



Universidade Federal
do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

SISTEMAS DE CONTROLE DE NÍVEL E DE TEMPERATURA DE UMA
BANCADA DIDÁTICA DO LTTC

Fabio Fernandes de Barros

Projeto de graduação apresentado ao Curso de
Engenharia Mecânica da Escola Politécnica,
Universidade Federal do Rio de Janeiro, como
parte dos requisitos necessários à obtenção do
título de Engenheiro.

Orientador: Prof. Hécio Rangel Barreto Orlande, Ph.D.

Rio de Janeiro

Agosto de 2013

SISTEMAS DE CONTROLE DE NÍVEL E DE TEMPERATURA DE UMA
BANCADA DIDÁTICA DO LTTC

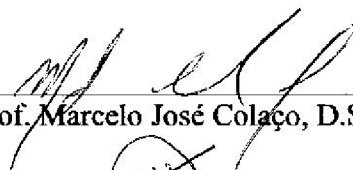
Fabio Fernandes de Barros

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO CURSO
DE ENGENHARIA MECÂNICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE
ENGENHEIRO MECÂNICO.

Examinada por:



Prof. Hélcio Rangel Barreto Orlande, Ph.D.



Prof. Marcelo José Colaço, D.Sc.



Prof. Daniel Alves Castello, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

AGOSTO de 2013

Barros, Fabio Fernandes de

Sistemas de Controle de Nível e de Temperatura de uma Bancada Didática do LTTC/ Fabio Fernandes de Barros. - Rio de Janeiro: UFRJ/ESCOLA POLITÉCNICA,2013

IX, 82 p.: il.; 29,7 cm

Orientador: Hélcio Rangel Barreto Orlande

Projeto de Graduação – UFRJ/ Escola Politécnica/ Curso de Engenharia Mecânica, 2013

Referências Bibliográficas: p.81-82

1. Sistema de Controle de Nível 2. Sistema de Controle de Temperatura
3. Scilab I. Orlande, Hélcio Rangel Barreto II.Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ, Escola Politécnica, Curso de Engenharia Mecânica
- III. Título

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à Escola Politécnica/ UFRJ como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Engenheiro Mecânico.

Sistemas de Controle de Nível e de Temperatura de uma Bancada Didática do LTTC

Fabio Fernandes de Barros

Agosto/2013

Orientador: Prof. Hélcio Rangel Barreto Orlande, Ph.D.

Curso: Engenharia Mecânica

Este trabalho relata a simulação dinâmica de dois sistemas de controle: um de controle de nível e outro de controle de temperatura. Estes dois sistemas compõem uma bancada experimental didática do LTTC e foram simulados utilizando o *software* de programação numérica Scilab 5.4.1. Os parâmetros dos controladores PID foram obtidos através de métodos de sintonia existentes na literatura.

Palavras-chave: Controle de Nível, Controle de Temperatura.

Abstract of Undergraduate Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Engineer.

Level and Temperature Control System for LTTC's Experimental Test Bench

Fabio Fernandes de Barros

August/2013

Advisor: Prof. Hélcio Rangel Barreto Orlande, Ph.D.

Course: Mechanical Engineering

This work reports the dynamic simulation for two control systems: a level control system and another temperature control. These systems are parts of LTTC's experimental test bench and they have been simulated using Scilab 5.4.1. PID parameters controllers have been obtained through tuning's methods which there are in literature.

Keywords: Level Control System, Temperature Control System.

Sumário

Capítulo 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objetivo.....	2
Capítulo 2 - FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
2.1. Sistema de controle robusto.....	3
2.2. Especificações de desempenho.....	4
2.2.1. Compensação do sistema.....	5
2.2.2. Procedimentos de projeto.....	6
2.3. Variáveis de estado e equações de estado de um processo.....	7
2.4. Resposta transitória de sistemas de 1ª ordem.....	8
2.4.1. Respostas com atraso no tempo.....	11
2.5. Resposta transitória de sistemas de 2ª ordem.....	12
2.5.1. Respostas superamortecidas.....	13
2.5.2. Respostas subamortecidas.....	14
2.5.3. Respostas de sistemas de ordem superior.....	16
2.6. Controle por realimentação.....	17
2.6. Tipos de controladores.....	19
2.6.1. Controlador proporcional (P).....	19
2.6.2. Controlador proporcional-integral (PI).....	20
2.6.3. Controlador proporcional-integral-derivativo (PID).....	21
2.6.4. Efeito combinado das ações de controle.....	22
2.7. Sensores e transmissores.....	24
2.8. Válvula de controle.....	26
2.8.1. Ganho da válvula de controle.....	27
2.9. Métodos de sintonia de controladores.....	28
2.9.1. Método de Ziegler-Nichols.....	28
2.9.2. Método da integral do erro.....	30
2.9.3. Método do modelo interno (IMC).....	32
Capítulo 3 - SIMULAÇÃO DINÂMICA	36
3.1. Planta controlada.....	36
3.2. Instrumentação.....	39
Capítulo 4 - RESULTADOS	46
4.1. Sistema de controle de nível.....	46
4.2. Sistema de controle de temperatura.....	65
Capítulo 5 - CONCLUSÃO	78
5.1. Conclusão para o controle de nível.....	78
5.2. Conclusão para o controle de temperatura.....	79
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	81

NOMENCLATURA

Acrônimos

TO	saída do transmissor
PV	variável do processo
CO	saída do controlador
PB	banda proporcional

Caracteres latinos

$G(s)$	modelo matemático da planta real
$G^*(s)$	modelo da planta real
$E(s)$	função de transferência escalar da estimativa do erro
$G_c(s)$	função de transferência do controlador
$E_m(s)$	função de transferência escalar para o erro relacionado pelo fator multiplicativo
$y(t)$	saída ou variável dependente
$x(t)$	variável de entrada
t	tempo [s]
$f(t)$	desvio na variável $x(t)$
$p(t)$	desvio na variável $y(t)$
K	ganho em regime permanente
r	raíz do denominador da função de transferência
m	magnitude do degrau
L	atraso no tempo [s]
d	distúrbio
e	erro
v	variável manipulada

K_p	ganho proporcional do controlador
$c(t)$	signal de saída do controlador
c_0	signal gerado quando o valor do erro for nulo ($e=0$) [adm]
T_i	tempo integral [s]
T_d	tempo derivativo [s]
$R(s)$	função de transferência sensor/transmissor
$m(t)$	signal de saída (em porcentagem) do controlador
vp	posição da haste da válvula de controle [mm]
K_v	ganho proporcional da válvula de controle
K_{cr}	ganho proporcional crítico
P_{cr}	período crítico [s]
R	resistência da válvula de bloqueio
C	capacitância [min/m ²]
$Y(s)$	função de transferência da saída do processo
$Y_{sp}(s)$	função de transferência do valor desejado
c	corrente [mA]
h	valor de entrada no transmissor [mm]
pn	porcentagem em nível
V	vazão [l/min]
D	leitura do rotâmetro
T	período [s]
$ST_{1/1}$	vazão medida pelo conjunto FE-1/FT-1 de transmissores
[l/min]	
$ST_{2/1}$	vazão medida pelo conjunto FE-2/FT-1 de transmissores

[l/min]

pa	posição de abertura da válvula (em porcentagem)
$qe(t)$	vazão volumétrica de entrada no tanque [l/min]
$qs(t)$	vazão volumétrica de saída do tanque [l/min]
$h(t)$	altura do nível [mm]
$G_{nível}(s)$	função de transferência da planta de nível
$F(t)$	vazão volumétrica [l/min]
$Te(t)$	temperatura de entrada da água de resfriamento [°C]
$T(t)$	temperatura de saída da água de resfriamento [°C]
T_{∞}	temperatura do ambiente externo [°C]
$Qel(t)$	taxa de energia fornecida pela resistência [W]
A	área da superfície externa do trocador de calor [m ²]
U	coeficiente de transferência de calor global da parede do tanque [W/m ² °C]
dx	comprimento do volume infinitesimal da serpentina
$\dot{m}(t)$	vazão mássica que passa no interior da serpentina [kg/s]
c_p	calor específico a pressão constante da água de resfriamento, suposto constante [J/kg°C]
ρ	massa específica da água contida no volume $A'dx$, suposta constante [kg/m ³]
A'	área da seção transversal da serpentina [m ²]
U'	coeficiente de transferência de calor global entre a serpentina e

a água do tanque [W/m²°C]

P perímetro da seção transversal da serpentina [m]

$T_s x$ temperatura de entrada da água no volume infinitesimal [°C]

$T_s x + dx$ temperatura de saída da água do volume infinitesimal [°C]

T_s temperatura no interior do volume infinitesimal [°C]

$T_b(t)$ temperatura da água do banho [°C]

M massa de água contida no banho

Caracteres gregos

τ constante de tempo [s]

ξ coeficiente de amortecimento

δ inclinação da reta

ψ frequência [rad/s]

Φ ângulo de fase em radianos

$\Delta(s)$ erro no domínio de Laplace

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1. Motivação

Os sistemas de controle estão presentes no dia a dia de todos, desde os sistemas mais simples (como um simples brinquedo em algum parque de diversões por exemplo) até sistemas de controle utilizados em escala industrial (fornos, caldeiras, bombas etc).

No atual mercado, as empresas são obrigadas a melhorar continuamente a produtividade das suas plantas industriais. Uma das áreas tecnológicas fundamentais para se aumentar a rentabilidade das unidades é a de controle, automação e otimização de processos. A aplicação destas tecnologias em processos industriais é vantajosa pois pode aumentar o nível de qualidade dos produtos, minimiza o tempo de reprocessamento, aumenta a confiabilidade dos sistemas, pois os controles bem projetados evitam que os equipamentos operem em regiões indesejadas onde ocorre, por exemplo, uma deterioração mais rápida dos mesmos etc. Por isso, cada vez mais pesquisa-se sobre o assunto, de maneira que a busca pelos melhores tipos de controladores a serem implantados em algum processo específico seja efetiva [1].

Assim, partindo-se desta prerrogativa, é muito comum que se queira que o engenheiro familiarize-se com esta abordagem técnica, que é de fundamental importância, para as áreas da engenharia.

Dentro deste contexto, o Laboratório de Transmissão e Tecnologia do Calor (LTTC/PEM/COPPE/UFRJ) construiu uma bancada experimental a partir de uma tese de mestrado [5], a qual objetivava a utilização de equipamentos modernos na aquisição de dados, com a utilização do *software* LabVIEW. Além de servir como ferramenta didática no ensino das disciplinas de Instrumentação e Controle e de Laboratório de

Engenharia. Esta bancada contava com dois sistemas de controle (nível e temperatura), mas que funcionavam de maneira independente entre eles. Há alguns anos atrás, esta bancada precisou ser desmontada devido à obras no LTTC.

1.2. Objetivo

Com o desejo de se reativar esta bancada experimental, decidiu-se realizar este trabalho, que trata da simulação dinâmica dos sistemas de controle de nível e de temperatura da bancada.

Para a realização deste trabalho, utilizou-se o ambiente de programação numérica, **Scilab 5.4.1** [11]. Este *software* é uma poderosa ferramenta no que tange à simulação dinâmica de sistemas. Além disso, contém uma extensa biblioteca virtual gratuita, que pode ser acessada por qualquer um através da internet.

Capítulo 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. Sistema de controle robusto

O primeiro passo no projeto de um sistema de controle é a obtenção de um modelo matemático da planta ou do objeto a ser controlado. Na realidade, qualquer modelo de uma planta que se queira controlar incluirá um erro no processo de modelagem, isto quer dizer que a planta real será diferente do modelo a ser usado no projeto do sistema de controle.

Para garantir que o controlador projetado com base em um modelo funcionará satisfatoriamente quando for usado na planta real, uma abordagem razoável consiste em presumir, desde o início, que existe incerteza ou erro entre a planta real e seu modelo matemático, incluindo tal incerteza ou erro no próprio projeto do sistema de controle.

Supondo que a planta real que se queira controlar seja $G^*(s)$ e o modelo matemático da planta real seja $G(s)$, onde $G(s)$ e $G^*(s)$ podem ser relacionados por um fator somatório [2]:

$$G^*(s) = G(s) + \Delta(s) \quad (2.1.1)$$

ou por fator multiplicador

$$G^*(s) = G(s)[1 + \Delta(s)] \quad (2.1.2)$$

Como não há uma forma exata de se descrever o erro $\Delta(s)$, recorre-se a uma estimativa do mesmo ($E(s)$), no projeto do controlador. $E(s)$ é uma função de transferência escalar, tal que

$$\|\Delta(s)\|_\infty < \|E(s)\|_\infty = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |E(j\omega)| \quad (2.1.3)$$

onde $\|E(s)\|_\infty$ é o valor máximo de $|E(j\omega)|$ para $0 \leq \omega \leq \infty$ e chama-se norma H-infinito

de $E(s)$.

Com a aplicação do teorema do ganho pequeno [2], deseja-se determinar o controlador $G_c(s)$ de forma que a desigualdade

$$\left\| \frac{E(s)}{1+G_c(s)G(s)} \right\|_{\infty} < 1 \quad (2.1.4)$$

seja satisfeita, onde $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador e $E(s)$ é a função de transferência escolhida para a aproximação de $\Delta(s)$. Na maioria dos casos práticos, é necessário satisfazer mais de uma desigualdade que envolve $G(s)$, $G_c(s)$ e $E(s)$. Por exemplo, para garantir estabilidade robusta e desempenho robusto, pode ser necessário que duas desigualdades, a seguir, sejam satisfeitas, onde [2]:

$$\left\| \frac{E_m(s)G_c(s)G(s)}{1+G_cG(s)} \right\|_{\infty} < 1 \quad \text{para estabilidade robusta} \quad (2.1.5)$$

$$\left\| \frac{E_m(s)}{1+G_cG(s)} \right\|_{\infty} < 1 \quad \text{para desempenho robusto} \quad (2.1.6)$$

onde $E_m(s)$ é função de transferência escalar para o erro relacionado pelo fator multiplicativo, como mostra a equação (2.1.2).

Estabilidade robusta significa que o controlador $G_c(s)$ garante a estabilidade interna de todos os sistemas que pertencem a um grupo de sistemas, que inclui o sistema da planta real. Desempenho robusto significa que o desempenho especificado é atingido em todos os sistemas que pertencem ao grupo [2].

2.2. Especificações de desempenho

Sistemas de controle são projetados para realizar tarefas específicas. Os requisitos impostos no sistema de controle são geralmente explicitados como especificações de desempenho. As especificações podem ser dadas em termos de requisitos de resposta transitória (mínimo sobressinal, tempo de acomodação etc.) e de

requisitos em regime estacionário (como erro estacionário para uma entrada em rampa), ou podem ser dados em termos de resposta em frequência. As especificações de um sistema de controle devem ser dadas antes do início do processo de projeto [2].

Para problemas rotineiros de projeto, as especificações de desempenho (que se relacionam à precisão, estabilidade relativa e velocidade de resposta) podem ser dadas em termos de valores numéricos precisos. Em outros casos, elas podem ser dadas em parte como valores numéricos precisos e em parte em termos de afirmações qualitativas. Nesse último caso, as especificações dadas podem ter de ser modificadas durante o curso do projeto, já que as especificações dadas podem nunca ser satisfatórias (em razão de requisitos conflitantes) ou podem levar a um sistema muito caro.

Geralmente as especificações de desempenho não devem ser mais restritivas que o necessário para a realização da tarefa em questão. Se a precisão da operação em estado estacionário for de primordial importância em determinado sistema de controle, não deve-se precisar de especificações desnecessariamente rígidas na resposta transitória, pois essas especificações exigirão componentes dispendiosos. O mais importante de um projeto de sistemas de controle é estabelecer precisamente as especificações de desempenho, de forma que elas resultem em sistema de controle ótimo para o fim a que se destina [2].

2.2.1. Compensação do sistema

Ajustar o ganho proporcional é o primeiro passo no ajuste do sistema para um desempenho satisfatório. No entanto, em muitos casos práticos, o ajuste do ganho, por si só, pode não proporcionar uma alteração no comportamento do sistema que atenda às especificações desejadas. Como ocorre frequentemente, o aumento no valor do ganho melhora o comportamento em regime estacionário, mas resulta em estabilidade

deficiente e até em instabilidade. Torna-se necessário, então, reprojeter o sistema (modificando a estrutura ou incorporando dispositivos ou componentes adicionais), para alterar seu comportamento geral de modo que ele se comporte como desejado. Tal reprojeto, ou acréscimo de um dispositivo adequado, chama-se compensação. Um dispositivo inserido no sistema com o propósito de satisfazer às especificações é denominado compensador. Este compensa pelo desempenho deficiente do sistema original [2].

2.2.2. Procedimentos de projeto

No processo de projetar um sistema de controle, um modelo matemático para este sistema precisa ser montado e ajusta-se os parâmetros de um compensador. Uma vez que um modelo matemático satisfatório tenha sido obtido, deve-se construir um protótipo e testar o sistema em malha aberta. Se houver garantia de estabilidade absoluta da malha aberta, fecha-se a malha e testa-se o desempenho do sistema de malha fechada resultante. Devido aos efeitos negligenciados da carga entre os componentes, às não linearidades, aos parâmetros distribuídos que não foram levados em consideração no projeto original etc, o desempenho real do protótipo do sistema provavelmente será diferente das previsões teóricas. Portanto, o primeiro projeto pode não satisfazer todos os requisitos de desempenho. Assim, deve-se ajustar os parâmetros do sistema e modificar o protótipo até que o mesmo atenda às especificações. Ao se fazer isso, deve-se analisar cada teste e os resultados da análise devem ser incorporados ao teste seguinte. Com isso, é necessário garantir que o sistema final atenda às especificações de desempenho e seja, ao mesmo tempo, confiável e econômico [2].

2.3. Variáveis de estado e equações de estado de um processo

Para caracterizar um sistema de processo (tanque aquecedor, reator nuclear, coluna de destilação, trocador de calor etc.) e o seu respectivo comportamento é preciso [3]:

- Um conjunto de quantidades dependentes fundamentais que descreverão o estado natural do sistema;
- Um conjunto de equações destas quantidades que descreverão como o estado natural do sistema irá variar com o tempo.

Para a maior parte dos sistemas de processo, existem três quantidades fundamentais: massa, energia e quantidade de movimento. Na verdade, muito frequentemente estas quantidades dependentes fundamentais não podem ser medidas diretamente e convenientemente. Em determinados casos, seleciona-se outras variáveis que podem ser medidas convenientemente e, então, agrupando-as apropriadamente elas podem determinar o valor das variáveis fundamentais.

Assim, massa, energia e quantidade de movimento podem ser caracterizadas por variáveis como densidade, concentração, temperatura, pressão e vazão mássica. Estas variáveis caracterizadas são chamadas de variáveis de estado do sistema e seus respectivos valores definem o estado do sistema [3].

As equações que relacionam as variáveis de estado (variáveis dependentes) às variáveis independentes são derivadas da aplicação do princípio de conservação nas quantidades fundamentais e são chamadas, na teoria de controle, de equações de estado.

O princípio de conservação de uma quantidade S é:

$$\begin{aligned}
\text{Taxa de acúmulo de } S \text{ no sistema} = & \frac{\text{fluxo de } S \text{ entrando no sistema}}{\text{tempo}} - \\
& - \frac{\text{fluxo de } S \text{ saindo do sistema}}{\text{tempo}} + \\
& + \frac{\text{quantidade de } S \text{ gerada dentro do sistema}}{\text{tempo}} - \\
& - \frac{\text{quantidade de } S \text{ consumida dentro do sistema}}{\text{tempo}}
\end{aligned}$$

onde S pode ser: massa total, massa individual de componentes, energia total e quantidade de movimento [3].

Portanto, a modelagem de um processo usa as leis físicas e correlações para descrever o sistema. A vantagem dos modelos físicos é que eles podem dar informações pormenorizadas do sistema e eles permitem extrapolações. A desvantagem é que pode ser difícil construir modelos físico-químicos dinâmicos de processos complexos, como colunas de destilações e certos reatores. Outra desvantagem é que estes modelos podem ser extremamente complexos e de pouco valor prático, caso não se conheçam com precisão os seus parâmetros, além disso o tempo necessário para o desenvolvimento destes modelos é muito elevado.

Normalmente estes modelos são linearizados (aplicando-se a série de Taylor) em torno do ponto de operação, de forma a se utilizar as teorias de controle de sistemas lineares. Para uma função de duas variáveis, tal linearização é escrita como [1]:

$$\text{Linearização: } y = f(x, z) = f(x_0, z_0) + \frac{df}{dx}(x_0, z_0)(x - x_0) + \frac{df}{dz}(x_0, z_0)(z - z_0) \quad (2.3.1)$$

2.4. Resposta transitória de sistemas de 1ª ordem

A dinâmica de resposta de muitos processos e sistemas de controle podem ser representados por equações diferenciais de primeira ordem. Sistemas de primeira ordem

também são importantes porque muitos sistemas de ordem superior podem ser tratados como combinações de sistemas de primeira ordem, tanto em série como em paralelo.

Seja a equação diferencial de primeira ordem,

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = bx(t) + c \quad (2.4.1)$$

onde $y(t)$ é a saída ou variável dependente; $x(t)$ é a variável de entrada; t é o tempo (variável independente) e os parâmetros a_1 , a_0 e b são constantes. Escrevendo a equação (2.4.1) no regime permanente inicial, tem-se:

$$a_0 y(0) = bx(0) + c \quad (2.4.2)$$

Subtraindo (2.4.2) de (2.4.1) e fazendo,

$$f(t) \equiv x(t) - x(0) \quad (2.4.3)$$

$$p(t) \equiv y(t) - y(0) \quad (2.4.4)$$

onde $f(t)$ e $p(t)$ são os desvios nas variáveis $x(t)$ e $y(t)$, respectivamente, tem-se

$$a_1 \frac{dp(t)}{dt} + a_0 p(t) = b f(t) \quad (2.4.5)$$

A equação (2.4.5) é a equação diferencial linear geral de primeira ordem em termos dos desvios de valores das variáveis de entrada e saída no regime permanente inicial. Dividindo a equação (2.4.5) pelo coeficiente a_0 , tem-se

$$\tau \frac{dp(t)}{dt} + p(t) = K f(t) \quad (2.4.6)$$

onde τ é a constante de tempo; K é o ganho em regime permanente.

Finalmente aplicando Transformadas de Laplace em (2.4.6), tem-se

$$\frac{P(s)}{F(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.4.7)$$

A equação (2.4.7) mostra a função de transferência de um sistema de primeira ordem na forma padrão. Nota-se que a raiz do denominador da função de transferência é

$r = -1/\tau$ o que garante que a resposta do sistema será estável se a constante de tempo for positiva [4].

Para obter a resposta ao degrau de magnitude m e sabendo-se que $f(t) = m u(t)$, onde $u(t)$ é a função degrau unitário e que a transformada da entrada é $F(s) = m/s$, pode-se substituir esta transformada da entrada na equação (2.4.7) expandir o resultado em frações parciais, originando

$$P(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \frac{m}{s} \quad (2.4.8)$$

$$P(s) = \frac{-Km}{s} + \frac{Km}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (2.4.9)$$

Da transformada inversa de Laplace de (2.4.9), tem-se

$$p(t) = Km[u(t) - e^{-t/\tau}] \quad (2.4.10)$$

É importante observar que para $t = \tau$, o valor de $p(t)/Km$ é 0,632 ou a resposta alcançou 63,2% do seu valor final. A **Figura 2.1**, mostra a curva exponencial de resposta ao degrau unitário [2,4].

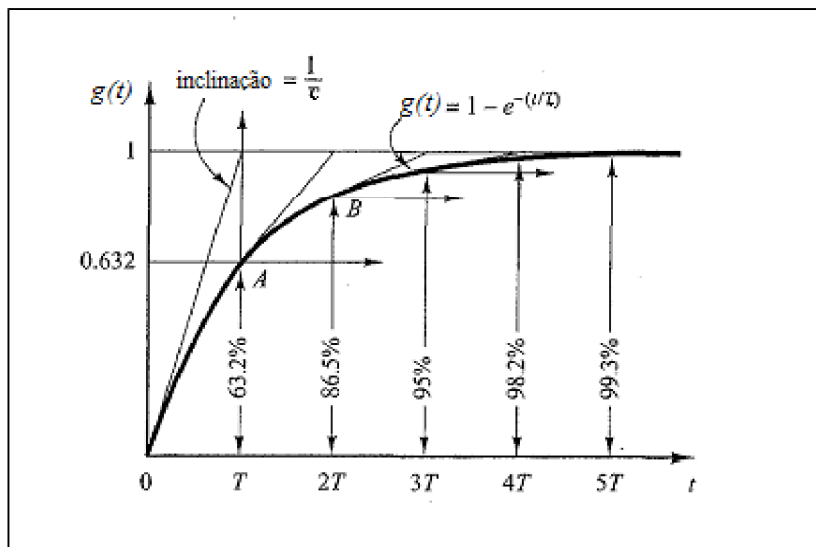


Figura 2.1: Resposta exponencial, onde $g(t) = p(t)/Km$ [2].

2.4.1. Respostas com atraso no tempo

Algumas respostas de processos exibem atrasos no tempo (também conhecido como atraso de transporte ou tempo morto). Logo, o atraso no tempo modificará o padrão de função de transferência de primeira ordem, como a função apresentada pela equação (2.4.10). Assim, para processos com atraso no tempo (L) tem-se,

$$P(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1} F(s) \quad (2.4.1.1)$$

Este tipo de função de transferência é importante, pois pode ser usada para aproximar as respostas de processos de ordem superior. A equação de resposta para uma entrada em degrau unitário, assim como o efeito do atraso no tempo (**Figura 2.2**), podem ser observados abaixo [4].

$$p(t) = Km u(t - t_0) (1 - e^{-(t-t_0)/\tau}) \quad (2.4.1.2)$$

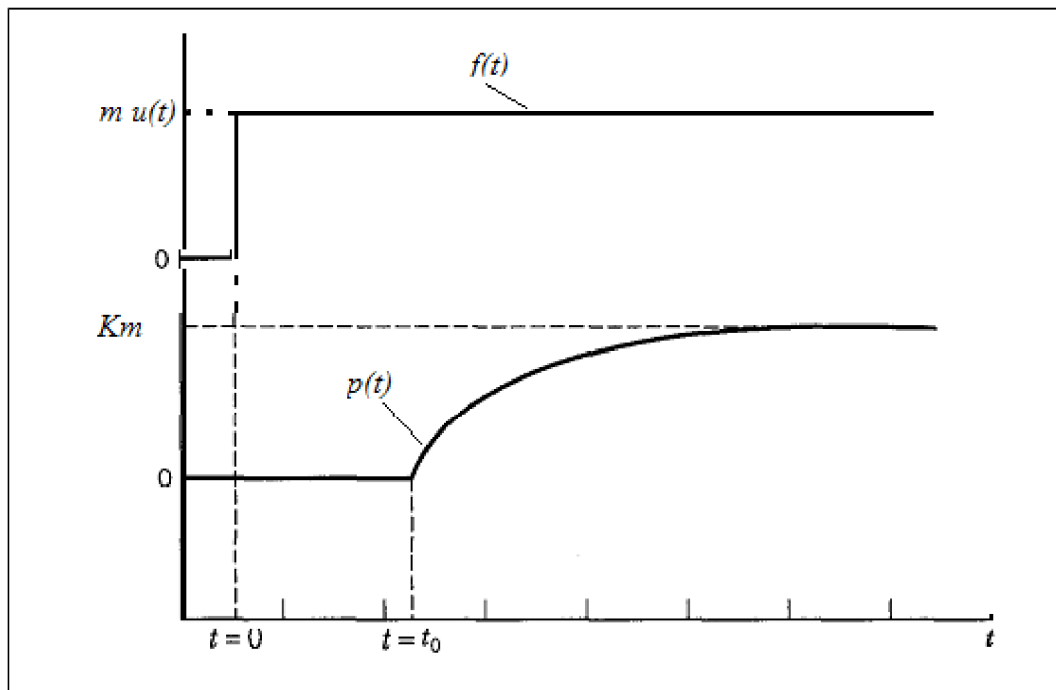


Figura 2.2 : Resposta com atraso no tempo [4].

2.5. Resposta transitória de sistemas de 2ª ordem

A resposta transitória para sistemas de segunda ordem diferem da resposta dos sistemas de primeira ordem. Esta resposta dependerá dos valores das raízes do denominador da função de transferência, ou seja, se tais raízes são reais ou um par de complexos conjugados.

Um sistema linear de segunda ordem é representado pela seguinte equação diferencial:

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = bx(t) + c \quad (2.5.1)$$

onde a_1, a_2, a_0, b e c são constantes.

Assumindo as condições no regime permanente, tem-se:

$$a_0 y(0) = bx(0) + c \quad (2.5.2)$$

Subtraindo (2.5.2) de (2.5.1), tem-se:

$$a_2 \frac{d^2 p(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dp(t)}{dt} + a_0 Y(t) = bf(t) \quad (2.5.3)$$

onde,

$$p(t) \equiv y(t) - y(0) \quad (2.5.4)$$

$$f(t) \equiv x(t) - x(0) \quad (2.5.5)$$

São os desvios nas variáveis $y(t)$ e $x(t)$, respectivamente.

Com isso, pode-se encontrar a forma padrão da equação (2.5.3),

$$\tau^2 \frac{d^2 p(t)}{dt^2} + 2\zeta\tau \frac{dp(t)}{dt} + p(t) = Kf(t) \quad (2.5.6)$$

onde,

$\tau = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}}$ é a constante de tempo;

$$\zeta = \frac{a_1}{2\tau a_0} = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} \quad \text{é o coeficiente de amortecimento;}$$

$$K = \frac{b}{a_0} \quad \text{é o ganho em regime permanente.}$$

A razão de como os parâmetros ζ e τ são definidos é pelo motivo de que, pela definição do tempo característico a_2 e a_0 devem possuir o mesmo sinal; caso contrário o tempo característico seria um número imaginário e perderia a sua utilidade.

Tomando a transformada de Laplace na equação (2.5.6),

$$\frac{P(s)}{F(s)} = \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1} \quad (2.5.7)$$

As raízes do denominador podem ser encontradas e a partir disso, obter-se as diferentes comportamentos do sistema para diferentes valores de ζ . Resumindo,

$\zeta > 1 \rightarrow$ superamortecido, monotônico e estável

$0 < \zeta < 1 \rightarrow$ subamortecido, oscilatório e estável

$\zeta = 0 \rightarrow$ não-amortecido e com oscilação sustentada

$-1 < \zeta < 0 \rightarrow$ instável com oscilação crescente

$\zeta = 1 \rightarrow$ criticamente amortecido

2.5.1. Respostas superamortecidas

Quando o coeficiente de amortecimento é maior que um ($\zeta > 1$), as raízes da equação do denominador da função de transferência (2.5.7), serão números reais. Fatorando o denominador da função de transferência (2.5.7) em dois termos de primeira ordem, onde cada termo possui uma constante de tempo efetivas, obtêm-se:

$$\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1 = \tau^2 (s - r_1)(s - r_2) = (\tau_{e1} + 1)(\tau_{e2} + 1) \quad (2.5.1.1)$$

onde,

$$\tau_{e1} = \frac{-1}{r_1} = \frac{\tau}{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}} ;$$

$$\tau_{e2} = \frac{-1}{r_2} = \frac{\tau}{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}} .$$

Substituindo (2.5.1.1) em (2.5.7), tem-se:

$$\frac{P(s)}{F(s)} = \frac{K}{(\tau_{e1}s+1)(\tau_{e2}s+1)} \quad (2.5.1.2)$$

Onde a equação (2.5.1.2) é a função de transferência que representa os sistemas de segunda ordem, quando as raízes do denominador de (2.5.7) são números reais [4].

2.5.2. Respostas subamortecidas

O estudo de respostas subamortecidas ou oscilatórias é importante, porque é muito comum serem encontradas nos sistemas de controle com realimentação. Muitos dispositivos comuns, como pêndulos, suspensão de automóveis entre outros, também exibem um comportamento oscilatório [4].

Sistemas de segunda ordem representados pela equação (2.5.6) são subamortecidos quando o coeficiente de amortecimento está entre -1 e +1. Assim, as raízes do denominador da função de transferência (2.5.7) será um par de complexos conjugados, onde:

$$r_{1,2} = \frac{-\zeta}{\tau} \pm i \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau} \quad (2.5.2.1)$$

Isto implica que a resposta será uma onda senoidal, com a frequência igual a parte imaginária e a razão de decaimento igual a parte real. Se o coeficiente de amortecimento for positivo ($0 < \zeta < 1$), a amplitude das oscilações decairá com o tempo e a resposta será estável. Para o caso em que o coeficiente de amortecimento for negativo, a amplitude aumentará com o tempo e a resposta será instável. Para um coeficiente de

amortecimento igual a zero, as oscilações serão sustentadas e a resposta é dita não-amortecida [4].

A resposta à um degrau unitário de magnitude m ($f(t)=m u(t)$), como entrada e após utilizar a transformada de Laplace e de utilizar expansão em frações parciais, tem-se:

$$p(t) = Km[u(t) - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-(\zeta/\tau)t} \text{sen}(\psi t + \Phi)] \quad (2.5.2.2)$$

onde,

$$\psi = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau} \text{ é a frequência em rad/s}$$

$$\Phi = \text{tg} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \text{ é o ângulo de fase em radianos}$$

Conforme indicado na **Figura 2.3** o gráfico desta resposta é apresentado, onde T é o período e que é definido como $2\pi/\psi$.

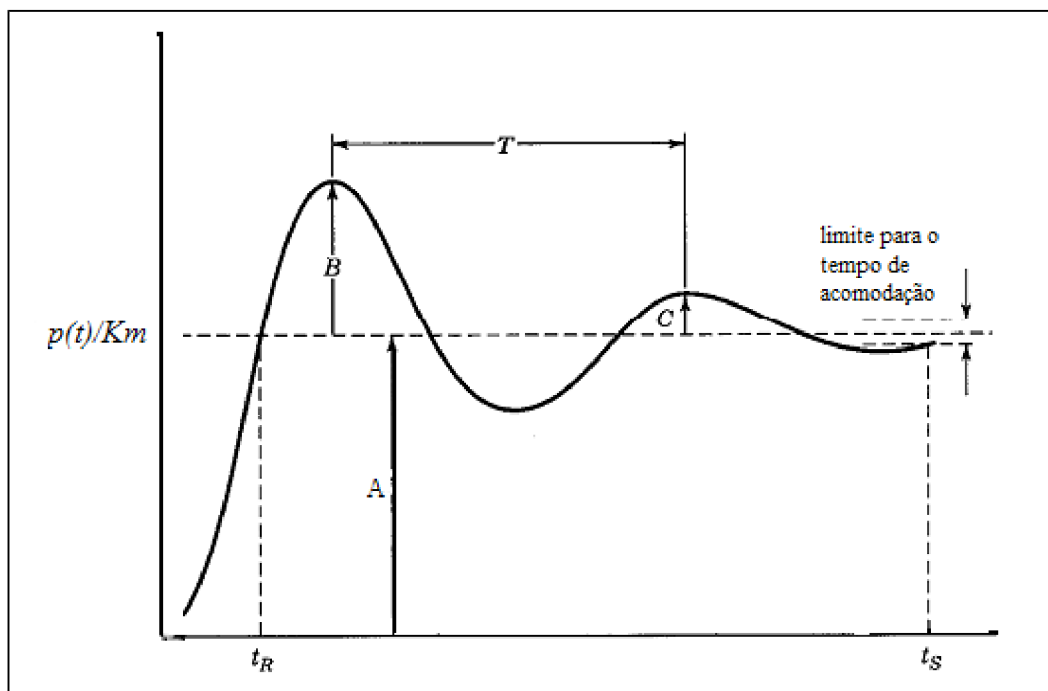


Figura 2.3: Resposta subamortecida tendo como entrada um degrau de magnitude m [4].

A partir do gráfico apresentado pela **Figura 2.3**, pode-se definir algumas

propriedades da resposta genérica em questão:

Razão de decaimento. A razão de decaimento é a razão pela qual a amplitude da onda senoidal é reduzida durante um ciclo completo. Isto é definido como a razão entre dois picos sucessivos na mesma direção: C/B , como mostrado na **Figura 2.3**.

$$\text{Razão de decaimento} = e^{-(\zeta/\tau)T} = e^{-2\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.5.2.3)$$

A razão de decaimento é importante, pois serve como critério para estabelecer uma resposta satisfatória em controles com realimentação.

Tempo de subida. Este é o tempo que a resposta leva para alcançar pela primeira vez o seu valor em regime permanente, na **Figura 2.3** está definido como t_R .

Tempo de acomodação. É o tempo que a resposta leva para atingir a uma banda, em porcentagem, do regime permanente e permanecer em tal banda. Valores típicos estão na ordem de $\pm 5\%$, $\pm 3\%$ e $\pm 1\%$ da variação total. O tempo de acomodação é mostrado na **Figura 2.3** como t_s . Como visto anteriormente, a parte real das raízes do denominador da função de transferência, controla o tempo de acomodação. Para limites de banda de $\pm 1\%$, ele o tempo é aproximadamente de $5\tau / \zeta$.

Sobrevalor. O sobrevalor é a fração (ou porcentagem) do valor final do regime permanente no qual o primeiro pico excede este valor. Assumindo que o primeiro pico ocorre na metade do ciclo de uma entrada em degrau, tem-se:

$$\text{Sobrevalor} = e^{-(\zeta/\tau)T/2} = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (2.5.2.4)$$

Pela **Figura 2.3**, pode-se notar que o sobrevalor é dado como a razão B/A , onde $A=K\Delta x$ [4].

2.5.3. Respostas de sistemas de ordem superior

A resposta de sistemas representados por equações diferenciais de ordem maior que dois, pode ser imaginada como uma combinação de respostas de sistemas de

primeira ordem com atraso e de sistemas de segunda ordem subamortecidos [4]. Quando todas as raízes do denominador da função de transferência são reais, um sistema de n -ordem torna-se uma combinação de n -sistemas de primeira ordem com atraso. Assim, pode-se estender os resultados das respostas dos sistemas de segunda ordem superamortecidos, para os sistemas de ordem superior superamortecidos. Por exemplo, considerando o seguinte sistema de n -ordem superamortecido,

$$P(s) = \frac{K}{\prod_{k=1}^n (\tau_k + 1)} F(s) \quad (2.5.3.1)$$

onde K é o ganho e τ_k são as n constantes de tempo efetivas ou os inversos negativos das n raízes do polinômio do denominador. A resposta para este sistema a uma entrada em degrau de magnitude m , $F(s) = m/s$, se todas as constantes de tempo são diferentes entre si, tem-se:

$$P(s) = Km \left[u(t) - \frac{\sum_{k=1}^n \tau_k^{n-1} e^{-t/\tau_k}}{\prod_{j=1, j \neq k}^n (\tau_k - \tau_j)} \right] \quad (2.5.3.2)$$

Quando as n constantes de tempo são iguais [4],

$$P(s) = Km \left(u(t) - \sum_{k=1}^n \frac{1}{(n-k)!} \left(\frac{t}{\tau} \right)^{n-k} \right) \quad (2.5.3.3)$$

2.6. Controle por realimentação

Considerando um processo generalizado qualquer, mostrado na **Figura 2.4a**, nota-se que ele tem uma saída y , um distúrbio d e uma variável manipulada v .

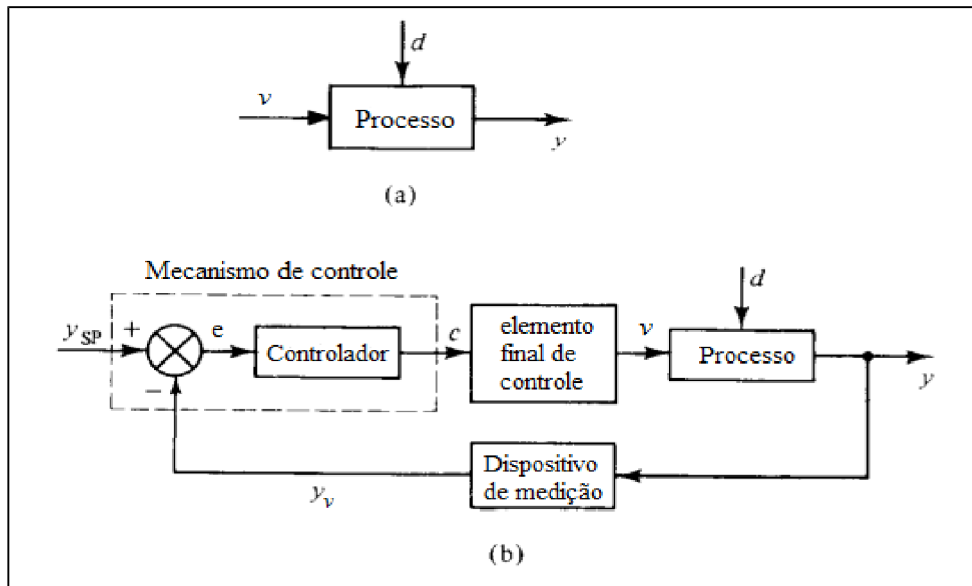


Figura 2.4: (a) processo e (b) malha com realimentação correspondente [3].

O distúrbio d (também conhecido como carga do processo), muda de uma maneira inesperada e o controle tenta manter o valor de saída y em um nível desejado. O controle com realimentação atua da seguinte maneira:

- Mede o valor de saída (vazão, pressão, nível do líquido, temperatura, composição) usando um dispositivo de medição apropriado. Como mostrado na **Figura 2.4b**. Este valor medido está definido como y_v .
- Compara o valor indicado y_v com o valor desejado y_{sp} (“set point”) na saída. O desvio (ou erro) será $e = y_v - y_{sp}$.
- O valor do desvio é fornecido ao controlador. O controlador atua no valor da variável manipulada v de maneira a reduzir o valor do desvio. Normalmente o controlador não afeta a variável manipulada diretamente, mas através de um elemento final de controle (normalmente uma válvula de controle).

O sistema da **Figura 2.4a** é conhecido como malha aberta, em contraste ao sistema da **Figura 2.4b** que é conhecido como malha fechada. Quando o valor de d ou v muda a resposta do primeiro, esta é chamada de resposta em malha aberta, enquanto

que no segundo é chamada de resposta em malha fechada [3].

2.6. Tipos de controladores

Entre o dispositivo de medição e o elemento final de controle, existe o controlador. A função do controlador é receber o valor medido na saída e compará-lo com o valor desejado (“*set point*”). A partir daí, o controlador origina um sinal atuante que é enviado ao elemento final de controle. No entanto, existem diferentes tipos de controladores, onde cada um é utilizado de acordo com cada tipo de processo e de acordo com o critério de desempenho previamente definido [3]. A seguir são discutidos os controladores proporcional (P), proporcional-integral (PI) e proporcional-integral-derivativo (PID).

2.6.1. Controlador proporcional (P)

No controlador proporcional, a saída do controlador $c(t)$ é proporcional ao erro e , isto é,

$$c(t) = K_p e(t) + c_0 \quad (2.6.1.1)$$

onde K_p é o ganho proporcional do controlador e c_0 é o sinal gerado pelo controlador quando o valor do erro for nulo ($e = 0$). Como atualmente a maioria dos controladores são digitais, utiliza-se normalmente a implementação do algoritmo em velocidade, que apresenta a vantagem de não necessitar da definição de um valor inicial. Este algoritmo de controle calcula sempre a variação da sua saída a partir do último valor medido. Um controlador proporcional é descrito pelo valor de seu ganho proporcional K_p ou equivalentemente por sua banda proporcional PB, onde $PB = 100/K_p$. A banda proporcional equivale ao erro que provoca uma variação de 100% na saída do controlador [1,3]. Na ação proporcional o controlador reage instantaneamente ao erro,

se o erro não variar e ficar constante, conseqüentemente a saída do controlador também não irá variar, como mostra a **Figura 2.5**. Entretanto, estes controladores permitem um erro em regime permanente, isto é, eles podem encontrar um ponto de equilíbrio onde existe um desvio entre o valor desejado (*set point*) e a variável a ser controlada [1].

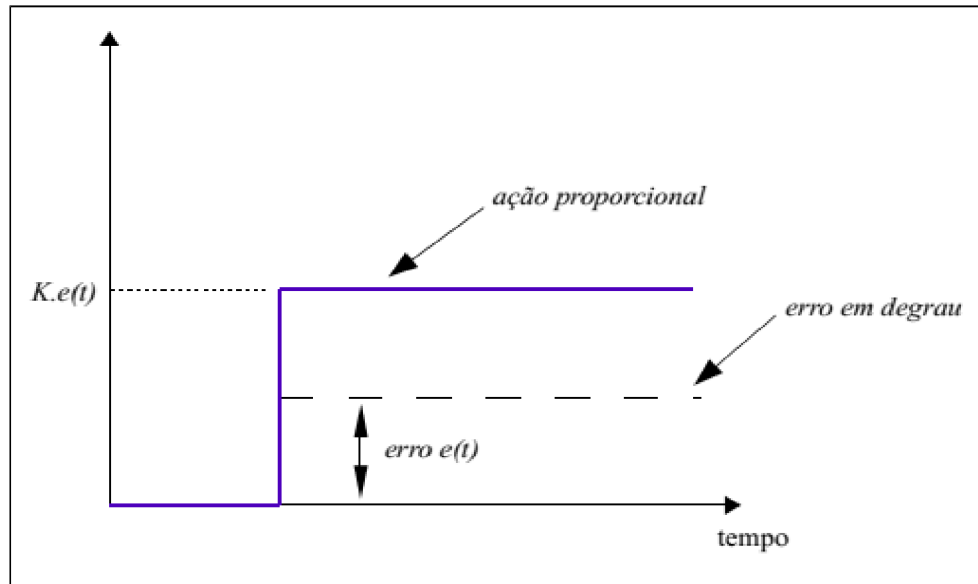


Figura 2.5: Ação proporcional.

2.6.2. Controlador proporcional-integral (PI)

O controlador proporcional-integral gera a sua saída proporcionalmente ao erro e proporcionalmente à integral do erro. A seguir está mostrada a equação do algoritmo de posição do controlador PI paralelo, cujo ganho proporcional também multiplica o termo integral:

$$co(t) = K_p e(t) + K_p \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + co_0 \quad (2.6.2.1)$$

O fator multiplicativo $1/T_i$ é conhecido como o ganho integral do controlador (ou número de repetições por segundo). O termo T_i é o tempo integral. Alguns fabricantes preferem que o termo da ação integral a ser ajustado durante a sintonia seja o tempo integral em segundos ou minutos por repetição, enquanto outros escolhem o “reset” ou

repetições por segundo ou por minuto, que é o inverso do tempo integral ($1/T_i$) [3]. A

Figura 2.6 mostra a ação do controlador integral quando ocorre um erro em degrau.

Observa-se que a ação integral será a “integral” do degrau, que é uma rampa. A ação integral irá aumentar ou diminuir a saída do controlador indefinidamente enquanto houver erro [1].

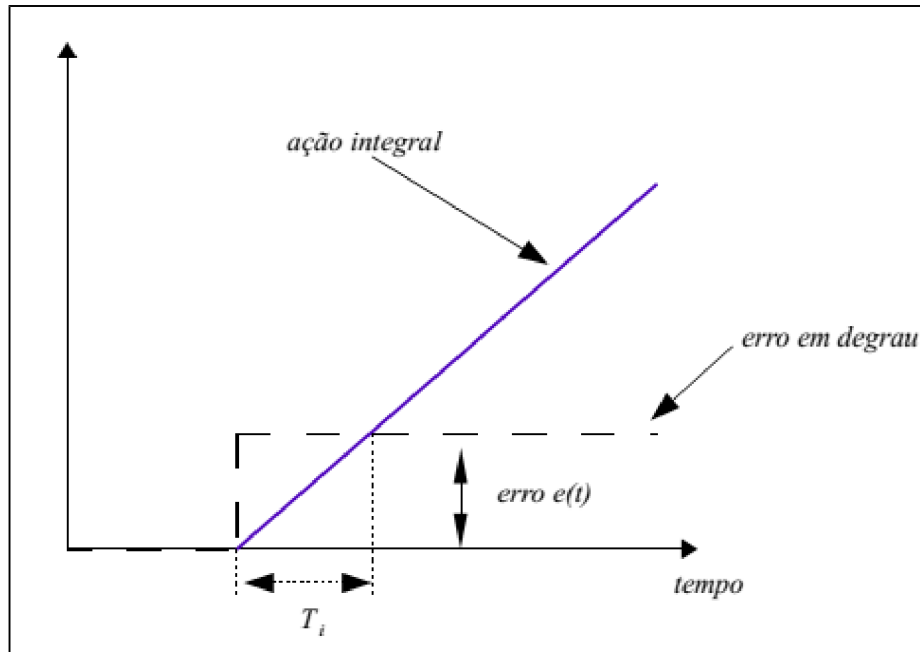


Figura 2.6: Ação integral, mostrando o tempo integral T_i .

2.6.3. Controlador proporcional-integral-derivativo (PID)

O controlador proporcional-integral-derivativo gera a sua saída proporcionalmente ao erro, proporcionalmente à integral do erro e proporcionalmente à derivada do erro. A seguir, está mostrada a equação do algoritmo de posição do controlador, onde o ganho proporcional também multiplica o termo integral e o termo derivativo:

$$c(t) = K_p e(t) + K_p \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} + c_0 \quad (2.6.3.1)$$

O fator multiplicativo T_d é conhecido como o tempo derivativo do controlador. O

termo derivativo leva em consideração uma tendência de aumento ou diminuição do erro, e atuar na saída do controlador de forma a eliminar este potencial erro que está sendo previsto no futuro, como mostra a **Figura 2.7**.

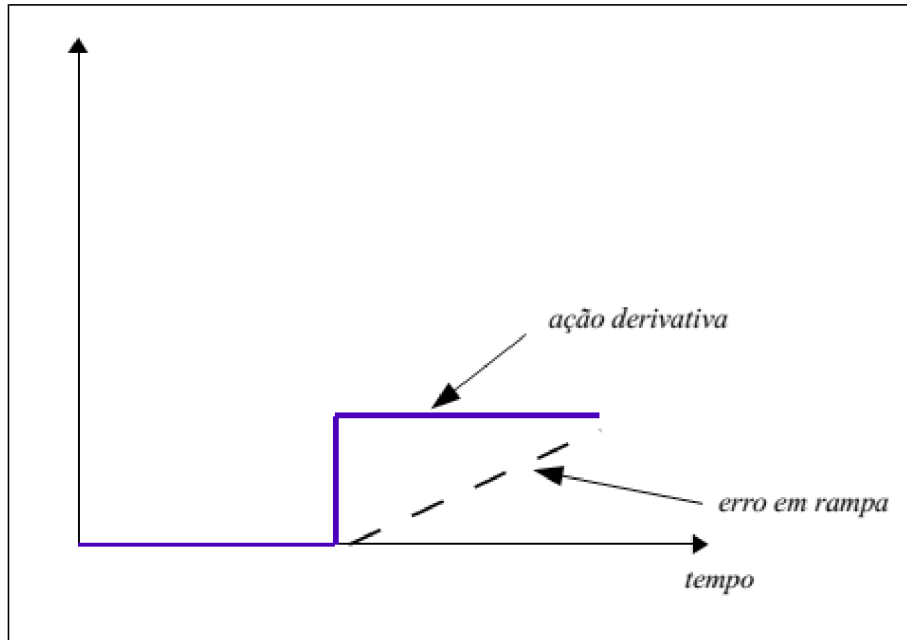


Figura 2.7: Ação derivativa do controlador.

A função derivativa tem, portanto, uma função de antecipação, e surgiu para facilitar o controle e evitar oscilações em processos lentos. Devido a esta propriedade, a ação de controle derivativa é na maioria das vezes referido como controle antecipatório.

As maiores desvantagens do controle derivativo são as seguintes:

- Para uma resposta com erro não nulo constante a ação de controle derivativa não atua, pois $de/dt=0$.
- Para um ruído de resposta com erro quase nulo ele pode computar grandes valores para o termo derivativo, e assim produz uma alta ação de controle desnecessariamente [1,3].

2.6.4. Efeito combinado das ações de controle

Ainda que o controle proporcional possa ser empregado sozinho, o mesmo não

se aplica aos controles integral e derivativo. O usual é o emprego dos controladores proporcional-integral e proporcional-integral-derivativo [3,5].

Efeitos do controlador proporcional-integral (PI)

A combinação dos modos de controle proporcional e integral leva aos seguintes efeitos:

- A ordem da resposta aumenta (efeito do modo integral);
- O erro de regime é eliminado (efeito do modo integral);
- Conforme K_p aumenta, a resposta torna-se mais rápida (efeito dos modos proporcional e integral) e mais oscilatório devido às mudanças no “*set point*” (sobrevalor e razão de decaimento aumentam – efeito do modo integral). Valores de K_p muito altos criam uma resposta bastante sensível e podem levar à instabilidade;
- Conforme T_i diminui, para K_p constante, a resposta torna-se mais rápida, porém mais oscilatória, com sobrevalores e razão de decaimento altos.

Efeitos do controlador proporcional-integral-derivativo (PID)

A combinação dos três modos de controle leva a uma resposta, para o sistema em malha fechada, com as mesmas características dinâmicas, qualitativamente, que o mesmo sistema sob ação do controlador PI. A presença da ação integral torna a resposta do sistema em malha fechada mais lenta. Para aumentar a velocidade de resposta podemos aumentar o ganho K_p do controlador. No entanto, aumentar K_p para obter respostas com velocidade aceitável pode significar uma resposta mais oscilatória e até instável. A ação derivativa tem um efeito estabilizador do sistema. Assim, pode-se alcançar respostas com velocidade aceitável, selecionando-se um valor apropriado para o ganho K_p mantendo o sobrevalor e a razão de decaimento moderados. A **Figura 2.8**,

resumo o efeito do controlador PID na resposta do processo controlado.

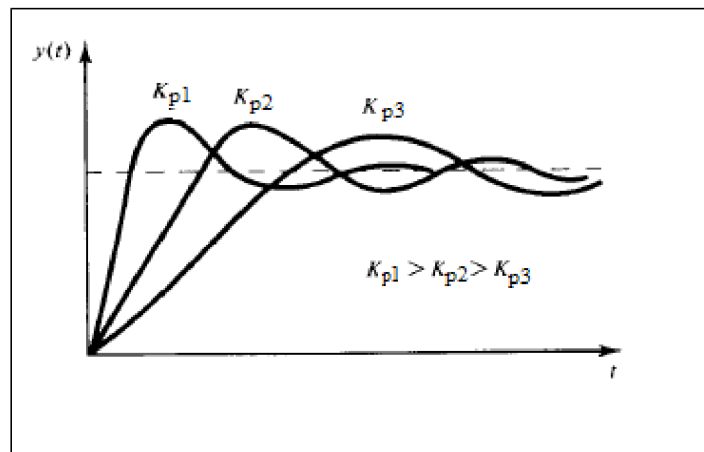


Figura 2.8: Efeito no ganho da resposta, em malha fechada, de sistemas de 1ª ordem com controle PID [3].

Nota-se que mesmo aumentando K_p para obter respostas mais rápidas o sobrevalor permanece praticamente o mesmo e o tempo de acomodação é menor. Ambos são resultados da ação derivativa [3,5].

2.7. Sensores e transmissores

O sensor produz um fenômeno mecânico ou elétrico que está relacionado a variável de processo medida. O transmissor, por outro lado, converte este fenômeno em um sinal que pode ser transmitido. A proposta da combinação sensor/transmissor é gerar um sinal (saída do transmissor) que é relacionado a variável de processo. Teoricamente, esta relação deve ser linear, ou seja, o sinal de saída do transmissor deve ser proporcional a variável de processo. Frequentemente este é o caso de transmissores de nível, pressão e alguns transmissores de temperatura como os dispositivos de temperatura com resistência (RTDs). Em outras situações, a saída do transmissor é uma função não-linear conhecida da variável de processo, como é o caso dos termopares e dos medidores de vazão. Existem três importantes termos relacionados a combinação

sensor/transmissor:

Range do instrumento. É o menor e o maior valor que pode ser medido pelo instrumento.

Span. É a diferença entre o maior e o menor valor do range.

A função de transferência do sensor/transmissor relaciona o seu sinal de saída ao seu sinal de entrada, que normalmente é a variável de processo propriamente dita. Isto é mostrado na **Figura 2.9**.

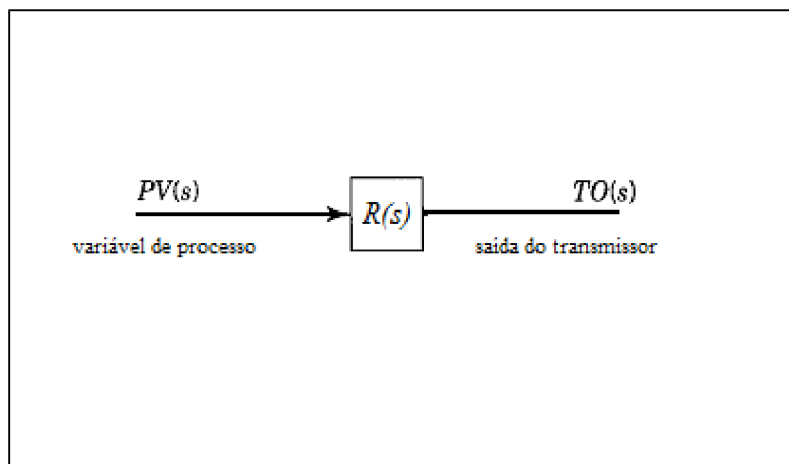


Figura 2.9: Diagrama de bloco de uma combinação sensor/transmissor [4].

A função de transferência para um sensor/transmissor, $R(s)$, de primeira ordem é dada como [4]:

$$R(s) = \frac{TO(s)}{PV(s)} = \frac{K_T}{\tau_T s + 1} \quad (2.6.1)$$

onde K_T é o ganho do transmissor e τ_T é a constante de tempo do transmissor.

Quando a relação entre a saída do transmissor (TO) e a variável de processo (PV) é linear, o ganho do transmissor é fácil de se obter, uma vez que o span é conhecido. Este ganho também pode ser expresso em termos de porcentagem de saída do transmissor.

2.8. Válvula de controle

Válvulas de controle são os elementos finais de controle mais comuns [4]. Elas atuam no sistema de controle ajustando as vazões que afetam a variável de controle. Portanto, de acordo com a variação de abertura da válvula, a resistência ao fluxo varia, o que por sua vez altera a vazão. A **Figura 2.10a** mostra a instrumentação esquemática de uma válvula de controle.

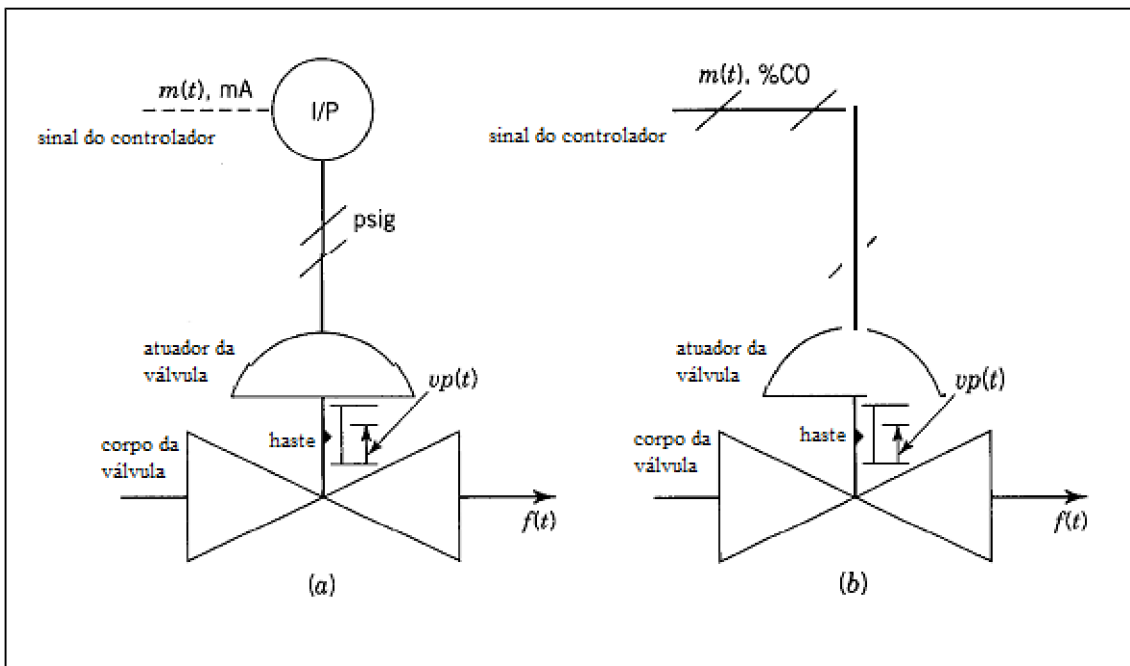


Figura 2.10: Instrumentação esquemática de uma válvula de controle (a) detalhada e (b) simplificada [4].

Ar comprimido é o meio mais usado para ajustar a posição da válvula de controle. Isto deve-se ao fato de não se exigir manutenção frequente do fluido de acionamento do atuador, que é o ar, além disso pela sua alta confiabilidade. Quando o sinal que o controlador envia à válvula está na faixa de 4-20 mA, um transdutor corrente/pressão, mostrado como I/P na **Figura 2.10a**, é utilizado para converter a corrente em pressão. Contudo, o transdutor não afeta o sinal e pode ser omitido num diagrama conceitual como a **Figura 2.10b** mostra. Neste diagrama o sinal do

controlador $m(t)$ está em porcentagem de saída do controlador (% CO).

O atuador da válvula consiste em um diafragma e uma mola, com um diagrama fixado próximo a haste o qual é utilizado para registrar a posição desta haste, no corpo da válvula.

O atuador, como mostra a **Figura 2.10b**, converte a saída do controlador em posição da válvula, $vp(t)$, esta posição é normalmente expressa em forma de fração que varia de zero à um. Quando a posição da válvula é zero, a válvula está fechada e a vazão é nula. Contudo, quando a posição da válvula é igual a um, a válvula está totalmente aberta e a vazão é máxima [4].

2.8.1. Ganho da válvula de controle

O ganho da válvula, como qualquer outro dispositivo, é a razão entre a variação da saída em regime permanente e a variação na entrada. A **Figura 2.10** mostrou que a saída da válvula é a vazão e que a entrada é o sinal de saída do controlador. Assim, o ganho pode ser definido como [4]:

$$K_v = \frac{dq}{dm} \quad (2.8.1.1)$$

onde dq é a variação na vazão e dm é a variação na entrada.

Segundo [4], se a queda de pressão na linha que está conectada à válvula for desconsiderada, a queda de pressão na válvula será constante. Com isso, os ganhos da válvula, podem ser dados por:

$$K_v = \frac{\pm q_{m\acute{a}x}}{100}, \frac{gpm}{\%CO} \quad (\text{característica linear}) \quad (2.8.1.2)$$

onde $q_{m\acute{a}x}$ é a vazão máxima que é alcançada com a válvula totalmente aberta.

$$K_v = \frac{\pm \ln \alpha}{100} \bar{q}, \frac{l/min}{\%CO} \quad (\text{igual porcentagem}) \quad (2.8.1.3)$$

onde α é o parâmetro de range e \bar{q} a vazão média em l/min . O sinal positivo indica que a válvula de controle fecha em caso de falha (*air-to-open*), enquanto o sinal negativo indica que a válvula abre em caso de falha (*air-to-close*).

2.9. Métodos de sintonia de controladores

2.9.1. Método de Ziegler-Nichols

A técnica de sintonia de Ziegler-Nichols divide-se em dois métodos: em malha aberta (primeiro método) e em malha fechada (segundo método), conforme descrito à seguir.

Primeiro método. Aplica-se uma entrada em degrau na planta. Se a planta não possui integradores ou pólos complexos conjugados dominantes, então a curva pode ter o aspecto de um “S”, como mostra a **Figura 2.11**.

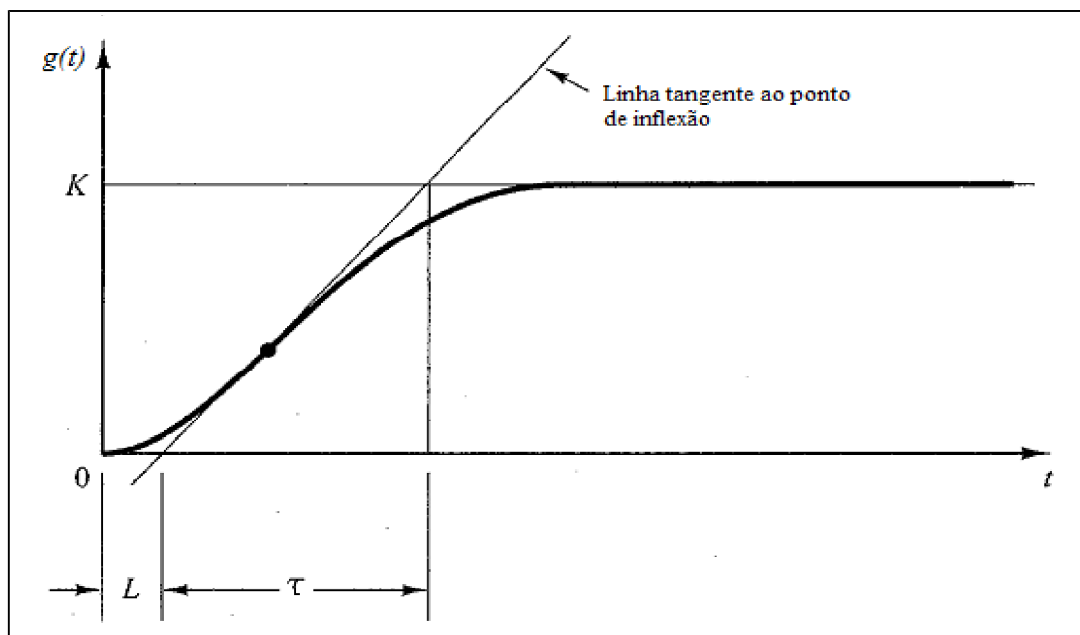


Figura 2.11: Curva de resposta em forma de “S” [2].

A curva pode ser caracterizada por duas constantes, o atraso L e a constante de tempo τ . O atraso e a constante de tempo são determinados desenhando-se uma linha

tangente no ponto de inflexão da curva e determinando-se a intersecção da linha tangente com o eixo dos tempos e a linha $g(t)=K$. A função de transferência pode ser aproximada por um sistema de primeira ordem com atraso:

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (2.9.1.1)$$

Ziegler e Nichols sugeriram escolher K_p, T_i e T_d como parâmetros do controlador de acordo com a **Tabela 2.1** [2].

Tabela 2.1: Parâmetros para o controlador (primeiro método) [2].

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{\tau}{L}$	∞	0
PI	$\frac{0,9\tau}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$\frac{1,2\tau}{L}$	$2L$	$0,5L$

Segundo método. No segundo método, define-se primeiro $T_i = \infty$ e $T_d = 0$. Usando-se somente a ação de controle proporcional, aumenta-se (em malha fechada) K_p de zero ao valor crítico K_{cr} no qual a saída exibe uma oscilação sustentada pela primeira vez. Portanto, o ganho crítico K_{cr} e o período P_{cr} correspondente são determinados experimentalmente. Ziegler e Nichols sugeriram escolher K_p, T_i e T_d como parâmetros do controlador de acordo com a fórmula que aparece na **Tabela 2.2** [2].

Tabela 2.2: Parâmetros para o controlador (segundo método) [2].

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1,2}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

2.9.2. Método da integral do erro

Este método foi inicialmente proposto no trabalho de [6] para perturbação de carga (problema regulatório) e posteriormente no de [7] para degraus no “*set point*”. Este método sugere utilizar como critério de desempenho a integral de uma função do erro dentro de uma janela de tempo, suficiente para eliminar o erro em regime permanente. A vantagem deste critério é considerar toda a curva de resposta do sistema, ao invés de apenas dois pontos, como no da razão de decaimento de $\frac{1}{4}$.

Os dois critérios mais utilizados na prática são o IAE (integral do valor absoluto do erro entre a variável e o *set point* em um horizonte de análise - $\int |e(t)| dt$) ou ITAE (integral do produto do tempo pelo valor absoluto do erro entre a variável e o *set point* em um horizonte de análise- $\int t|e(t)| dt$). A vantagem do ITAE é que ele é menos sensível aos erros que acontecem logo após a perturbação (tempo próximo de zero).

Este método também supõe que a dinâmica do processo pode ser adequadamente representada por um modelo de primeira ordem (K, τ), em série com um atraso no tempo L . Onde a constante de tempo pode ser calculada de duas formas: na primeira, ela é igual ao tempo em que a resposta do processo atingiu 63,2% do valor final menos o atraso no tempo, e na segunda como a razão entre a variação na saída e o ângulo de inclinação da reta (δ) que passa pelo ponto de inflexão da curva (como a que foi mostrada na **Figura 2.11**), assim:

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (2.9.2.1)$$

onde,

$$\tau = \frac{\Delta g(t)}{\delta} \quad \text{ou} \quad \tau = t_{0,632} - L$$

No trabalho de [6] considera-se uma perturbação na carga. Portanto, o objetivo do controle é rejeitar perturbações (problema regulatório). Ele resolveu numericamente o problema de otimização (obter as sintonias que minimizassem a integral) para várias razões entre o atraso no tempo e a constante de tempo do processo (fator de incontrolabilidade). A faixa de análise foi para fatores de incontrolabilidade entre 0 e 1 ($0 < L/\tau < 1$). Em seguida foi feita uma regressão para obter as seguintes equações de sintonia:

$$K_p = \frac{1}{K} A \left(\frac{L}{\tau}\right)^B ; \quad T_i = \frac{\tau}{C \left(\frac{L}{\tau}\right)^D} ; \quad T_d = \tau E \left(\frac{L}{\tau}\right)^F \quad (2.9.2.2)$$

As constantes A, B, C, D, E e F são obtidas da **Tabela 2.3** para cada tipo de controlador (PI ou PID) e para o critério desejado (IAE ou ITAE) [1,6].

Tabela 2.3: Constantes para cálculo da sintonia PID , problema regulatório [1,6].

Controlador	Critério	A	B	C	D	E	F
PI	IAE	0,984	-0,986	0,608	-0,707	-----	-----
PI	ITAE	0,859	-0,977	0,674	-0,68	-----	-----
PID	IAE	1,435	-0,921	0,878	-0,749	0,482	1,137
PID	ITAE	1,357	-0,947	0,842	-0,738	0,381	0,995

No trabalho de [7] considera-se uma perturbação no *set point* (problema servo). Onde as equações para K_p e T_d são as mesmas da equação (2.9.2.2), a única diferença é para o tempo integral (T_i), que é :

$$T_i = \frac{\tau}{C + D \left(\frac{L}{\tau}\right)} \quad (2.9.2.3)$$

As constantes A, B, C, D, E e F são obtidas na **Tabela 2.4** para cada tipo de controlador (PI e PID) [1,7].

Tabela 2.4: Constantes para cálculo da sintonia PID, problema servo [1,7].

Controlador	Critério	A	B	C	D	E	F
PI	IAE	0,758	-0,861	1,02	-0,323	-----	-----
PI	ITAE	0,586	-0,916	1,03	-0,165	-----	-----
PID	IAE	1,086	-0,869	0,740	-0,130	0,348	0,914
PID	ITAE	0,965	-0,850	0,796	-0,147	0,308	0,929

Um trabalho mais recente de [8] foi de executar uma análise dimensional para reduzir as variáveis do sistema, e em seguida buscar a sintonia ótima do PID. Foi utilizado o PID paralelo clássico. O modelo da dinâmica do processo foi uma de primeira ordem com atraso. A faixa de valores dos fatores de incontornabilidade foi variada entre 0,1 e 2. A **Tabela 2.5** mostra a sintonia do controlador [1,8].

Tabela 2.5: Sintonia do PID segundo [8]

Fator adimensional	IAE	ITAE
$K_p \cdot K$	$1/((L/\tau)+0,2)$	$0,8/(L/\tau)+0,1$
$\frac{T_i}{L} =$	$0,3 \cdot (L/\tau) + 1,2/(L/\tau) + 0,08$	$0,3 + (1/(L/\tau))$
$\frac{T_d}{L} =$	$1/90 \cdot (L/\tau)$	$0,06/(L/\tau) + 0,04$

2.9.3. Método do modelo interno (IMC)

A estrutura IMC (Internal Model Control) tem como objetivo a partir do modelo de processo e de uma especificação de desempenho obter o controlador adequado. Portanto, o controlador possui um modelo interno do processo que pode ser utilizado apenas na fase do projeto, ou que também pode ser usado na fase de operação. A **Figura 2.12** mostra a estrutura do IMC de controle e a envoltória do controlador [1]:

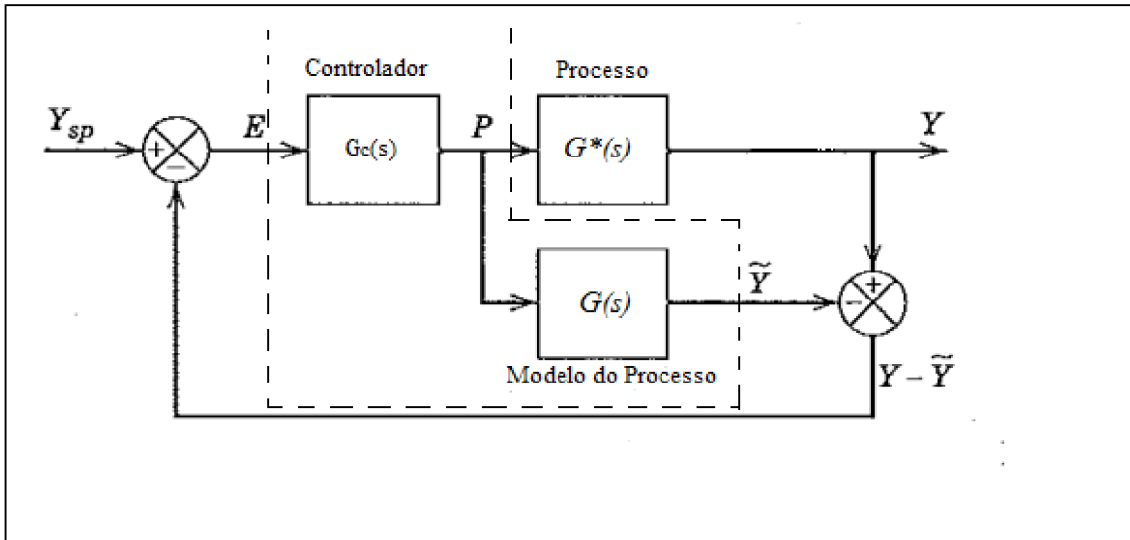


Figura 2.12: Estrutura IMC [1].

O próximo passo é obter a função de transferência em malha fechada do sistema:

$$\frac{Y(s)}{Y_{sp}(s)} = \frac{G(s)G_c(s)}{1+G(s)G_c(s)} \quad (2.9.3.1)$$

onde,

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \right) \quad (2.9.3.2)$$

No método IMC deseja-se obter a sintonia do controlador $G_c(s)$ de tal forma que a resposta do sistema a um degrau no *set point* tenha uma dinâmica conhecida (trajetória de referência) e fornecida como critério de ajuste. Por exemplo, pode-se desejar que a função de transferência do sistema em malha fechada seja uma primeira ordem com constante de tempo igual a λ :

$$\frac{Y(s)}{Y_{sp}(s)} = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (2.9.3.3)$$

Este parâmetro (λ) é o critério de desempenho deste método de sintonia IMC e define o quão rápido se deseja que a saída do processo $Y(s)$ acompanhe o *set point*. Este parâmetro deve ser escolhido respeitando as restrições dinâmicas do processo ($G^*(s)$). Este método de sintonia apresenta uma grande vantagem, pois o desempenho de um

controlador está associado com a razão da constante de tempo de malha fechada (λ – parâmetro do método) com a de malha aberta (τ). Assim, este método permite definir claramente o desempenho desejado [1]. Este método foi proposto por [8] para a sintonia de controladores PID, onde os resultados do trabalho são mostrados na **Tabela 2.6** :

Tabela 2.6: Sintonia do PID segundo [9].

Modelo do Processo	K_p	T_i	T_d
$\frac{K}{\tau s + 1}$	$\frac{\tau}{K\lambda}$	τ	-----
$\frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{(\tau_1 + \tau_2)}{K\lambda}$	$(\tau_1 + \tau_2)$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{(\tau_1 + \tau_2)}$
$\frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\zeta \tau s + 1}$	$\frac{2\zeta \tau}{K\lambda}$	$2\zeta \tau$	$\frac{\tau}{2\zeta}$
$\frac{K}{s}$	$\frac{1}{K\lambda}$	-----	-----
$\frac{K}{s(\tau s + 1)}$	$\frac{1}{K\lambda}$	-----	-----

Quando a dinâmica do processo for adequadamente representada por um modelo de primeira ordem com atraso no tempo, a sintonia é sugerida por [8] utilizando a

Tabela 2.7:

Tabela 2.7: Sintonia PID segundo [9] para processos com atraso no tempo.

Controlador	K_p	T_i	T_d	Sugestão para o Desempenho
PID	$\frac{2\tau + L}{K(2\lambda + L)}$	$\tau + \frac{L}{2}$	$\frac{\tau L}{2\tau + L}$	$\frac{\lambda}{L} > 0,8$
PI	$\frac{2\tau + L}{2K\lambda}$	$\tau + \frac{L}{2}$	-----	$\frac{\lambda}{L} > 1,7$

Na sintonia pelo método IMC, o único parâmetro a ser ajustado é o “ λ ” que de uma maneira conservativa pode ser escolhido igual à constante de tempo dominante do

processo (maior constante de tempo): $\lambda \equiv \tau_{\text{dominante}}$

Quanto maiores forem as não linearidades do sistema (histereses, bandas mortas, saturações etc), ou quanto maiores forem os erros de modelagem do processo, mais conservativa deve ser a sintonia (λ maiores), de forma a manter a robustez e a estabilidade do sistema. Um atraso no tempo também tende a tornar o controle mais difícil, o que deve ser refletido em um maior parâmetro λ [1].

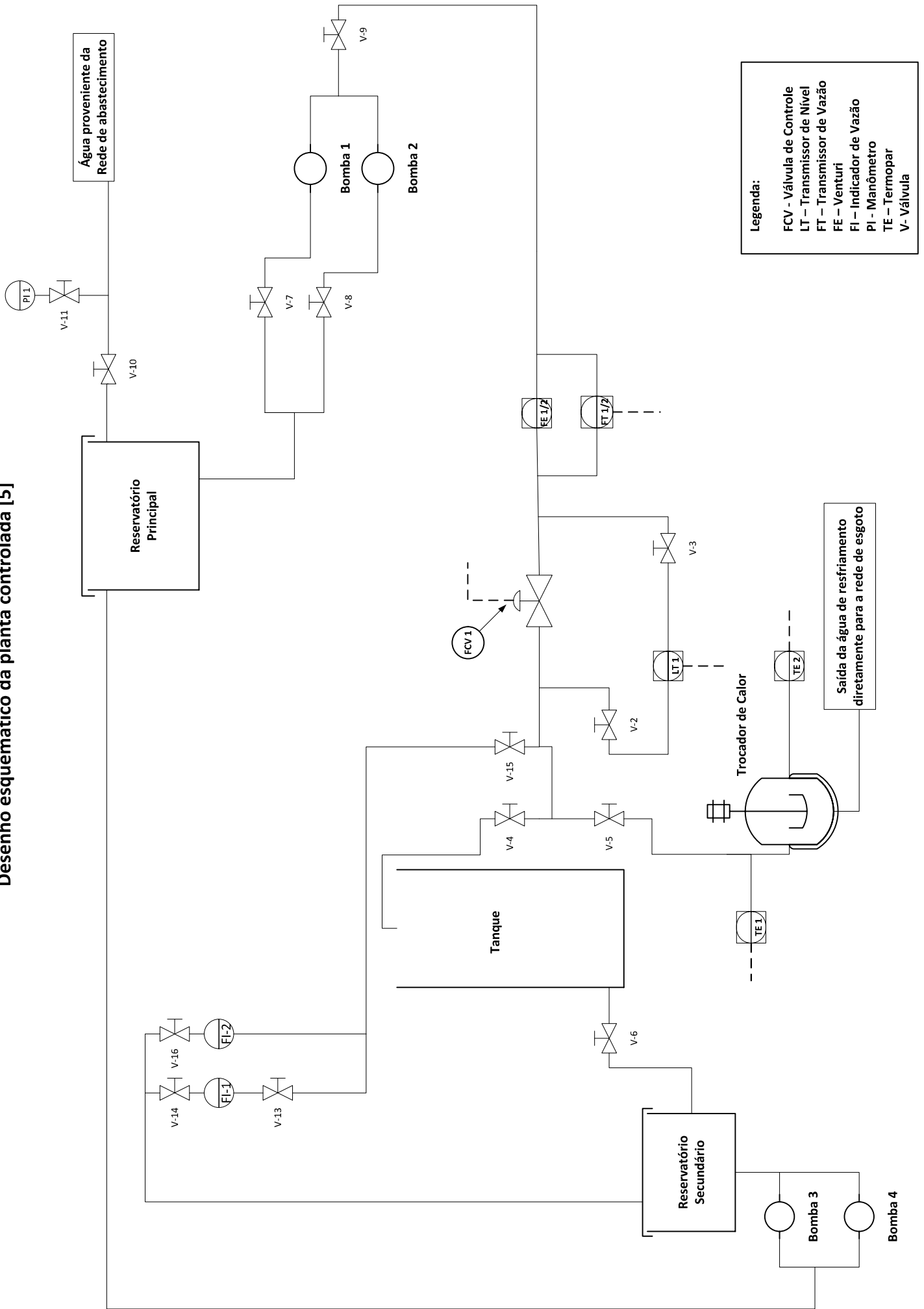
Capítulo 3

SIMULAÇÃO DINÂMICA

3.1. Planta controlada

A bancada experimental do LTTC, que será estudada neste trabalho, conta com uma série de instrumentos e equipamentos necessários para a aquisição dos dados (ver página 37). Optou-se em manter os mesmos instrumentos usados anteriormente, antes da bancada do projeto anterior parar de funcionar. As tubulações consideradas possuem um diâmetro nominal de $\frac{1}{2}$ ". As válvulas de bloqueio utilizadas na planta seguem as normas e especificações do fabricante, e, neste caso, foram utilizadas válvulas de esfera [10]. Os reservatórios principal e secundário também foram mantidos, onde o primeiro tem uma capacidade de armazenagem de 250 litros e o segundo uma capacidade de armazenagem de 100 litros. As quatro bombas que compõem o sistema são de baixa vazão. Na verdade, são bombas utilizadas em máquinas de lavar roupas. O tanque possui uma altura de 1100 mm e largura de 250 mm. A serpentina contida no interior do trocador de calor possui um comprimento total de 2027 mm. Ela é feita de um tubo de cobre, com diâmetro externo de 19,8 mm e a espessura de parede de 0,8 mm. No interior do trocador há uma resistência de aquecimento que dissipa 2,55 kW (15A-170Vca) de potência, que pode ser utilizada para aquecer a água do banho termostático [5].

Desenho esquemático da planta controlada [5]



Legenda:

- FCV - Válvula de Controle
- LT - Transmissor de Nível
- FT - Transmissor de Vazão
- FE - Venturi
- FI - Indicador de Vazão
- PI - Manômetro
- TE - Termopar
- V - Válvula

Funcionamento do sistema de controle de nível

No sistema de controle de nível, a válvula V-5 permanece fechada. O reservatório principal, que possui uma bóia para controlar o nível de água em seu interior, está conectado à rede de abastecimento. Quando este sistema está funcionando, a água sai deste reservatório principal e passa pelas válvulas V-7 e V-8, e em seguida pelas bombas 1 e 2. Antes da água passar pela válvula de controle, existem dois arranjos de instrumentos de medição acoplados à tubulação: dois tubos Venturi (FE 1/2) e dois transmissores de vazão (FT 1/2), construído no próprio LTTC, que serviu para medir as vazões de saída das bombas 1 e 2. O primeiro conjunto FE-1/ FT-1 pode medir vazões de 0,11 a 2,11 l/min, o segundo conjunto FE-2/ FT-2 pode medir vazões de 1,62 l/min a 16,31 l/min. Entre a entrada e a saída da válvula de controle, está fixado o transmissor de nível (LT-1) do tanque, que lê a pressão de coluna líquida do tanque e nos fornece a altura do nível de água.

Ao sair do tanque, a água segue para um reservatório secundário; onde posteriormente é enviada para o reservatório principal pelas bombas 3 e 4 [5].

Funcionamento do sistema de controle de temperatura

No sistema de controle de temperatura as válvulas V-2, V-3, V-4 e V-15 permanecem fechadas. A água sai do reservatório principal, passa pelas válvulas V-7 e V-8 e pelas bombas 1 e 2; a partir disso, passa pelo conjunto de instrumentos FE 1/2 e FT 1/2 e pela válvula de controle, onde a seguir passa pela válvula V-5.

A água, que está circulando na tubulação, irá percorrer a serpentina que está no interior do trocador de calor com o intuito de resfriar o volume de água que está contido no interior do trocador e está sendo aquecido pela resistência. Assim, com o objetivo de

controlar a temperatura do banho, dois termopares são fixados; tanto na linha de entrada (após a válvula V-5, por exemplo) como no interior do trocador de calor. A temperatura do banho irá variar de acordo com a abertura ou fechamento da válvula.

3.2. Instrumentação

Para a realização da simulação foram levados em consideração os equipamentos e os resultados obtidos por [5], ou seja, as curvas de calibração dos instrumentos foram utilizadas para a obtenção dos ganhos dos instrumentos. A seguir são apresentados, ainda de acordo com [5], as especificações dos instrumentos utilizados na planta.

Transmissor de nível (LT-1)

Fabricante: Enginstrel Engematic

Modelo: 10-201-2X

Sinal de saída: 4-20 mA

Nº de série: 0776N

Calibração: de acordo com [5], três equações foram obtidas; a primeira relaciona a saída do transmissor $c(h)$ (em mA) com a sua entrada h (em mm) (3.2.1). A segunda relaciona a saída do transmissor c (em mA) com a sua entrada pn (porcentagem de nível) (3.2.2). A terceira equação relaciona o nível h (em mm) com a porcentagem de nível pn (3.2.3). Onde as equações foram aqui reproduzidas:

$$c(h) = 77,59 h - 315,31 \quad (3.2.1)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 0,999.

$$pn(c) = 8,34 c - 36,06 \quad (3.2.2)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 0,999.

$$pn(h) = 0,11h - 2,15 \quad (3.2.3)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 1.

Rotâmetro (FI-1)

Fabricante: Gilmont Instruments

Faixa: 0-100

Calibração: com os dados obtidos por [5] durante a calibração do instrumento, pôde-se ajustar a curva que relaciona a leitura do rotâmetro D com a vazão $V(D)$ (em l/min). A equação ajustada foi aqui reproduzida:

$$V(D) = 0,02D - 0,14 \quad (3.2.4)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 0,997.

Rotâmetro (FI-2)

Fabricante: Omel

Faixa: 10000-100000

Nº de série: 56790a

Calibração: com os dados obtidos por [5] durante a calibração do instrumento, pôde-se ajustar a curva que relaciona a leitura do rotâmetro D com a vazão $V(D)$ (em l/min). A equação ajustada foi aqui reproduzida:

$$V(D) = 0,0003D + 0,14 \quad (3.2.5)$$

Conjunto Venturi-transmissor de vazão (FE-1/FT-1)

Fabricante: LTTC

Saída do transmissor: 4-20 mA

Modelo: 1

Calibração: de acordo com [5], a equação da curva ajustada relaciona a saída do transmissor de vazão $ST_{1/1}(c)$ (em l/min) com a vazão na descarga das bombas da planta c (em mA). A equação ajustada foi:

$$ST_{1/1}(c) = -0,21 + 0,621 c - 0,02 c^2 \quad (3.2.6)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 0,987.

Conjunto Venturi-transmissor de vazão (FE-2/FT-1)

Fabricante: LTTC

Saída do transmissor: 4-20 mA

Modelo: 2

Calibração: de acordo com [5], a equação da curva ajustada relaciona a saída do transmissor de vazão $ST_{2/1}(c)$ (em l/min) com a vazão na descarga das bombas da planta c (em mA). A equação ajustada foi:

$$ST_{2/1}(c) = -24,12 + 8,09 c - 0,41 c^2 \quad (3.2.7)$$

onde o coeficiente de ajuste é igual a 0,986.

Válvula de controle

Fabricante: Flowserve

Diâmetro: $\frac{3}{4}$ "

Padrão: 150 psi

Modelo: Valtek Mark One

$C_v = 7,71$

Característica: igual porcentagem

Tipo: globo

Sinal: 4 – 20 mA

Segundo [5] duas equações foram ajustadas, a primeira relacionando a posição

da haste da válvula vp (mm) com a entrada do sinal c (mA) no conversor I/P; a segunda equação relaciona a corrente c (mA) com a posição de abertura da válvula pa (%). As equações ajustadas, foram aqui reproduzidas:

$$vp(c) = 1,20 c - 4,56 \quad (3.2.8)$$

$$c(pa) = 19,68 - 0,16 pa \quad (3.2.9)$$

onde os coeficientes de ajuste para as equações (3.2.8) e (3.2.9) são iguais a 0,999.

Ainda, segundo [5], a curva característica da válvula foi obtida mantendo-se um diferencial de pressão de 1 psi entre a entrada e a saída da válvula. Estes dados são importantes, porque posteriormente, durante a simulação, o ganho da válvula de controle deverá ser considerado. Assim, a **Tabela 3.1** mostra os resultados obtidos experimentalmente por [5]:

Tabela 3.1: Resultados para a determinação da curva característica da válvula de controle [5].

Corrente (mA)	Abertura da válvula (%)	Vazão (l/min)	$\frac{C_v}{C_{v\text{máx}}}$ (%)
4,0 ± 0,5	100	26,7 ± 0,1	100
5,4 ± 0,5	90	25,2 ± 0,1	95,2
7,0 ± 0,5	80	23,0 ± 0,1	86,8
7,8 ± 0,5	75	18,5 ± 0,1	70,1
8,6 ± 0,5	70	14,4 ± 0,1	54,5
9,4 ± 0,5	65	12,2 ± 0,1	46,1
10,2 ± 0,5	60	10,3 ± 0,1	38,9
11,0 ± 0,5	55	8,7 ± 0,1	32,9
11,8 ± 0,5	50	7,4 ± 0,1	28,2
12,5 ± 0,5	45	5,9 ± 0,1	22,1
13,3 ± 0,5	40	4,9 ± 0,1	18,6
14,1 ± 0,5	35	3,7 ± 0,1	13,8
14,9 ± 0,5	30	3,2 ± 0,1	12,1
15,7 ± 0,5	25	2,8 ± 0,1	10,1
16,5 ± 0,5	20	2,2 ± 0,1	8,5
18,1 ± 0,5	10	1,6 ± 0,1	6,1
20,0 ± 0,5	0	-----	0

onde a **Figura 3.1** mostra a curva característica da válvula obtida a partir dos resultados experimentais obtidos por [5]:

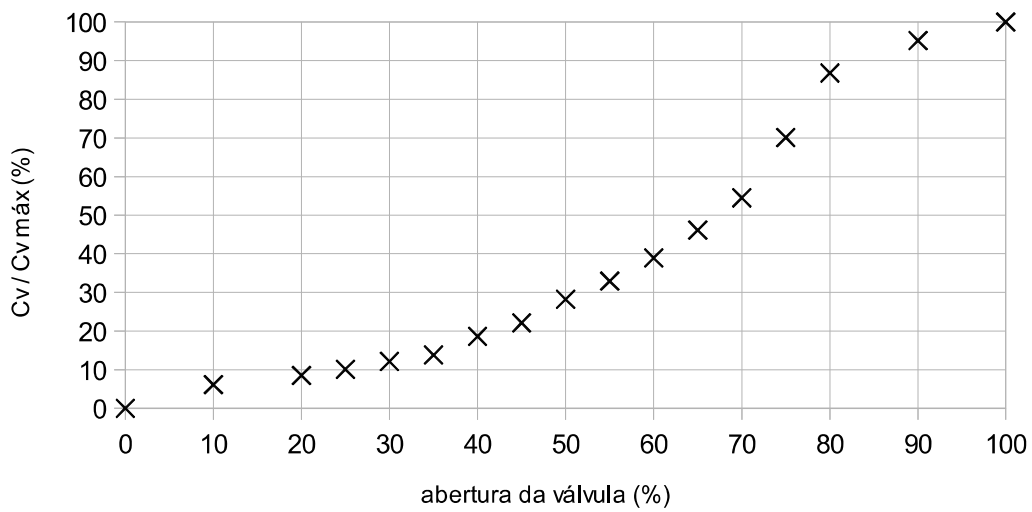


Figura 3.1: Curva característica da válvula de controle [5].

Para encontrar o ganho da válvula de controle utilizou-se os resultados para a vazão da **Tabela 3.1**, onde substituiu-se cada valor de vazão desta tabela na equação (2.8.1.3) e assim obtendo-se o ganho médio da válvula de controle. Os resultados foram obtidos considerando-se a massa específica da água constante e como sendo igual a $1,0 \text{ kg} / \text{l}$ e o parâmetro de range, segundo [4] ($\alpha = 50$); os resultados estão mostrados na **Tabela 3.2:**

Tabela 3.2: Valores para vazão na válvula de controle e os respectivos ganhos.

Vazão (l/min)	K_v (l/min %CO)
26,7	1,0445
25,2	0,9858
23,0	0,8998
18,5	0,7237
14,4	0,5633
12,2	0,4772
10,3	0,4029
8,7	0,3403
7,4	0,2895
5,9	0,2308
4,9	0,1917
3,7	0,1447
3,2	0,1252
2,8	0,1095
2,2	0,0861
1,6	0,0626

Onde o ganho médio da válvula de controle vale $K_v = - 0,417 \text{ l/min \%CO}$ ($K_v = -0,000417 \text{ m}^3/\text{min \%CO}$), onde o sinal negativo indica que a válvula é acionada para fechar, como pode-se notar na **Tabela 3.1**.

Capítulo 4

RESULTADOS

4.1. Sistema de controle de nível

Antes de iniciar a simulação para o sistema de controle de nível, é necessário que se tenha o modelo matemático do processo devidamente descrito. Assim, para simplificar o entendimento da formulação, a **Figura 4.1** é mostrada como uma simplificação do sistema de controle de nível mostrado na página 37.

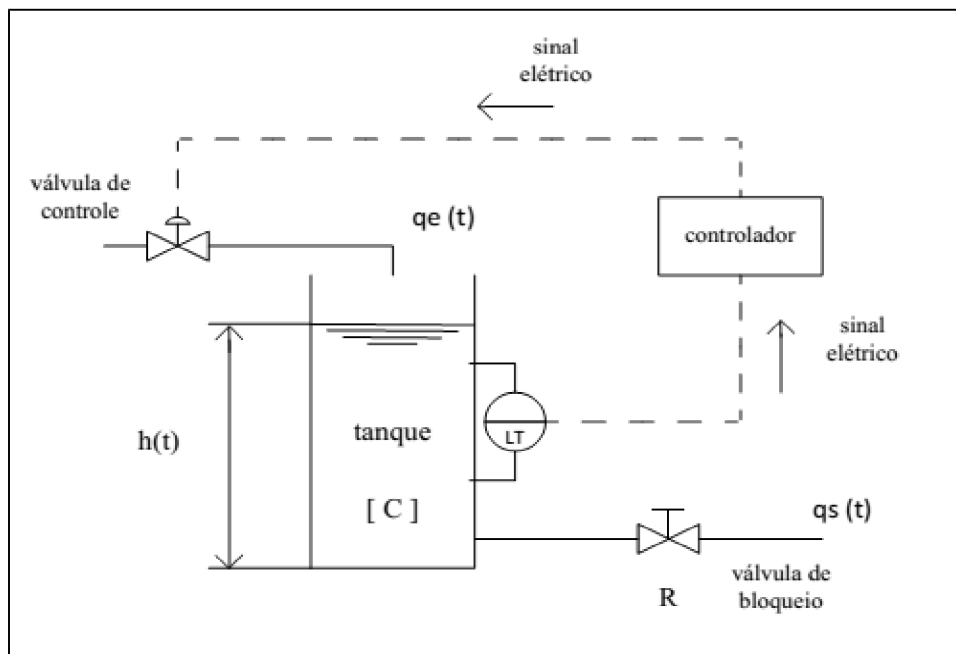


Figura 4.1: Sistema de controle de nível.

Onde,

$q_e(t) \equiv$ vazão volumétrica de entrada

$q_s(t) \equiv$ vazão volumétrica de saída

$h(t) \equiv$ altura do nível

$C \equiv$ capacitância do tanque

$R \equiv$ resistência da válvula de bloqueio

Desenvolvendo as equações para o sistema, tem-se:

$$R = \frac{h(t)}{qs(t)} \quad (4.1.1)$$

$$C \frac{dh}{dt} = qe(t) - qs(t) \quad (4.1.2)$$

onde a resistência R é a razão entre a variação na altura $h(t)$ necessária para causar uma variação unitária na vazão $q(t)$. Substituindo (4.1.1) em (4.1.2) e multiplicando o resultado por R , obtêm-se:

$$RC \frac{dh}{dt} = Rqe(t) - h(t) \quad (4.1.3)$$

Neste caso, se for levado em consideração que as condições iniciais de $qe(t)$ e $h(t)$ são as mesmas condições no regime permanente, têm-se:

$$RC \frac{dh}{dt} = Rqe(t) - h(t) \quad (4.1.4)$$

$$qe(0) = q_{ep}; h(0) = h_p \quad (4.1.5)$$

No regime permanente, a equação (4.1.4) torna-se:

$$Rq_{ep} - h_p = 0 \quad (4.1.6)$$

Subtraindo (4.1.6) de (4.1.4), tem-se:

$$RC \frac{dh}{dt} = R[qe(t) - q_{ep}] - [h(t) - h_p] \quad (4.1.7)$$

fazendo $w_e(t) \equiv qe(t) - q_{ep}$ e $l(t) \equiv h(t) - h_p$ e substituindo em (4.1.7), tem-se:

$$RC \frac{dl}{dt} = R w_e(t) - l(t) \quad (4.1.8)$$

$$w_e(0)=0; l(0)=0 \quad (4.1.9)$$

Assim as equações (4.1.8) e (4.1.9) são as equações que descrevem a planta a ser controlada. Logo, transformando (4.1.8) que está no domínio do tempo, para o domínio de Laplace, tem-se:

$$\frac{L(s)}{W_e(s)} = \frac{R}{RCs+1} \quad (4.1.10)$$

A equação (4.1.10) é a função de transferência do sistema de nível da bancada experimental. Como se pode observar, é um modelo de primeira ordem com constante de tempo RC .

A capacitância do tanque é a própria área da base do tanque, ou seja, 62500 mm^2 ($C = 0,0625 \text{ m}^2$). O valor para a resistência da válvula de bloqueio (esfera), que estará sempre completamente aberta, foi obtido com o auxílio do manual do fabricante [10]. Este, assegura que para uma coluna de água de 10 m em que a válvula esteja funcionando completamente aberta e conectada a uma tubulação de $\frac{1}{2}$ " (como é o caso da bancada experimental), a vazão que passa através da válvula é de 200 l/min.

Como na equação (4.1.1) define-se R (escoamento turbulento, ver [2]), como:

$$R = \frac{2 \cdot 10 \text{ m}}{0,20 \text{ m}^3/\text{min} (200 \text{ l}/\text{min})} = 100 \text{ min}/\text{m}^2 (10^{-4} \text{ min}/\text{mm}^2) \quad (4.1.11)$$

Assim, a constante de tempo para esta planta já pode ser definida como $RC = 6,25 \text{ min}$, ou seja, a resposta do sistema atinge 63,2% do seu valor em regime permanente em 6,25 min.

O sistema foi colocado em malha aberta, onde foram considerados os instrumentos associados à transmissão de sinais inseridos na malha de controle. Neste

caso utilizou-se a equação linearizada (3.2.3) para o transmissor de nível LT-1 e o ganho da válvula, encontrado a partir dos resultados da **Tabela 3.2**. A **Figura 4.2** mostra o diagrama de blocos do sistema (em malha aberta) utilizando o programa de computação numérica **Scilab 5.4.1** [11].

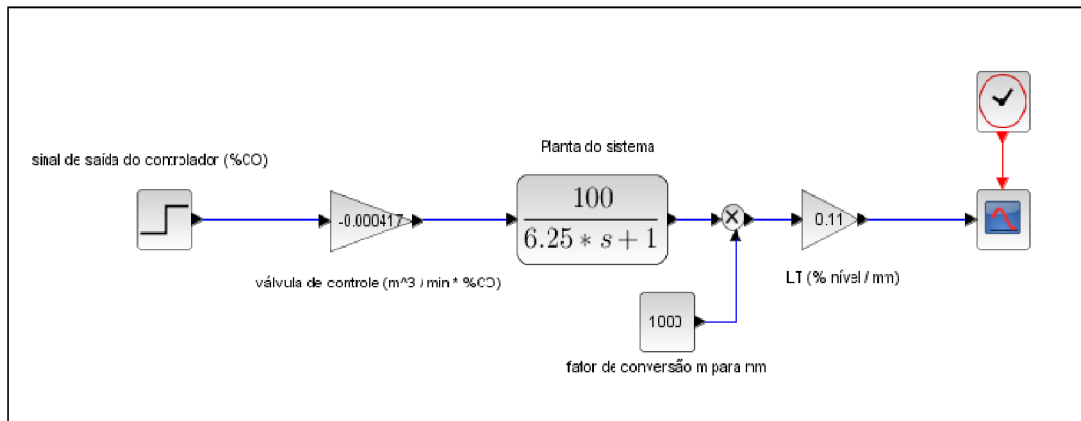


Figura 4.2: Diagrama de blocos em malha aberta (sistema de nível).

Assim, o sinal de saída do controlador foi variado (diminuído) em 1 %, isto representa na prática a mudança do controlador que está no modo automático, para o modo manual. Este recurso é útil quando não se conhece exatamente a função de transferência da planta controlada e portanto busca-se identificar parâmetros como: atraso no tempo (L), o ganho da planta (K) e a constante de tempo do sistema (τ) [1,2]. O resultado para a resposta em malha aberta é mostrado na **Figura 4.3**

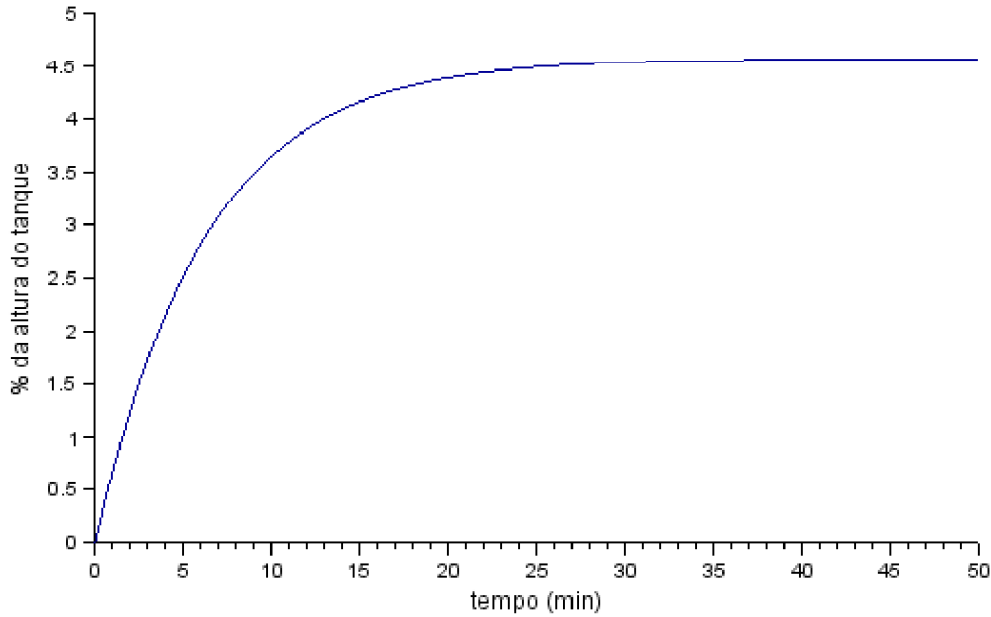


Figura 4.3: Resposta, em malha aberta, da planta de nível a uma diminuição em degrau de 1%, na saída do controlador.

Segundo [5], em geral a função de transferência global para o controlador, ou seja, a função que relaciona a saída do controlador com a sua entrada não é uma função de transferência de primeira ordem, já que a válvula de controle e o transmissor de nível tem dinâmicas de segunda ordem. Por isso, apesar das características da válvula de controle e do transmissor conferirem ao sistema, como um todo, uma dinâmica de ordem superior, esta dinâmica pode ser aproximada como de primeira ordem com atraso. Assim, os parâmetros ganho do sistema (K) e constante de tempo (τ), foram obtidos da **Figura 4.3**, porém o atraso no tempo de todo o sistema foi obtido considerando os resultados experimentais de [5]. Logo,

$$K = \frac{\Delta \% \text{ da altura do tanque}}{\Delta \text{ saída do controlador } (\%CO)} \quad (4.1.12)$$

onde, a partir do gráfico da **Figura 4.4**, obteve-se:

$$K = -4,585 \frac{\% \text{ da altura do tanque}}{\% CO}; \tau = 6,25 \text{ min}; L = 0,05 \text{ min} \quad (4.1.13)$$

Portanto, a função de transferência do sistema é definida como:

$$G_{nível}(s) = \frac{-4,585 e^{-0,05s}}{6,25 s + 1} \quad (4.1.14)$$

Método de sintonia IMC

O próximo passo foi buscar uma forma de controlar este sistema selecionando-se o controlador ideal, conjuntamente com seus respectivos parâmetros (K_p, T_i , e T_d). Para a realização desta tarefa os métodos de sintonia, apresentados no capítulo 2 (item 2.9), foram utilizados.

De acordo com (4.1.13), os parâmetros da **Tabela 2.7** puderam ser utilizados. A partir deste método de sintonia, nota-se que os dois tipos de controladores (PID e PI) são recomendados para o controle de nível, pois a sugestão de desempenho (λ/L) do sistema fica em torno de 125, onde o parâmetro de desempenho (λ) utilizado possuía o mesmo valor da constante de tempo; contudo foi utilizado o controlador PI com os parâmetros : $K_p = -0,219; T_i = 6,275 \text{ min}$. O resultado é mostrado na **Figura 4.4**.

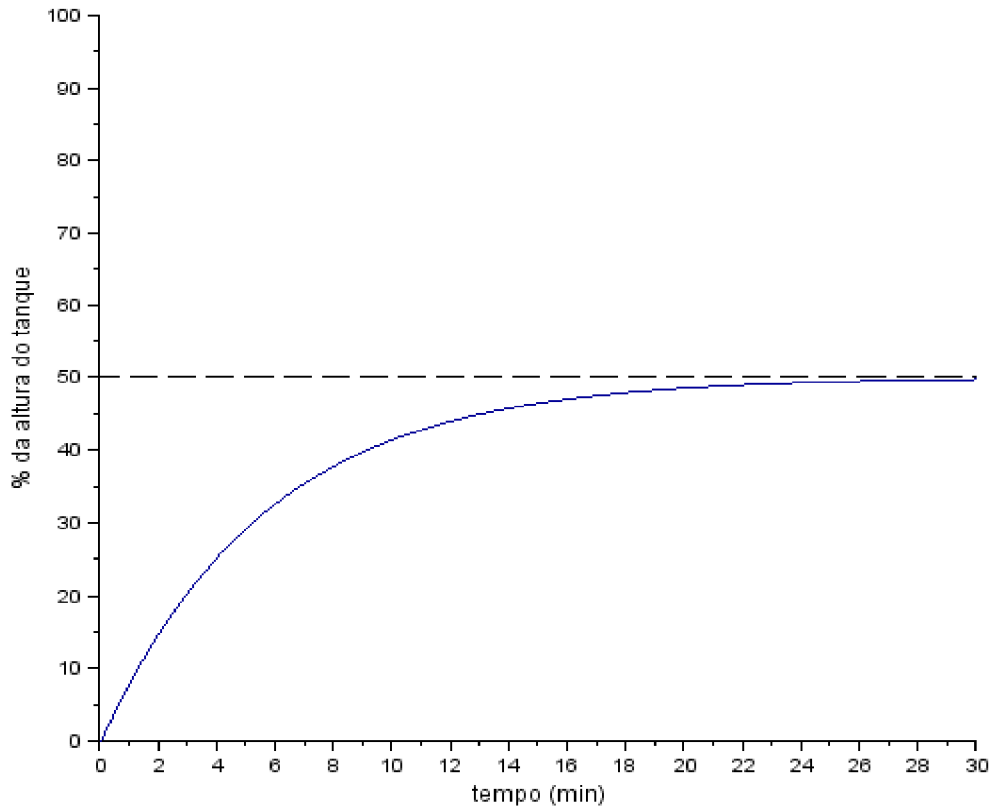


Figura 4.4: Sistema de controle de nível utilizando um controlador PI (*set point* de 50% da altura do tanque) (método IMC).

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na **Figura 4.5** abaixo, onde é mostrada a função de transferência do controlador PI ajustado pelo método acima.

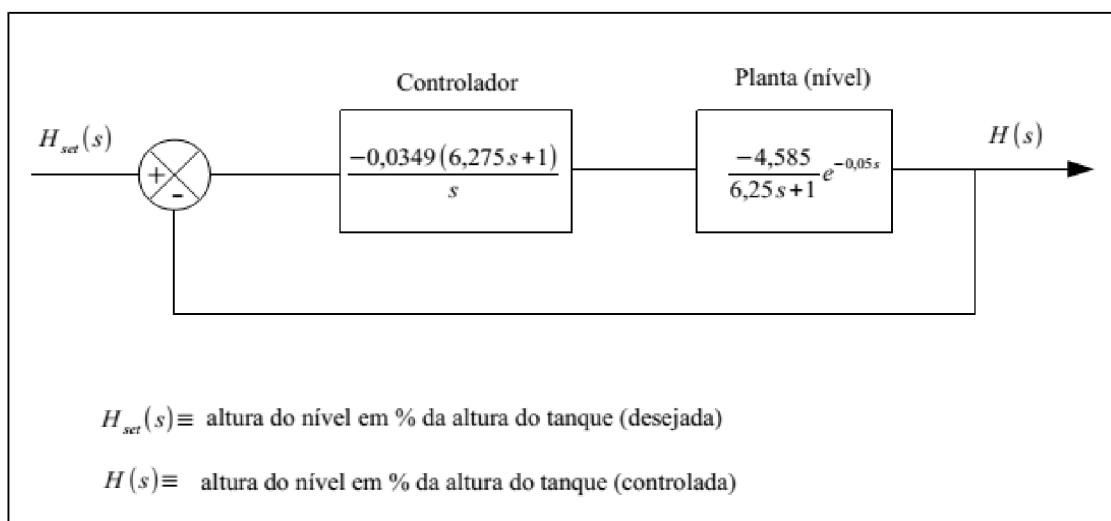


Figura 4.5: Diagrama de blocos (método IMC)

Na avaliação do comportamento do sistema, utilizando o mapeamento do lugar das raízes, o intuito foi de utilizar a ferramenta de projeto de controladores, do próprio **Scilab 5.4.1**, chamada **RLTool**. Porém, devido a erros do *software*, a utilização deste recurso não foi possível. Entretanto, para solucionar este problema, uma outra ferramenta conhecida como **SISOTool**, pertencente ao *software Matlab* [12], que é similar à **RLTool**, foi utilizada não só para este caso, mas para todo o decorrer do trabalho que depende desta análise. Além disso, o termo exponencial para o atraso no tempo foi aproximado ($e^{-Ls} \approx 1/1+Ls$) .

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.5**, é mostrado na **Figura 4.6**. A raiz em malha aberta está localizada em -0,160. Os pólos em malha fechada estão em -19,8, -0,171 e -0,151. Observa-se que para um ganho de -0,0349, todos os pólos são reais e conferem ao sistema o comportamento criticamente amortecido, como indica a **Figura 4.4**.

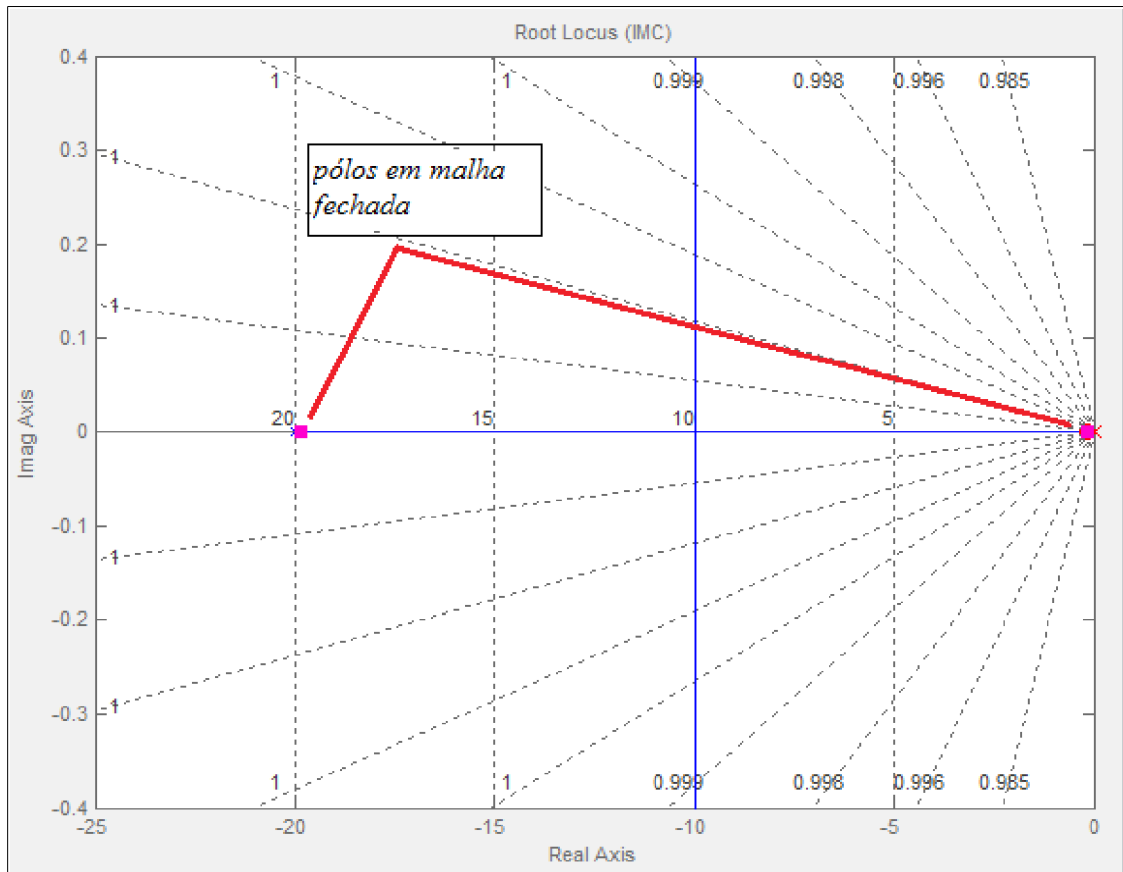


Figura 4.6: Lugar geométrico das raízes (IMC).

A variação do sinal na saída do controlador ajustado pelo método IMC é mostrado na **Figura 4.7**. Nota-se que o sinal fica em torno de -10,91%, aproximadamente (no regime permanente).

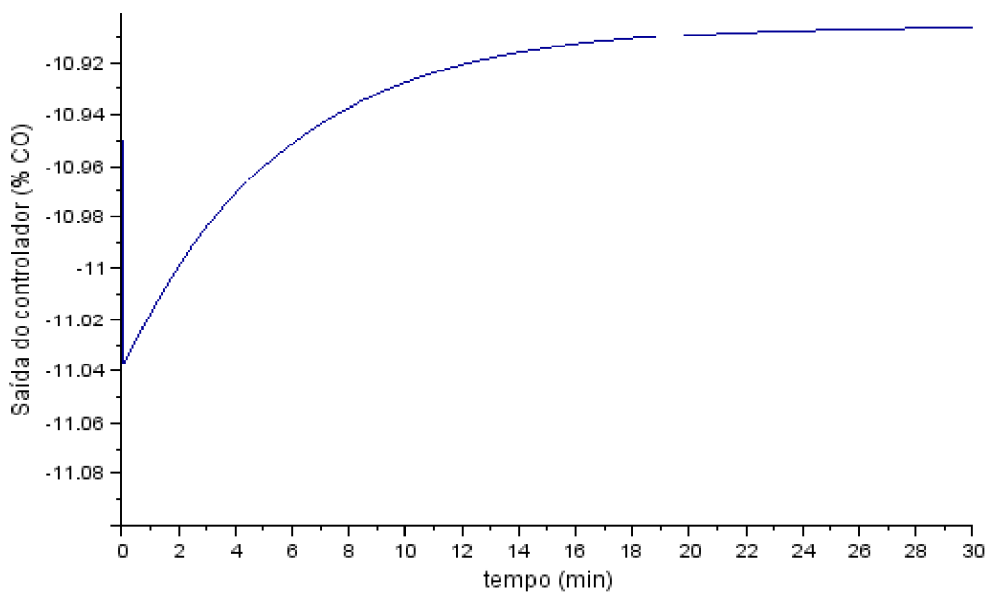


Figura 4.7: Variação do sinal na saída do controlador PI (IMC)

Método de Ziegler-Nichols

A utilização deste método foi feita considerando como objetivo principal a utilização de um controlador PI, onde somente o 2º método (em malha fechada) foi utilizado.

A partir da definição dos parâmetros, mostrados na **Tabela 2.2**, obteve-se os valores para o K_{cr} (ganho crítico) e para o respectivo P_{cr} (período crítico) fechando-se a malha e variando-se somente o ganho proporcional do controlador, enquanto o tempo integral aproximava-se de um valor muito grande (tendendo ao infinito) e o tempo derivativo era considerado nulo. O objetivo era encontrar a oscilação sustentada de resposta para o sistema, onde encontrou-se: $K_{cr} = -43$ e $P_{cr} = 0,20 \text{ min}$. A **Figura 4.8**, mostra o resultado para a oscilação sustentada utilizando-se um controlador proporcional com este valor de K_{cr} .

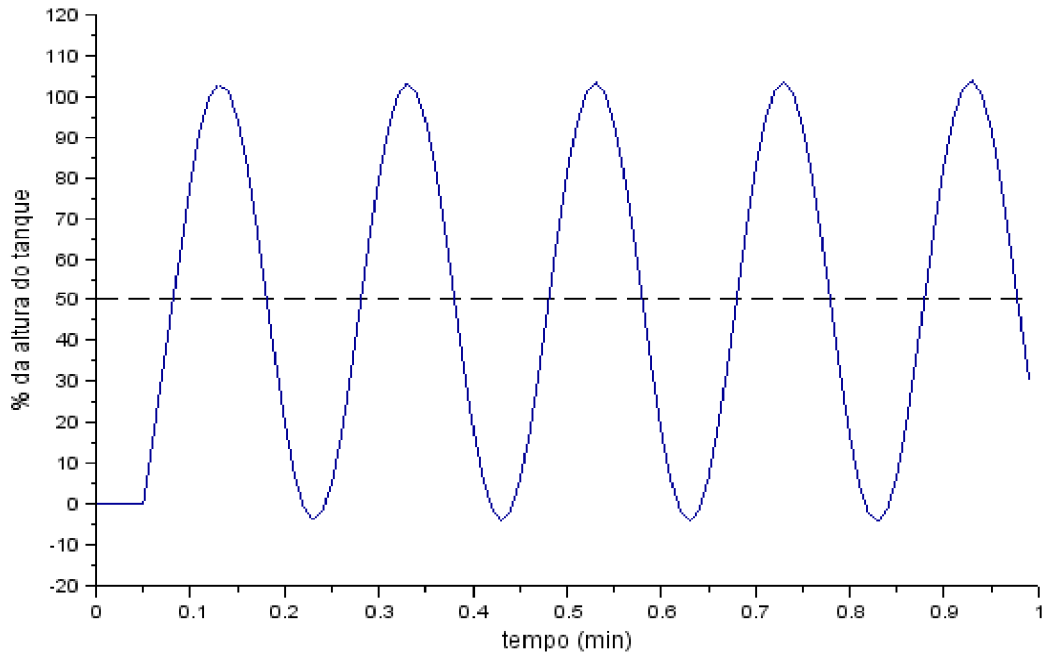


Figura 4.8: Resposta oscilatória ($K_p = -43$ e $P_{cr} = 0,20$ min).

A partir da utilização da **Tabela 2.2**, para um controlador PI; os parâmetros encontrados foram: $K_p = -19,35$ e $T_i = 0,167$ min. A resposta para o sistema, utilizando estes parâmetros, é mostrada na **Figura 4.9**.

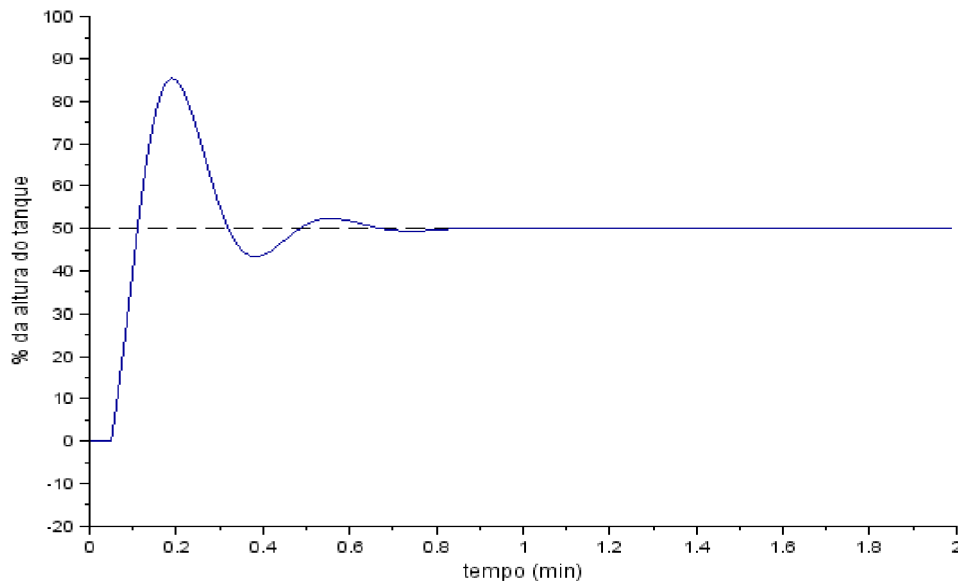


Figura 4.9: Sistema de controle de nível utilizando um controlador PI (2º método).

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na **Figura 4.10** abaixo, onde

também é mostrada a função de transferência do controlador PI ajustado pelo método acima.

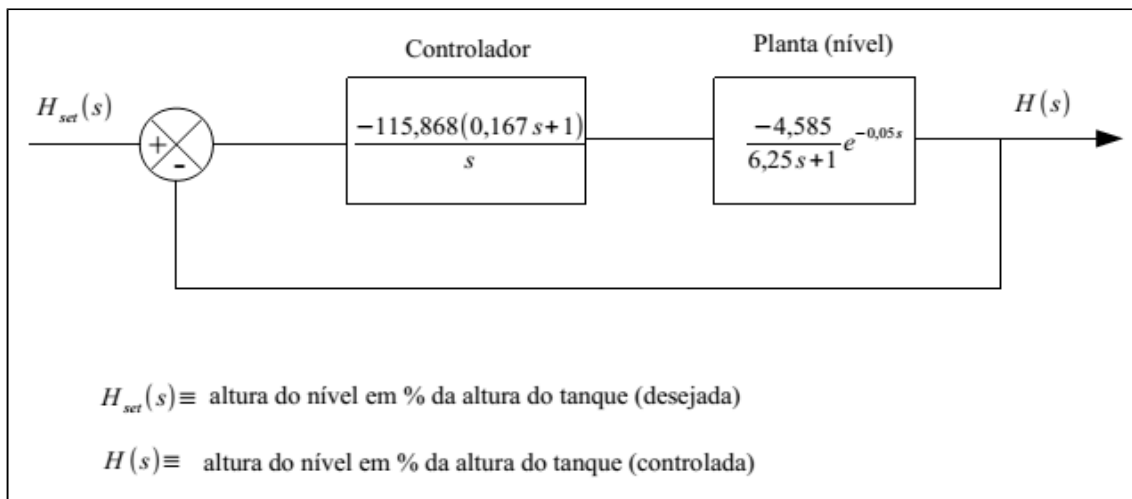


Figura 4.10: Diagrama de blocos (Ziegler-Nichols pelo 2º método).

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.10**, é mostrado na **Figura 4.11**. A raiz em malha aberta está localizada em -5,988. Os pólos em malha fechada estão em -5,52+12,5i, -5,52-12,5i e -9,12. O sistema mostrou um comportamento subamortecido com o coeficiente de amortecimento em torno de 0,404 ($\xi = 0,404$).

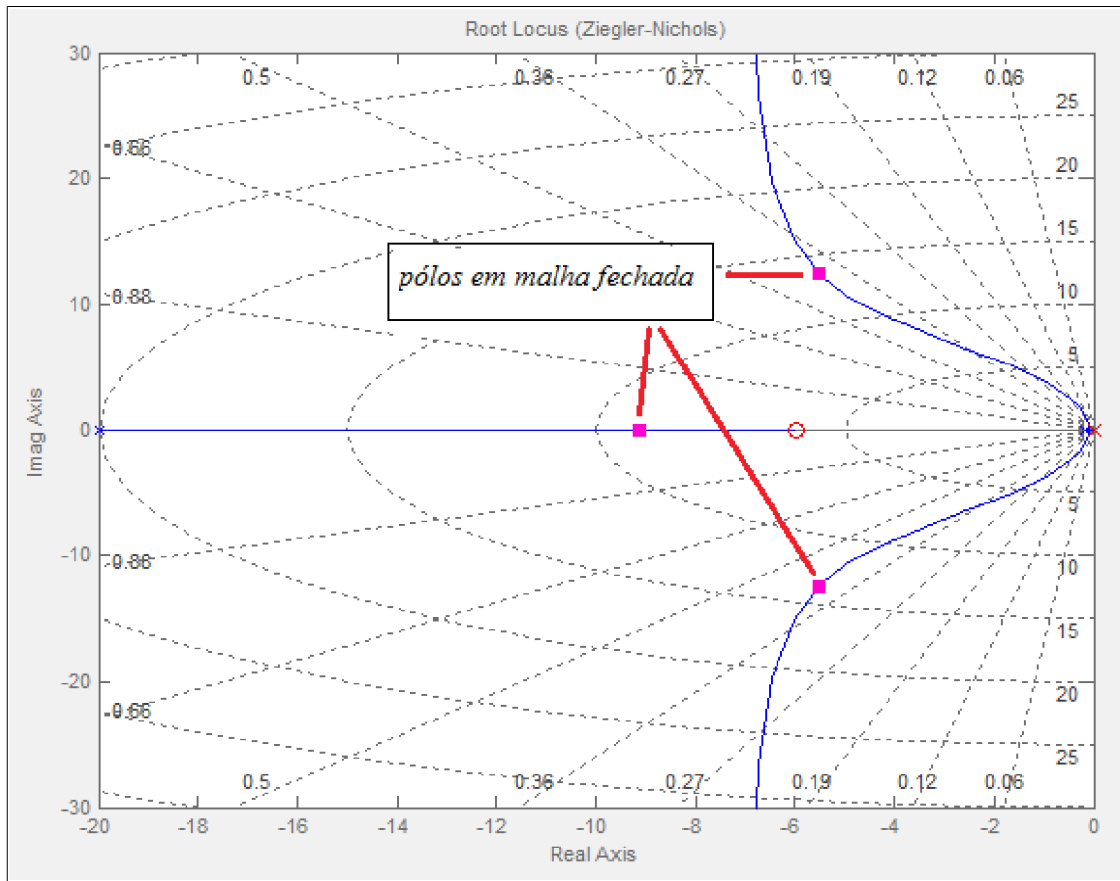


Figura 4.11: Lugar geométrico das raízes (Ziegler-Nichols).

A variação do sinal de saída do controlador é mostrado na **Figura 4.12**. As duas linhas pontilhadas do gráfico mostram os limites para o sinal do controlador.

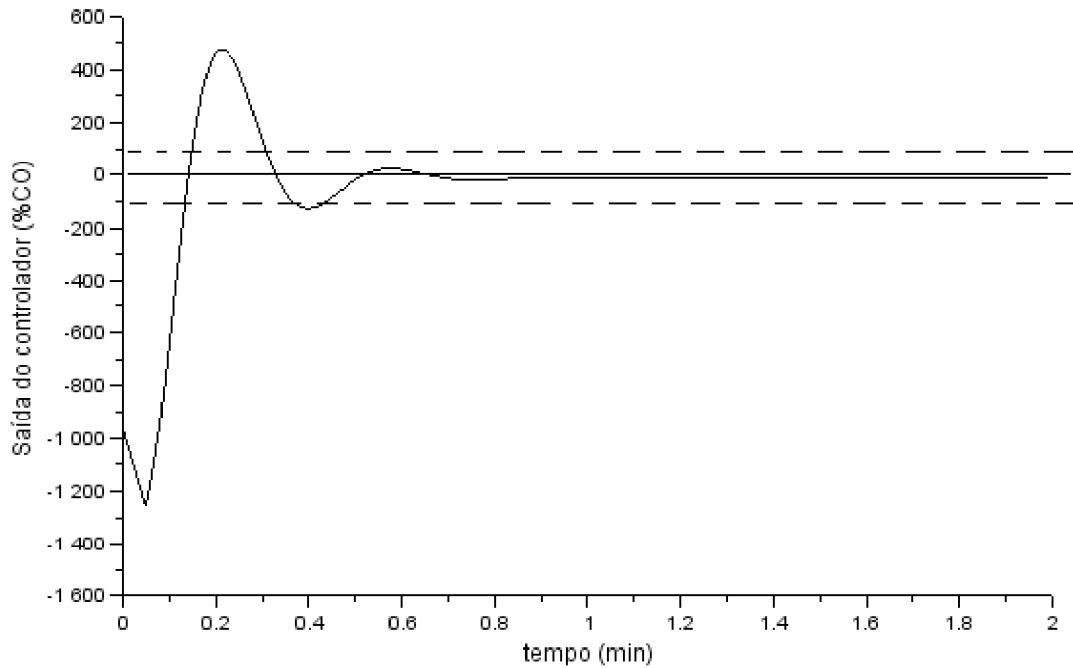


Figura 4.12: Variação do sinal na saída do controlador PI (Ziegler-Nichols-2º método).

Método da integral do erro

Considerou-se os dois casos para este método: problema regulatório e servo. A simulação de controle para este método contou com a utilização de um controlador PI e utilizou-se como critério a ITAE.

Parâmetros do controlador para o problema regulatório (ver **Tabela 2.3**) :

$$K_p = -20,957$$

$$T_i = 0,348 \text{ min}$$

O gráfico da **Figura 4.13** mostra a resposta do sistema.

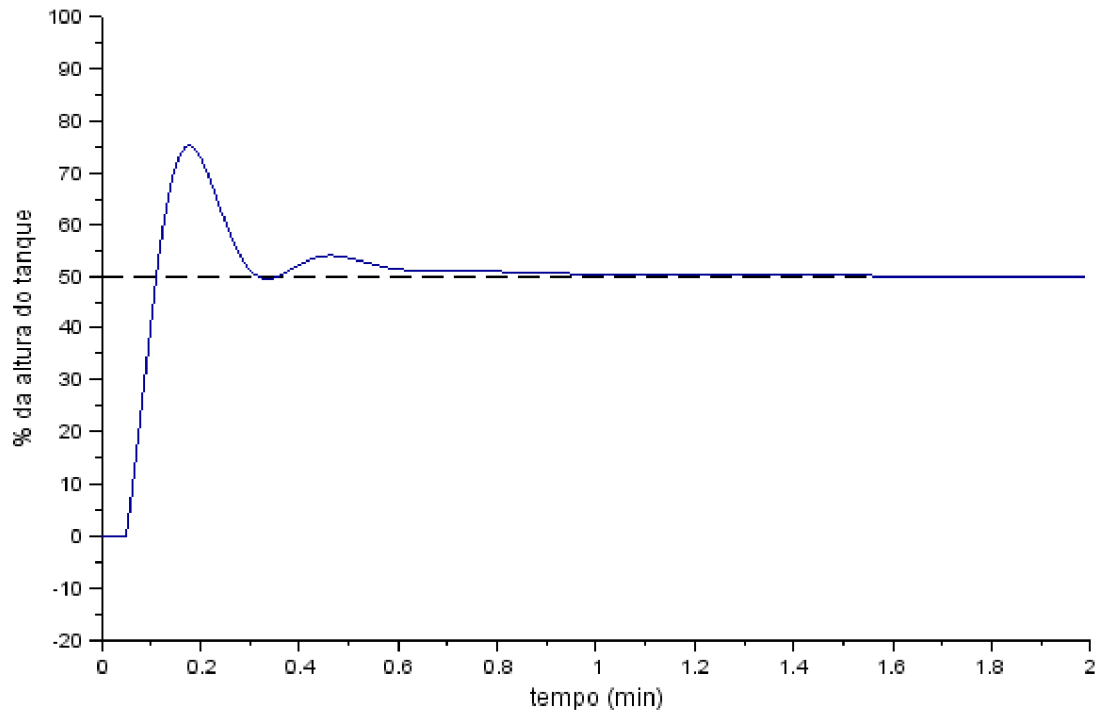


Figura 4.13: Resposta do sistema de controle de nível utilizando um controlador PI, ajustado pelo método da integral do erro (critério ITAE-problema regulatório).

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na **Figura 4.14** abaixo, onde também é mostrada a função de transferência do controlador PI ajustado pelo método acima.

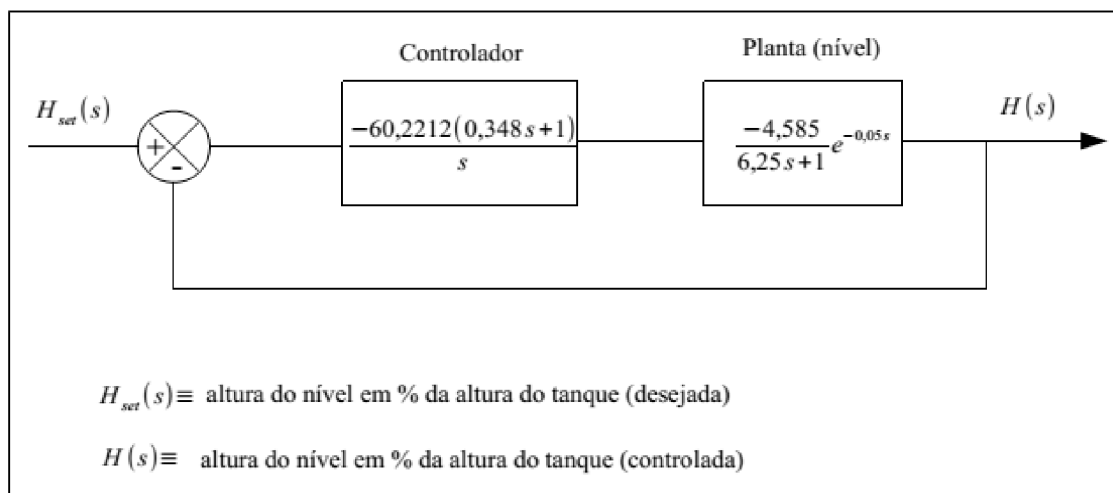


Figura 4.14: Diagrama de blocos (ITAE regulatório).

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.14**, é mostrado na **Figura 4.15**. A raiz em malha aberta está localizada em $-2,873$. Os pólos em malha fechada estão em $-6,33+13,5i$, $-6,33-13,5i$ e $-3,50$. A partir do gráfico, observa-se os pólos dominantes que conferiram ao sistema o comportamento subamortecido. Este comportamento é semelhante ao do método anterior (Ziegler-Nichols), em termos de resposta do sistema, nota-se que o coeficiente de amortecimento é ligeiramente maior ($\xi=0,524$).

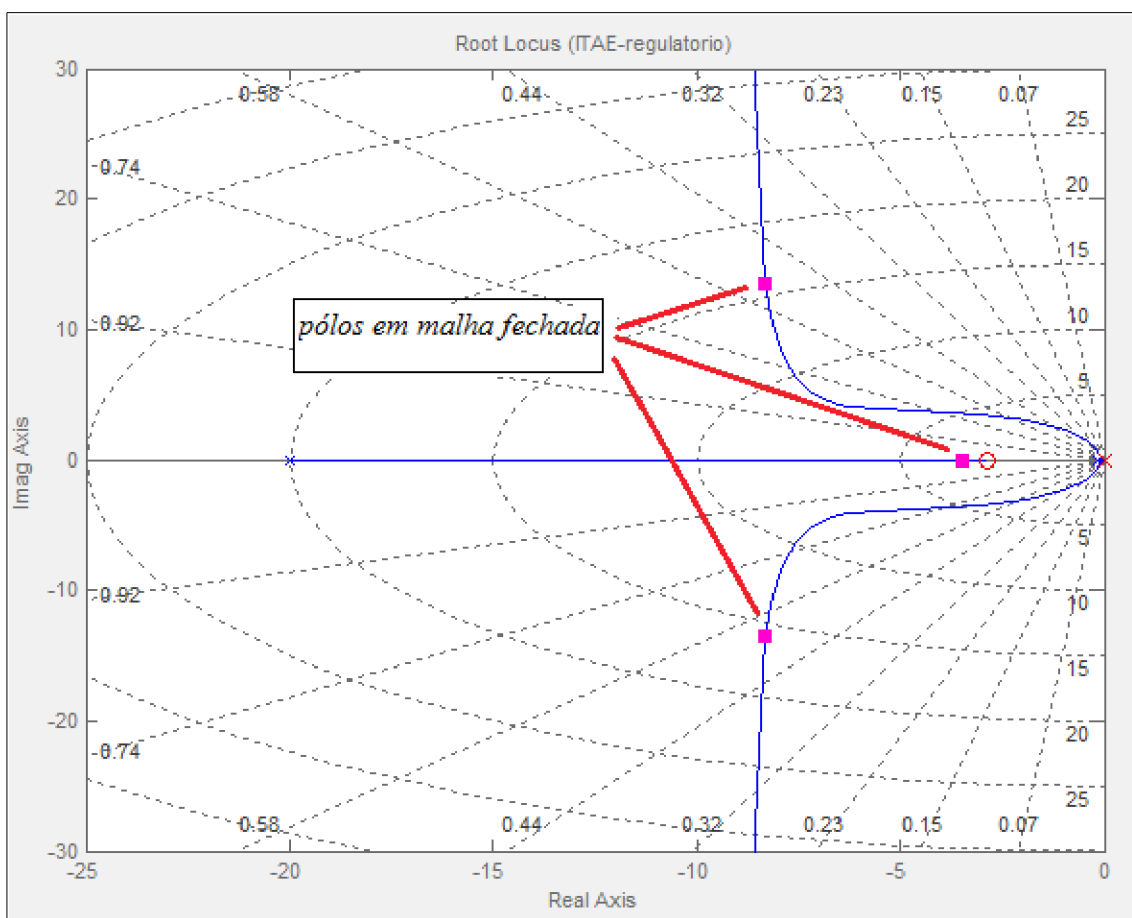


Figura 4.15: Lugar geométrico das raízes (ITAE-problema regulatório).

A variação do sinal na saída do controlador é mostrado na **Figura 4.16**.

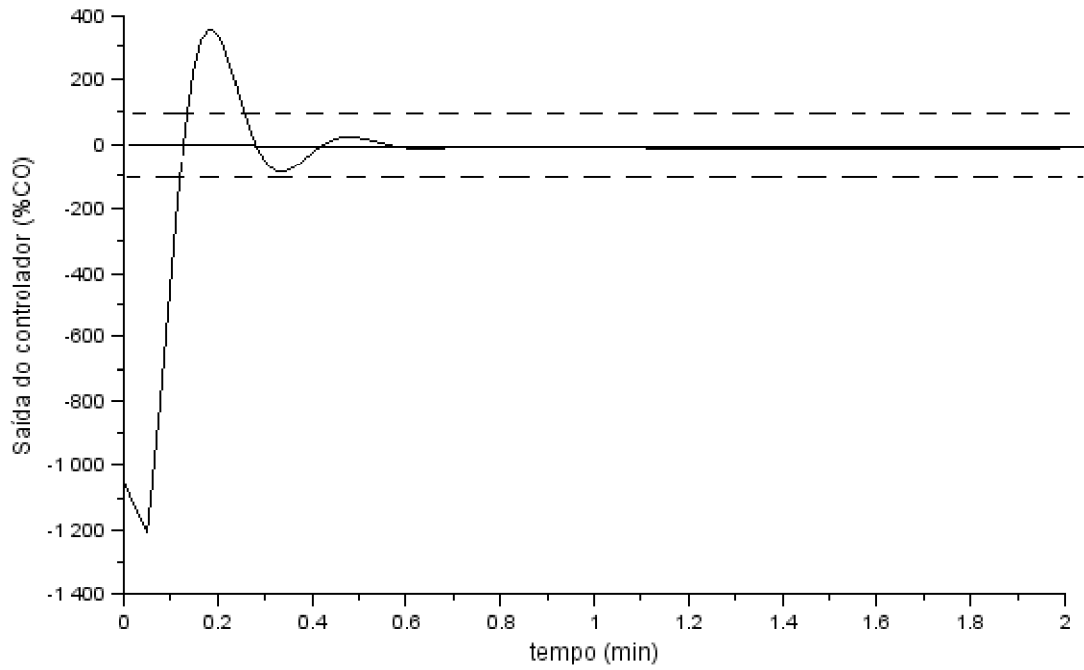


Figura 4.16: Variação do sinal na saída do controlador PI (ITAE-regulatório).

Parâmetros do controlador para o problema servo (ver **Tabela 2.4**):

$$K_p = -10,730$$

$$T_i = 6,075 \text{ min}$$

O gráfico da **Figura 4.17** mostra a resposta do sistema.

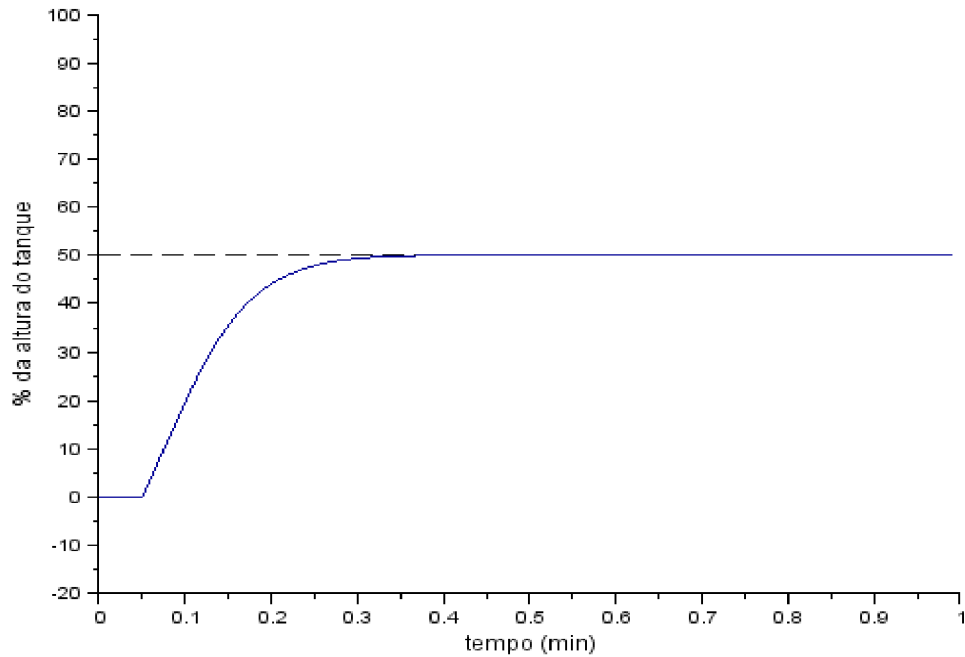


Figura 4.17: Resposta do sistema de controle de nível utilizando um controlador PI, ajustado pelo método da integral do erro (critério ITAE-problema servo).

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na **Figura 4.18** abaixo, onde também é mostrada a função de transferência do controlador PI ajustado pelo método acima.

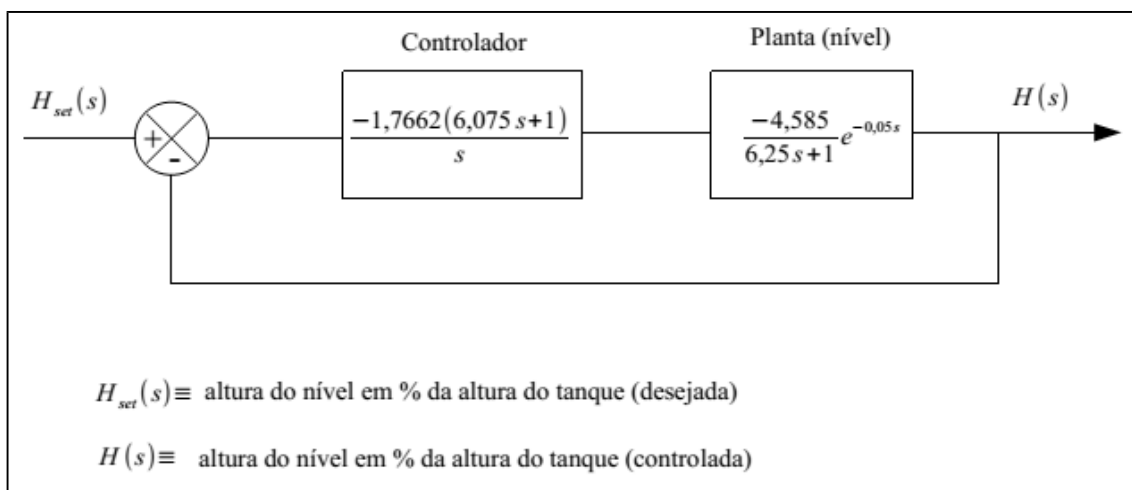


Figura 4.18: Diagrama de blocos (ITAE servo).

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.18**, é mostrado na

Figura 4.19. A raiz em malha aberta está localizada em $-0,165$. Os pólos em malha fechada estão em $-10+7,58i$, $-10-7,58i$ e $-0,165$.

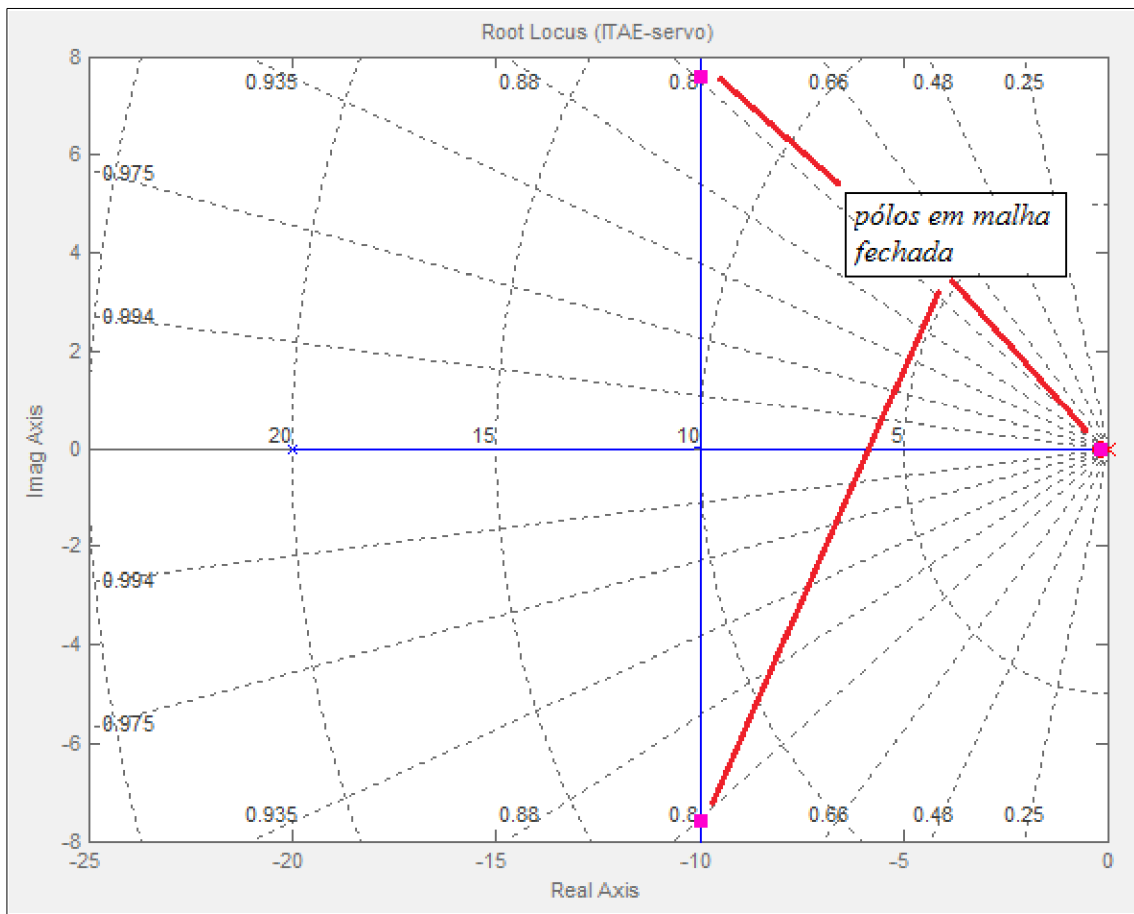


Figura 4.19: Lugar geométrico das raízes (ITAE-problema servo).

A variação do sinal de saída do controlador é mostrado na **Figura 4.20**.

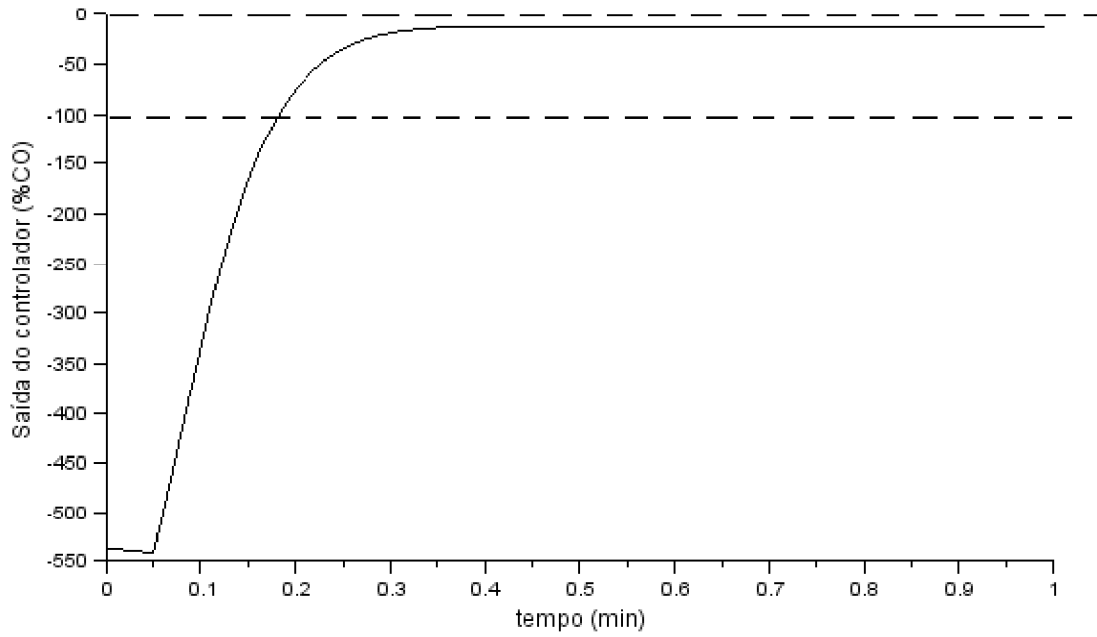


Figura 4.20: Variação do sinal do controlador PI (ITAE-servo).

4.2. Sistema de controle de temperatura

Antes de iniciar a simulação para o sistema de controle de temperatura é necessário que se tenha o modelo matemático do processo devidamente descrito. Assim, para simplificar o entendimento da formulação, a **Figura 4.21** é mostrada como uma simplificação do sistema de controle de temperatura da página 37.

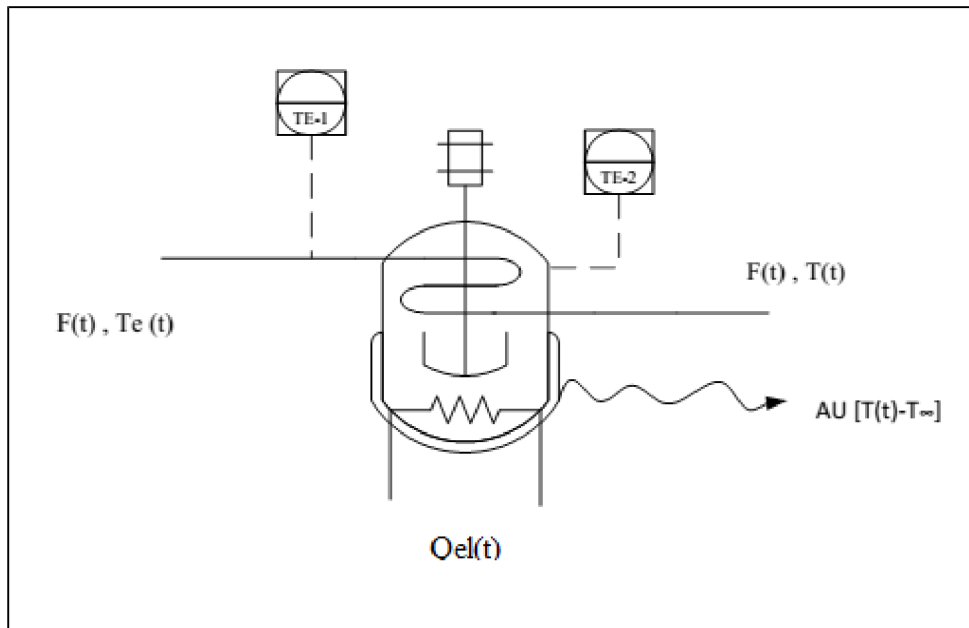


Figura 4.21: Sistema de controle de temperatura.

Onde,

$F(t) \equiv$ vazão volumétrica

$T_e(t) \equiv$ temperatura de entrada da água de resfriamento

$T(t) \equiv$ temperatura de saída da água de resfriamento

$T_{\infty} \equiv$ temperatura do ambiente externo

$Q_{el}(t) \equiv$ taxa de energia fornecida pela resistência

$A \equiv$ área da superfície externa do trocador de calor

$U \equiv$ coeficiente de transferência de calor global da parede do tanque

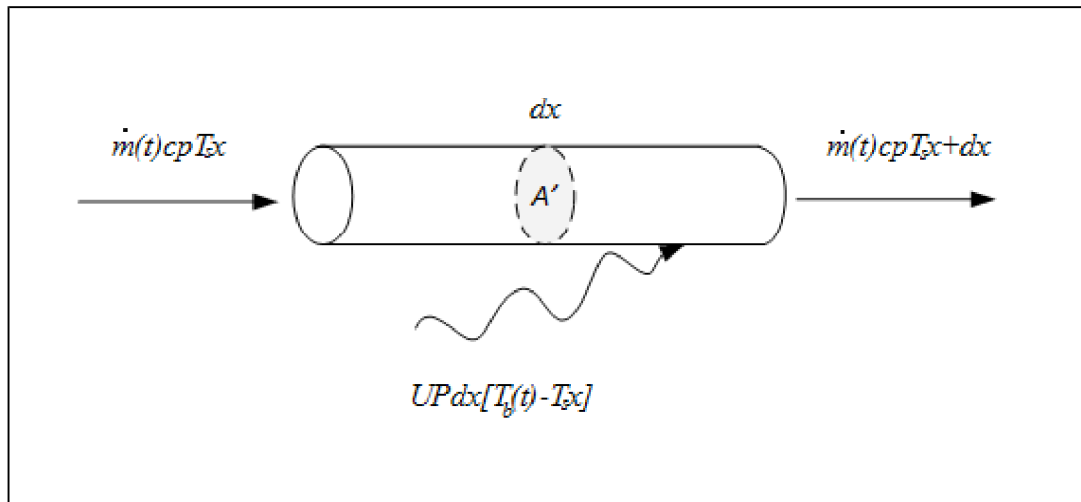


Figura 4.22: Serpentina imersa no banho.

A **Figura 4.22** mostra um elemento infinitesimal da serpentina, onde:

$dx \equiv$ comprimento do volume infinitesimal da serpentina

$\dot{m}(t) \equiv$ vazão mássica que passa no interior da serpentina

$c_p \equiv$ calor específico a pressão constante da água de resfriamento, suposto constante

$\rho \equiv$ massa específica da água contida no volume $A'dx$, suposta constante

$A' \equiv$ área da seção transversal da serpentina

$U' \equiv$ coeficiente de transferência de calor global entre a serpentina e a água do tanque

$P \equiv$ perímetro da seção transversal da serpentina

$T_{s,x} \equiv$ temperatura de entrada da água no volume infinitesimal

$T_{s,x+dx} \equiv$ temperatura de saída da água do volume infinitesimal

$T_s \equiv$ temperatura no interior do volume infinitesimal

$T_b(t) \equiv$ temperatura da água do banho

Considerando,

$$T_s(x+dx) = T_s(x) + \frac{\partial T_s}{\partial x} dx \quad (4.2.1)$$

aplicando o balanço de energia na serpentina, tem-se:

$$\rho c_p A' dx \frac{\partial T_s}{\partial t} = \dot{m}(t) c_p T_s(x) + U' P dx [T_b(t) - T_s(x)] - \dot{m}(t) c_p T_s(x+dx) \quad (4.2.2)$$

Substituindo-se (4.2.1) em (4.2.2) obtêm-se (4.2.3), abaixo:

$$\rho c_p A' dx \frac{\partial T_s}{\partial t} = \dot{m}(t) c_p T_s(x) + U' P dx [T_b(t) - T_s(x)] - \dot{m}(t) c_p T_s(x) - \dot{m}(t) c_p \frac{\partial T_s}{\partial x} dx$$

ou seja,

$$\rho c_p A' \frac{\partial T_s}{\partial t} + \dot{m}(t) c_p \frac{\partial T_s}{\partial x} = U' P [T_b(t) - T_s(x, t)] \quad (4.2.4)$$

A partir da equação (4.2.4) pode-se notar que a temperatura do fluido no interior da serpentina varia com a posição e com o tempo. Contudo, como a dinâmica da temperatura do fluido no interior da serpentina é muito mais rápida do que a dinâmica do fluido no interior do trocador de calor; e além disso o comprimento da serpentina é grande o suficiente se for comparado com a espessura da parede da mesma, então pode-se aproximar o valor da temperatura do fluido na saída da serpentina como tendo o mesmo valor da temperatura do fluido no banho. Assim, o segundo termo, localizado no primeiro membro da equação (4.2.4), pode ser anulado.

Retornando ao esquema da **Figura 4.21**, o balanço de energia para o trocador de calor é descrito como:

$$Mc_p \frac{dT}{dt} = \rho F(t) c_p T_e(t) + Q_{el}(t) - \rho F(t) c_p T(t) - AU [T(t) - T_\infty] \quad (4.2.5)$$

onde o último termo é a transferência de calor para o ambiente e M é a massa de água contida no banho e $T(t) \equiv T_b(t) - T_s(x,t)$.

O primeiro e o terceiro termo da equação (4.2.5) podem ser linearizados em torno do regime permanente, resultando:

$$Mc_p \frac{dT}{dt} = -\rho c_p F(t)[T_p - T_{ep}] + \rho c_p F_p [T_p - T_{ep}] - \rho c_p F_p [T(t) - T_{ep}(t)] - AU [T(t) - T_\infty] + Qel(t) \quad (4.2.6.a)$$

$$Te(0) = T_{ep}; F(0) = F_p; T(0) = T_p; Qel(0) = Qel_p \quad (4.2.6.b)$$

onde,

$F_p \equiv$ vazão volumétrica no regime permanente

$T_{ep} \equiv$ temperatura de entrada da água de resfriamento no regime permanente

$T_p \equiv$ temperatura do banho no regime permanente

Considerando (4.2.6) no regime permanente e utilizando as condições iniciais (4.2.6.a), tem-se:

$$Qel_p - \rho c_p F_p [T_p - T_{ep}] - AU [T_p - T_\infty] = 0 \quad (4.2.7)$$

subtraindo (4.2.7) de (4.2.6.a) e fazendo,

$$\gamma(t) \equiv F(t) - F_p; \theta(t) \equiv T(t) - T_p; \theta_e(t) \equiv Te(t) - T_{ep}; Q(t) \equiv Qel(t) - Qel_p \quad (4.2.8)$$

Resultando na equação (4.2.9), abaixo:

$$\frac{Mc_p}{AU} \frac{d\theta}{dt} + \left(\frac{\rho c_p F_p + AU}{AU} \right) \theta(t) = \frac{-\rho c_p (T_p - T_{ep})}{AU} \gamma(t) + \frac{\rho c_p F_p}{AU} \theta_e(t) + \frac{1}{AU} Q(t) \quad \text{onde,}$$

$$\Gamma(0) \equiv 0; \theta_e(0) \equiv 0; Q(0) \equiv 0; \theta(0) \equiv 0$$

Utilizando transformada de Laplace em (4.2.9) e definindo como parâmetros,

$$\tau = \frac{Mc_p}{\rho c_p F_p + AU}; K_1 = \frac{-\rho c_p (T_p - T_{ep})}{\rho c_p F_p + AU}; K_2 = \frac{\rho c_p F_p}{\rho c_p F_p + AU}; K_3 = \frac{1}{\rho c_p F_p + AU} \text{ tem-}$$

se:

$$\Theta(s) = \frac{K_1}{\tau s + 1} \Gamma(s) + \frac{K_2}{\tau s + 1} \Theta_e(s) + \frac{K_3}{\tau s + 1} Q(s) \quad (4.2.10)$$

Assim, a partir do resultado da equação (4.2.10), a simulação para este sistema foi realizada com o objetivo de observar a resposta do sistema em malha aberta a uma entrada em degrau unitário, onde foram considerados os seguintes dados:

$M = 1 \text{ kg}$; $c_p = 4187 \text{ J/kg}^\circ\text{C}$; $T_p - T_{ep} = 10^\circ\text{C}$; $F_p = 0,445 \text{ l/s}$ (26,7 l/min - válvula de controle 100% aberta) [5] ; $A = 0,310 \text{ m}^2$; $\rho = 1 \text{ kg/l}$; $U = 655 \text{ W/m}^2 \text{ }^\circ\text{C}$ (aço níquel 20% - $k = 19 \text{ W/m}^\circ\text{C}$)[13]

O coeficiente de transferência de calor global U foi calculado considerando o problema de fluxo de calor radial e unidimensional em sólidos com geometria cilíndrica, descrito por [13].

Os valores encontrados para as constantes τ (constante de tempo), K_1 , K_2 e K_3 foram:

$$\tau = 2,026 \text{ s} ; K_1 = -20,26^\circ\text{C s/l} ; K_2 = 0,902 ; K_3 = 4,84 \cdot 10^{-4} \text{ W/}^\circ\text{C} \quad (4.2.11)$$

O diagrama de blocos do sistema, em malha aberta, está representado na **Figura 4.23**, onde o mesmo foi montado utilizando o programa de computação numérica **Scilab 5.4.1** [11].

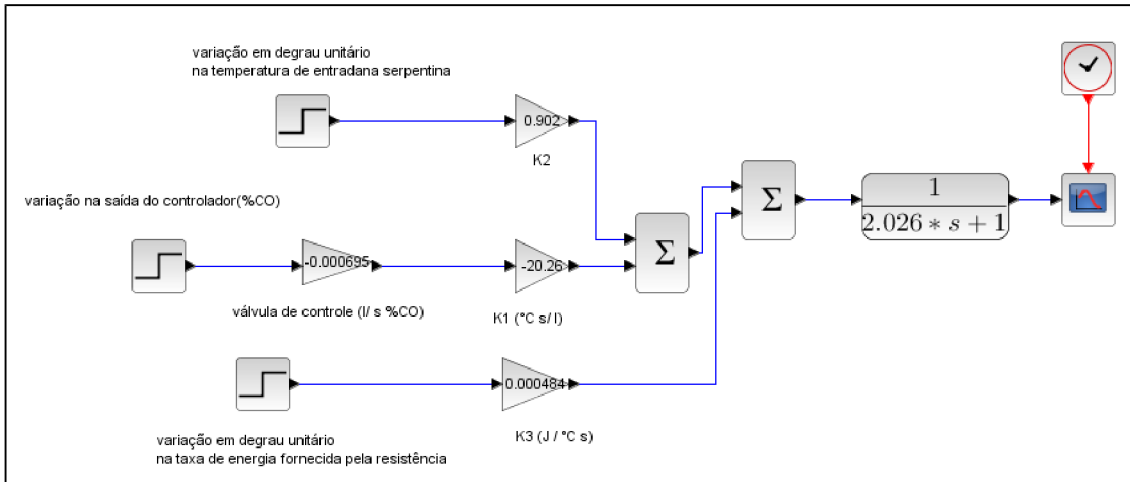


Figura 4.23: Diagrama de blocos (em malha aberta) do sistema temperatura.

A resposta do sistema a uma variação de 1% na saída do controlador conjuntamente com as variações nulas na temperatura de entrada e na taxa de energia fornecida ao banho pela resistência (regime permanente), apresentou a curva de resposta apresentada na **Figura 4.24**.

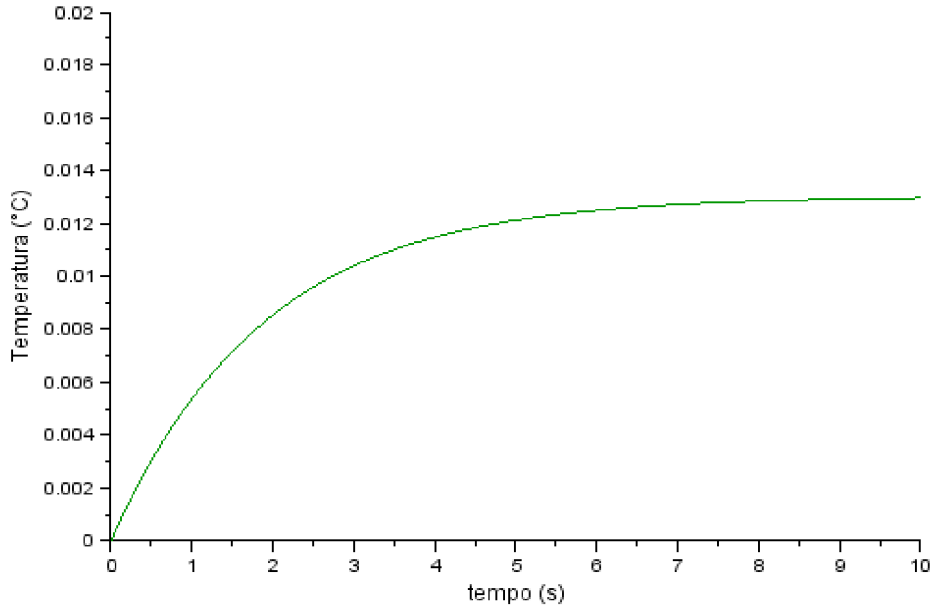


Figura 4.24: Resposta em malha aberta para o sistema de controle de temperatura.

Segundo [5], ao contrário do sistema de controle de nível, o sistema térmico apresenta uma dinâmica não linear e ordem um. Além disso, devem ainda ser

acrescentadas à dinâmica do sistema as dinâmicas da válvula de controle e do termopar. Desse modo, a dinâmica do sistema é não linear e de ordem superior. Ainda assim, a dinâmica dominante pode ser aproximada por um modelo de primeira ordem com atraso.

Dessa forma, pode-se utilizar os resultados da **Figura 4.24**, para encontrar o ganho do processo e a constante de tempo (2,026 s), onde:

$$K = \frac{\Delta \text{Temperatura}}{\Delta \%CO} = \frac{(0,013978 - 0)^\circ C}{1\%} = 0,013978 \frac{^\circ C}{\%CO} \quad (4.2.12)$$

Para encontrar o valor do atraso no tempo, necessitaria-se de uma identificação experimental, como [5] realizou este procedimento em seu trabalho. Optou-se em fazer o uso do mesmo valor encontrado nestes resultados experimentais e que vale 4 s. Portanto, a função de transferência da planta é:

$$G_{\text{Temperatura}}(s) = \frac{0,013978}{2,026s + 1} e^{-4s} \quad (4.2.13)$$

A partir da equação (4.2.13), que é a função de transferência aproximada para a planta de temperatura da bancada experimental, verifica-se que o fator de incontrolabilidade (L/τ) é bastante alto, ou seja em torno de 1,97. Isto faz com que os métodos de sintonia IMC e Ziegler-Nichols possam não ser os mais indicados na escolha dos parâmetros do controlador, pois confeririam um controle mais instável e difícil de se realizar. Considerou-se apenas um método de sintonia (integral do erro), onde dois critérios (ITAE e IAE) foram utilizados.

Método da integral do erro

Este método foi utilizado considerando o problema servo. Utilizou-se um controlador PID, com os parâmetros obtidos da **Tabela 2.5** e ajustado utilizando o

critério ITAE de ajuste; os parâmetros encontrados para o controlador foram: $K_p = 27,6$, $T_i = 3,2 s$ e $T_d = 0,1 s$, onde a resposta do sistema para um *set point* de $5\text{ }^\circ\text{C}$ é mostrada na Figura 4.25.

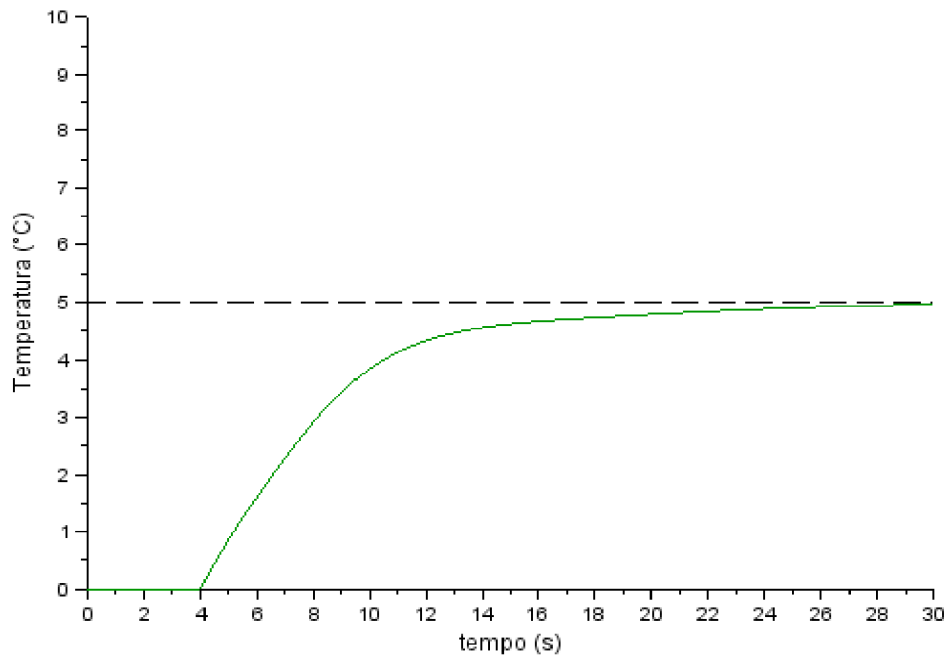


Figura 4.25: Resposta do sistema de controle de temperatura, utilizando um controlador PID ajustado pelo critério ITAE (problema servo)

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na Figura 4.26 abaixo, onde também é mostrada a função de transferência do controlador PID ajustado pelo método acima.

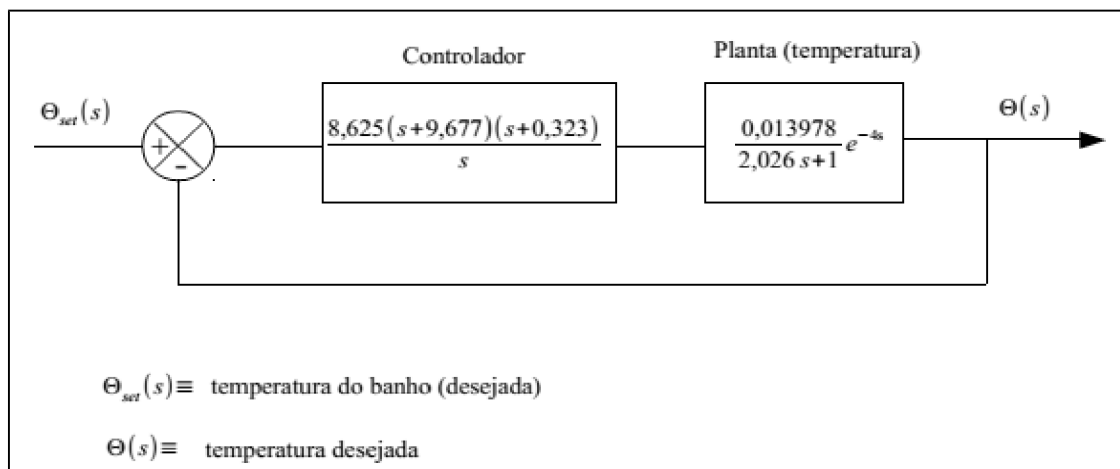


Figura 4.26: Diagrama de blocos (ITAE servo).

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.26**, é mostrado na **Figura 4.27**. A raízes em malha aberta estão localizadas em $-9,677$ e $-0,323$. Os pólos em malha fechada estão em $-0,433$, $-0,158 + 0,097i$ e $-0,158 - 0,097i$.

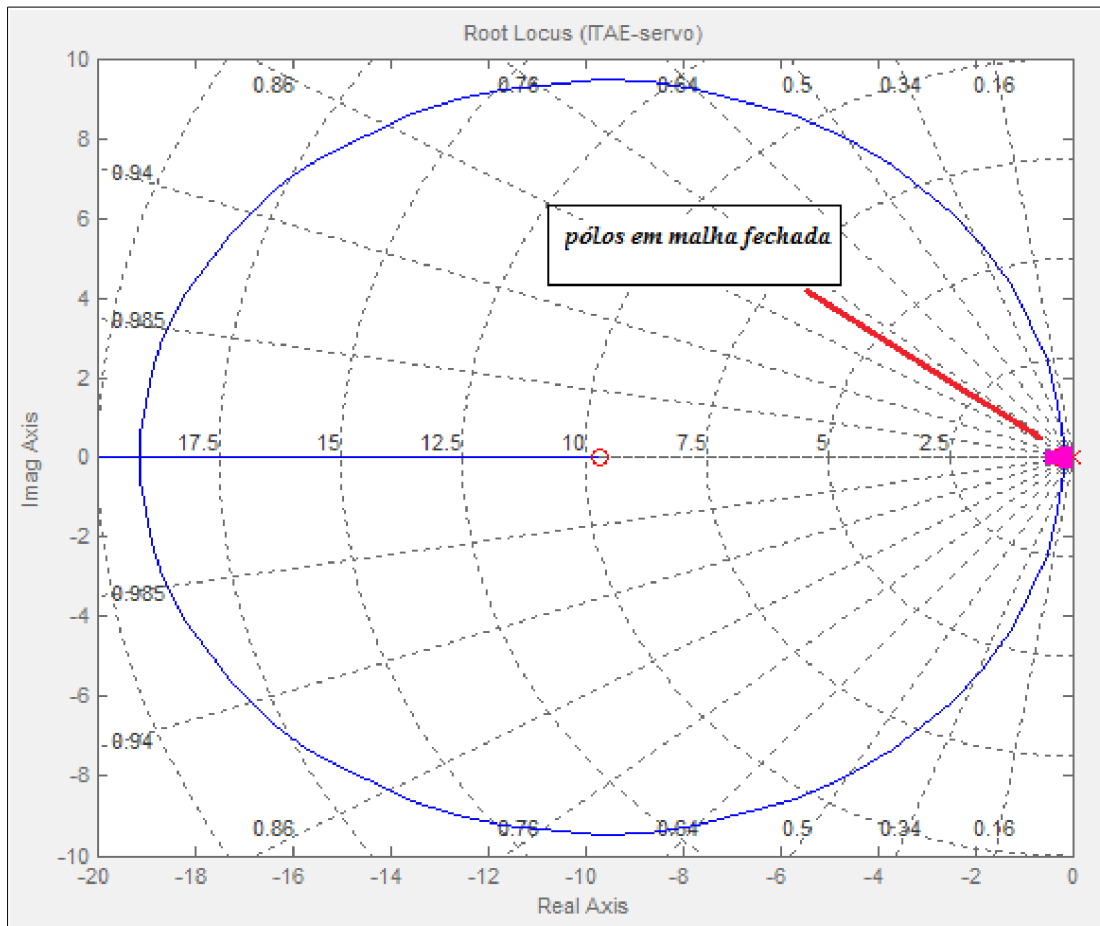


Figura 4.27: Lugar das raízes (ITAE-problema servo).

A variação do sinal na saída do controlador é mostrada na **Figura 4.28** abaixo.

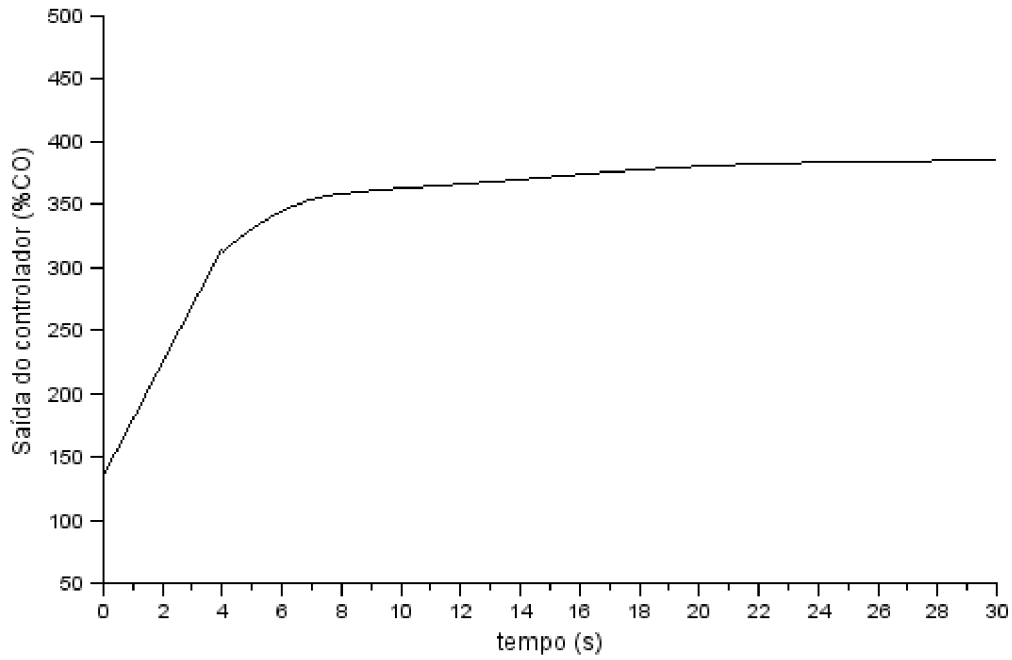


Figura 4.28: Variação do sinal na saída do controlador PID (ITAE-servo).

Contudo, analisou-se também a resposta do sistema utilizando-se um controlador PID ajustado pelo mesmo método, mas pelo critério IAE (problema servo), cujos parâmetros encontrados para o controlador foram: $K_p = 32,9$ $T_i = 3,5$ s e $T_d = 0,05$ s, onde a resposta do sistema para um *set point* de 5 °C é mostrada na **Figura 4.29**.

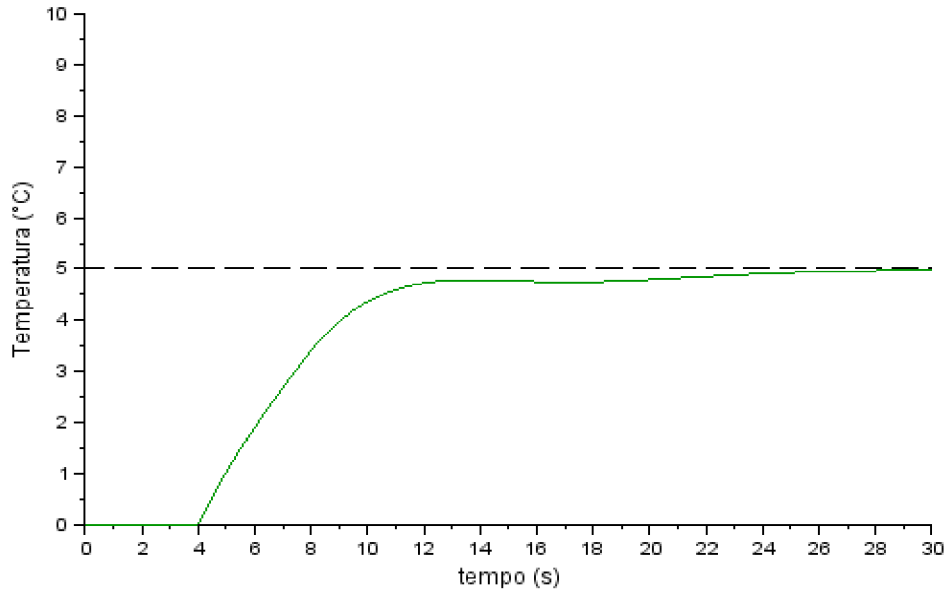


Figura 4.29: Resposta do sistema de controle de temperatura, utilizando um controlador PID ajustado pelo critério IAE (problema servo).

O diagrama de blocos para o sistema é mostrado na **Figura 4.30** abaixo, onde também é mostrada a função de transferência do controlador PID ajustado pelo método acima.

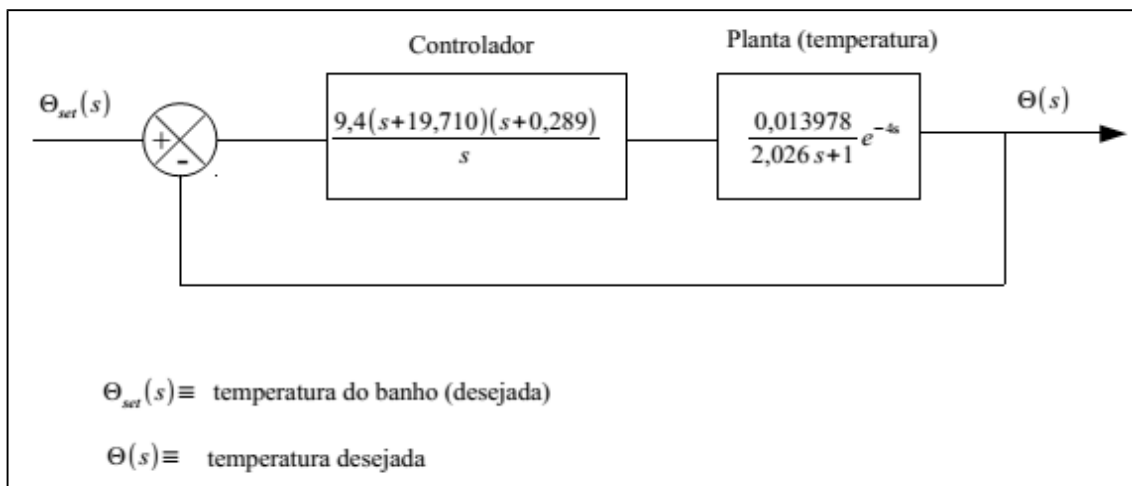


Figura 4.30: Diagrama de blocos (IAE servo)

O gráfico do lugar das raízes para o sistema da **Figura 4.30**, é mostrado na **Figura 4.31**. As raízes estão localizadas em -19,710, -0,289. Os pólos dominantes em

malha fechada estão em $-0,177+0,099i$, $-0,177-0,099i$ e $-0,392$.

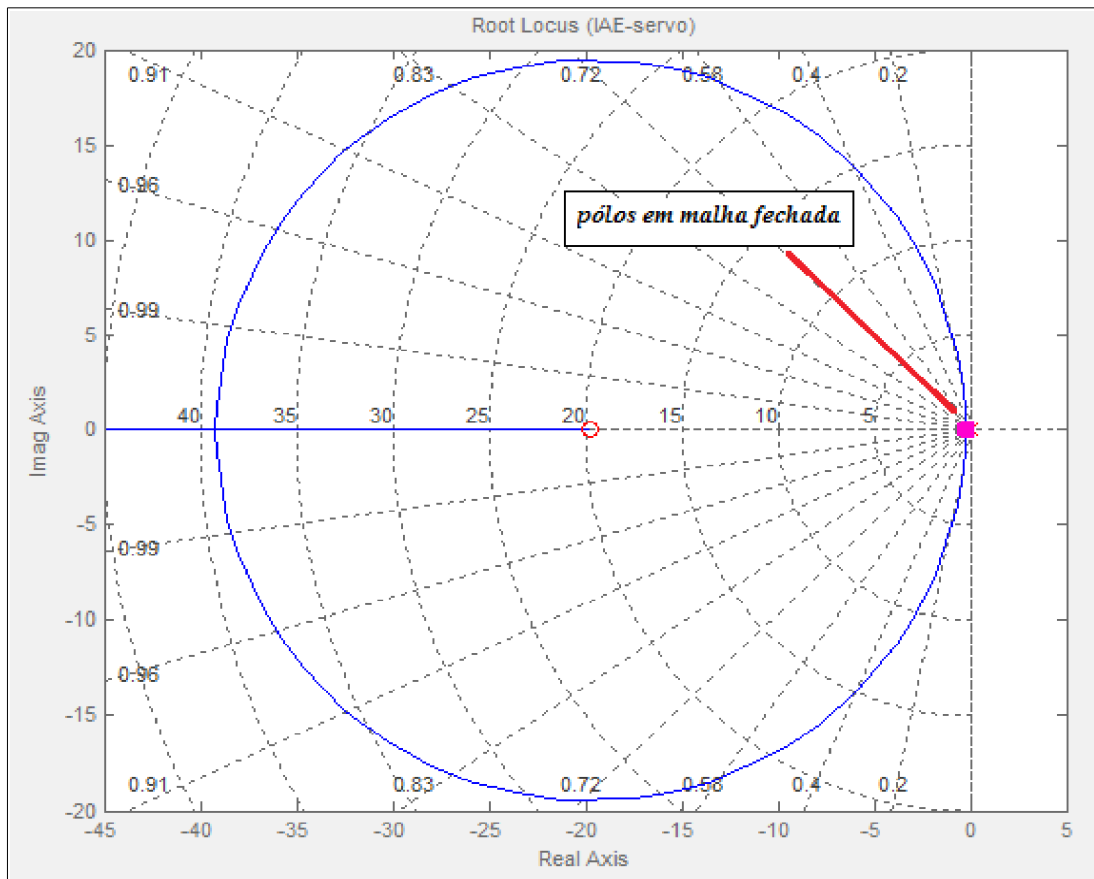


Figura 4.31: Lugar das raízes (IAE-problema servo).

A variação do sinal na saída do controlador é mostrada na **Figura 4.32** abaixo.

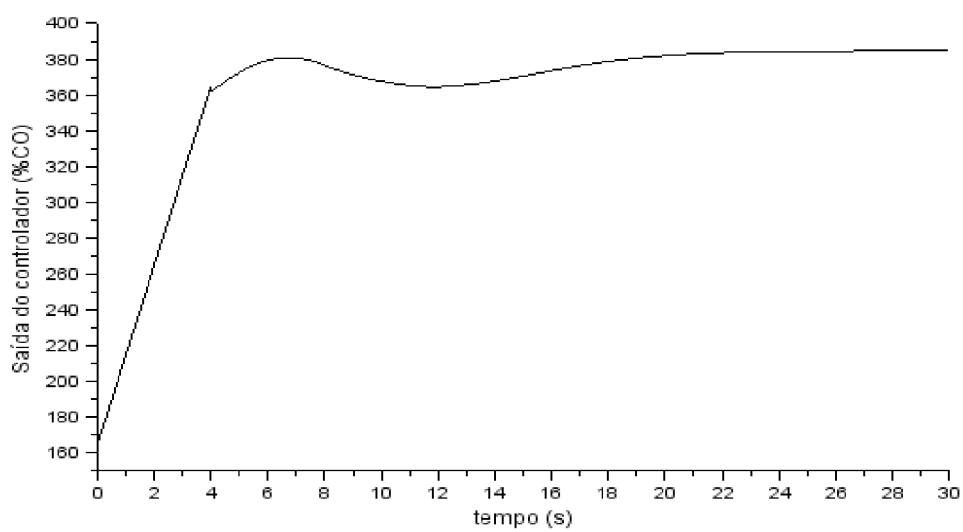


Figura 4.32: Variação do sinal de saída do controlador PID (IAE-servo).

Capítulo 5

CONCLUSÃO

5.1. Conclusão para o controle de nível

Diante dos resultados apresentados para cada tipo de sintonia é possível notar que o controlador PI, utilizando o critério ITAE (problema servo) de ajuste, será um controlador adequado para a realização do controle de nível da bancada; pois pode apresentar um controle mais robusto, além de atingir o valor desejado em menos de um minuto. As outras sintonias, com exceção do método IMC, são mais agressivas e menos robustas, ou seja, conferiram maiores instabilidades ao sistema antes de atingir o regime permanente. Isto não significa que não possam ser usadas, desde que haja uma sintonia fina para o controlador fazendo-se uma análise pelo gráfico do lugar das raízes, onde será levado em conta o critério de desempenho do sistema. Uma outra observação a ser feita durante as medições experimentais, deverá ser o problema de saturação na ação integral do controlador, pelo fato de se estar utilizando um controlador PI, onde controladores deste tipo podem apresentar este inconveniente caso não sejam controladores digitais. Em contrapartida, a resposta do sistema não será tão oscilatória e instável, o que a princípio foi um critério de desempenho do projeto ao se realizar a simulação. Controladores digitais não apresentam este tipo de problema, os mesmos permitem eliminar saturação do termo integral de uma maneira mais simples. A **Figura 5.1** reúne as respostas de cada sintonia, para efeito de comparação.

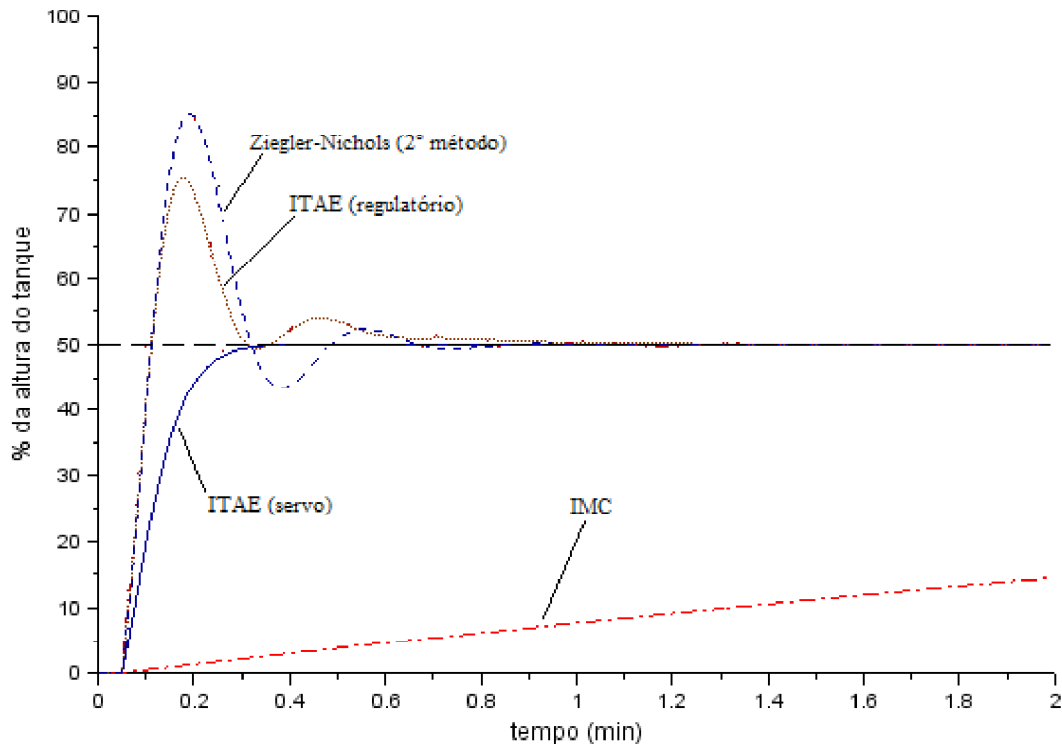


Figura 5.1: Respostas para cada sintonia realizada (PI).

5.2. Conclusão para o controle de temperatura

A partir dos resultados apresentados pela simulação, viu-se que o controle mais satisfatório para o uso na bancada experimental para o sistema de controle de temperatura foi o controlador PID ajustado pelo método da integral do erro, utilizando o critério IAE para o problema servo. Este tipo de controle mostrou que a estabilidade do sistema pode ser mantida em torno do valor desejado (*set point*) em regime permanente. O gráfico do lugar das raízes indicou que, com os parâmetros escolhidos como ponto de partida para a realização da sintonia, este critério mostrou-se satisfatório para ser utilizado. O critério ITAE provavelmente também poderá ser utilizado, o gráfico do lugar das raízes para este critério é bem semelhante ao do critério IAE, ou seja, os pólos em malha fechada apresentam quase o mesmo valor. Isto se deve ao fato dos valores dos parâmetros do controlador serem muito próximos entre os dois critérios.

É importante lembrar que diante dos resultados, ainda pode-se realizar uma sintonia fina em cada caso, assim como foi indicado no controle de nível, tudo dependerá do critério de desempenho que irá ser utilizado e de como a bancada experimental estará montada e anexada aos instrumentos de medição para a tomada de dados. A **Figura 5.2** mostra a resposta de cada sintonia, para efeito de comparação entre os métodos de ajuste.

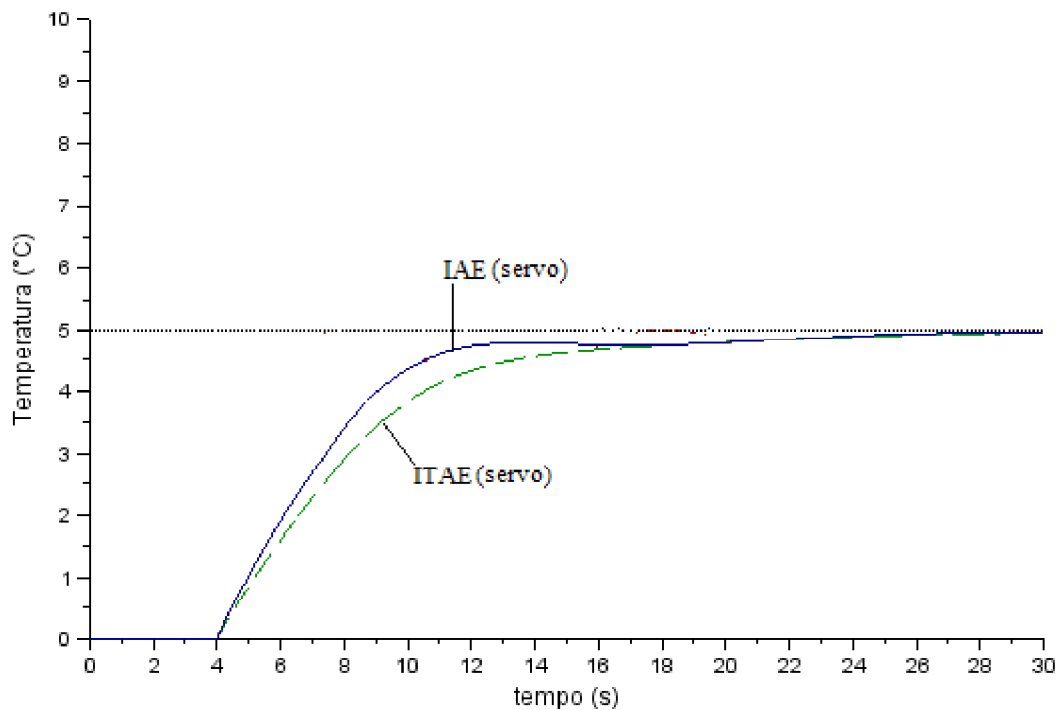


Figura 5.2: Respostas para cada sintonia realizada (PID).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CAMPOS, MARIO CESAR M. MASSA DE, TEIXEIRA, HERBERT C.G., *Controles Típicos de Equipamentos e Processos Industriais*. 2^a ed. São Paulo, Blucher 2010.
- [2] OGATA, KATSUHIKO, *Engenharia de Controle Moderno*. 5^a ed. São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2010.
- [3] STEPHANOPOULOS, GEORGE, *Chemical Process Control An Introduction to Theory and Practice*. 1st ed. New Jersey, Prentice Hall, 1984.
- [4] SMITH, CARLOS A., CORRIPIO, ARMANDO B., *Principles and Practice of Automatic Process Control*. 2nd ed. New York, John Wiley, 1997.
- [5] SOUZA, SERGIO SYSLEY DE, *Controle de nível e temperatura com aplicação do ambiente LabVIEW*, Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2002
- [6] LOPEZ, A.M., SMITH, C.L., MURRILL, P.W., "Tuning Controllers with Error-Integral Criteria", *Instrumentation Technology*, v.14, pp. 57-62, 1967.
- [7] ROVIRA, A., MURRILL, P.W., SMITH, C.L., "Tuning Controllers for Setpoint Changes", *Instruments and Control Systems*, v.42, pp.67-69, 1969.
- [8] TAVAKOLI, S., TAVAKOLI, M., "Optimal tuning of PID Controllers for first order plus time delay model using dimensional analysis", *The Fourth International Conference on Control and Automation*, ICAA-03, Montreal, 10-12 June 2003.
- [9] RIVERA, DANIEL E., MORARI, MANFRED, SKOGESTAD, SIGURD, "Internal Model Control, 4. PID Controller Design", *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development*, v.25, pp. 252-265, Jan.1986.

[10] *Catálogo Técnico Tigre /Predial /Água Fria /Registros*. Disponível em:
<http://www.tigre.com.br/pt/catalogos_tecnicos.php?cpr_id_pai=4&cpr_id=7> .

Acesso em: 20 jan. 2013.

[11] Disponível em : <<http://www.scilab.org/>> Acesso em: 10 out. 2012

[12] Disponível em: <<http://www.mathworks.com/products/matlab/> > Acesso em: 13
ago. 2013

[13] ÖZISIK, M. NECATI, “Transferência de Calor Um Texto Básico”. In: Guanabara,
R.J. (ed), *Condução de Calor Unidimensional e Estacionária*, 2ª ed, capítulo 3, Rio de
Janeiro, Brasil, Guanabara, 1985