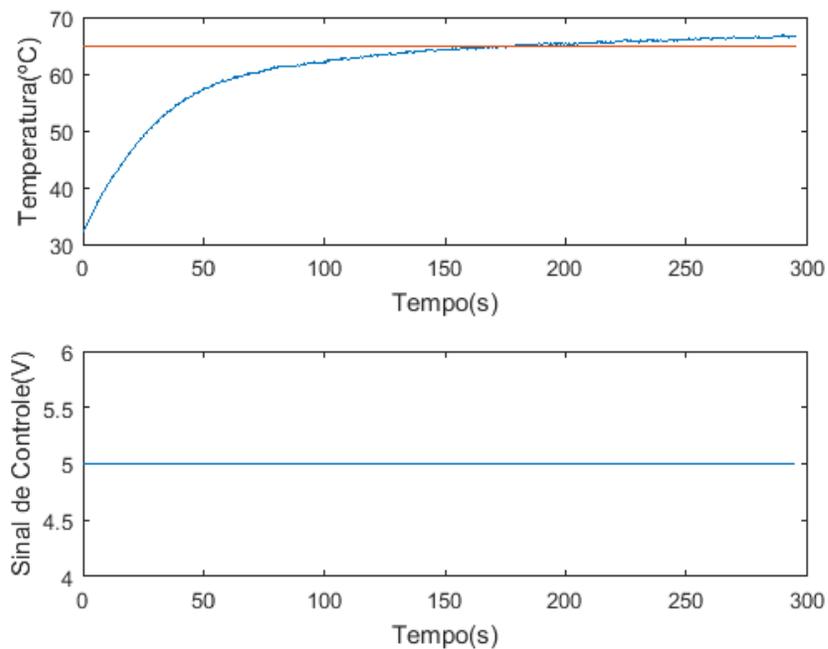
Embora não tenha de controlado, o gráfico foi coerente com o que deveria ser, visto que ficou saturado do começo ao fim, mas ainda assim foi insatisfatório.

Figura 4.11 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método de Cohen-Coon a 5V



A sintonia acima foi tão insatisfatória quanto a do primeiro método de Ziegler-Nichols, por terem comportamentos idênticos – saturação do sinal de controle do começo ao fim.

Figura 4.12 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pelo método CHR a 5V



A sintonia acima foi tão insatisfatória quanto os métodos anteriores, por terem comportamentos idênticos.

#### **4.5. Eficiência dos Métodos de Sintonia na Planta**

Ao se verificar empiricamente a eficácia dos métodos de sintonia para essa planta, chega-se à conclusão que esses métodos não tiveram resultados devidamente satisfatórios para essa aplicação, visto que ou tem *overshoot* elevado, consequência de uma ação de integral alta, ou fica trabalhando como um controlador por histerese, visto que fica chaveando o sinal de controle devido a seu ganho proporcional alto. Tais comportamentos são sintomas de uma sintonia ineficaz.

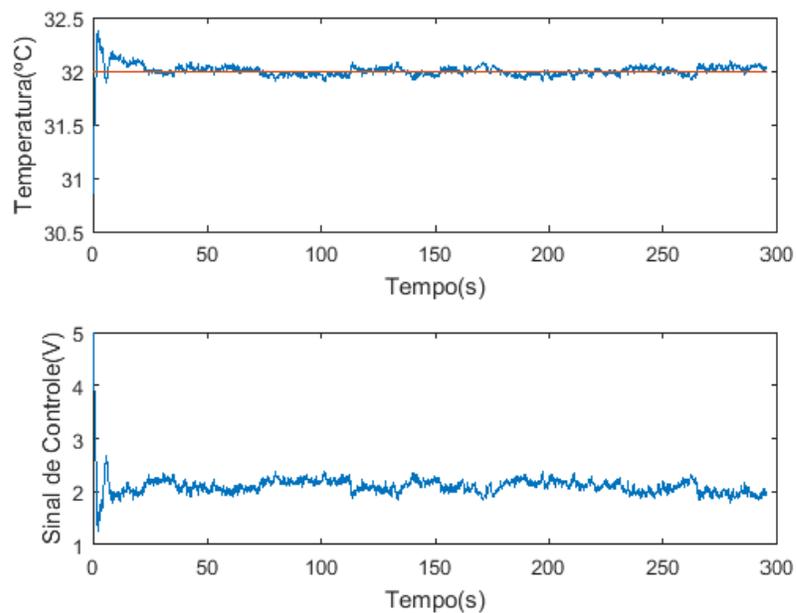
A ineficácia dos métodos de sintonia para esse trabalho não precisaria nem ser provada empiricamente, bastava ter checado a faixa em que cada um dos métodos abrange o fator de incontrolabilidade, e para esse caso o fator de incontrolabilidade dessa planta não está em nenhuma das faixas dos métodos de sintonia supracitados. Isso se deve ao quase inexistente atraso de transporte e a lentidão da planta. Para contornar isso foi feita uma sintonia manual.

#### **4.6. Sintonia Manual**

Para a sintonia manual foi utilizado o método de tentativa e erro, tendo como chute inicial as melhores sintonias que foram calculadas pelos métodos clássicos, visando encontrar os parâmetros do PID ótimos para cada faixa de temperatura, minimizando o *overshoot* e tempo de acomodação.

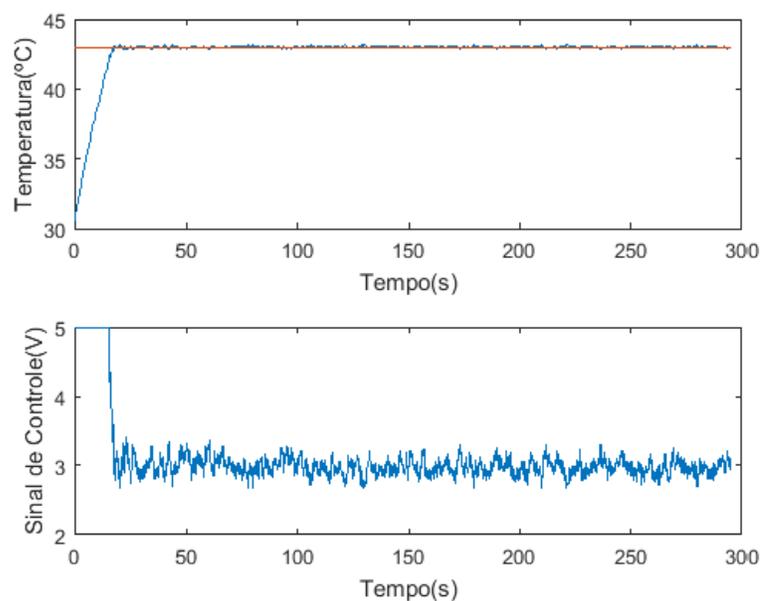
Para a faixa que compreende 0 a 2V foram utilizados  $K_p = 3$  e  $\tau_i = 2,307$  para a sintonia do PI, o controle dessa sintonia é ilustrado na Figura 4.13.

Figura 4.13 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 2V



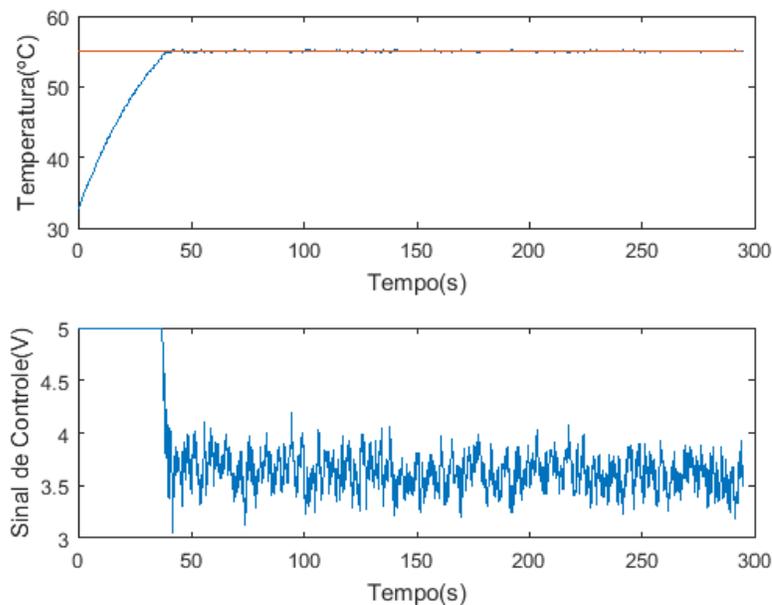
Para os níveis de tensão correspondente a 2 a 3V foram utilizados  $K_p = 2$  e  $\tau_i = 114,28$  para a sintonia do PI, o controle dessa sintonia é mostrado na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 3V



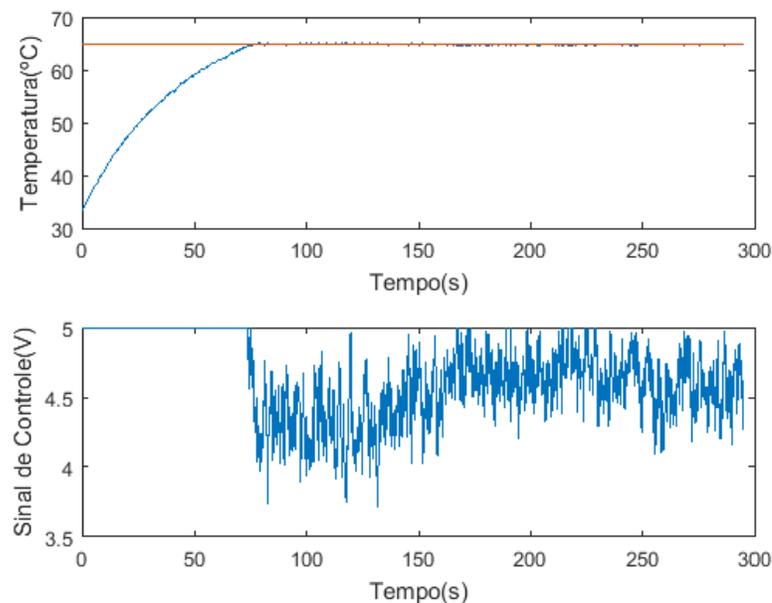
Para o intervalo que corresponde a 3 a 4V foram utilizados  $K_p = 2$  e  $\tau_i = 266,66$  para a sintonia do PI, o controle dessa sintonia é mostrado na Figura 4.15.

Figura 4.15 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 4V



Para os níveis de tensão correspondente a 4 a 5V foram utilizados  $K_p = 2,2$  e  $\tau_i = 578,94$  para a sintonia do PI, o controle dessa sintonia é mostrado na Figura 4.16.

Figura 4.16 – Gráficos da saída e do sinal de controle da planta obtidos pela sintonia manual a 5V



## 5. Conclusão

Pode-se concluir que apesar de que clássicos e muito utilizados na indústria, os métodos propostos apresentados nesse trabalho não foram devidamente satisfatórios, devido ao comportamento lento da planta e baixíssimo atraso de transporte em relação a sua constante de tempo. Devido a isso a planta térmica tem um fator de incontrolabilidade demasiadamente baixo, fora das faixas de abrangências dos métodos supracitados.

Outro problema que dificultou o controle por meio dos métodos de sintonia clássicos foi a natureza da planta. Malhas de temperatura além de serem naturalmente lentas, não trabalham com tensão negativa, no sentido de resfriar o ambiente, o melhor que pode ser feito para causar tal consequência é desligar a tensão do aquecedor, não tendo um mecanismo de resfriamento eficiente.

Mesmo que os métodos de sintonia dessem parâmetros próximos de um controle bom, teria que ser feito um ajuste fino, visto que tais métodos dão boas estimativas – quando dão – dos parâmetros do controlador PID. Tendo em vista a ineficiência dos métodos para esse caso, uma sintonia manual trouxe um resultado muito bom, com *overshoot* quase nulo e baixo tempo de estabilização.

## 6. Referências Bibliográficas

Apkarian, J., Lacheray, H., Lévis, M. [2014], *Instructor Workbook: Heat Flow Experiment for MATLAB/Simulink Users*.

Aström, K. J.; Hägglund, T [1995], *PID controllers: theory, design, and tuning*, 2<sup>a</sup> ed. North Carolina, The Instrumentation, Systems, and Automation Society

Bissell, C. C.[1993], *Control Engineering*. 1<sup>a</sup> ed. London, Chapman & Hall.

Bolton, W[1995], *Engenharia de Controle*. 1<sup>a</sup> ed. São Paulo, Makron Book do Brasil.

Campos, M. C. M. M., Teixeira H. C. G. [2010], *Controles típicos de equipamentos e processos industriais*, 1<sup>a</sup> ed. Edgard Blücher.

Martins, K. E. C.[2015], '*Identificação de Sistemas Dinâmicos não Lineares com Aplicações na Indústria do Petróleo e Gás*', Trabalho de conclusão de curso, Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

OGATA, Katsuhiko[1998], *Engenharia de controle moderno*, 3<sup>a</sup> ed. Rio de Janeiro, LTC.

Dorf, R. C., Bishop R. H. [2001], *Sistemas de Controle Modernos*, 8<sup>a</sup> ed. LTC.

Seborg, D., Edgar, T. F., Mellichamp, D. [2004], *Process dynamics & control*, 2<sup>a</sup> John Wiley & Sons.

Shinskey, F. G[1979], *Process-Control System*, 2<sup>o</sup> ed, New York; McGraw-Hill.

Ziegler, J. G., Nichols N. B. [1942], *Optimum settings for automatic controllers*, trans. ASME.