



**VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL  
DE FILTRO ESTATÍSTICO  
PARA CONTROLE PID**

**LUCAS MOURA GOMES**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL  
DE FILTRO ESTATÍSTICO  
PARA CONTROLE PID**

**LUCAS MOURA GOMES**

**Orientador: PROF. DR. EUGÊNIO LIBÓRIO FEITOSA FORTALEZA**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO - MG999/2019  
BRASÍLIA-DF, 27 DE NOVEMBRO DE 2019.**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL  
DE FILTRO ESTATÍSTICO  
PARA CONTROLE PID**

**LUCAS MOURA GOMES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO ACADÊMICO SUBMETIDO AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

**APROVADA POR:**

**Prof. Dr. Eugênio Libório Feitosa Fortaleza  
Presidente ENM/UnB**

**Prof. Dr. Adolfo Bauchspiess  
Membro ENE/UnB**

**Prof. Dr. Hugo Tadashi Muniz Kussaba  
Membro ENE/UnB**

**BRASÍLIA, 27 DE NOVEMBRO DE 2019.**

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

LUCAS MOURA GOMES

**Validação Experimental de Filtro Estatístico para controle PID**

**2019xv, 43p., 201x297 mm**

(ENE/FT-UnB/FT/UnB, Engenheiro Eletricista, Engenharia Elétrica, 2019)

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade de Brasília

Faculdade de Tecnologia - Departamento de Engenharia Elétrica

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

GOMES, L. M. Validação Experimental de Filtro Estatístico para controle PID. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica, Publicação MG999/2019, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 2019. 43p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

AUTOR: Lucas Moura Gomes

TÍTULO: Validação Experimental de Filtro Estatístico para controle PID.

GRAU: Engenheiro Eletricista ANO: 2019

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste trabalho de conclusão de curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor se reserva a outros direitos de publicação e nenhuma parte deste trabalho de conclusão de curso pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Lucas Moura Gomes

SQN 409 Bloco P 201, Asa Norte, Brasília

# Agradecimentos

...aos professores Eugênio Fortaleza e Eduardo Stockler, pela oportunidade que me foi dada de conduzir este estudo.

...aos meus pais Waldelene e Nilson, pelo amor e perseverança dedicados ao seu filho.

...ao prof. Fernando Cáceres, meu padrasto, pela paciência e esforço a mim dispensados.

...aos meus irmãos André e Daniel, por acreditarem no sucesso da minha trajetória.

...à minha namorada Brenda, pelo carinho e parceria nos momentos mais difíceis.

...ao meu amigo Vasco, pelos estímulos constantes durante a confecção deste trabalho.

...aos grandes amigos que fiz durante este curso, pela confiança e pelas boas memórias construídas juntos.

...a toda a comunidade da Universidade de Brasília, por me ensinarem a cidadania e o respeito às diferenças, pela minha formação profissional e pela incrível jornada.

Muito Obrigado!

# Resumo

Este trabalho de graduação busca validar de maneira experimental os benefícios do uso de um filtro de base estatística para controle Proporcional Integral Derivativo. Portanto, neste estudo os dados experimentais de um sistema de dois tanques em cascata funcional foram captados a fim de observar e comparar o ruído do sinal de controle com e sem o filtro. Uma vez que as melhorias foram confirmadas, o algoritmo foi implementado no Controlador Lógico Programável da bancada para que possa ser mais facilmente replicado em outras plantas industriais.

**Palavras-chave:** filtro estatístico; controle industrial; PID; CLP; quatro tanques.

# Abstract

This graduation project pursues the experimental validation of the advantages of using a signal filter of statistical basis. Therefore, the experimental data of a functional two-tank cascade system were measured in order to analyze and compare the control signal noise for a Proportional Integral Derivative control strategy with and without the filter. After its benefits were confirmed, the algorithm has been implemented in the native software of the Programmable Logic Controller so it can be conveniently transferred to other industrial plants.

**Keywords:** statistical filter; industrial control; PID; PLC; four tank.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO .....	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA .....	1
1.3	METODOLOGIA.....	2
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO .....	2
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>4</b>
2.1	SISTEMAS DE CONTROLE.....	4
2.2	MODELAGEM DO SISTEMA .....	5
2.3	IDENTIFICAÇÃO .....	9
2.4	CONTROLE PID .....	12
2.5	CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMÁVEIS.....	15
<b>3</b>	<b>INSTRUMENTAÇÃO E DESENVOLVIMENTO.....</b>	<b>18</b>
3.1	DESCRIÇÃO DA BANCADA.....	18
3.2	IDENTIFICAÇÃO DA PLANTA .....	22
3.3	FILTRO ESTATÍSTICO .....	24
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E ANÁLISE.....</b>	<b>28</b>
4.1	SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR PI .....	28
4.2	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR PI.....	30
4.3	SIMULAÇÃO DO CONTROLADOR PID .....	31
4.4	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR PID.....	33
4.5	PROGRAMAÇÃO NO CONTROLADOR .....	34
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>36</b>
	<b>APÊNDICE A .....</b>	<b>39</b>
	<b>ANEXO I.....</b>	<b>41</b>
	<b>ANEXO II.....</b>	<b>42</b>

# LISTA DE FIGURAS

2.1	Sistema de nível com um tanque.....	6
2.2	Sistema de nível com dois tanque. ....	8
2.3	Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem. ....	10
2.4	Comparação do amortecimento em sistemas de segunda ordem. ....	11
2.5	Diagrama de blocos do PID em paralelo.....	13
2.6	Operação de um diagrama em <i>ladder</i> .....	17
3.1	Planta de quatro tanques proposta. ....	18
3.2	Bancada de quatro tanques do LCPI-UnB.....	19
3.3	Quadro elétrico da bancada utilizada. ....	21
3.4	Tela principal do <i>software</i> do CLP, o Automation Studio.....	21
3.5	Exemplo da comunicação entre o Simulink e o Automation Studio. ....	22
3.6	Comparação da resposta ao degrau no Tanque 2.....	23
3.7	Comparação da resposta ao degrau no Tanque 4.....	24
3.8	Diagrama da configuração do filtro agindo sobre a realimentação do sistema.....	27
3.9	Diagrama da configuração do filtro acoplado ao sistema. ....	27
4.1	Simulação do sinal de controle PI no Tanque 2. ....	29
4.2	Simulação do sinal de saída PI no Tanque 2. ....	29
4.3	Sinal de controle PI experimental no Tanque 2.....	30
4.4	Sinal de saída experimental do PI no Tanque 2. ....	31
4.5	Simulação do sinal de controle PID no Tanque 4.....	32
4.6	Simulação do sinal de saída PID no Tanque 4.....	32
4.7	Sinal de controle PID experimental no Tanque 4 . ....	33
4.8	Sinal de saída experimental do PID no Tanque 4. ....	34
4.9	Bloco <i>ladder</i> do filtro estatístico no Automation Studio. ....	35
4.10	Comparação entre sinal de saída sem filtro e do bloco para o CLP.....	35
4.11	Comparação entre sinal de controle sem filtro e do bloco para o CLP.....	35

# LISTA DE TABELAS

2.1	Tabela de referência para a sintonia IMC.....	15
3.1	Vazão e altura manométrica da bomba XD-2.....	20
3.2	Características elétricas da bomba XD-2. ....	20
3.3	Ponto de operação para o controle.....	23
4.1	Índices de desempenho simulados para o controle PI do Tanque 2.....	30
4.2	Índices de desempenho para a saída na simulação do Tanque 2.....	30
4.3	Índices de desempenho experimentais para o controle do Tanque 2. ....	30
4.4	Índices de desempenho experimentais da saída do PI no Tanque 2. ....	31
4.5	Índices de desempenho simulados para o controle PID do Tanque 4. ....	32
4.6	Índices de desempenho simulados para a saída do Tanque 4. ....	32
4.7	Índices de desempenho experimentais para o controle do Tanque 4. ....	33
4.8	Índices de desempenhos experimentais para a saída do Tanque 4. ....	33

# LISTA DE SÍMBOLOS

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>
$\rho$	Densidade da água
$\sigma^2$	Variância
$T_r$	Tempo de subida da resposta ao degrau
$T_s$	Tempo de assentamento da resposta ao degrau
$K_c$	Ganho do controlador
$\tau$	Constante de tempo de um sistema
$\tau_I$	Constante de tempo integral
$\tau_D$	Constante de tempo derivativa
$\alpha$	Peso da soma ponderada do filtro estatístico
$\zeta$	Fator de amortecimento
$\omega_n$	Frequência natural

# LISTA DE TERMOS E SIGLAS

<i>CLP</i>	Controlador Lógico Programável
<i>ERF</i>	Função Erro de Gauss
<i>IMC</i>	Internal Model Control, Método do Modelo Interno
<i>ITAE</i>	Integral Time-weighted Absolute Error, Integral do Erro Absoluto Ponderado pelo Tempo
<i>LCPI</i>	Laboratório de Controle de Processos Industriais
<i>MIMO</i>	Multiple Input Multiple Output, Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas
<i>OPC</i>	OLE for Process Control
<i>PI</i>	Proporcional Integral
<i>PID</i>	Proporcional Integral Derivativo
<i>RAM</i>	Random Access Memory, Memória de Acesso Aleatório
<i>ROM</i>	Read-Only Memory, Memória Somente de Leitura
<i>TV</i>	Total Variation, Variação Total
<i>ZOH</i>	Zero-Order Hold, Segurador de Ordem-Zero,

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização

Os sistemas industriais requerem ambientes controlados para a máxima eficiência e produtividade em seus processos. Frequentemente essa tarefa consiste em adequar valores de pressão, vazão, nível e temperatura através de controladores projetados para ajustar essas grandezas aos valores de referência. O engenheiro do projeto deve levar em conta esses requisitos para programar um processador que adequará a planta aos padrões desejados.

Os Controladores Lógicos Programáveis (CLP) são os dispositivos responsáveis pela operação desses ajustes do desempenho do sistema, utilizando a análise computacional programada. Em sua maioria, possuem a robustez necessária para serem utilizados em ambientes de indústria com temperaturas e umidade variáveis. Esses dispositivos interferem nas grandezas físicas através dos atuadores, que agem sobre o sistema conforme o sinal de controle recebido. Bons exemplos de atuadores são válvulas e bombas.

O projeto de controlador a ser implementado no CLP não é uma tarefa trivial, pois é necessário primordialmente entender como os aparelhos utilizados influenciam no processo, identificar o comportamento da planta conforme o sinal de controle para determinados pontos de operação e prever a que perturbações e casos notáveis a planta está sujeita. Após isso deve-se modelar um possível controlador tendo em vista os requisitos de controle estabelecidos, realizar simulações e testes para concluir os ajustes necessários.

### 1.2 Definição do Problema

As grandes indústrias têm uma atenção especial à manutenção do seu maquinário, seja pela necessidade de manter a produção sempre funcionando ou para garantir a segurança das pessoas. Por exemplo, os custos de interromper a produção de usinas hidrelétricas ou plataformas de extração de petróleo são altíssimos, assim como as despesas da aviação civil com a revisão das

aeronaves. O uso dos motores é parte essencial de cada um desses processos, seja na geração de energia, no bombeamento ou nas turbinas (FREITAS; RESENDE FILHO, 2007).

Tendo em vista a redução dos gastos com manutenção desses atuadores, a Universidade de Brasília (UnB) em parceria com a Petrobrás buscou métodos de redução do desgaste de atuadores em processos industriais. Uma maneira de fazer isso é diminuir a variância do sinal de controle de velocidade que vai para o motor, de maneira a suavizar sua rotação. Para isso, foi desenvolvido um tipo de controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) que utiliza um filtro estatístico para reduzir o ruído no sinal de controle, que precisa ser reproduzido e validado.

Este trabalho utiliza e valida experimentalmente um filtro estatístico inserido na entrada ou na realimentação de um controlador PID aplicado a um sistema de tanques acoplados não-interativos.

### **1.3 Metodologia**

A metodologia utilizada neste trabalho consistiu nos seguintes passos:

- Identificação de sistemas linearizados de primeira e segunda ordem na bancada industrial;
- Simulação e implementação do PID com o filtro estatístico e comparação com o PID convencional;
- Programar o bloco de função do filtro estatístico aplicado ao PID no *software* da bancada;

### **1.4 Apresentação do Manuscrito**

O trabalho está organizado em cinco capítulos, um apêndice e dois anexos, a saber:

- Capítulo 1: Introdução - Apresenta uma introdução do tema abordado e a forma em que foi organizado o trabalho.
- Capítulo 2: Fundamentação Teórica - Aborda alguns conceitos importantes de Modelagem, Identificação e Controle de Sistemas necessários para a realização deste trabalho.
- Capítulo 3: Instrumentação e Desenvolvimento - São apresentados os equipamentos utilizados nos experimentos, bem como os procedimentos para a implementação do filtro adaptativo e validação dos resultados.
- Capítulo 4: Resultado e Análise - são apresentados os resultados simulados e experimentais da implementação de um filtro estatístico no controlador PID.

- Capítulo 5: Conclusão - Este capítulo resume as contribuições do trabalho e indica direções para pesquisas futuras.
- Apêndice A - Apresenta a implementação do filtro estatístico acoplado ao controlador PID em texto estruturado para programação de CLPs.
- Anexo I - Exibe o código do MATLAB para cálculo do filtro estatístico.
- Anexo II - Mostra as funções utilizadas para cálculo dos índices de desempenho.

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

Este capítulo busca introduzir os conceitos utilizados neste trabalho, primordiais à implementação do filtro. É apresentada uma visão geral sobre o que é teoria de controle, sistemas dinâmicos e controladores industriais, pontuando de forma específica apenas as informações essenciais para o desenvolvimento do trabalho.

### 2.1 Sistemas de Controle

Um sistema de controle é um conjunto de modelos e aparelhos que descrevem o comando, operação e regulação de uma variável de controle, que pode ser qualquer coisa desde um valor matemático simulado a uma grandeza física, como um sinal elétrico ou um valor de pressão. Segundo (NISE, 2017, p. 2), "consiste de subsistemas e processos (ou plantas) montados com o propósito de alcançar uma saída e desempenho desejados, dada uma entrada específica".

Os sistemas de controle podem ser de malha aberta ou fechada. A malha de um sistema representa o seu diagrama de funcionamento e de que modo a informação de sinais e variáveis flui ao longo deste. Os sistemas em malha fechada operam em *loops*, de tal modo que o sistema mede as variáveis de entrada e saída e as realimenta no controlador, a fim de levar a trajetória da saída para um valor desejado de modo automático. Os de malha aberta são menos comuns e não têm acesso à medição da variável de saída, portanto o controle acontece de forma independente da saída e utiliza um conhecimento prévio do funcionamento do sistema para alcançar resultados desejados após um determinado tempo.

Um bom exemplo de um sistema de malha fechada é um tanque de água alimentado por uma bomba, do qual se retira água constantemente para fornecer a um estabelecimento. Vamos supor que é desejável manter o nível da água desse tanque em uma certa altura, e para isso precisamos fazer a bomba produzir um fluxo de acordo com o consumo, que vai variar ao longo do dia. Sabendo o nível do tanque ao longo do tempo, é possível tomar uma decisão de aumentar ou diminuir a velocidade da bomba para que o fluxo de água que entra se aproxime do fluxo de água que sai, e assim mantendo o nível de água desejado.

Utilizando o exemplo acima, podemos explicar e exemplificar os principais componentes e conceitos de um sistema de controle: a variável de saída, que é a grandeza medida que se deseja controlar, no caso o nível da água; o sensor, que mede o valor da variável de saída ao longo do tempo, como um sensor de nível; o atuador, que é o componente que opera sobre o sistema e permite a alteração da variável de saída, como uma bomba de água; o setpoint, que é o valor desejado para a variável de saída, ou seja, a altura ideal da água do tanque; o erro, que é a diferença entre o valor desejado e o valor atual da variável de saída; o controlador, que utiliza o erro para tomar uma decisão de como operar o atuador da maneira correta, que no exemplo seria um equipamento elétrico para controlar a velocidade do motor; e a variável de controle, que é o próprio sinal enviado ao atuador para que ele modifique o sistema da maneira desejada, podendo ser um sinal elétrico que define a rotação da bomba de água.

## 2.2 Modelagem do Sistema

A modelagem de um sistema dinâmico consiste em encontrar expressões matemáticas que descrevam o comportamento das variáveis de saída mediante as variáveis de entrada.

Esses modelos podem ser descritos nos domínios matemáticos da frequência ou do tempo, onde muitas das vezes contém não-linearidades que dificultam a utilização das teorias clássicas de controle. Para se obter um modelo adequado, faz-se necessário linearizar o sistema em torno de um ponto de operação.

“Comumente, ao resolver um novo problema, é desejável criar um modelo simplificado para termos uma percepção generalizada da solução. Um modelo matemático mais completo pode então ser desenvolvido e utilizado para uma análise mais acurada.” (OGATA, 2010, p. 150)

Os modelos descritos no domínio da frequência vêm na forma de funções de transferência criadas pela transformada de Laplace aplicadas nas equações diferenciais do modelo, onde as condições iniciais são nulas conforme a Equação (2.1). A aplicabilidade da função de transferência é limitada a sistemas lineares, portanto a análise de sistemas não-lineares dessa maneira pode ser realizada apenas através da linearização do sistema.

$$G(s) = \frac{b_0s^m + b_1s^{m-1} + \dots + b_{m-1}s + b_m}{s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_{n-1}s + a_n} \quad (2.1)$$

Os sistemas de controle são caracterizados conforme o número de polos presentes. Os polos de uma função de transferência são as raízes do polinômio no denominador, enquanto que as raízes do polinômio no numerador são denominados zeros do sistema. Os valores dos polos e zeros de um sistema, bem como suas quantidades, denotam a estabilidade do sistema e sua performance.

Modelos descritos no domínio do tempo utilizam o conceito de espaço de estados. A Equação (2.2) mostra uma representação desses tipos de sistemas, em que  $x$  é o vetor de estado,  $y$  é o vetor de saída e  $u$  é o vetor de entrada.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (2.2)$$

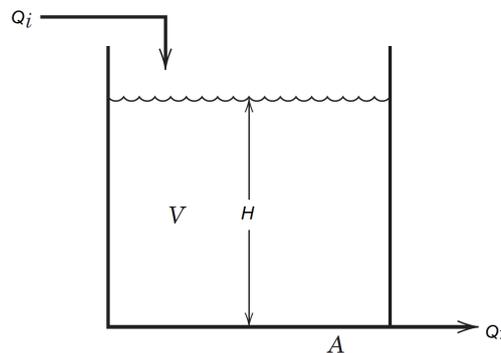
onde as matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  são constantes em relação ao tempo e de dimensões apropriadas.

O uso do espaço de estados tem a vantagem de trabalhar com sistemas *Multiple Input, Multiple Output*, MIMO, e analisá-lo com condições iniciais do sistema não-nulas. Além disso, é possível tratar variáveis de estado não-lineares à entrada.

### 2.2.1 Modelagem de Nível de Um Tanque

O desenvolvimento teórico do modelo de um sistema desta natureza foi realizado por (DORF; BISHOP, 2010), explicado a seguir:

**Figura 2.1: Sistema de nível com um tanque.**



Fonte: (SEBORG et al., 2016, p. 25) [adaptado].

Seja o sistema de nível dado na Figura 2.1, onde  $Q_i$  e  $Q_1$  são a vazão de entrada e saída respectivamente e  $H$  é a altura da água. Supondo que a base do tanque seja  $A$ , o volume deste é dado por:

$$V = AH, \quad (2.3)$$

se a densidade da água é  $\rho$ , a massa dentro do tanque é dado por  $m = \rho V$ .

A variação da massa de água no tanque é

$$\dot{m} = Q_i - Q_1, \quad (2.4)$$

que em termos do nível temos

$$\dot{H} = \frac{1}{\rho A} (Q_i - Q_1). \quad (2.5)$$

sendo  $Q_1 = \rho A_2 v_2$  onde  $A_2$  é a área na saída do tanque e  $v_2$  é a velocidade do fluido na saída. Esta por sua vez é calculada utilizando a equação de Bernoulli

$$\frac{1}{2} \rho v_1^2 + P_1 + \rho g H = \frac{1}{2} \rho v_2^2 + P_2, \quad (2.6)$$

onde  $v_1$  é a velocidade da água na boca do reservatório,  $P_1$  e  $P_2$  são as pressões na entrada e saída respectivamente e iguais à pressão atmosférica. Como  $A_2$  é suficientemente pequena em relação a  $A$ , a água escoar vagarosamente tornando  $v_1$  desprezível. Logo a Equação (2.6) reduz-se a

$$v_2 = \sqrt{2gH}. \quad (2.7)$$

Substituindo (2.7) em (2.5) tem-se

$$\dot{H} = - \left[ \frac{A_2}{A} \sqrt{2g} \right] \sqrt{H} + \frac{1}{\rho A} Q_i. \quad (2.8)$$

Para termos um nível desejado  $\bar{H}$  de regime, o fluxo de entrada  $\bar{Q}_i$  deve satisfazer  $\dot{H} = 0$ . Da Equação (2.8) temos

$$\bar{Q}_i = \rho \sqrt{2g} A_2 \sqrt{\bar{H}}. \quad (2.9)$$

Linearizando em torno do ponto de regime e definindo as variáveis de desvio como:  $H = \bar{H} + h$ ,  $Q_i = \bar{Q}_i + q_i$  e considerando que  $\dot{H} = \dot{h}$ , obtemos a seguinte equação

$$\dot{h} + ah = bq_i, \quad (2.10)$$

onde  $a = \frac{A_2 \sqrt{2g}}{2A \sqrt{\bar{H}}}$  e  $b = \frac{1}{\rho A}$ .

A equação linear (2.10) pode ser reescrita como

$$\tau_1 \dot{h} + h = k_1 q_i, \quad (2.11)$$

em que  $k_1 = \frac{\bar{Q}_i}{A_2^2 g \rho}$  e  $\tau_1 = \frac{A \bar{Q}_i}{A_2^2 g \rho}$ .

Assim a função de transferência de (2.11) é dada por

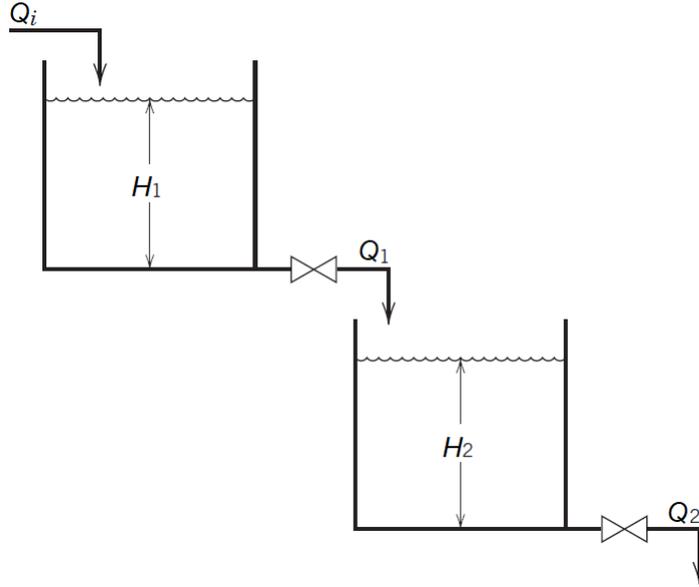
$$h(s) = \frac{k_1}{\tau_1 s + 1} q_i(s) \quad (2.12)$$

## 2.2.2 Modelagem de Nível de Dois Tanques

Considerando agora um sistema de dois tanques representados na Figura 2.2.

A modelagem do segundo tanque é feita de forma similar à do primeiro tanque. A variação

**Figura 2.2: Sistema de nível com dois tanque.**



Fonte: (SEBORG et al., 2016, p. 94).

da massa de água do Tanque 2 é dada por

$$\dot{m}_2 = Q_1 - Q_2, \quad (2.13)$$

onde  $Q_1$  é a vazão de saída do primeiro tanque e  $Q_2 = \rho A_4 \sqrt{2g} \sqrt{H_2}$ , onde  $A_4$  é a área da boca do segundo tanque e  $H_2$  é o nível deste. De (2.13), obtemos a variação do nível como

$$\dot{H}_2 = - \left[ \frac{A_4}{A_3} \sqrt{2g} \right] \sqrt{H_2} + \frac{1}{\rho A_3} Q_1, \quad (2.14)$$

em que  $A_3$  é a área da base do segundo tanque.

Assim,

$$\dot{H}_2 = - \left[ \frac{A_4}{A_3} \sqrt{2g} \right] \sqrt{H_2} + \frac{A_2}{A_3} \sqrt{2g} \sqrt{H}. \quad (2.15)$$

Definindo as variáveis de desvio como:  $H_2 = \bar{H}_2 + h_2$ ,  $H = \bar{H} + h$ , onde os valores de regime são calculados igualando-se a equação (2.15) a zero, obtemos

$$\bar{H}_2 = \left( \frac{A_2}{A_4} \right)^2 \bar{H}. \quad (2.16)$$

O que mostra uma dependência entre os valores de regime.

Linearizando em torno desses pontos obtemos a seguinte equação diferencial

$$\tau_2 \dot{h}_2 + h_2 = k_2 h, \quad (2.17)$$

em que  $k_2 = \frac{A_2\sqrt{H_2}}{A_4\sqrt{H}}$  e  $\tau_2 = \frac{2A_3\sqrt{H_2}}{A_4\sqrt{2g}}$ .

A função de transferência de (2.17) é dada por

$$h_2(s) = \frac{k_2}{\tau_2 s + 1} h(s). \quad (2.18)$$

Assim, o sistema composto pelos dois tanques, utilizando as equações (2.12) e (2.18), tem como função de transferência

$$h_2(s) = \frac{k_1 k_2}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} q_i(s). \quad (2.19)$$

## 2.3 Identificação

A identificação da função de transferência de uma planta é o primeiro passo para realizar o seu controle. Conhecer a dinâmica possibilita conclusões importantes, como a sua estabilidade, além de possibilitar o cálculo das respostas do sinal de saída a diferentes tipos de entrada. O profissional de controle busca adequar um sistema às suas necessidades, e isso só é possível estudando suas propriedades e sua performance.

A maneira mais clássica de estudar o comportamento de uma planta é através da sua natureza. As equações diferenciais derivadas da física geram funções de transferência úteis para fins de controle. Isso requer um entendimento intrínseco de características como área, densidade, velocidade, etc., podendo tornar a identificação difícil, visto que em sistemas modernos esses valores frequentemente são desconhecidos. Entretanto, esse desenvolvimento teórico permite o conhecimento dos fatores que levam aos valores das constantes, da ordem prevista nas equações e dos fatores causadores de não-linearidades, proporcionando uma visão geral importante para o profissional. Esse tipo de desenvolvimento é chamado de identificação "caixa-branca", uma vez que é possível visualizar toda a estrutura e características internas do sistema. Neste caso, os dados experimentais apenas têm o propósito de validar o modelo.

Outra maneira de identificar é através da resposta a entradas padrões, onde a análise do sinal de saída traz informações que permitem calcular o modelo. Visto que as constantes caracterizam a dinâmica, é possível calculá-las a partir de valores tais como: o tempo que o sistema leva para atingir um *setpoint*, o ganho de malha aberta e o atraso da saída em relação à entrada. Além disso, a própria análise temporal é útil para avaliar a performance do sistema. Um exemplo de entrada frequentemente utilizada é o degrau unitário, que consiste na aplicação de um sinal unitário constante sobre um sistema em condições iniciais nulas.

### 2.3.1 Sistemas de Primeira Ordem

Os sistemas de primeira-ordem são exemplos de sistemas simples, mas bastante frequentes no mundo real. Na sua forma padrão com atraso, têm como função de transferência

$$G(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1}, \quad (2.20)$$

onde  $K$  representa o ganho do sistema,  $\tau$  representa a sua constante de tempo e  $\theta$  representa o atraso (OGATA, 2010, p. 570).

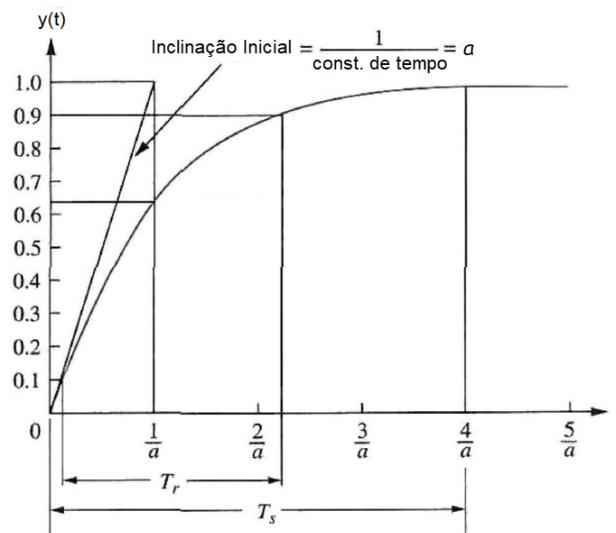
O ganho do sistema é a razão entre a amplitude no regime permanente e na entrada. A constante de tempo, por sua vez, denota a estabilidade e a rapidez com que esse sistema chega ao regime permanente, sendo que sistemas mais lentos têm constante de tempo maior. Entretanto, a reação do sistema fica sujeita ao atraso, ou tempo morto, pois esse fator representa quanto tempo o sistema leva para reagir a mudanças na entrada. Por fim, a presença de um zero no sistema pode inverter a direção do pulso ou causar pouco impacto no sistema, dependendo se o valor é positivo ou negativo.

A Figura 2.3 mostra a resposta a um degrau unitário de um sistema cuja função de transferência é

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1}, \quad (2.21)$$

onde a constante de tempo  $\tau = \frac{1}{a}$  é o tempo em que a resposta atinge 63% do valor estacionário. Também estão descritos o tempo de subida  $T_r$ , que é o tempo que demora para a saída ir de 10% a 90% do valor final, e o tempo de assentamento  $T_s$ , que é o tempo em que o sistema começa a entrar em 98% do valor final. Todos esses parâmetros podem ser requisitos de performance de sistema.

**Figura 2.3: Resposta ao degrau de um sistema de primeira ordem.**



Fonte: (NISE, 2017, p. 166) [adaptado].

Além da constante de tempo, o ganho pode ser calculado verificando o valor final alcançado no regime permanente, pois esse valor depende apenas da amplitude do degrau e do ganho. Quanto ao atraso, basta observar em que momento após a aplicação do sinal de entrada a curva deixa a sua condição inicial.

### 2.3.2 Sistemas de Segunda Ordem

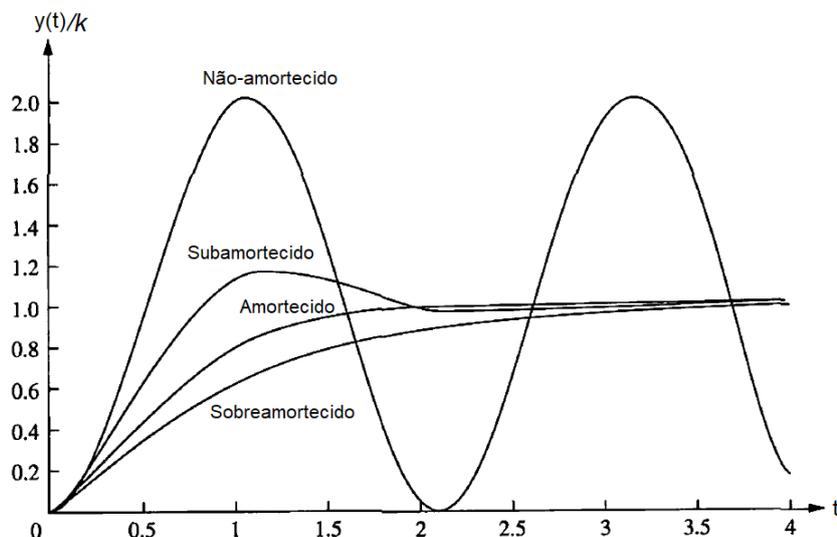
Os sistemas de segunda ordem possuem dois polos. A forma padrão desses sistemas sem atraso no tempo é

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (2.22)$$

cujas constantes estão descritas em função do fator de amortecimento  $\zeta$  e da frequência natural  $\omega_n$ , em vez das constantes de tempo do sistema (OGATA, 2010, p. 166).

O amortecimento de um sistema caracteriza a maneira como o sistema passa pelo transitório até o regime permanente. Depende da localização dos seus polos, que podem ser números reais negativos ou complexos de parte real negativa. Quanto mais amortecido é um sistema, mais suave é a sua chegada no regime permanente. A Figura 2.4 mostra esses comportamentos.

**Figura 2.4: Comparação do amortecimento em sistemas de segunda ordem.**



Fonte: (NISE, 2017, p. 172) [adaptado].

No caso dos sistemas subamortecidos, o sistema pode ser identificado através dos parâmetros da curva de maneira similar ao sistema de primeira ordem. Entretanto, neste caso o primeiro da saída  $M_p$ , denominado sobressinal, e o tempo de assentamento  $T_s$  são funções do fator de amortecimento e da frequência natural do sistema.

De acordo com (OGATA, 2010, p. 181), considerando um sistema de segunda ordem subamortecido e tomando como base a Equação (2.22), o máximo valor do sobressinal é dado por

$$M_p = e^{\left(\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}, \quad (2.23)$$

e o tempo de assentamento em até 2% ao redor do regime permanente é

$$T_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n}. \quad (2.24)$$

### 2.3.3 Análise Computacional

Uma maneira prática de se identificar um sistema é utilizar ferramentas de análise computacional, em que utilizando dados experimentais, é possível calcular numericamente o modelo, escolhido através de sucessivas simulações.

Um bom exemplo desse tipo de ferramenta é o *System Identification Toolbox* do MATLAB. Assim, conhecendo a dinâmica do sistema e conseqüentemente a função de transferência esperada, é possível fazer uma estimativa do modelo com os dados de entrada e saída da planta. Calcular um modelo apenas com seus dados de entrada e saída, sem nenhum conhecimento teórico prévio do sistema analisado, é um método de identificação denominado "caixa-preta".

Após a identificação do sistema, pode-se analisar a performance deste e projetar um controlador adequado.

## 2.4 Controle PID

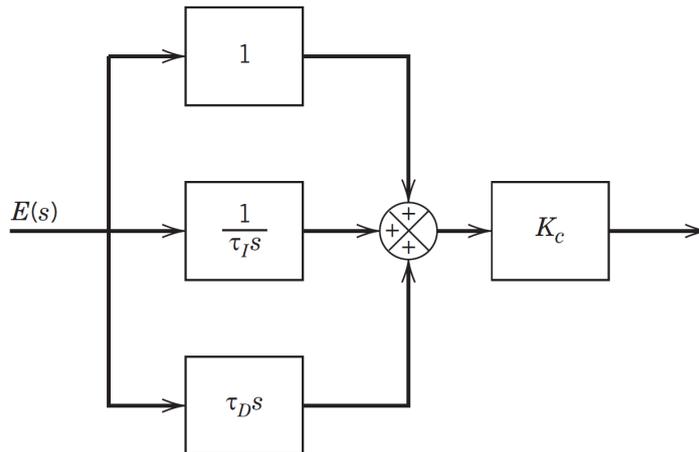
É senso comum que controladores PID são utilizados na maioria dos processos industriais. Uma pesquisa realizada pela Honeywell, avaliando 11.600 controladores de indústrias de químicos, de papel e celulose e em refinarias, revelou que mais de 97% dos controladores utilizavam o algoritmo PID (DESBOROUGH; MILLER, 2002). Devido à facilidade de implementação com resultados satisfatórios, tornou-se essa a principal solução comercial de controle industrial.

O fundamento do controlador PID é fazer uso de ações de controle proporcionais ao erro, à sua integral e à sua derivada. Digitalmente a sua implementação mais comum é em paralelo conforme o diagrama de blocos da Figura 2.5. Cada uma dessas ações modifica o controle de uma forma diferente, de tal modo que alguns requisitos de performance dependem exclusivamente de uma das partes, enquanto outros requisitos dependem da combinação

A parte proporcional do controlador PID tem maior impacto na rapidez do sistema para chegar no *setpoint* desejado, ou seja, no tempo de subida do sistema. Assim, um incremento na constante da parte proporcional irá aumentar a velocidade da resposta, mas pode criar oscilações no sistema. Com isso, a resposta passa a se comportar de uma maneira sub-amortecida, o que não é desejável do ponto de vista do controle industrial.

A parte proporcional raramente é capaz de alcançar o *setpoint* da variável de processo por si só, pois esse fator diminui proporcionalmente ao erro. Sendo assim, a parte integral existe no controlador PID para solucionar esse problema. Visto que essa parte utiliza a integral do erro, o seu valor aumentará ao longo do tempo até alcançar o regime permanente.

**Figura 2.5: Diagrama de blocos do PID em paralelo.**



Fonte: (SEBORG et al., 2016, p. 129) [adaptado].

A parte derivativa está relacionada com a robustez do controlador. Tem por objetivo evitar que a variável de processo transicione muito rápido, além de servir para retirar o sistema da inércia em variações bruscas do *setpoint*. É importante que o valor da parte derivativa seja baixo, por causa de ruído de medição. As variações no ruído de medição podem causar picos no sinal de controle derivativo, variando rapidamente o sinal de controle. Esta, por sua vez, resulta em desgaste nos atuadores, a exemplo de uma bomba indutiva cuja velocidade fica variando muito rapidamente. De fato, como mencionado na Seção 1.2, a preocupação com o desgaste de atuadores é uma preocupação para o setor industrial.

Uma maneira de lidar com esse ruído é adicionar um filtro na parte derivativa. Um filtro passa-baixas pode reduzir o efeito do ruído sobre o sinal de controle. Realmente, a implementação analógica da função de transferência da parte derivativa de maneira isolada é impossível na prática, visto que não existem aparelhos elétricos que implementem a dinâmica exatamente como descrita.

De acordo com (SEBORG et al., 2016), a função de transferência desse filtro passa-baixas pode ser calculado por

$$G(s) = \frac{1}{\tau_f s + 1}, \quad (2.25)$$

sendo  $\tau_f$  a constante de tempo do filtro, que deve ter um valor muito abaixo das constantes de tempo do sistema. Essa constante de tempo também é descrita pelo fator do filtro derivativo  $N = \frac{1}{\tau_f}$ .

É importante notar que nem todo sistema precisa da ação derivativa. Sistemas de primeira ordem no meio industrial, por exemplo, por serem bastante estáveis e devido a requisitos de projeto flexíveis, frequentemente dispensam a ação derivativa para realizar apenas um controle PI, que só possui a parte proporcional e a parte integral.

## ***Internal Model Control***

A sintonia através do *Internal Model Control* (IMC) é uma maneira prática de se projetar um controlador PID robusto com base em seu modelo aproximado identificado.

“A premissa do IMC é que, na realidade, apenas temos um modelo aproximado do processo. Mesmo se tivermos um modelo correto, provavelmente não teremos uma identificação precisa dos parâmetros do processo. Portanto, o modelo imperfeito deve ser levado em conta no projeto do controlador” (SHAH; MARKANA; PARIKH, 2010)

O seu desenvolvimento se dá através da utilização do *loop* do e uma simulação do processo, o modelo interno. O *loop* completo com esse modelo interno calcula a diferença entre a saída do sistema e sua simulação, que representa a imprecisão do modelo simulado, e portanto pode ser utilizado para melhorar o controle.

Considerar modelos imprecisos para projetar o controle torna essa abordagem interessante no setor industrial. Sendo assim, para facilitar sua aplicação, criou-se uma tabela na qual a partir do ganho e das constantes de tempo do sistema é possível calcular diretamente as constantes  $K_c$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  do controlador, cuja função de transferência é

$$G_c = K_c \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right) \quad (2.26)$$

De maneira similar a outros métodos de sintonia, existe um parâmetro  $\tau_c$  (por vezes denotado como  $\lambda$ ) que determina a nova constante de tempo em malha fechada do sistema a ser controlado. O valor desse parâmetro varia conforme o compromisso entre robustez e performance desejadas, sendo que valores maiores garantem menos oscilações e menos sobressinal. Para sistemas industriais, a escolha desse valor pelos engenheiros costumeiramente é empírica, conforme explica (OLSEN; ITO, 2013, p. 46). Uma boa referência inicial é

$$\tau_c = \lambda = 3\tau, \quad (2.27)$$

onde  $\tau$  é a constante de tempo de primeira ordem do sistema identificado em malha aberta.

Para sistemas de segunda ordem, o valor de  $\tau$  a ser utilizado para o cálculo de  $\tau_c$  pode ser obtido através das duas constantes de tempo do sistema, conforme a Equação (2.28).

$$\tau^2 = \tau_1 \tau_2 \quad (2.28)$$

A Tabela 2.1 é uma referência para calcular os parâmetros do controlador PID através do IMC, para os sistemas utilizados neste trabalho. Nota-se que o cálculo é diferente de acordo com o tipo de sistema a ser controlado.

**Tabela 2.1: Tabela de referência para a sintonia IMC.**

Model	$K_c K$	$\tau_I$	$\tau_D$
$\frac{K}{\tau s + 1}$	$\frac{\tau}{\tau_c}$	$\tau$	–
$\frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$	$\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_c}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$

Fonte: (FRUEHAUF; CHIEN; LAURITSEN, 1994; SEBORG et al., 2016.)

As constantes podem então ser utilizadas para configurar o controlador PID.

## 2.5 Controladores Lógicos Programáveis

A automação industrial é importante para a eficiência da produção de uma planta, seja comandando os atuadores, seja realizando o controle realimentado das variáveis de processo. Os CLPs são os dispositivos padrão escolhidos para desempenhar essas tarefas. As principais razões para a sua preferência são a necessidade de um processador capaz de lidar com as informações de múltiplas entradas e saídas, a facilidade da sua programação, o grau de proteção do aparelho a condições adversas e a confiança do mercado em sua utilização.

Tipicamente, os componentes básicos de um CLP são: o processador, a memória, a interface de sinais de entrada e saída, o módulo de comunicação externa e um dispositivo para a sua programação (BOLTON, 2009). Além disso, esses aparelhos frequentemente possuem altos graus de proteção IP, padrão internacional de identificação da proteção de equipamentos elétricos a contato direto, infiltração de água e corrosão.

O processador é responsável por executar o programa armazenado na memória. Sua operação funciona de maneira cíclica, sendo que o programador define qual será o período para cada ciclo de operação. Antes de entrar em *loops*, é possível adicionar uma rotina de inicialização para preparar as variáveis internas do controlador ou levar o sistema ao ponto de operação desejado.

A cada período do CLP, a memória do aparelho é varrida para identificar os valores dos sinais de entrada. Esses valores são armazenados na *Random Access Memory* (RAM), a seção da memória reservada para as instruções do programador e dados do programa, enquanto que as informações de sistema operacionais permanentes, estas ficam armazenadas na *Read-Only Memory* (ROM). Cada uma das instruções executadas pelo processador utiliza os valores de entrada e as variáveis internas declaradas pelo usuário. Os resultados são os valores dos sinais de saída a serem enviados para o controle do sistema.

O barramento de sinais de entrada e saída fazem a interface entre os dispositivos reais e o CLP. Em instalações elétricas, é comum utilizar botões para o acionamento dos dispositivos que dão a partida de motores. Entretanto, requisitos de comando para a segurança da instalação podem ficar bem complicados. Do ponto de vista do operador, é interessante possuir um aparelho ao qual apenas se conecta a botoeira no sinal de entrada e o dispositivo de partida na saída. Todas as outras operações lógicas e temporização ficam a cargo do programa.

Em sistemas de controle, os cálculos dos controladores são realizados a partir dos sinais de entrada de sensores. Para monitorar o valor de uma variável de processo, é preferível que o sensor seja analógico para descrever corretamente o erro em relação ao *setpoint*. Os sensores costumam utilizar sinais de corrente de 4 a 20 mA ou de tensão de 1 a 5 V, reservando o caso de um valor nulo para identificar falhas no sistema. Alguns modelos de CLP são modulares, facilitando a expansão com mais portas de acordo com a necessidade do cliente.

A comunicação externa serve tanto para programá-lo quanto para enviar e receber os valores armazenados a um transmissor ou de uma base de dados. Exemplos de protocolos de comunicação são o Transmission Control Protocol/Internet Protocol (TCP/IP), utilizado em redes de computadores, e o RS-232, um dos padrões da indústria. Quanto à programação, dependendo do modelo do CLP pode haver uma interface sobre o aparelho com telas e botões ou *softwares* completos para programar detalhadamente utilizando um computador auxiliar. Considerando que nem todo operador industrial consegue trabalhar com linguagens de programação tradicionais, as empresas fabricantes disponibilizam diversas opções mais intuitivas.

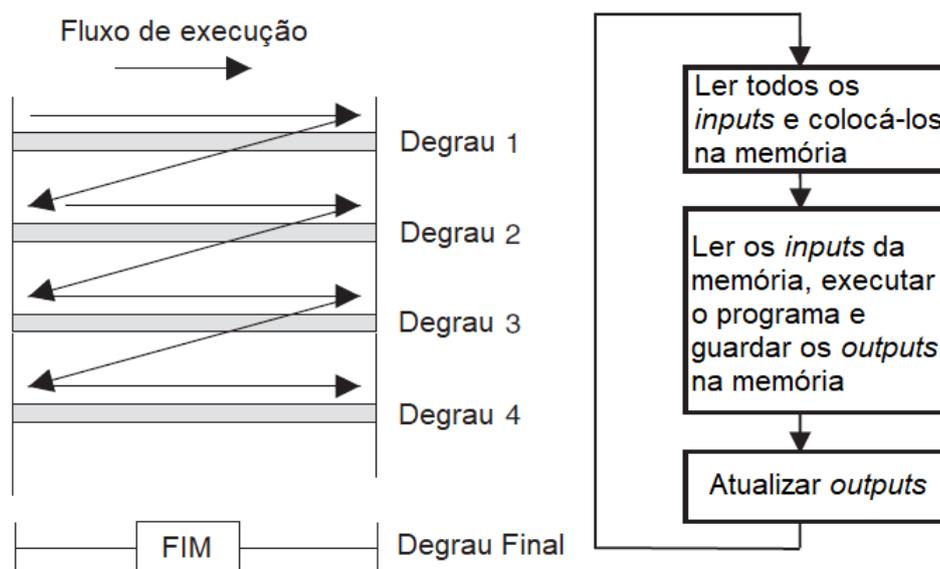
### 2.5.1 Linguagem *Ladder*

A programação em *ladder*, do inglês "escada", é feita de maneira gráfica com base na lógica de relés de circuitos de comando em instalações elétricas. A aceitação no mercado fez dessa linguagem um padrão dos CLPs, independente da marca e modelo.

Os programas em *ladder* são executados linha a linha, como degraus de uma escada. Cada linha possui pelo menos uma entrada e uma saída, que serão variáveis armazenadas na memória. O diagrama é avaliado da esquerda para a direita de cima para baixo, como mostra a Figura 2.6, e a conexão de um bloco entre os dois lados da escada indica que este bloco está energizado. As operações lógicas para permitir que um bloco esteja energizado, ou não, depende de contatos normalmente fechados ou abertos, como em um circuito elétrico. Uma vez que todas as operações são realizadas, a rotina chega ao fim, as saídas são atualizadas e o processador espera o período para retornar ao início do diagrama da escada, memorizar as entradas e repetir o algoritmo.

A necessidade de criar sistemas mais complexos gerou o uso de blocos de funções. Controladores PID, por exemplo, são implementados nesse tipo de linguagem utilizando um bloco de função PID. Esse bloco possui uma função pré-programada de fábrica e suas variáveis de entrada são bem definidas para calcular o sinal de controle da saída. Nos *softwares* dos CLPs

**Figura 2.6: Operação de um diagrama em *ladder*.**



Fonte: (BOLTON, 2009, p. 112) [adaptado].

é possível definir novos blocos de funções de acordo com a necessidade do usuário, utilizando outros métodos de programação com texto estruturado para algoritmos mais complexos.

## 2.5.2 Texto Estruturado

Dentre as linguagens geralmente utilizadas em CLPs, o texto estruturado oferece uma aparência mais universal às linguagens de programação de computadores, pois é mais parecida com C e Pascal. O programa é desenvolvido através de instruções em texto, separadas por ponto e vírgula, tornando-se ideal para implementar rotinas complicadas devido à facilidade em descrever pequenos *loops*, iterações e estruturas condicionais.

O texto estruturado também oferece algumas vantagens que justificam o seu uso. Em termos de funcionalidade, a descrição de cálculos matemáticos complexos com muitas entradas é facilitada pela estrutura organizada do código, podendo inserir comentários que ajudam no entendimento do mesmo. Visto que toda a sua implementação é feita apenas com textos, é relativamente mais fácil copiar um programa de um CLP a outro. Além disso, a documentação é mais simples e leva menos espaço do que em *ladder*.

Programar em texto estruturado tornou-se essencial para os sistemas atuais, sendo assim, para se ter uma visão geral da rotina cíclica do sistema, é comum utilizar diagramas em *ladder* com blocos de funções específicas definidos em texto estruturado, auxiliando graficamente a implementação.

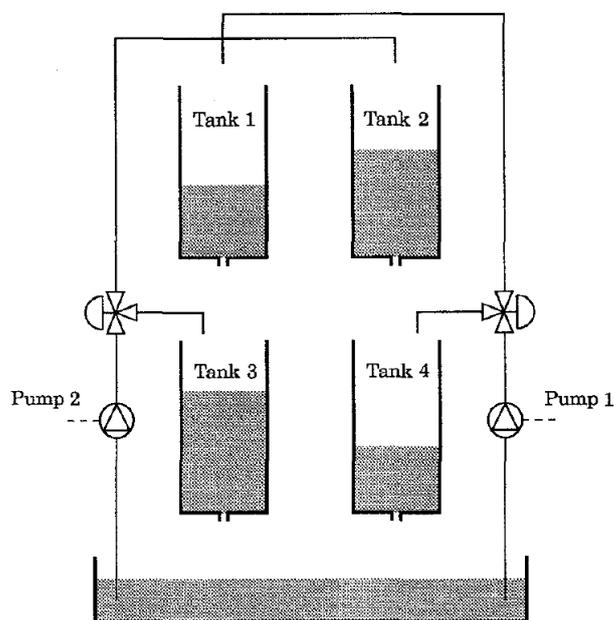
# Capítulo 3

## Instrumentação e Desenvolvimento

Neste capítulo será feita uma apresentação da planta utilizada, bem como os procedimentos para a implementação do filtro estatístico e validação dos resultados.

### 3.1 Descrição da Bancada

Figura 3.1: Planta de quatro tanques proposta.



Fonte: (JOHANSSON; NUNES, 1998) [adaptado].

A bancada utilizada possui quatro tanques, dispostos de acordo com a figura 3.1. Este tipo de bancada foi desenvolvido por (JOHANSSON; NUNES, 1998) para o estudo de sistemas MIMO, especialmente interessante pelas possibilidades de ajustes na dinâmica do sistema.

Existem duas bombas como atuadores e sensores de nível em cada tanque que medem as saídas do sistema. A conexão das bombas aos tanques é cruzada, e a disposição deles é de tal

modo que a água do Tanque 2 só pode retornar ao reservatório após ser despejada no Tanque 4; de maneira análoga, a água do Tanque 1 é despejada no Tanque 3 antes de retornar ao reservatório. Válvulas em cada tanque e no fluxo de água do atuador permitem controlar o escoamento de água em cada entrada e saída da planta.

A bancada utilizada nesse trabalho, ilustrada na Figura 3.2, está situada no Laboratório de Controle de Processos Industriais (LCPI) da Universidade de Brasília (UnB), foi montada pela empresa Didaticontrol.

**Figura 3.2: Bancada de quatro tanques do LCPI-UnB.**



A bancada tem 12 válvulas no total. As válvulas de entrada das bombas em cada um dos tanques são acionadas e controladas remotamente. As demais válvulas são manuais esféricas

e estão dispostas da seguinte maneira: quatro válvulas nas saídas dos tanques, duas válvulas para redirecionar a vazão das bombas, uma válvula entre os dois tanques de cima e uma válvula entre os dois tanques de baixo.

As bombas da bancada são centrífugas monoestágio da marca Mark, modelo XD-2, cujos motores acoplados são monofásicos de fase dividida, da marca WEG, modelo W48J. As especificações comerciais estão descritas na Tabela 3.1 e na Tabela 3.2.

**Tabela 3.1: Vazão e altura manométrica da bomba XD-2.**

Altura manométrica em mca								
Modelo	11	12	13	14	16	18	19	Shut off (mca)
	Vazão em m <sup>3</sup> /h							
<b>XD2</b>	8,0	7,3	6,5	5,8	4,4	2,5	1,4	20

□ Faixa de performance no terceiro quarto da curva. Geralmente faixa de melhor rendimento.

**Tabela 3.2: Características elétricas da bomba XD-2.**

• Material do corpo: Ferro fundido • Material do rotor: Ferro fundido • Material das vedações: NBR • Selo mecânico • Temperatura de operação: 0 a 80°C

Modelo	Ø rotor (mm)	DNS BSP	DNR BSP	Características elétricas						
				Potência [cv]	Tipo	I (A) 127V	I (A) 220V	Fator de Serviço	Rotação (rpm)	Proteção
XD-2	110	1"	3/4"	0,5	Monofásico	11,9	4,5	1,5	3500	IP21

Cada tanque tem o seu próprio sensor hidrostático de nível da marca Sitron, modelo SP21. Esse tipo de sensor mede a pressão em líquidos e gases, é piezorresistivo e sua saída é linear por um sinal analógico de 4-20 mA. A partir de uma fita metrada disposta em cada um dos tanques, é possível calibrar os sensores de tal modo a transformar as medições em valores de porcentagem do nível máximo. O nível máximo considerado para cada um dos tanques é 68 cm.

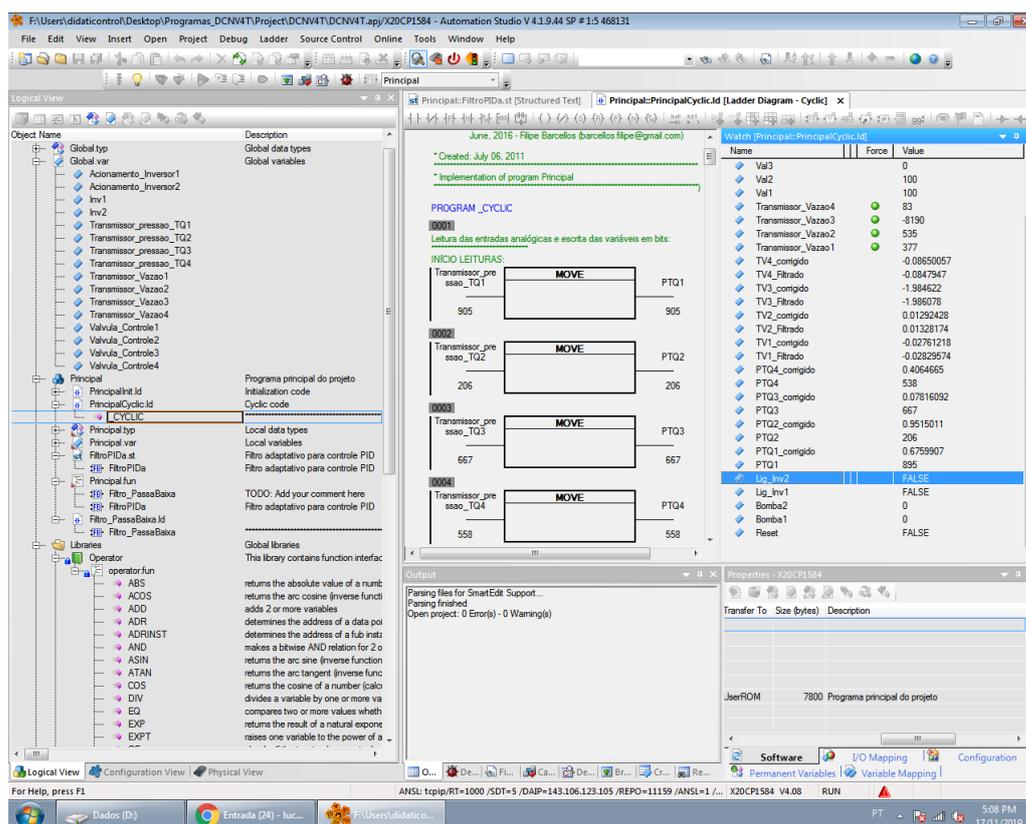
O quadro elétrico da bancada é mostrado na Figura 3.3. Os cabos de sinais estão organizados em barramentos ao lado dos disjuntores de proteção. Há dois inversores de frequência da marca Dakol, posicionados abaixo da fonte da mesma marca, que são responsáveis pelas variações das frequências das bombas, que modificam as rotações e conseqüentemente as vazões. De acordo com o estudo dessa bancada conduzido por (BERTO; HENZ, 2017), a vazão das bombas é aproximadamente linear em relação ao sinal de porcentagem do RPM nominal enviado para os inversores.

O CLP da planta é da marca R&B e foi instalado ao lado da fonte dos inversores, junto ao seu barramento de cabos de dados. O *software* de programação é o Automation Studio, instalado no computador que acompanha a bancada, ilustrado na Figura 3.4. Possui um navegador das funções e rotinas programadas, sendo que a rotina principal de segurança da planta e conversão dos valores dos sensores foi implementada em *ladder*. A planta é iniciada através do modo de monitoramento, a partir do qual é possível observar e modificar as variáveis declaradas.

Figura 3.3: Quadro elétrico da bancada utilizada.

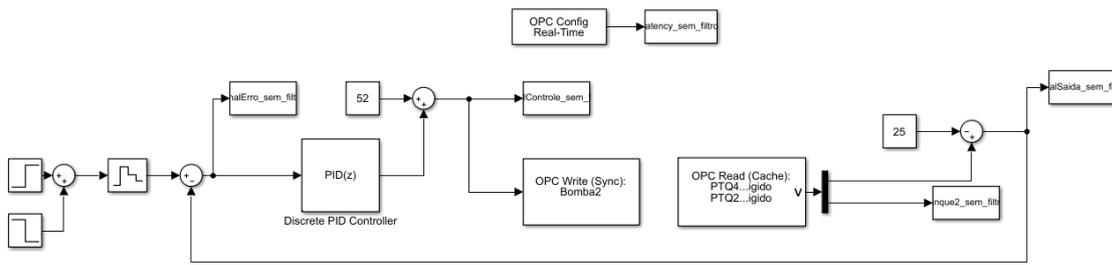


Figura 3.4: Tela principal do software do CLP, o Automation Studio.



A captura dos dados é feita pelo Simulink, utilizando um servidor de comunicação *Open Platform Communications* (OPC), criado pelo Automation Studio. Esse padrão de comunicação é utilizado para a troca de informações entre dispositivos industriais de forma segura, que define a interoperabilidade entre usuário e servidor. O diagrama no MATLAB possui os blocos da comunicação OPC: configuração, leitura e escrita.

**Figura 3.5: Exemplo da comunicação entre o Simulink e o Automation Studio.**



A comunicação OPC está sujeita a atrasos provenientes dos cálculos que precisam ser realizados a cada amostra, que precisam ser considerados para o controle correto da bancada. O próprio bloco de configuração do OPC no Simulink fornece informações do tempo necessário para os cálculos através da opção *latency port*, do inglês "porta do atraso". Os valores positivos dessa porta indicam folga no tempo dos cálculos, e valores negativos indicam atrasos.

A medição da margem de tempo para realização dos cálculos pelo processador é um possível ponto de partida para definição do tempo de amostragem. Apesar das capacidades computacionais do CLP serem capazes de lidar com tempos de amostragem baixos, o *software* do MATLAB relatou atrasos de comunicação frequentes com tempo de amostragem menor do que 0,3 segundos. Portanto, esse foi o tempo de amostragem escolhido para a identificação e realização dos experimentos.

## 3.2 Identificação da Planta

A fim de obter um sistema de dois tanques em cascata, utilizam-se neste trabalho apenas o Tanque 4 e o Tanque 2. O modelo teórico desse tipo de sistema é descrito no Capítulo 2, portanto sabe-se que nenhum dos sistemas é linear. Para realizar os testes na bancada, foi realizada uma linearização em torno de um ponto de operação, identificando a função de transferência para pequenas variações no controle.

Para obter esse ponto de operação, foram realizados experimentos *a priori*, de forma a obter limites de regime satisfatórios para o trabalho. Optou-se por manter as válvulas manuais completamente abertas para facilitar a repetibilidade, com exceção das válvulas que ligam os dois tanques superiores e os dois tanques inferiores entre si

O ponto de operação escolhido para realizar as identificações é descrito na Tabela 3.3. Nesta tabela é possível observar a entrada do atuador Bomba 2 e o nível médio correspondente no Tanque 4 e no Tanque 2 ao chegar no regime permanente, posicionados de acordo com a Figura 3.1.

O modelo de primeira ordem sem atraso do Tanque 2 foi identificado através dos parâmetros de sua resposta ao degrau, e o modelo calculado está descrito na Equação (3.1). Sua forma discretizada, dada na Equação (3.2) foi calculada através do método ZOH utilizando a função

**Tabela 3.3: Ponto de operação para o controle.**

Potência da Bomba 2	Nível do Tanque 4	Nível do Tanque 2
52%	25%	5%
57%	35%	29%

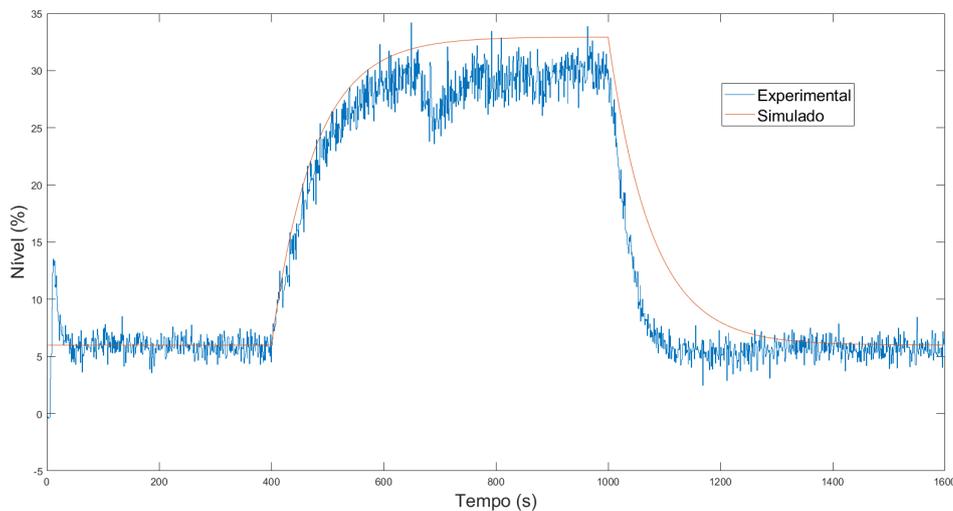
*c2d* do MATLAB para um tempo de amostragem de 0,3 segundos.

$$F(s) = \frac{4,60}{70s + 1} \quad (3.1)$$

$$F(z) = \frac{6,567 \cdot 10^{-3}}{z - 0,9986} \quad (3.2)$$

A comparação entre o modelo encontrado e os dados experimentais da planta pode ser vista na Figura 3.6. É importante notar que o encanamento da saída deste tanque possui duas curvas de 90 graus e um cano que se estende até o fundo do Tanque 4, gerando modificações no modelo que o fazem reagir de maneira consideravelmente diferente na subida e na descida da entrada degrau, caracterizando um modelo não-linear. Apesar das divergências, o modelo foi mantido para que se possa avaliar os resultados mesmo com funções de transferência imprecisas.

**Figura 3.6: Comparação da resposta ao degrau no Tanque 2.**



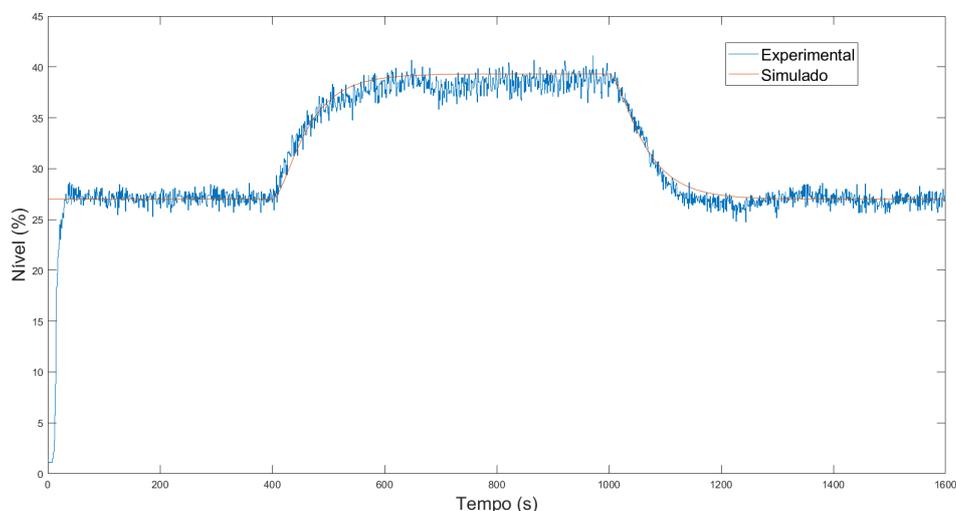
O modelo de segunda ordem identificado para o Tanque 4 foi obtido através do *System Identification Toolbox*, na Equação 3.3, escolhendo o algoritmo automaticamente. O modelo discreto utilizando o método ZOH para um tempo de amostragem de 0,3 segundos é dado na Equação (3.4).

$$F(s) = \frac{2,467}{(17,699s + 1)(52,083s + 1)} \quad (3.3)$$

$$F(z) = \frac{1,335 \cdot 10^{-5}z + 1,332 \cdot 10^{-5}}{(z - 0,998)(z - 0,994)} \quad (3.4)$$

Na Figura 3.7 é possível verificar a sobreposição dos dados experimentais e simulados para a resposta ao degrau no Tanque 4.

**Figura 3.7: Comparação da resposta ao degrau no Tanque 4.**



Observa-se que os dados experimentais assemelham-se aos dados simulados através do modelo encontrado.

Esse dois modelos são utilizados para o projeto de controladores via IMC, cujo desempenho é avaliado através de simulações no MATLAB e paralelamente implementados na bancada.

### 3.3 Filtro Estatístico

O filtro estatístico a ser implementado busca reduzir o ruído do sinal de controle PID e do sinal de controle Proporcional Integral (PI), derivado da imprecisão dos sensores. O seu propósito é diminuir os custos de manutenção em plantas industriais, através de esforços menores por parte dos atuadores. Por isso, é interessante que sua apresentação e aplicação sejam acessíveis e confiáveis.

#### 3.3.1 Funcionamento

Antes da apresentação do filtro, é importante entender os conceitos estatísticos da variância e Função Erro de Gauss (ERF).

De acordo com (MEYER, 1983, p. 157), dada uma variável aleatória  $A$ , a sua variância é calculada por

$$\sigma_A^2 = M[A - M(A)]^2, \quad (3.5)$$

onde  $M[A]$  é o valor esperado ou a média da variável aleatória. Portanto, a variância pode ser entendida como uma medida de dispersão que mostra o quão distantes da média estão os valores da variável.

Uma função de distribuição representa a probabilidade da amostra de uma variável aleatória estar dentro de um intervalo de possíveis valores. A distribuição de probabilidade denominada "distribuição normal", desenvolvida por Gauss, é uma função que descreve muitos fenômenos naturais (MEYER, 1983, p. 215). Sua função é dada por

$$f(A = a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \exp\left(-\frac{1}{2} \left[\frac{a - M[A]}{\sigma_A}\right]^2\right), \quad (3.6)$$

onde  $\sigma_A$  representa o desvio padrão da variável aleatória.

Seja uma distribuição normal, a conhecida função estatística ERF é uma função inteira que permite calcular a probabilidade de uma amostra da variável aleatória estar contida no intervalo de integração  $L$  e é dada por

$$\text{erf}(L) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^L e^{-t^2} dt. \quad (3.7)$$

Essa função busca verificar qual é a probabilidade da amostra medida estar dentro de um intervalo esperado para o sinal, considerando seu desvio padrão.

A função que descreve o filtro estatístico já implementado no LCPI-UnB, conforme o trabalho de (RIBEIRO, 2018), é

$$X[k] = (1 - \alpha[k])X[k - 1] + \alpha[k]e[k] \quad (3.8)$$

sendo  $X[k]$  a  $k$ -ésima saída discretizada deste filtro, com  $\alpha$  dado por

$$\alpha = C \times \text{erf}\left(\frac{|X[k - 1] - e[k]|}{\sigma_{\text{sensor}}^2 2\sqrt{2}}\right), \quad (3.9)$$

onde  $e[k]$  representa a  $k$ -ésima amostragem do erro do sistema de controle, o desvio padrão é o do sensor que mede a variável de processo e  $C$  é um fator de robustez relacionado a um filtro passa-baixas relativo à parte derivativa do controlador. O Anexo I possui a programação desse filtro no Simulink.

Para o caso do controlador PID,  $C$  é calculado como

$$C = 1 - e^{-T_s \frac{1}{N}}, \quad (3.10)$$

onde  $N$  é o parâmetro do filtro passa-baixas para a parte derivativa e  $T_s$  o tempo de amostragem utilizado. No caso do controlador PI, considera-se  $C = 1$ . Valores maiores de  $C$  tendem a tornar o filtro mais reativo, enquanto valores menores de  $C$  mantêm a saída do filtro em um valor mais próximo da saída anterior.

A saída do filtro estatístico é uma soma ponderada do erro atual de entrada e da saída anterior, portanto é um filtro recursivo, isto é, a saída atual depende apenas da entrada atual e da saída anterior. O peso do erro atual do sistema na saída do filtro é igual à probabilidade do sensor ter feito uma medição correta, considerando a entrada anterior e a variância do ruído.

Considera-se que a variância da entrada do filtro é da ordem de duas vezes a ordem da variância de malha aberta, devido à reinjeção de parte do ruído na planta pelo controlador. Desse modo, um valor estimado estatisticamente pelo filtro é utilizado pelo PID.

### 3.3.2 Índices de Desempenho

Os índices de desempenho utilizados para quantificar as melhorias do filtro em relação ao PID convencional são a *Total Variation* (TV), que calcula a variação total do sinal de controle, e o *Integral Time-weighted Absolute Error* (ITAE), que calcula a integral do erro absoluto para os sinais de saída. Os códigos para calcular esses índices no MATLAB estão disponíveis no Anexo II.

O TV proposto por (SKOGESTAD, 2004) faz uma medição de toda a movimentação entre os picos de medição entre as amostras de um sinal. A sua definição para sinais discretos é

$$TV = \sum_{k=1}^{\infty} |a_{k+1} - a_k| \quad (3.11)$$

sendo  $u$  a entrada do sistema.

O índice ITAE é a integral do erro ponderada pelo tempo, que de acordo com (SEBORG et al., 2016, p. 210), de maneira geral é o critério preferido para a análise da minimização do erro. É calculado como

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt, \quad (3.12)$$

cuja forma discreta é

$$ITAE = \sum_{i=0}^k |kte_k|. \quad (3.13)$$

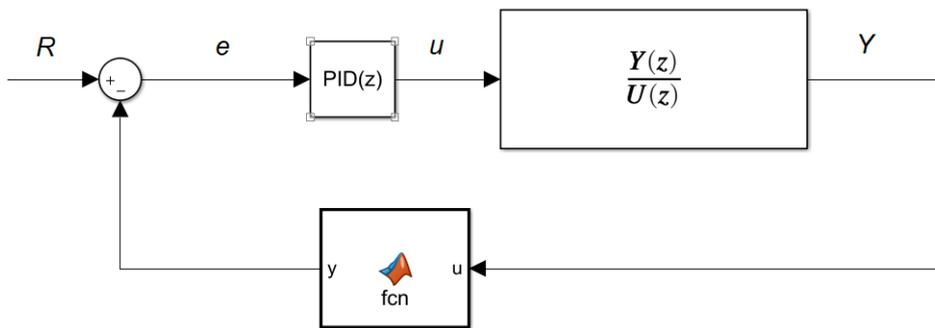
### 3.3.3 Aplicação no Sistema

O posicionamento deste filtro estatístico pode ser tanto no sinal de realimentação do sistema com o parâmetro  $C = 1$  como acoplado ao controlador do diagrama. Além disso, as condições iniciais de  $\alpha$  e do erro são consideradas nulas.

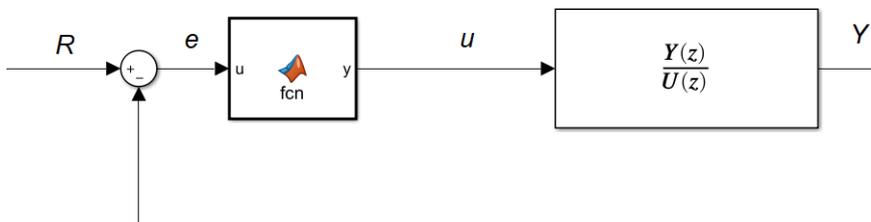
As Figuras 3.8 e 3.9 ilustram essas duas configurações. O bloco de função do simulink indica possíveis posições do filtro estatístico dentro na malha fechada. A configuração do filtro na realimentação é mais desejável do ponto de vista de facilidade de implementação na indústria, pois não requer interações diretas com o controlador PID.

Definido o filtro estatístico, o modelo e o controlador da planta e os parâmetros a serem analisados, pode-se iniciar a aquisição dos resultados através de simulações e implementações na bancada, a fim de desempenho do sistema.

**Figura 3.8: Diagrama da configuração do filtro agindo sobre a realimentação do sistema.**



**Figura 3.9: Diagrama da configuração do filtro acoplado ao sistema.**



# Capítulo 4

## Resultados e Análise

Neste capítulo são apresentados os resultados simulados e experimentais da implementação de um filtro estatístico para o melhoramento de controladores PI e PID, aplicados ao controle de nível de um sistema de dois tanques em cascata, utilizando o índice de desempenho TV para os sinais de controle e ITAE para os sinais de saída.

O propósito da simulação é verificar as melhorias geradas pelo uso do filtro antes de implementá-lo. Neste trabalho todas as simulações utilizaram um ruído gaussiano branco para simular o ruído esperado na planta, com uma variância de 0,5483. O tempo de amostragem foi definido como 0,3 segundos em todas as plantas, fornecendo uma margem para que o computador da bancada possa terminar os cálculos do MATLAB.

Foram analisados três casos de aplicação: o controle PI ou PID convencional sem o filtro estatístico, o controle com o filtro na realimentação, isto é, filtrando a saída do sistema, e por fim com o filtro associado ao controlador PI ou PID, ou seja, o filtro utilizando o erro como sinal de entrada.

Por fim, apresenta-se o bloco *ladder* desenvolvido para o controle da bancada, que pode ser reutilizado em outras plantas com algumas alterações nas partes relativas ao ponto de operação da bancada.

Todos os dados experimentais foram coletados através da comunicação com o *software* proprietário Automation Studio e o Simulink do MATLAB.

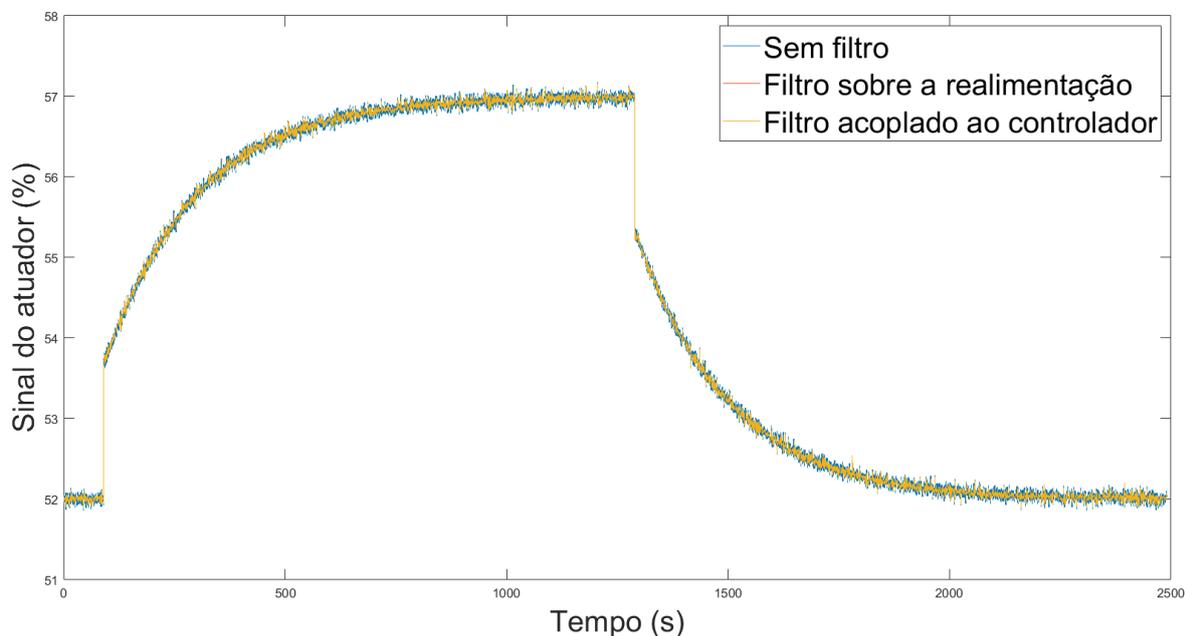
### 4.1 Simulação do Controlador PI

No projeto do controlador PI, aplicou-se a metodologia IMC para sintonizar os parâmetros do controlador, utilizando a Tabela 2.1. Os parâmetros encontrados foram

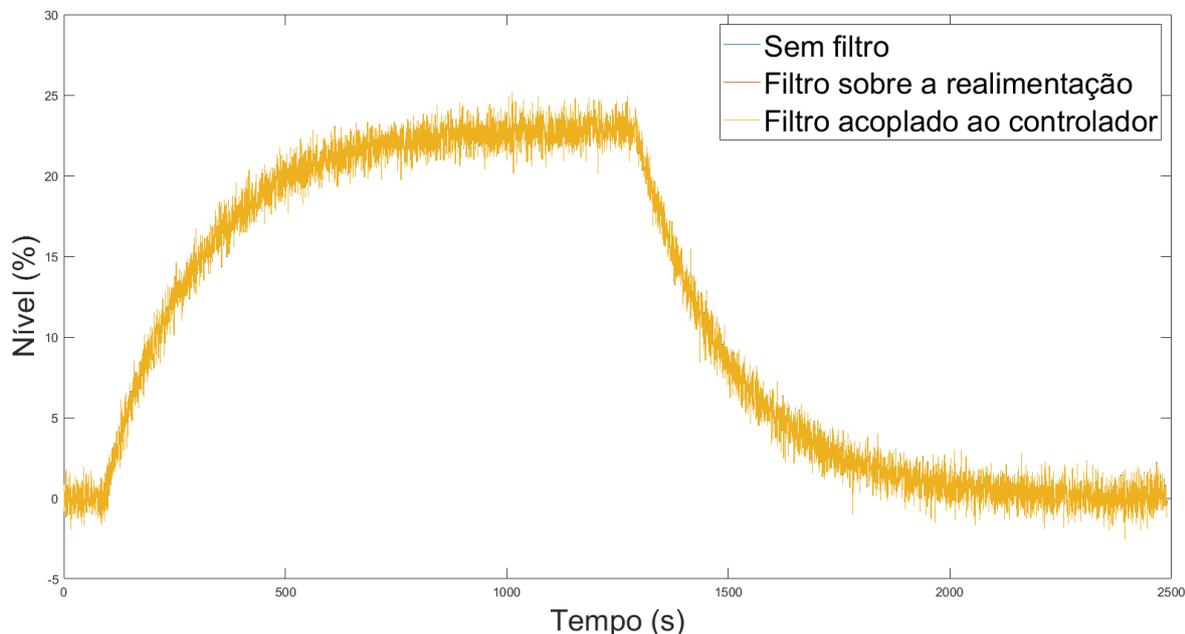
$$K_c = 0,0725, \quad \tau_I = 0,0143. \quad (4.1)$$

Após o cálculo do controlador, fecha-se a malha e realiza-se o controle realimentado sobre o modelo identificado, a fim obter resultados numéricos. Desse modo, os resultados simulados do sinal de controle encontrados estão representados na Figura 4.1 e do sinal de saída, na Figura 4.2.

**Figura 4.1: Simulação do sinal de controle PI no Tanque 2.**



**Figura 4.2: Simulação do sinal de saída PI no Tanque 2.**



Os índices de desempenho do controle estão descritos na Tabela 4.1, enquanto que os índices de desempenho da saída estão representados na Tabela 4.2.

Os gráficos e índices de desempenho encontrados nestas simulações mostram que os resultados esperados na saída são igual ou bastante similares independente do caso analisado. Contudo, as variações no sinal de controle são bem menores quando o filtro é utilizado.

**Tabela 4.1: Índices de desempenho simulados para o controle PI do Tanque 2.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
152,300	70,300	70,300

**Tabela 4.2: Índices de desempenho para a saída na simulação do Tanque 2.**

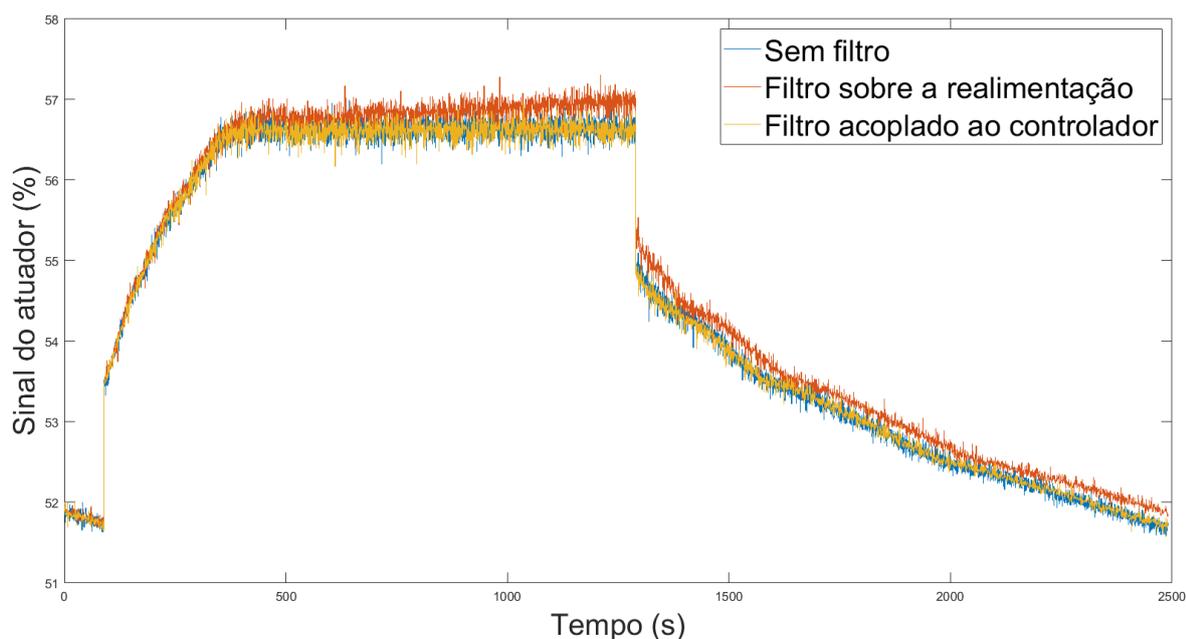
Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
$3,170 \times 10^7$	$3,130 \times 10^7$	$3,170 \times 10^7$

## 4.2 Implementação do Controlador PI

Após as simulações, o controlador PI foi aplicado na bancada por meio do Simulink e do bloco de comunicação OPC.

Os sinais de controle para cada uma das configurações do controle pode ser visto na Figura 4.3.

**Figura 4.3: Sinal de controle PI experimental no Tanque 2.**



Neste exemplo de controle PI, o ruído do sinal de controle não é tão significativo, como sugeriu a simulação. Contudo, a Tabela 4.4 revela a diferença no índice de desempenho para cada um dos casos, indo de encontro ao que foi esperado na simulação. O controle do filtro associado ao PI teve um desempenho ligeiramente melhor.

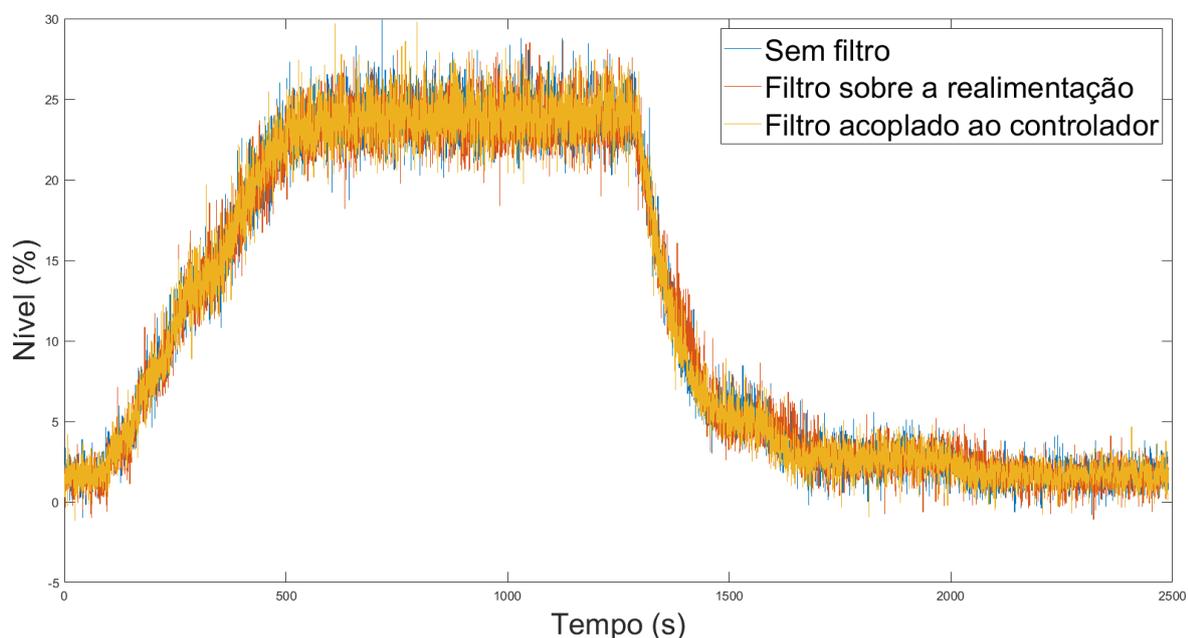
**Tabela 4.3: Índices de desempenho experimentais para o controle do Tanque 2.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
207,3	137,2	131,0

Os sinais de saída são bastante similares, como a Figura 4.8. A Tabela 4.8 apresenta os

índices de desempenho de saída calculados, verifica-se que não há grandes diferenças quanto à saída do sistema.

**Figura 4.4: Sinal de saída experimental do PI no Tanque 2.**



**Tabela 4.4: Índices de desempenho experimentais da saída do PI no Tanque 2.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
$3,288 \times 10^7$	$3,283 \times 10^7$	$3,281 \times 10^7$

### 4.3 Simulação do Controlador PID

A sintonia IMC também foi utilizada, portanto as constantes de controle foram calculadas de acordo com a Tabela 2.1 e estão descritas na Equação 4.2.

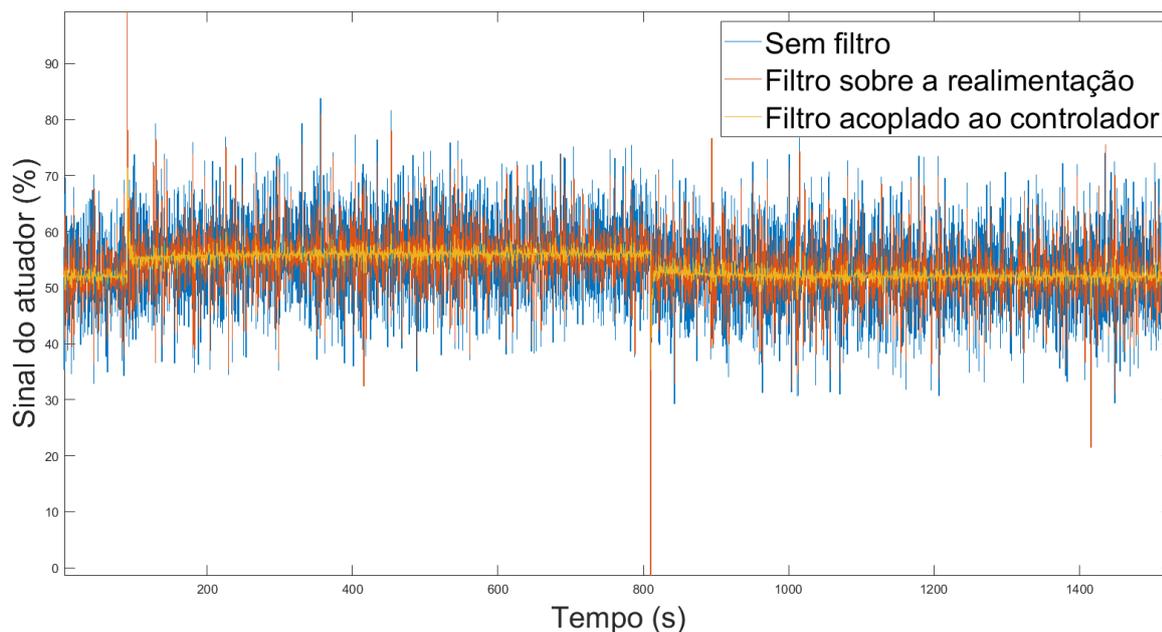
O parâmetro  $N$ , referente ao filtro passa-baixas da parte derivativa, foi escolhido a fim de controlar a magnitude do fator  $C$  do filtro estatístico.

$$K_c = 0,310 \quad \tau_I = 69,782 \quad \tau_D = 13,210 \quad N = 2 \quad (4.2)$$

Uma vez calculado o controlador, de maneira similar ao PI, fecha-se a malha e realiza-se o controle realimentado. Os resultados simulados para o sinal de controle e para o sinal de saída são mostrados na Figura 4.5 e na Figura 4.6, respectivamente. Para os sinais de saída, a sobreposição das saídas dificulta a visualização dos sinais, visto que são muito similares ou idênticas, dependendo do caso.

Os índices de desempenho de controle e saída estão descritos na Tabela 4.1 e na Tabela 4.2, respectivamente.

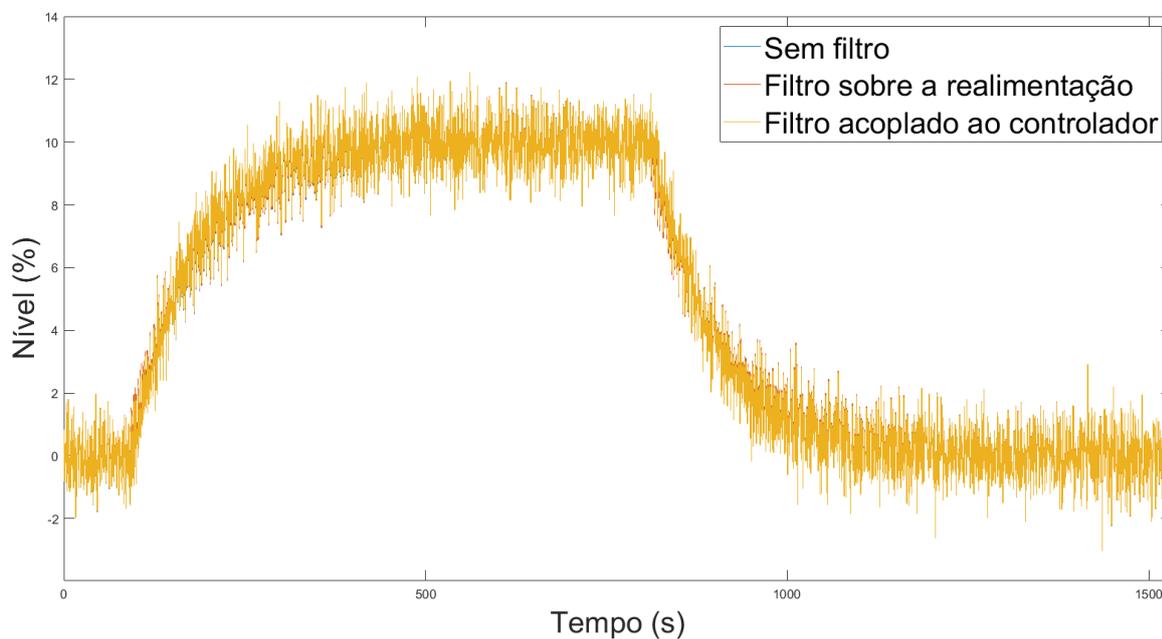
**Figura 4.5: Simulação do sinal de controle PID no Tanque 4.**



**Tabela 4.5: Índices de desempenho simulados para o controle PID do Tanque 4.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
$1,493 \times 10^4$	$0,714 \times 10^4$	$0,138 \times 10^4$

**Figura 4.6: Simulação do sinal de saída PID no Tanque 4.**



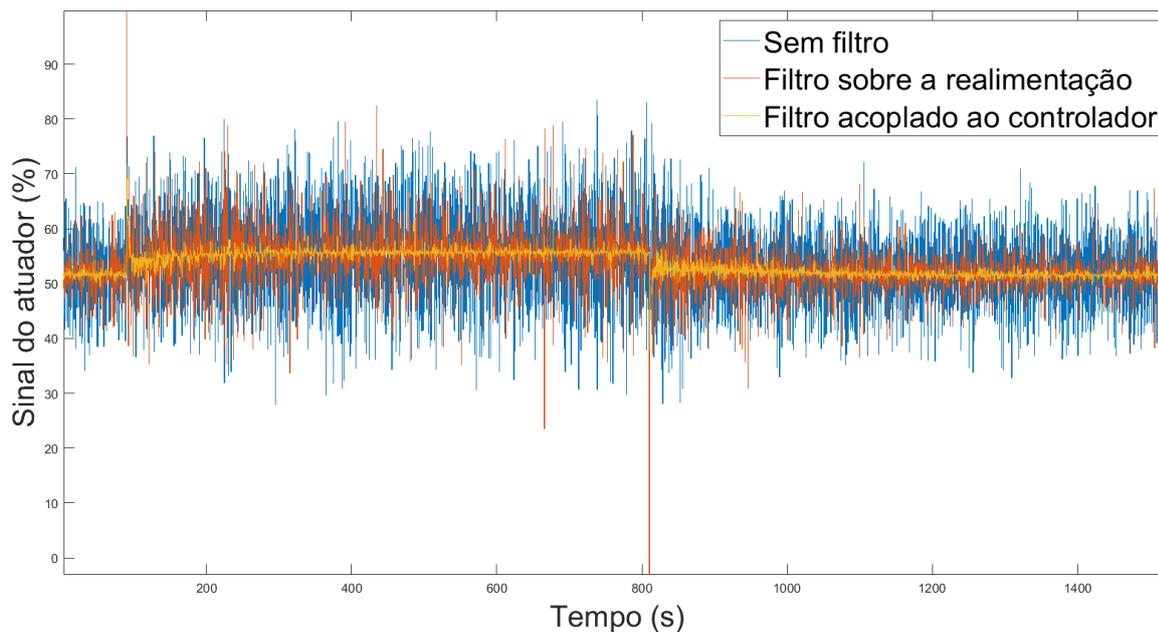
**Tabela 4.6: Índices de desempenho simulados para a saída do Tanque 4.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
$5,243 \times 10^6$	$4,968 \times 10^6$	$5,240 \times 10^6$

## 4.4 Implementação do Controlador PID

As curvas do sinal de controle experimental para os três casos avaliados estão na Figura 4.7. A variância do sinal de controle com o filtro acoplado ao controlador é visivelmente menor, o que indica melhor qualidade do sinal enviado ao atuador. Isso pode ser comprovado na Tabela 4.7. O índice de desempenho do sinal de controle para o filtro estatístico acoplado ao controlador é aproximadamente 10% do caso sem filtro, o que condiz com as simulações realizadas.

**Figura 4.7: Sinal de controle PID experimental no Tanque 4 .**



**Tabela 4.7: Índices de desempenho experimentais para o controle do Tanque 4.**

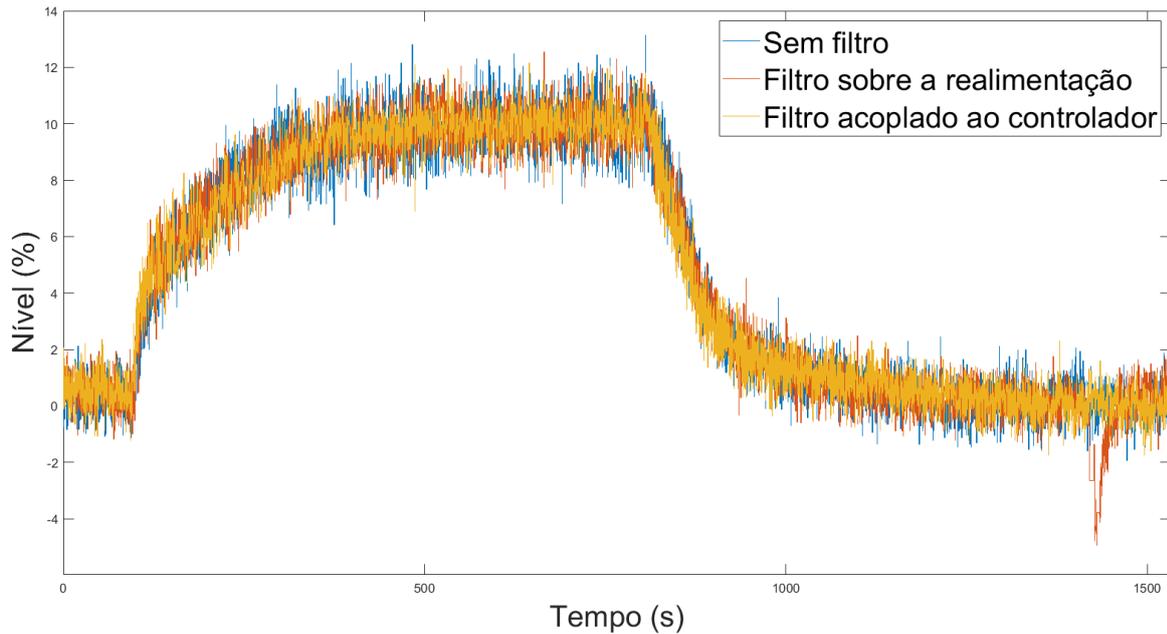
Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro acoplado ao controlador
$1,4939 \times 10^4$	$0,676 \times 10^4$	$0,110 \times 10^4$

Os sinais de saída podem ser visualizados na Figura 4.8, e também são similares entre si. A Tabela 4.8 apresenta os índices de desempenho de saída calculados.

**Tabela 4.8: Índices de desempenhos experimentais para a saída do Tanque 4.**

Sem Filtro	Filtro sobre o sinal de saída	Filtro sobre o sinal de erro
$4,973 \times 10^6$	$5,030 \times 10^6$	$4,942 \times 10^6$

**Figura 4.8: Sinal de saída experimental do PID no Tanque 4.**



## 4.5 Programação no Controlador

A partir dos resultados encontrados, é possível afirmar que o filtro acoplado ao controlador teve um desempenho geral melhor em todos os casos, especialmente no caso do PID, onde o índice de desempenho caiu para um décimo do PID convencional, enquanto o filtro na realimentação apenas reduziu pela metade. Por outro lado, no controle PI não houve grandes diferenças entre as duas configurações para o filtro, entretanto o uso do filtro se mostrou melhor na redução do ruído.

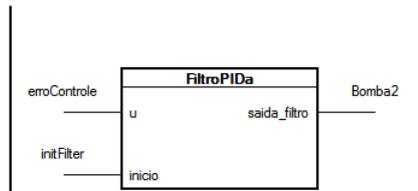
Sendo assim, um bloco para diagramas *ladder*, desenvolvido em texto estruturado, foi adaptado para a implementação no controlador. O código foi desenvolvido com base no trabalho de (RIBEIRO, 2018), mas adaptado com respeito ao valor esperado empiricamente para o desvio padrão do sinal para a correta implementação da ERF, e pode ser visualizado no Apêndice A. Para calcular a ERF nessa linguagem, a aproximação da função pela série de Taylor foi utilizada.

O bloco, visto na Figura 4.9, foi implementado no Automation Studio. Uma das entradas é o erro do sistema de controle, que será filtrado e utilizado para gerar um sinal de controle, enquanto a outra entrada é um *reset* do filtro a ser utilizado livremente para reiniciar o valor da parte integrativa do controle.

Um teste dessa implementação foi realizado e comparado com o caso sem filtro para o controle do Tanque 4, sendo que as curvas estão disponíveis nas Figuras 4.11 e 4.10. As constantes do PID e o tempo de amostragem se mantiveram iguais para fins de comparação, apesar da possibilidade de um período de amostragem menor no CLP.

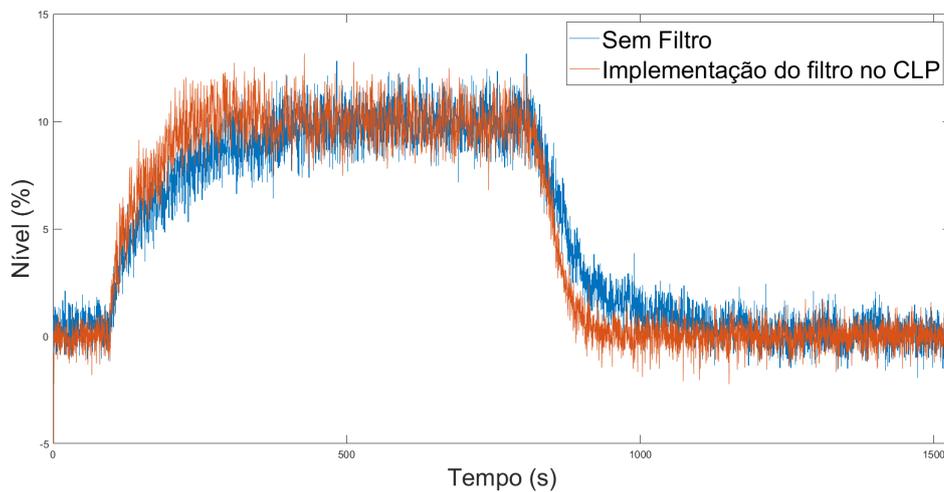
O índice de desempenho do controle das implementações pelo Simulink e pelo CLP foram

**Figura 4.9: Bloco *ladder* do filtro estatístico no Automation Studio.**

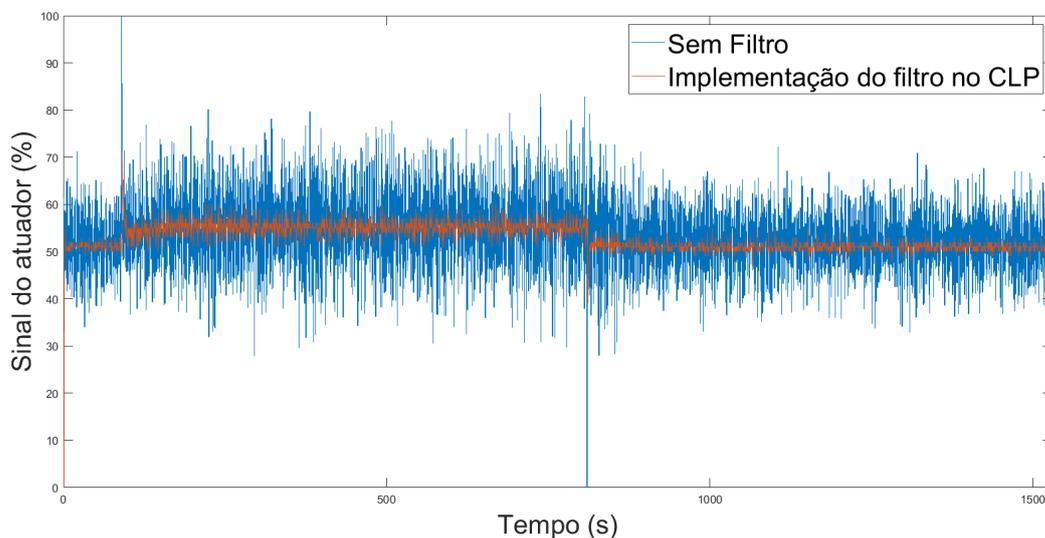


parecidos, com  $0,142 \times 10^4$  para este teste, mostrando o sucesso da implementação do bloco do CLP e da estratégia de redução do ruído. Entretanto, apesar da dificuldade de avaliar o tempo de subida devido ao ruído, no caso do CLP foi próximo a 200 segundos, enquanto o tempo de subida na implementação sem filtro pelo MATLAB foi próximo de 300 segundos. Isso pode estar relacionado às partes individuais do PID, visto que no Simulink o controle foi realizado diretamente sobre o ponto de operação, enquanto no bloco do CLP o ponto de operação só foi alcançado depois de permitir a parte integral chegar ao seu valor devido.

**Figura 4.10: Comparação entre sinal de saída sem filtro e do bloco para o CLP.**



**Figura 4.11: Comparação entre sinal de controle sem filtro e do bloco para o CLP.**



# Capítulo 5

## Conclusão

Neste trabalho, a validação de uma solução para reduzir o desgaste de atuadores no controle PID foi realizada. Ainda que os custos de manutenção das plantas de produção possam ser bastante onerosos, é perceptível a carência de estratégias de controle eficientes do setor. Parte disso deve-se à confiança do mercado nos controles PI e PID há muito tempo utilizadas, que solucionam suas necessidades mas não entregam o melhor resultado possível.

Sendo assim, oferecer soluções fáceis de implementar e que não interfiram nos padrões de programação já implementados é essencial para trazer melhorias a esse setor. Para atender a essa necessidade, um filtro estatístico no tratamento de sinais pode ser adicionado mediante a criação de um bloco *ladder* nos *loops* de controle já existentes. Considerando os resultados encontrados, foi visto que esse filtro atende aos requisitos desse mercado tão específico.

Por outro lado, os melhores resultados foram obtidos posicionando o filtro estatístico junto ao controlador no diagrama de controle. Modificar o bloco *ladder* do controle PID pode gerar desconforto nos profissionais da indústria, que já confiam nos sistemas que possuem. Ainda que a filtragem realizada na alimentação ofereça benefícios consideráveis, os índices de desempenho foram bem melhores quando o filtro agia diretamente sobre o erro da planta.

Com base nos índices de desempenho, foi possível validar as melhorias do filtro estatístico nesta bancada com sucesso. Estudos posteriores podem incluir melhorias na documentação e no desenvolvimento do filtro, especialmente quando este age sobre a saída realimentada, bem como traduções do bloco para *softwares* de CLPs de outras empresas, a fim de oferecer uma solução pronta independente do equipamento disponível.

# Referências

- BERTO, P. H. V.; HENZ, R. M. *Controle Multivariável via Desacopladores e Projeto no Espaço de Estados: Extensão de Benchmark em Planta Industrial de Quatro Tanques*. 2017. Trabalho de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Publicação FT.TG-nº 21/2017, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF.
- BOLTON, W. *Programmable Logic Controllers*. 5th. Newton, MA, USA: Newnes, 2009.
- DESBOROUGH, L.; MILLER, R. Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring -Honeywell's Experience. *AIChE Symposium Series*, v. 98, p. 21, jan. 2002.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Process Dynamics and Control*. 12th. Hoboken, NJ, USA: Pearson, 2010. p. 1104.
- FREITAS, M.; RESENDE FILHO, N. Custos de manutenção: competência e racionalidade na gestão de recursos objetivando maior competitividade. v. 126, p. 19–29, set. 2007.
- FRUEHAUF, P. S.; CHIEN, I.-L.; LAURITSEN, M. D. Simplified IMC-PID tuning rules. *ISA Transactions*, v. 33, n. 1, p. 43–59, 1994.
- JOHANSSON, K.; NUNES, J. A multivariable laboratory process with an adjustable zero. *Proceedings of the American Control Conference*, v. 4, p. 2045–2049, jul. 1998.
- MEYER, P. L. *Probabilidade: Aplicações à Estatística. Tradução de Ruy de C. B. Lourenço Filho*. 2. ed. Rio de Janeiro, RJ, Brasil: LTC, 1983.
- NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. 6th. Pomona, NJ, USA: Wiley, 2017.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5th. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2010.
- OLSEN, T.; ITO, N. Implement an Effective Loop Tuning Strategy. *Chemical Engineering Progress*, v. 109, p. 42–48, jan. 2013.
- RIBEIRO, D. A. *Controle PID com filtro estatístico para controlador industrial*. 2018. Trabalho de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Publicação FT.TG-n010/2018, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF.
- SEBORG, D. et al. *Process Dynamics and Control*. 4th. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.
- SHAH, A.; MARKANA, A.; PARIKH, N. Performance Analysis of IMC based PID controller tuning on Approximated Process Model. *Nirma University Journal of Engineering and Technology*, v. 1, p. 51–54, dez. 2010.

SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Modeling, Identification and Control*, v. 25, abr. 2004.

# Apêndice A

Implementação do filtro estatístico em texto estruturado para o bloco *ladder*.

```
1  (*****
2  * File: FiltroPIDa.st
3  * Author: Lucas Moura Gomes
4  * Created: 2019
5  *****)
6
7  FUNCTION_BLOCK FiltroPIDa
8
9  (*Preparacao da Rotina*)
10 C := N * Ts;
11
12 IF NOT inicio THEN
13   x_ant := 0;
14   x_atual := 0;
15   u_ant := 0;
16   integ := 0;
17 END_IF;
18
19 IF inicio THEN
20
21  (*Calculo da funcao erro atraves da aproximacao da serie de Taylor*)
22
23  entrada := ABS(x_ant - u_ant)/(2*SQRT(2)*var_ruido);
24  erf := entrada - ((entrada**3)/3) + ((entrada**5)/10) - ((entrada**7)/42) +
25         ((entrada**9)/216) - ((entrada**11)/1320) + ((entrada**13)/9360) - ((
26         entrada**15)/75600) + ((entrada**17)/685440) - ((entrada**19)/6894720) +
27         ((entrada**21)/76204800);
28  erfF := (erf*2)/1.7725;
29
30 IF erfF > 1 THEN
31   erfF := 1;
32 END_IF;
33
34 (* Calculo do fator alpha *)
35
36 alpha := C * erfF;
37
38 (* Calculo da saida do filtro estatistico *)
```

```

36
37 x_atual := (1-alpha)*x_ant + alpha*u_ant;
38
39
40
41 (*No caso do filtro na realimentacao , ignorar o proximo passo*)
42
43 (*Calculo do sinal de controle PID*)
44
45 Pout := x_atual * P;
46 Iout := integ + (x_atual + x_ant)*Ts*I;
47 Dout := ((x_atual - x_ant)/Ts)*D;
48
49 (*Preparacao para a proxima amostra*)
50
51 integ := Iout;
52 u_ant := u;
53 x_ant := x_atual;
54
55 (*A saida depende se o filtro e' na realimentacao ou acoplado*)
56 saida_filtro := REAL_TO_INT(Pout + Iout + Dout);
57 (* saida_filtro := x_atual; *)
58
59
60 IF saida_filtro >= 100 THEN
61 saida_filtro := 100;
62 END_IF;
63
64 IF saida_filtro <= 0 THEN
65 saida_filtro := 0;
66 END_IF;
67 END_IF;
68
69 END_FUNCTION_BLOCK

```

# Anexo I

Função do Simulink para o cálculo da saída do filtro estatístico acoplado ao PID.

```
1 function y = fcn(u,Ts, N, D, P, I, var_ruido)
2
3 persistent integ u_ant x_ant x_atual
4
5 if isempty(x_atual)
6 x_ant = 0;
7 x_atual = 0;
8 integ = 0;
9 u_ant = 0;
10 end
11
12 c = 1 - exp( -Ts*(1/N));
13 var_filtro = 0;
14
15 erfF = erf(abs(x_ant-u_ant)/(sqrt(var_ruido+var_filtro)*2*sqrt(2)));
16 alpha = erfF*c;
17
18 x_atual = (1-alpha)*x_ant+alpha*u_ant;
19
20 RP = x_atual*P;
21 RI = integ + I*Ts*x_atual;
22 RD = ((x_atual-x_ant)/Ts)*D;
23
24 integ = RI;
25 u_ant = u;
26 x_ant = x_atual;
27
28 y = RD + RP + RI;
```

# Anexo II

## Cálculo dos índices de desempenho pelo MATLAB.

```
1 $Calculo dos Indices de Desempenho referente ao Sinal de Controle
2 % Nome : Jose Oniram de A. Limaverde Filho
3 % Data : Agosto /18
4 % Obs : O parametro t0 e referente ao indice do vetor U e nao ao tempo .
5
6 function [TVC_U] = indDesempenho_Input (U, t0 , dt )
7
8 % Preparacao das variaveis
9 tFinal = length (U) ;
10
11 % Variancia Total do Sinal de Controle (TVC – Total Variation Of Control )
12 TVC_U = 0 ;
13 for i = (t0+1):1:tFinal
14     TVC_U = TVC_U + abs (U(i) – U(i-1)) *dt ;
15 end
16
17 % Calculo dos Indices de Desempenho referente ao Sinal da Saida
18 % Nome : Jose Oniram de A. Limaverde Fi lho
19 % Data : Agosto /18
20 % Obs : O parametro t0 e referente ao indice do vetor (Y ou Yd) e nao ao
    tempo .
21 function [ ISE_y , IAE_y , ITAE_y ] = indDesempenho_Output (Y, Yd, t, t0 ,
    dt)
22
23 % Preparao das variaveis
24 tFinal = length (Y) ;
25
26 % Integral dos Erros ao Quadrado ( ISE – Integral Squared Error)
27 ISE_y = 0 ;
28 for i = t0:1:tFinal
29     ISE_y = ISE_y + (Y(i) – Yd(i))^2*dt;
30 end
31
32 % Integral do Modulo dos erros (IAE – Integral Absolute Error )
33 IAE_y = 0 ;
34 for i = t0:1:tFinal
35     IAE_y = IAE_y + abs(Y(i)–Yd(i))*dt ;
36 end
37
38
```

```
22 % Integral do Modulo dos erros ponderada pelo tempo (ITAE – Integral Time-  
    weighted Absolute Error)  
23 ITAE_y = 0 ;  
24 for i = t0:1:tFinal  
25     ITAE_y = ITAE_y + t(i) * abs (Y(i) – Yd(i))*dt ;  
26 end
```