

**TRABALHO DE GRADUAÇÃO**  
**SISTEMA DIDÁTICO DE NÍVEL DE LÍQUIDOS**

**Adriano Peixoto Ramos**  
**Gabriel Lula Barros Wense**

**Brasília, Julho de 2008**



**ENGENHARIA  
MECATRÔNICA**  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
Faculdade de Tecnologia  
Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação

# TRABALHO DE GRADUAÇÃO

## SISTEMA DIDÁTICO DE NÍVEL DE LÍQUIDOS

**Adriano Peixoto Ramos**  
**Gabriel Lula Barros Wense**

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção  
do grau de Engenheiro de Controle e Automação.

### **Banca Examinadora**

Prof. Adolfo Bauchspiess, UnB/ENE (Orientador) \_\_\_\_\_

Prof. Lélío Ribeiro Soares Júnior, UnB/ENE \_\_\_\_\_

Prof. Marco Antônio F.do Egito Coelho, UnB/ENE \_\_\_\_\_

Brasília, Julho de 2008

## FICHA CATALOGRÁFICA

ADRIANO, RAMOS  
GABRIEL, WENSE

Sistema Didático de Nível de Líquidos, [Distrito Federal] 2008.

xi, 78p., (FT/UnB, Engenheiro, Controle e Automação, 2007). Trabalho de Graduação – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

1. Controle de nível de líquidos  
3. Experimentos didáticos

2. Espaço de Estados

I. Mecatrônica/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

RAMOS, A. P.; WENSE, G. L. B., (2008). Sistema Didático de Nível de Líquidos. Trabalho de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Publicação FT.TG-nº 016/2008, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 78 p..

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTORES: Adriano Peixoto Ramos, Gabriel Lula Barros Wense.

TÍTULO DO TRABALHO DE GRADUAÇÃO: Sistema Didático de Nível de Líquidos

GRAU: Engenheiro

ANO: 2008

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste Trabalho de Graduação e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. Os autores reservam outros direitos de publicação e nenhuma parte desse Trabalho de Graduação pode ser reproduzida sem autorização por escrito dos autores.

---

Adriano Peixoto Ramos  
SQN 405 Bloco N ap 201 – Asa Norte.  
CEP 70846-140 Brasília – DF – Brasil.

---

Gabriel Lula Barros Wense  
Cond. Império dos Nobres Q. 2 Conj. F  
Casa 5 Sobradinho – DF – Brasil.

# DEDICATÓRIAS

*Aos meus pais, Ana e Adenir.  
Adriano Peixoto Ramos*

*À minha família e aos meus amigos.  
Gabriel Lula Barros Wense*

## RESUMO

Uma das bases do ensino em Engenharia é constituída pelos experimentos práticos. Neles os alunos são capazes de aplicar na prática os conceitos aprendidos em sala de aula, observando as possíveis limitações destas técnicas em sistemas reais. Os experimentos são, portanto, desenvolvidos de forma que os estudantes enfrentem situações como a presença de não-linearidades e sinais ruidosos, permitindo a eles adquirirem experiência no tratamento destes fenômenos.

Dentro deste contexto este projeto se propõe dar continuidade aos trabalhos realizados com experimentos em sistemas de níveis de líquidos no LAVSI, especificamente no sistema de nível de líquidos de segunda ordem didático. A proposta é aproveitar os trabalhos desenvolvidos anteriormente, a fim de restabelecer o seu funcionamento, sugerindo melhorias durante o processo. Tais melhorias têm o intuito de torná-lo mais robusto e flexível, investigando possíveis fontes de perturbação e propondo soluções para minimizá-las.

Este projeto se propõe a realizar experimentos presenciais com os alunos da disciplina Controle Dinâmico, utilizando técnicas de controle no Espaço de Estados. Estes resultados serão utilizados a fim de validar o funcionamento do processo e de aprofundar o estudo desta metodologia no controle de sistemas.

*Palavras Chave: Controle de nível de líquidos, Espaço de Estados, Experimentos didáticos.*

## ABSTRACT

Practical experiments are one of the Engineering's learning bases. These tools allow students to practice their knowledge and then understand the limitations of studied techniques in real systems. In laboratory, they are faced to nonlinear systems with noises, so students get used to manage this.

In this context, this project intends to continue the works made in liquid level systems inside LAVSI, specifically in the didactic second order liquid level system. The proposition is to make this system working, aggregating improvements in the process. The intention is make it more flexible and robust and to suggest ways to minimize sources of perturbation while trying to identify them.

This work intends to perform experiments with students from the course Dynamic Control using state-space control techniques. The results from this process are going to be used to validate the process and to look closer to this system control methodology.

*Keywords: Liquid level control, State Space, Didactic experiments.*

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	PERSPECTIVA SOBRE O ENSINO DE SISTEMAS DE CONTROLE	1
1.2	ABORDAGENS EXPERIMENTAIS	1
1.2.1	Laboratórios Virtuais	2
1.2.2	Laboratórios remotos	3
1.2.3	Experimentação Presencial	4
1.3	OBJETIVOS	5
<b>2</b>	<b>SISTEMA DE NÍVEL DE LÍQUIDOS</b>	<b>7</b>
2.1	INTRODUÇÃO	7
2.2	DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE TANQUES ACOPLADOS	7
2.3	SENSORES	8
2.4	ATUADORES	9
2.5	MODELAGEM MATEMÁTICA	10
2.5.1	Modelo não-linear	10
2.5.2	Linearização em torno do ponto de operação	12
2.5.3	Representação no Espaço de Estados	13
2.5.4	Relação entre funções de transferência e equações de estados	14
<b>3</b>	<b>MÓDULOS ELETRÔNICOS</b>	<b>16</b>
3.1	INTRODUÇÃO	16
3.2	MÓDULO DE CONTROLE	17
3.2.1	Microcontrolador PIC	18
3.2.2	<i>Timer</i>	19
3.2.3	Conversor A/D	19
3.2.4	Módulo de PWM	20
3.2.5	Módulo USART	21
3.2.6	Pinos para gravação do PIC	23
3.3	MÓDULO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	23
3.3.1	Influência da tensão de <i>off-set</i> e da corrente de polarização	26
3.3.2	Influência da tolerância dos resistores	26
3.3.3	Circuito projetado para o condicionamento dos sinais	28
3.4	MÓDULO DE ACIONAMENTO DOS ATUADORES	29
3.5	MÓDULO DE ALIMENTAÇÃO	31
<b>4</b>	<b>CALIBRAÇÃO</b>	<b>33</b>
4.1	INTRODUÇÃO	33
4.2	REGRESSÃO	33
4.2.1	Regressão Linear	33
4.2.2	Regressão Não-Linear	35
4.2.3	Método de Gauss-Newton ou Regressão Linearizada	35
4.3	CALIBRAÇÃO DOS SENSORES	36
4.4	CALIBRAÇÃO DOS ATUADORES	38
4.5	ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA	42
<b>5</b>	<b>PROJETO DE CONTROLE NO EE</b>	<b>43</b>
5.1	REPRESENTAÇÕES CANÔNICAS NO ESPAÇO DE ESTADOS	43
5.2	CONCEITOS DE CONTROLABILIDADE E OBSERVABILIDADE	44
5.3	CONTROLE ATRAVÉS DO CONTROLADOR-OBSERVADOR	46
<b>6</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>48</b>
6.1	EXPERIMENTOS DIDÁTICOS	48

6.2	ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	50
6.2.1	Comparação de resultados com a simulação.....	50
6.2.2	Teste de repetitividade .....	54
6.2.3	Influência do efeito <i>stick-slip</i> na resposta .....	55
6.2.4	Influência de pólos rápidos do observador.....	55
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>57</b>
7.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	57
7.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	57
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>59</b>
	<b>ANEXO I.....</b>	<b>60</b>
	<b>ANEXO II .....</b>	<b>66</b>
AII.1	Calibração do Atuador .....	66
AII.2	Controlador Tx .....	67
AII.3	Controlador Rx .....	67
AII.4	Calibração do sensor1 .....	67
AII.5	Calibração do sensor2 .....	67
	<b>ANEXO III.....</b>	<b>68</b>
AIII.1	Inicia comunicação.....	68
AIII.2	Finaliza teste.....	68
AIII.3	Configura parâmetros do sistema.....	68
	<b>ANEXO IV .....</b>	<b>70</b>
AIV.1	Placa de controle .....	70
AIV.2	Esquemático da placa de condicionamento dos sensores.....	71
AIV.3	Esquemático da placa de acionamento.....	71
AIV.4	Esquemático da placa de alimentação .....	72
AIV.5	Esquemático do circuito de gravação.....	72
	<b>ANEXO V.....</b>	<b>73</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Laboratório virtual do Grupo Dynamit da Universidade de Bochum.....	2
Figura 1.2 – Laboratório remoto do grupo ACT da Universidade de Siena.....	3
Figura 1.3 – Sistema de nível de líquidos multivariável.....	4
Figura 1.4 – Sistema didático para controle de nível e temperatura do CEFET-RS.....	5
Figura 2.1 – Sistema de tanques acoplados.....	7
Figura 2.2 – Montagem do sensor no sistema.....	8
Figura 2.3 – Moto-bomba DC.....	10
Figura 2.4 – Representação do sistema de nível.....	10
Figura 3.1 – Arquitetura do sistema.....	17
Figura 3.2 – Módulo de Controle.....	18
Figura 3.3 – PIC 18F252.....	18
Figura 3.4 – Diagrama de blocos do módulo de conversão A/D do PIC.....	20
Figura 3.5 – Sinais com Modulação por Largura de Pulso (PWM).....	21
Figura 3.6 – Relação entre tensão e níveis lógicos para os padrões RS232 e TTL.....	22
Figura 3.7 – Placa de gravação do PIC.....	23
Figura 3.8 – Relação entre $V_i$ e $R_i$ do potenciômetro 1.....	24
Figura 3.9 – Amplificador de instrumentação INA126.....	25
Figura 3.10 – Placa do módulo de condicionamento dos sinais.....	28
Figura 3.11 – Circuito de acionamento da Moto-bomba.....	29
Figura 3.12 – Placa de acionamento dos atuadores.....	30
Figura 3.13 – Circuito Regulador de Tensão Variável de Alta Corrente.....	32
Figura 3.14 – Módulo de alimentação.....	32
Figura 4.1 – Calibração do Sensor 1.....	37
Figura 4.2 – Calibração do Sensor 2.....	37
Figura 4.3 – Experimento de calibração do atuador 1.....	39
Figura 4.4 – Experimento de calibração do atuador sem influência do atuador 2.....	40
Figura 4.5 – Curva de calibração – atuador 1.....	41
Figura 4.6 – Curva de calibração – atuador 2.....	41
Figura 4.7 – Limites de vazão em função da altura do tanque 1.....	42
Figura 5.1 – Sistema de controle realimentado por estado observado.....	46
Figura 6.1 – Diagrama de blocos do controlador de estados com observador.....	48
Figura 6.2 – Diagrama de blocos da simulação do sistema de nível de líquidos.....	49
Figura 6.3 – Diagrama de blocos da comunicação entre controlador e sistema didático.....	49
Figura 6.4 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 1.....	51
Figura 6.5 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 1.....	51
Figura 6.6 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 2.....	51
Figura 6.7 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 2.....	52
Figura 6.8 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 3.....	52
Figura 6.9 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 3.....	52
Figura 6.10 – Altura no tanque 1 em 4 experimentos com mesmos parâmetros.....	54
Figura 6.11 – Altura no tanque 2 em 4 experimentos com mesmos parâmetros.....	54
Figura 6.12 – Influência do efeito <i>stick-slip</i> .....	55
Figura 6.13 – Resposta com pólo do observador rápido (Tanque 1).....	55
Figura 6.14 – Resposta com pólo do observador rápido (Tanque 2).....	56
Figura IV.1 – Esquemático da placa de controle montada.....	70
Figura IV.2 – Esquemático da placa de condicionamento dos sensores.....	71
Figura IV.3 – Esquemático da placa de acionamento.....	71
Figura IV.4 – Esquemático da placa de alimentação.....	72
Figura IV.5 – Esquemático do circuito de gravação.....	72

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Variáveis do sistema de nível.....	10
Tabela 3.1 – Mínima e máxima resistências dos potenciômetros.....	23
Tabela 3.2 – Valores aferidos para $V_{in+}$ , $V_{in-}$ e $R_g$ .....	27
Tabela 4.1 – Valor de $S_{y/x}$ em função do sensor e do tipo de regressão.....	38
Tabela 4.2 – Constantes da regressão linearizada dos sensores.....	38
Tabela 4.3 – Parâmetro $k_{12}$ para três configurações da válvula entre tanques.....	42
Tabela 6.1 – Conjuntos de parâmetros para a comparação de resultados.....	50
Tabela 6.2 – Parâmetros $k_{12}$ e $k_2$ recalculados.....	53

# LISTA DE SÍMBOLOS

## Símbolos Latinos

$A_r$	Área da secção transversal dos tanques	[m <sup>2</sup> ]
$h_1$	Nível do tanque 1	[cm]
$h_2$	Nível do tanque 2	[cm]
$\bar{h}_1$	Nível do tanque 1 no ponto de operação	[cm]
$\bar{h}_2$	Nível do tanque 2 no ponto de operação	[cm]
$H$	Altura do potenciômetro	[cm]
$I_{bias}$	Corrente de polarização	[nA]
$k_{12}$	Constante relacionada à válvula entre os tanques	[cm <sup>2.5</sup> /s]
$k_2$	Constante relacionada ao furo no tanque 2	[cm <sup>2.5</sup> /s]
$L$	Comprimento da haste metálica	[cm]
$o$	Pólos do observador	[-]
$p$	Pólos alocados em malha fechada	[-]
$q_i$	Vazão de entrada (Tanque 1)	[cm <sup>3</sup> /s]
$q_o$	Vazão de saída (Tanque 2)	[cm <sup>3</sup> /s]
$q_{12}$	Vazão entre tanques	[cm <sup>3</sup> /s]
$\bar{q}_i$	Vazão de entrada no ponto de operação	[cm <sup>3</sup> /s]
$R$	Resistência	[Ω]
$R_g$	Resistência atrelada ao ganho do amplificador de instrumentação	[Ω]
$R_{lmin}$	Resistência do potenciômetro no nível mínimo	[Ω]
$R_{lmax}$	Resistência do potenciômetro no nível máximo	[Ω]
$T_s$	Tempo de assentamento	[s]
$V_{amp}$	Tensão na saída do amplificador de instrumentação	[V]
$V_{in+}$	Tensão na entrada positiva do amplificador de instrumentação	[V]
$V_{in-}$	Tensão na entrada negativa do amplificador de instrumentação	[V]
$V_o$	Tensão de saída do circuito de condicionamento de sinais	[V]
$V_{os}$	Tensão de <i>off-set</i>	[V]

## Símbolos Gregos

$\theta$	Ângulo de varredura da haste metálica	[rad]
$\zeta$	Coeficiente de amortecimento	[-]

## **Siglas**

ACT	<i>Automatic Control Telelab</i>
CEFET	Centro Federal de Educação Tecnológica
EE	Espaço de Estados
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
GRAV	Grupo de Robótica, Automação e Visão Computacional
LAVSI	Laboratório de Automação, Visão e Sistemas Inteligentes
LEARn	Laboratório de Ensino de Automação Remoto
MOSFET	<i>Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UnB	Universidade de Brasília
USART	<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i>

# 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o contexto em que se insere o ensino prático das técnicas de controle, os tipos de abordagem aplicados à prática laboratorial e especifica os objetivos traçados para o projeto.

## 1.1 PERSPECTIVA SOBRE O ENSINO DE SISTEMAS DE CONTROLE

Analisando as técnicas de ensino na área de engenharia, percebe-se claramente a necessidade de abordar e estimular tanto o conhecimento teórico como a prática experimental, porém, não desconsiderando a interdependência entre ambos. Tendo em vista os princípios convencionais de educação, a base teórica é implementada através de aulas conceituais, leitura e exercícios de livros texto, enquanto a etapa experimental é abordada por cursos laboratoriais que geralmente necessitam de enorme quantidade de recursos [1].

Esta última observação reflete bem o problema enfrentado por diversos cursos de engenharia, em destaque as áreas envolvidas em controle de sistemas, isto porque os fenômenos e as idéias abordados nessas áreas possuem características complexas e não são facilmente demonstradas experimentalmente, sem levar em conta a limitação com o espaço físico destinado ao experimento e o intenso consumo de recursos. Devido a estas restrições nas instalações dos laboratórios e no pessoal responsável por sua manutenção, a tarefa de proporcionar a todos a oportunidade e a liberdade para desenvolver habilidades práticas torna-se muito complicada. Contudo, a importância dos experimentos dos laboratórios não deve ser de modo algum desprezada, já que uma das metas principais no ensino da engenharia de controle é aplicar as técnicas assimiladas teoricamente e observar os benefícios e as possíveis limitações destas em sistemas reais [2].

## 1.2 ABORDAGENS EXPERIMENTAIS

Há três abordagens atualmente para o ensino prático na área de Controle: a experimentação presencial, os laboratórios virtuais e os laboratórios remotos. A primeira baseia-se na realização de experimentos realizados nos quais os alunos projetam dispositivos para aplicarem em sistemas físicos as técnicas de controle assimiladas na teoria. Já os laboratórios virtuais envolvem a utilização, via Internet, de programas computacionais que simulam o comportamento de modelos físicos. Por último, os laboratórios remotos têm como foco o desenvolvimento de interfaces que possibilitam os estudantes atuarem nos processos físicos remotamente. A seguir encontram-se as características de cada abordagem.

## 1.2.1 Laboratórios Virtuais

Os laboratórios virtuais têm como princípio a simulação de sistemas reais e a animação de experimentos em um ambiente de alta interatividade [1]. Os estudantes geralmente conectam-se através de um cliente remoto ao servidor do laboratório virtual, escolhem o experimento, mudam alguns parâmetros e executam a simulação. Então, os resultados obtidos podem ser acompanhados utilizando-se alguma interface gráfica ou mesmo baixando os dados armazenados no servidor em algum tipo de formato [3]. A Figura 1.1 traz um exemplo de um laboratório virtual descrito em [1].

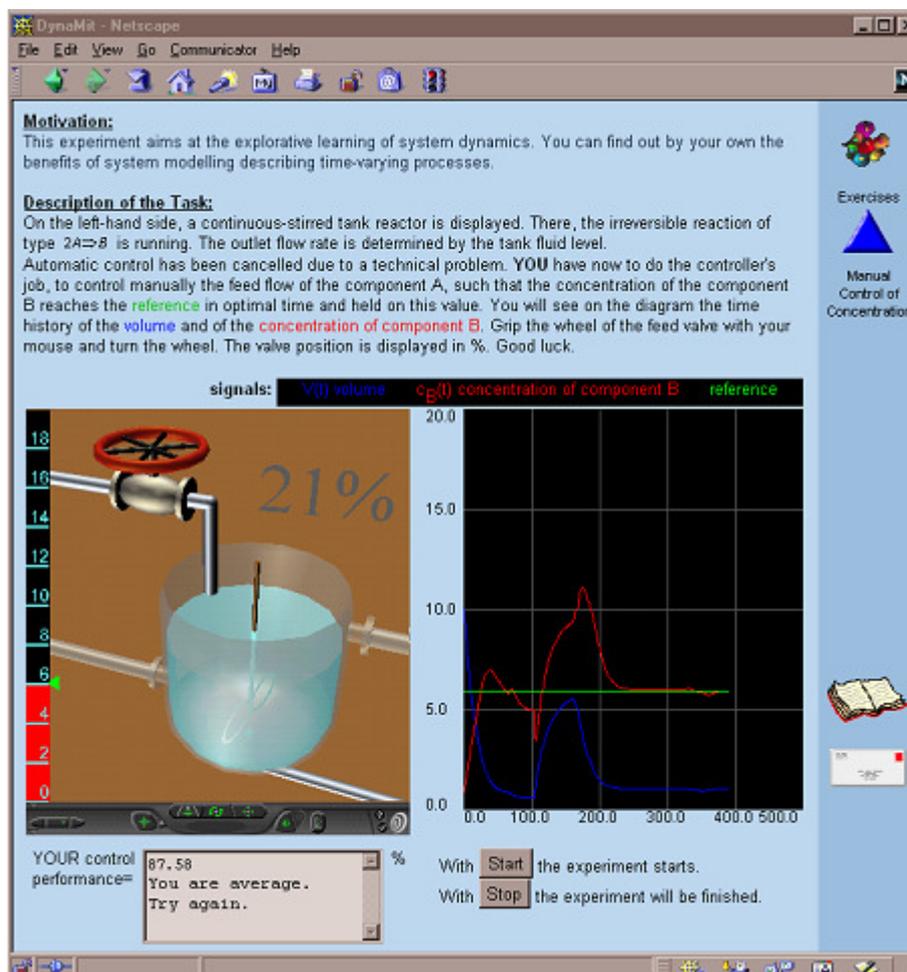


Figura 1.1 - Laboratório virtual do grupo DynaMit da Universidade de Bochum.

Os laboratórios virtuais são muito úteis na assimilação dos conceitos teóricos, porém, como são baseados estritamente em simulações computacionais, não correspondem a um modelo fiel dos efeitos físicos do processo; demonstram apenas representações idealizadas. Para um bom esquema educacional, os estudantes precisam enfrentar situações envolvendo sinais reais e necessitam obter experiência para tratarem de ruídos e características não-lineares presentes em sistemas típicos.

## 1.2.2 Laboratórios remotos

Diante do rápido progresso das ferramentas disponíveis para o uso de recursos via Internet e o crescimento contínuo do número de usuários, várias instituições educacionais estimularam o desenvolvimento dos chamados laboratórios remotos [3]. Eles permitem que os professores sintam-se motivados para estruturar os cursos de controle de tal forma a destacar assuntos teóricos sem negligenciar as aulas práticas.

Tratam-se de laboratórios onde os estudantes podem interagir com experimentos reais via Internet. Normalmente, são disponibilizadas interfaces *web* amigáveis aos alunos, permitindo que eles alterem vários parâmetros de controle, para assim, executarem o experimento, observarem os resultados alcançados e baixarem os dados obtidos. Como forma de exemplificar o aspecto geral dos laboratórios remotos, a Fig. 1.2 traz um dos experimentos desenvolvidos em [3].

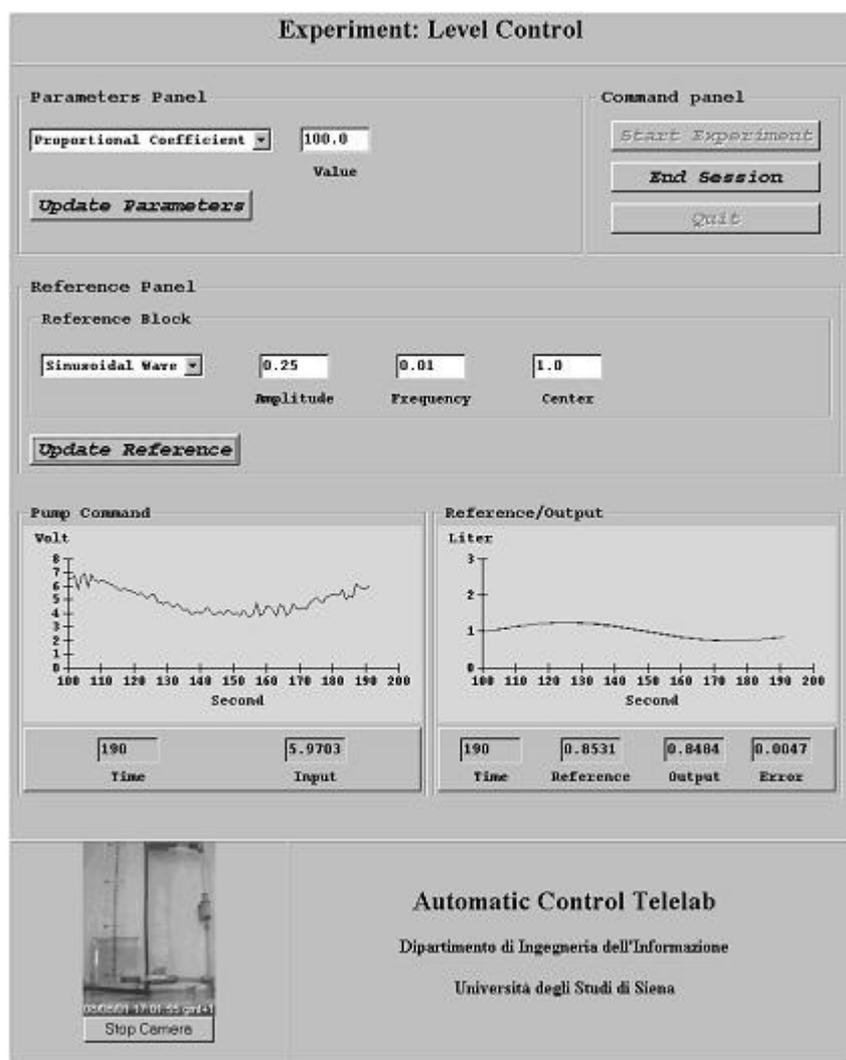


Figura 1.2 - Laboratório remoto do grupo ACT da Universidade de Siena.

A própria Universidade de Brasília, por intermédio do grupo de pesquisa GRAV (Grupo de Robótica, Automação e Visão Computacional) vinculado ao Departamento de Engenharia Elétrica, já desenvolveu projetos visando estimular o ensino laboratorial remoto. Neste sentido foi criado o LEARN (Laboratório de Ensino de Automação Remoto), tendo como principal meta o desenvolvimento de experimentos remotos com intuito de auxiliar a formação acadêmica na instituição, em destaque as aulas práticas nas disciplinas de controle e automação dos cursos de Engenharia Elétrica e Engenharia Mecatrônica. A Fig. 1.3 traz o experimento pioneiro desenvolvido: o sistema de experimentação remota configurável de controle de nível de líquidos multivariável [4].

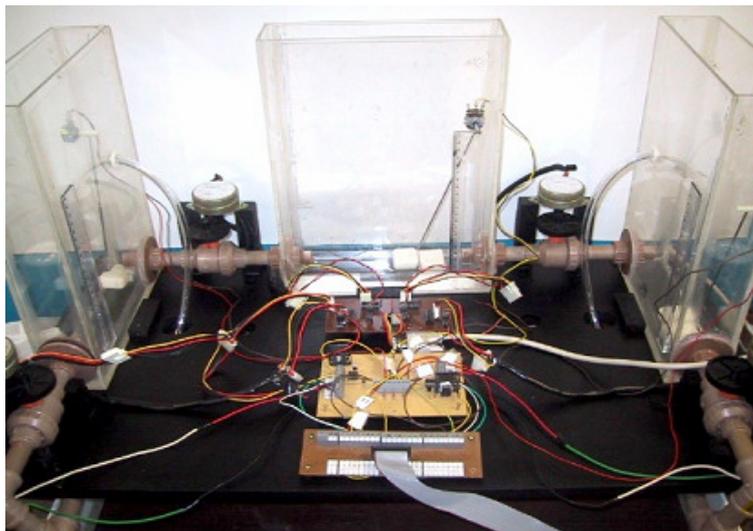


Figura 1.3 - Sistema de nível de líquidos multivariável.

O compartilhamento de recursos observado neste tipo de abordagem não só reduz consideravelmente o custo do experimento por estudante, ele faz com que haja uma maior flexibilidade para a realização do laboratório, pois o mesmo fica disponível em tempo integral para qualquer pessoa interessada em acessá-lo pela Internet, e colabora para o uso sustentável do espaço físico da instituição.

### 1.2.3 Experimentação Presencial

Percebe-se, atualmente, uma tendência das instituições educacionais de estimularem projetos relacionados à experimentação remota [2]-[4]. Isto ocorre, principalmente, por algumas dificuldades associadas à realização de laboratórios presenciais, entre elas o problema em obter horários flexíveis para a execução dos experimentos; a limitação do espaço físico destinado aos mesmos, já que o laboratório deverá acomodar um número razoável de alunos, e o intenso consumo de recursos, pois mais kits desenvolvidos para a prática laboratorial acarretarão em maiores gastos com a manutenção dos dispositivos.

Contudo, a experimentação presencial garante aos alunos interagirem diretamente com sistemas reais e adquirirem uma valiosa visão prática destes sistemas. Assim, ela não deve

ser de forma alguma descartada, pois proporciona algumas vantagens interessantes, como um maior contato dos alunos com os processos físicos estudados; facilidade na interação dos estudantes com o professor, possibilitando-o esclarecer dúvidas sobre as funcionalidades do equipamento, e o desenvolvimento de habilidades relacionadas ao trabalho em equipe.

A Figura 1.4 traz como exemplo, o sistema didático para controle de nível e temperatura projetado pelo Centro Federal de Educação Tecnológica (CEFET-RS) localizado em Pelotas [5].



Figura 1.4 – Sistema didático para controle de nível e temperatura do CEFET-RS.

### 1.3 OBJETIVOS

O intuito deste projeto é, através da estrutura montada em [6], restabelecer o funcionamento do sistema de nível de líquidos a fim de utilizá-lo no laboratório de controle, através de experimentos presenciais, acrescentando melhorias ao longo do processo.

Uma das melhorias propostas neste projeto é a divisão da eletrônica em módulos. Desta forma, o sistema se torna mais flexível, facilitando alterações futuras e a manutenção dos módulos.

Ao avaliar os resultados obtidos em trabalhos desenvolvidos anteriormente, foi possível perceber que havia interferências que prejudicavam os resultados dos experimentos. Desta forma, este trabalho tem como objetivo enfatizar o estudo dos componentes que atuam no sistema de nível de líquidos. Neste contexto se insere:

- Obter parâmetros representativos como resultado da calibração dos sensores.
- Analisar a influência da altura do nível de líquido na vazão dos atuadores, a fim de compensá-la na calibração.

A abordagem definida para a realização de experimentos de controle será a representação do sistema no espaço de estados. Para realizar o controle foi escolhida a técnica de alocação de pólos, feita através de um controlador de estados com observador de ordem plena.

## 2 SISTEMA DE NÍVEL DE LÍQUIDOS

Este capítulo contém a descrição do sistema de tanques acoplados, além de detalhes sobre a escolha dos sensores e atuadores utilizados no projeto. A última seção deste capítulo trata sobre a modelagem matemática do sistema de nível de líquidos, trazendo o desenvolvimento para linearizar o sistema em torno do ponto de operação e fazendo a representação do sistema no Espaço de Estados.

### 2.1 INTRODUÇÃO

Sistemas de nível de líquidos têm destaque em diversos ramos da atividade industrial, dentre eles o da petroquímica, nuclear e de celulose. Neste contexto, um dos controles com maior importância nas unidades industriais é o dos níveis. Estes controles são responsáveis pelos “balanços de massa” das Plantas. Isto é, para manter um nível de um tanque ou vaso constante é necessário que a vazão mássica de entrada seja igual à de saída [7].

### 2.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE TANQUES ACOPLADOS

O aparato experimental desenvolvido para a representação do sistema de nível baseia-se no sistema de tanques acoplados elaborado em [6]. Esse kit consiste basicamente em dois tanques de acrílico com dimensões de 6,0 x 25,4 x 22,0 cm e um reservatório de mesmo material com capacidade para aproximadamente 7 litros. A Figura 2.1 traz uma foto do sistema utilizado.

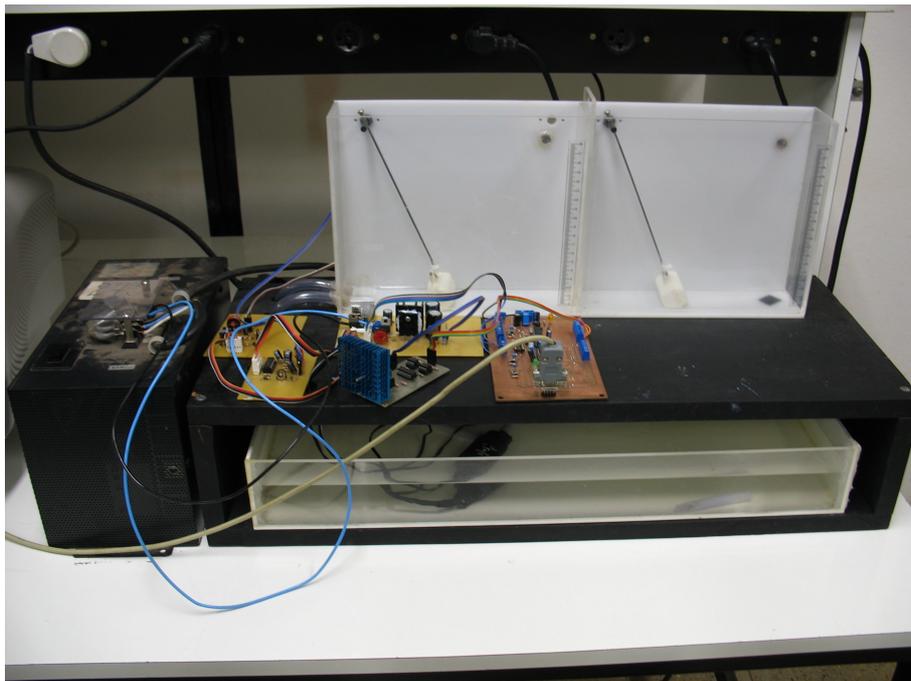


Figura 2.1 – Sistema de tanques acoplados.

A chapa de acrílico que separa os dois tanques possui uma ranhura de 2 mm de espessura. Em conjunto com outra chapa vertical deslizante, ela funciona como uma válvula entre os tanques que dificulta a perda de carga e simplifica o modelo matemático.

O primeiro tanque possui dois furos para conectar os atuadores do sistema. Já no segundo tanque há um furo de 6 mm de diâmetro, que funciona como uma válvula fixa de saída. Foram acrescentados nos dois tanques um furo na parte superior, a fim de criar uma saturação de altura, de modo que a água escape por este duto caso o nível chegue a este limite.

Sensores de altura são instalados em cada um dos tanques, enquanto os atuadores (moto-bombas) são mergulhados dentro do reservatório de água. Detalhes sobre as escolhas dos sensores e atuadores serão dadas nas próximas seções.

## 2.3 SENSORES

Os sensores utilizados no projeto foram potenciômetros lineares rotativos com resistência nominal de  $1k\Omega$ , os mesmos já utilizados no sistema de nível em [6]. Cada potenciômetro possui uma haste metálica que o liga a uma pequena bóia de tanque de combustível, permitindo, assim, alterações no valor de resistência à medida que se modifique a altura da coluna de água. Todo o conjunto pode ser observado na Fig. 2.2.

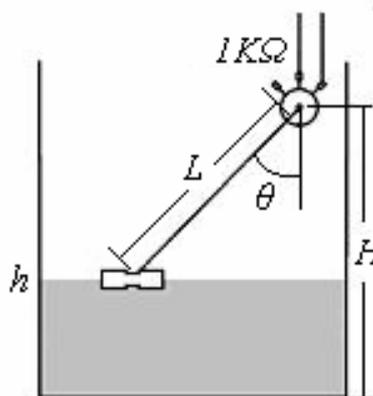


Figura 2.2 – Montagem do sensor no sistema.

Tendo em vista que a resistência ( $R$ ) em potenciômetros rotativos é diretamente proporcional ao ângulo de entrada ( $\theta$ ), é possível determinar uma relação entre esta mesma resistência ( $R$ ) e a altura dos níveis ( $h$ ). Observe o raciocínio a seguir:

$$\cos \theta = \frac{H-h}{L} \Leftrightarrow \theta = \cos^{-1}\left(\frac{H-h}{L}\right)$$

$$R \propto \theta \Leftrightarrow R \propto \cos^{-1}\left(\frac{H-h}{L}\right)$$

$$\therefore R = A \cos^{-1} \left( \frac{H - h}{L} \right) \quad (2.1)$$

onde  $H$  é a altura do potenciômetro,  $L$  é o comprimento da haste metálica e  $A$  é a constante de proporcionalidade..

Um problema observado ao utilizar o potenciômetro como sensor é o efeito *stick-slip*, e pode ser explicado por seu atrito interno. Quando o nível de líquido está parado e começa a variar, o potenciômetro não responde imediatamente, esperando receber energia suficiente para romper o atrito estático entre o contato deslizante e o carvão da resistência. E quando isso ocorre, a resistência dá um salto, pois o atrito passa a ser dinâmico e a energia acumulada enquanto estava estático ainda não foi liberada. Em baixas velocidades de rotação o potenciômetro também experimenta este fenômeno, uma vez que o atrito faz com que em alguns momentos o potenciômetro “cole”, sendo necessário romper também o atrito estático para voltar a variar. A consequência do efeito *stick-slip* será explicitada na seção 6.2.

## 2.4 ATUADORES

Em [6] sugere-se a adoção de bombas de aquário como atuadores do sistema, eliminando-se assim os incômodos gerados pelo ruído associado ao funcionamento de moto-bombas DC e pela constante queima das mesmas. Porém, no trabalho discutido em [8], há um estudo sobre a viabilidade dessas bombas de aquário. Como se tratam de motores AC, a grandeza relacionada à variação da vazão seria a frequência da alimentação, mas, os testes realizados para determinar o intervalo de frequências, ao qual o motor do aquário responderia, indicaram uma faixa muito estreita para os propósitos deste projeto.

Sendo assim, optou-se por manter as moto-bombas DC proporcionais como atuadores do processo (Fig. 2.3). Elas são encontradas no mecanismo responsável pela limpeza de pára-brisas em automóveis, tendo, portanto, grande oferta no mercado a preços acessíveis. A tensão de operação pode variar entre 0 e 12 V, com uma solicitação de corrente de aproximadamente 3,5 A no máximo valor de voltagem. Esta característica exige a elaboração de um circuito que forneça índices razoáveis de corrente para os atuadores.

O processo físico relativo à operação das moto-bombas DC pode ser simplificado descrito como um modelo de primeira ordem do tipo passa-baixas. Portanto, as componentes de alta frequência da tensão de entrada serão atenuadas, fazendo com que os atuadores respondam apenas ao valor médio do sinal aplicado. Esta propriedade é de extrema importância para o contexto do projeto, já que possibilita a utilização de módulos PWM existentes em vários microcontroladores para o acionamento das bombas.



Figura 2.3 – Moto-bomba DC.

## 2.5 MODELAGEM MATEMÁTICA

O objetivo desta seção é apresentar um modelo matemático que descreva satisfatoriamente o sistema de nível de líquidos, demonstrando os passos e as considerações feitos para a obtenção de sua representação no Espaço de Estados.

### 2.5.1 Modelo não-linear

O sistema e suas variáveis estão representados na Fig. 2.4 [6], com as variáveis definidas na Tab. 2.1.

Tabela 2.1 – Variáveis do sistema de nível.

	O que a variável representa	Unidade
$q_i$	Vazão de entrada do sistema, no tanque 1	$\text{cm}^3/\text{s}$
$q_o$	Vazão de saída do sistema, no tanque 2	$\text{cm}^3/\text{s}$
$q_{12}$	Vazão entre tanque 1 e tanque 2	$\text{cm}^3/\text{s}$
$h_1$	Altura do tanque 1	cm
$h_2$	Altura do tanque 2	cm
$A_r$	Área da seção transversal dos tanques (têm mesma área)	$\text{cm}^2$

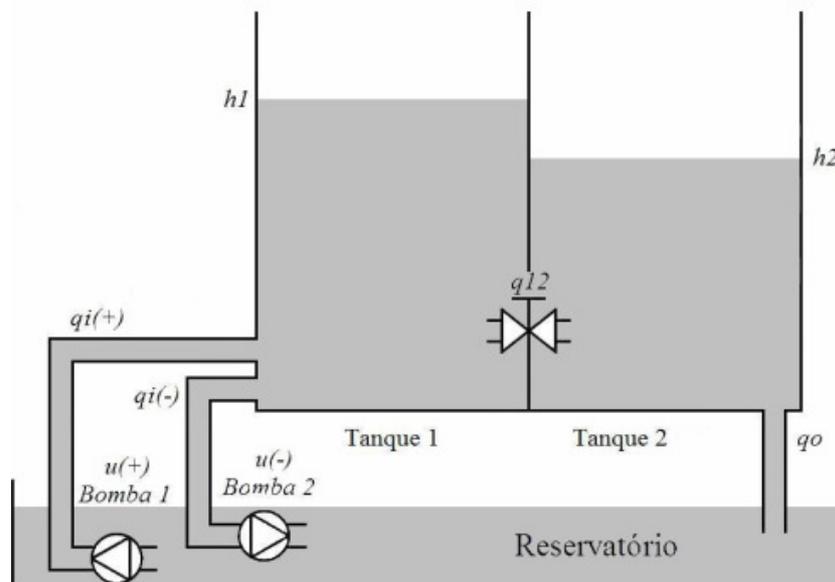


Figura 2.4 – Representação do sistema de nível [6].

Visando facilitar a obtenção das relações que governam o processo em questão, mas sem distanciar muito da realidade o modelo proposto, algumas hipóteses foram assumidas:

1. O fluido (água) é incompressível e homogêneo;
2. A perda de carga nos dutos que transportam a água pode ser desconsiderada;
3. A área da secção transversal dos tanques permanece constante ao longo dos níveis;
4. Os atuadores e sensores comportam-se como sistemas de ordem zero. Ou seja, a dinâmica deles é muito mais veloz que a dinâmica dos tanques.

De posse destas considerações e ressaltando o balanço de massa do sistema, pode-se dizer que a variação de volume de um tanque em certo intervalo de tempo é igual à soma das vazões de entrada menos as vazões de saída [8]. Logo matematicamente:

$$\frac{dV}{dt} = A_r \frac{dh}{dt} = \sum q_i - \sum q_o \quad (2.2)$$

onde  $V$  é o volume do tanque em questão [ $\text{cm}^3$ ],  $A_r$  é a área da sua secção transversal [ $\text{cm}^2$ ],  $h$  é a altura da coluna de água [ $\text{cm}$ ],  $q_i$  representa as vazões de entrada [ $\text{cm}^3/\text{s}$ ] e  $q_o$  as vazões de saída do líquido [ $\text{cm}^3/\text{s}$ ].

Aplicando a Eq. 2.2 no sistema representado pela Fig. 2.4, serão encontradas as seguintes relações:

$$A_r \frac{dh_1}{dt} = q_i - \text{sign}(h_1 - h_2)q_{12} \quad (2.3)$$

$$A_r \frac{dh_2}{dt} = \text{sign}(h_1 - h_2)q_{12} - q_o \quad (2.4)$$

A função  $\text{sign}(x)$  é descrita nas Equações 2.3 e 2.4 para determinar o sentido do fluxo de água entre os tanques. Caso a altura do tanque 1 seja maior que a do tanque 2, haverá fluxo de água de 1 para 2. Já o inverso ocorrerá se a altura do tanque 1 for menor. Diante desta situação, a função é definida como:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} -1, & \text{se } x < 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \\ 1, & \text{se } x > 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Considerando a equação de Bernoulli, é possível relacionar a altura ( $h$ ) de determinado tanque com sua vazão ( $q$ ) de saída instantânea [9]:

$$q = k\sqrt{h} \quad (2.6)$$

Há, portanto, um claro comportamento não-linear entre a vazão de saída e a altura do tanque. Outra importante observação em torno da Eq. 2.6 é que a constante  $k$  [ $\text{cm}^{2.5}/\text{s}$ ]

depende de vários fatores, entre eles a aceleração da gravidade, a válvula de restrição entre tanques e as dimensões dos furos.

Para o sistema de nível de líquidos (Fig. 2.4), a Eq. 2.6 produz, conseqüentemente, as relações:

$$q_{12} = k_{12} \sqrt{|h_1 - h_2|} \quad (2.7)$$

$$q_o = k_2 \sqrt{h_2} \quad (2.8)$$

Substituindo nas Equações 2.3 e 2.4 as expressões encontradas para as vazões  $q_{12}$  e  $q_o$ , obtém-se o modelo matemático para o sistema de nível de líquidos:

$$A_r \frac{dh_1}{dt} = q_i - \text{sign}(h_1 - h_2) k_{12} \sqrt{|h_1 - h_2|} \quad (2.9)$$

$$A_r \frac{dh_2}{dt} = \text{sign}(h_1 - h_2) k_{12} \sqrt{|h_1 - h_2|} - k_2 \sqrt{h_2} \quad (2.10)$$

## 2.5.2 Linearização em torno do ponto de operação

Na engenharia de controle, é possível aproximar o sistema não-linear por um sistema linear, desde que se opere em torno de um ponto de equilíbrio e que os sinais envolvidos sejam pequenos em relação a este ponto de operação.

Em [9], o método empregado para o processo de linearização envolve o desenvolvimento da função não-linear em uma série de Taylor, de forma que os termos de ordem mais elevadas possam ser desprezados devido à aplicação de pequenos sinais em torno do equilíbrio. Considere a função não-linear  $y(t)$  cujas variáveis são  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ , ...,  $x_n(t)$ , ou seja,  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ . Expandindo esta função  $y$  em uma série de Taylor em torno do ponto de operação  $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n$ , encontra-se:

$$y - \bar{y} = P_1(x_1 - \bar{x}_1) + P_2(x_2 - \bar{x}_2) + \dots + P_n(x_n - \bar{x}_n) \quad (2.11)$$

Onde,

$$\bar{y} = f(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} P_1 &= \left. \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2, \dots, x_n=\bar{x}_n} \\ P_2 &= \left. \frac{\partial f}{\partial x_2} \right|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2, \dots, x_n=\bar{x}_n} \\ &\vdots \\ P_n &= \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{x_1=\bar{x}_1, x_2=\bar{x}_2, \dots, x_n=\bar{x}_n} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Para o modelo não-linear do sistema de nível (Equações 2.9 a 2.10), considerando-se que a altura  $h_1$  sempre será maior que altura  $h_2$ , serão realizadas as seguintes simplificações:

$$A_r \frac{dh_1}{dt} = q_i - k_{12} \sqrt{h_1 - h_2} \quad (2.14)$$

$$A_r \frac{dh_2}{dt} = k_{12} \sqrt{h_1 - h_2} - k_2 \sqrt{h_2} \quad (2.15)$$

Analisando as Equações 2.14 e 2.15, chega-se a conclusão de que para se obter a linearização do sistema de tanques acoplados em torno do ponto de operação  $(\bar{h}_1, \bar{h}_2)$ , deve-se aplicar as Equações 2.11 a 2.13 nas funções não-lineares  $y = \sqrt{h_1 - h_2}$  e  $z = \sqrt{h_2}$ . O resultado obtido neste processo está descrito logo a seguir:

$$\frac{d(\delta h_1)}{dt} = -a \delta h_1 + a \delta h_2 + \frac{\delta q_i}{A_r} \quad (2.16)$$

$$\frac{d(\delta h_2)}{dt} = a \delta h_1 - (a + b) \delta h_2 \quad (2.17)$$

onde,

$$a = \frac{k_{12}}{2A_r \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}} \quad (2.18)$$

$$b = \frac{k_2}{2A_r \sqrt{\bar{h}_2}} \quad (2.19)$$

$$\delta h_1 = h_1 - \bar{h}_1 \quad (2.20)$$

$$\delta h_2 = h_2 - \bar{h}_2 \quad (2.21)$$

$$\delta q_i = q_i - \bar{q}_i \quad (2.22)$$

sendo que,  $\bar{q}_i$  é a vazão no ponto de operação [cm<sup>3</sup>/s] dada pela fórmula:

$$\bar{q}_i = k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} = k_2 \sqrt{\bar{h}_2} \quad (2.23)$$

### 2.5.3 Representação no Espaço de Estados

Um sistema linear invariante no tempo apresenta o seguinte modelo no Espaço de Estados [9]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}\end{aligned}\tag{2.24}$$

sendo que  $\mathbf{A}$  é chamada de matriz de estado,  $\mathbf{B}$  de matriz de entrada,  $\mathbf{C}$  de matriz de saída e  $\mathbf{D}$  de matriz de transmissão direta. Vale lembrar que as matrizes descritas anteriormente são definidas pela escolha do conjunto de variáveis de estado que irão representar o sistema.

Tendo em vista as Equações 2.16 e 2.17 obtidas através da linearização do sistema de nível de líquidos em torno do ponto de operação  $(\overline{h_1}, \overline{h_2})$ , pode-se determinar a seguinte representação no Espaço de Estados tendo como objetivo avaliar a altura do tanque 1 ou a altura do tanque 2:

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta h_1} \\ \dot{\delta h_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & a \\ a & -(a+b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta h_1 \\ \delta h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/A_r \\ 0 \end{bmatrix} \delta q_i\tag{2.25}$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta h_1 \\ \delta h_2 \end{bmatrix}\tag{2.26}$$

$$y_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta h_1 \\ \delta h_2 \end{bmatrix}\tag{2.27}$$

#### 2.5.4 Relação entre funções de transferência e equações de estados

Será apresentada uma análise desenvolvida em [9] para obterem-se funções de transferência de sistemas com entrada e saída únicas a partir das equações no Espaço de Estados.

Considere o sistema cuja função de transferência seja dada por:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)\tag{2.28}$$

Definindo um conjunto de variáveis de estado, é possível modelar este sistema conforme a representação fornecida na Eq. 2.24. As observações que podem ser feitas é que, como o sistema possui entrada e saída únicas, os vetores  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{y}$  serão na verdade escalares, fato que se estende à matriz de transmissão  $\mathbf{D}$ . Tendo em vista estas observações, através da aplicação da Transformada de Laplace na representação dada pela Eq. 2.24 e assumindo condições iniciais nulas para o vetor de estado  $\mathbf{x}(0)$ , é possível encontrar a seguinte relação para  $G(s)$ :

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + D = \frac{Q(s)}{|s\mathbf{I} - \mathbf{A}|}\tag{2.29}$$

onde  $Q(s)$  é um polinômio em  $s$  e os autovalores da matriz  $A$  são idênticos aos pólos de  $G(s)$ , caso não haja cancelamento de pólos com zeros.

Aplicando a Eq. 2.29 nos sistemas representados pelas Equações 2.25 a 2.27, serão encontradas as funções de transferência a seguir:

$$\frac{\delta H_1(s)}{\delta Q_i(s)} = \frac{(1/A_r)s + (a+b)/A_r}{s^2 + (2a+b)s + ab} \quad (2.30)$$

$$\frac{\delta H_2(s)}{\delta Q_i(s)} = \frac{a/A_r}{s^2 + (2a+b)s + ab} \quad (2.31)$$

## 3 MÓDULOS ELETRÔNICOS

Neste capítulo será detalhada a arquitetura do sistema, que define os componentes da solução proposta. Nas seções seguintes são dados maiores detalhes sobre o funcionamento dos seguintes módulos eletrônicos:

- Módulo de controle.
- Módulo de condicionamento de sinais.
- Módulo de acionamento dos atuadores.
- Módulo de alimentação.

### 3.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi feita a descrição dos sensores e atuadores, os quais são os dispositivos que interagem diretamente com o sistema de nível de Líquidos. Porém é necessário algum dispositivo para fazer a leitura dos sensores e comandar os atuadores. Neste contexto aparecem os módulos eletrônicos, com o objetivo de criar o suporte para o controlador agir sobre o sistema.

A solução proposta para o sistema consiste em programar o controlador a partir de um computador. Essa escolha se deve pelo fato de computadores terem capacidade de processamento muito maior que microcontroladores, além de recursos para implementar o controlador e receber a resposta do sistema em tempo real.

Os atuadores serão alimentados por uma placa de acionamento. Já os sinais dos sensores serão processados por placas de condicionamento de sinal. Para fazer a interface entre sensores, atuadores e o controlador, será projetada uma placa de controle, que utilizará a porta serial do computador para realizar a comunicação de dados. A Figura 3.1 mostra como os módulos do sistema interagem entre si.

Para a elaboração de um projeto mais confiável, os módulos eletrônicos foram desenvolvidos em placas de circuito impresso. Esta medida foi adotada com o intuito de flexibilizar o sistema construído, permitindo, assim, possíveis atualizações de blocos funcionais sem, no entanto, ter a necessidade de alterar todo o projeto. Estas placas confeccionadas possibilitam facilidades nas etapas de soldagem dos vários componentes utilizados e na realização de manutenção dos módulos. Permitem, também, uma melhor visualização das funções desempenhadas pelo circuito.

As seções a seguir tratam das características dos módulos eletrônicos empregados, bem como suas funcionalidades.

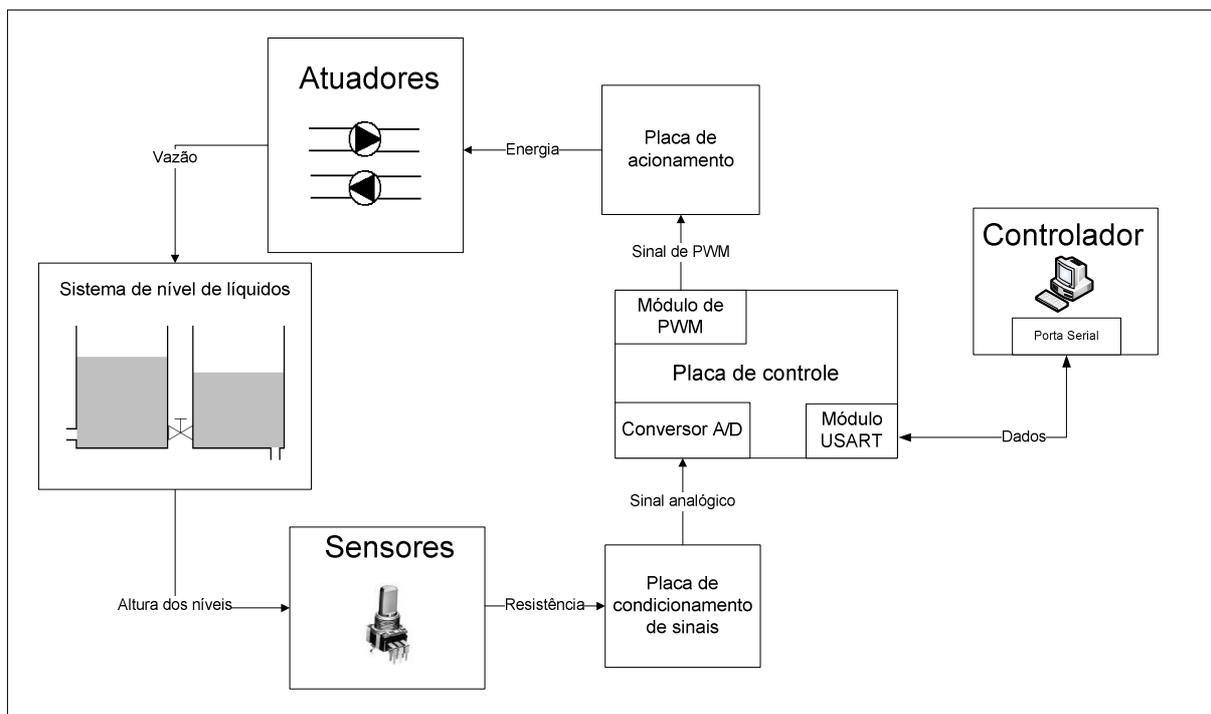


Figura 3.1 – Arquitetura do sistema.

### 3.2 MÓDULO DE CONTROLE

O intuito no projeto do módulo de controle envolve a realização de uma interface entre o dispositivo controlador e os elementos sensores e atuadores do processo, mesmo que para isto, sejam necessários outros módulos indiretos, conforme ilustra a Fig. 3.1. Necessita-se, portanto, de um circuito capaz de desenvolver as seguintes operações:

1. Conversão dos sinais analógicos em digitais, possibilitando processamento posterior dos dados;
2. Geração de sinal com modulação por largura de pulso (PWM), facilitando assim o acionamento das moto-bombas;
3. Comunicação serial com o controlador.

Pesquisando trabalhos anteriores, chegou-se a conclusão de que a adaptação do módulo de controle projetado em [8] constituiria uma boa solução, visto que o circuito mostrou-se bastante eficaz para a realização das operações descritas anteriormente. O circuito adaptado à realidade deste processo de nível encontra-se na Fig. IV.1 da seção de Anexos. Já a Figura 3.2 logo a seguir, traz uma foto do módulo implementado.

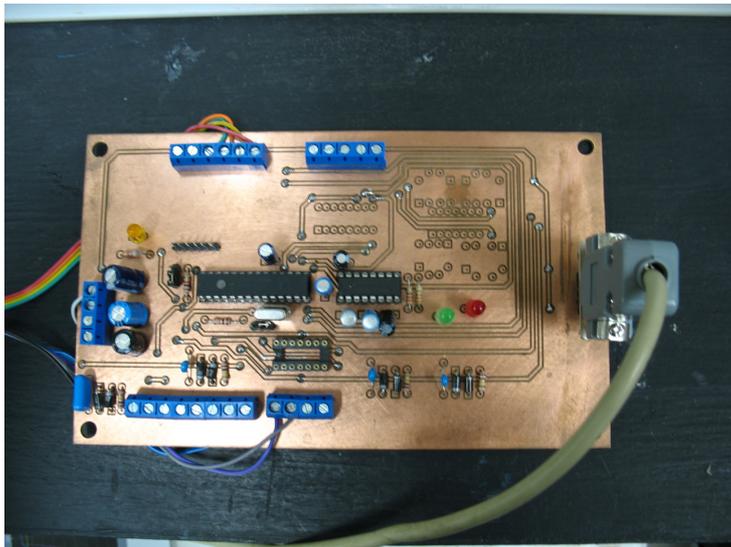


Figura 3.2 – Módulo de controle.

### 3.2.1 Microcontrolador PIC

Observando a Fig. IV.1 da seção de Anexos, nota-se que o dispositivo central contido na placa de controle é o microcontrolador PIC 18F252 da Microchip. Isto porque, como será demonstrado posteriormente, neste microcontrolador há módulos internos que facilitam as funções requisitadas ao módulo de controle. A Figura 3.3 mostra sua pinagem.

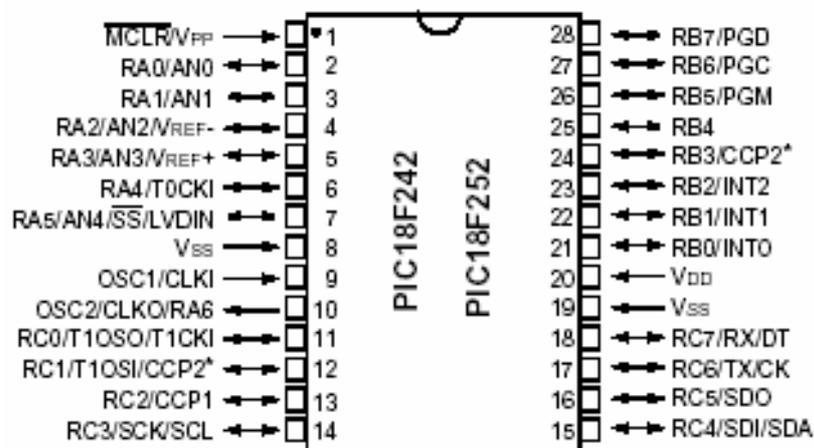


Figura 3.3 – PIC 18F252.

Entre as principais características do PIC 18F252 [10], está a capacidade de processamento de até 10 MIPS (milhões de instruções por segundo) com um *clock* de até 40MHz, sendo que para tanto há a necessidade de um oscilador externo. Além disso, possui 1536 bytes de memória RAM: memória volátil e de alta velocidade que é utilizada para armazenar variáveis geradas durante a execução do programa. Conta ainda com 32 kbytes de memória FLASH, memória esta não volátil, porém mais lenta que a memória RAM, sendo empregada para armazenar as instruções do programa.

As operações realizadas pelo PIC são seqüenciais, instrução por instrução, podendo ser programado em linguagem de baixo nível (assembly). Contudo, existem *softwares* que dão a

opção de se programar em linguagem de alto nível, cabendo ao compilador a geração do código de máquina. Neste projeto utilizaremos o *software* Icprog, que nos dá a possibilidade de programá-lo na linguagem C, possuindo vários comandos de alto nível que facilitam na implementação do código.

Uma situação interessante é que microcontroladores como o utilizado neste projeto, usualmente deparam-se com situações em que surgem eventos assíncronos os quais necessitam definir prioridade de execução sobre as instruções que estão na fila para serem processadas. Neste contexto, as interrupções surgem como solução para este conflito. Interrupções são processos disparados por certas condições, que quando acionadas, desviam o fluxo do programa para as instruções referentes à interrupção. Ao término destas instruções, o processador volta a executar os comandos a partir do ponto em que estava anteriormente.

Quando duas interrupções ocorrem simultaneamente, é necessário definir qual interrupção tem prioridade, de modo que o processador saiba quais instruções executar primeiro. Estas prioridades podem ser definidas pelo projetista ou já estarem pré-definidas pelo microcontrolador. Assim, a utilização de interrupções melhora o desempenho do sistema ao dar prioridade a eventos que têm prazo menor para serem finalizados. Neste projeto, foram utilizados dois tipos de interrupção: interrupção de timer e interrupção do módulo USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*). Mais detalhes sobre o funcionamento destas interrupções serão dados em seções posteriores.

### **3.2.2 Timer**

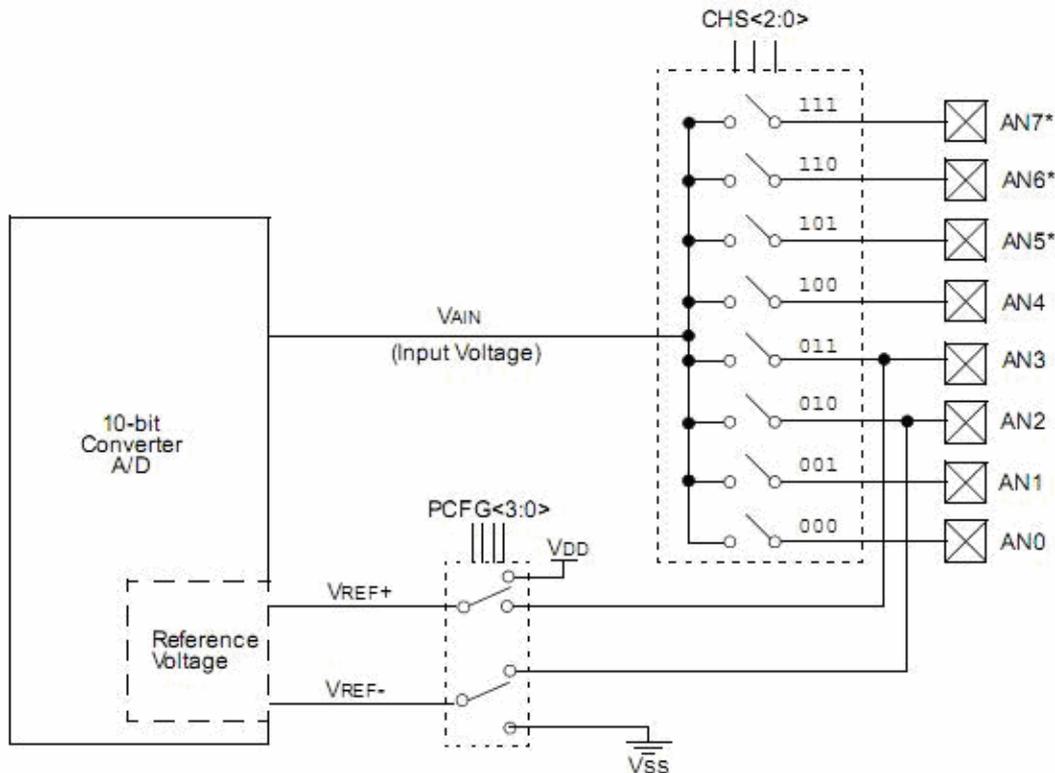
Para fins de sincronização de processos e minimização de perda de dados durante a comunicação, é interessante que a taxa de envio e recepção dos dados entre o microcontrolador e o PC sejam constantes e de igual valor. Neste projeto o microcontrolador será o dispositivo responsável por fazer este gerenciamento, através de um *timer*.

Desta forma, a interrupção de um *timer* será utilizada de forma que comandos dentro desta interrupção sejam executados a uma taxa constante e conhecida. Para mais detalhes, no Anexo III.1 está contido o código com o ajuste deste tempo. Dentro desta interrupção serão feitas as leituras dos sinais analógicos dos sensores e o envio destes dados para o PC pelo módulo USART.

### **3.2.3 Conversor A/D**

É exatamente este módulo interno do microcontrolador que irá realizar a operação de captação dos sinais analógicos dos sensores e conversão em sinais digitais para serem processados pelo microcontrolador.

O PIC 18F252 possui um conversor A/D com resolução de 10 bits e cinco entradas analógicas multiplexadas que compartilham este mesmo conversor, como ilustra a Fig. 3.4. Portanto, só é possível fazer a leitura de uma porta analógica simultaneamente, sendo necessário selecionar por *software* a porta a utilizar o conversor A/D.



\* These channels are implemented only on the PIC18F4X2 devices.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos do módulo de conversão A/D do PIC.

### 3.2.4 Módulo de PWM

PWM é a abreviatura para modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*). Este sinal consiste de uma onda quadrada com frequência constante e largura de pulso variável. A porcentagem do tempo em que o sinal permanece como nível lógico 1 durante um ciclo é chamado de ciclo de trabalho (*Duty cycle*). A Figura 3.5 mostra o relacionamento das variáveis envolvidas no PWM.

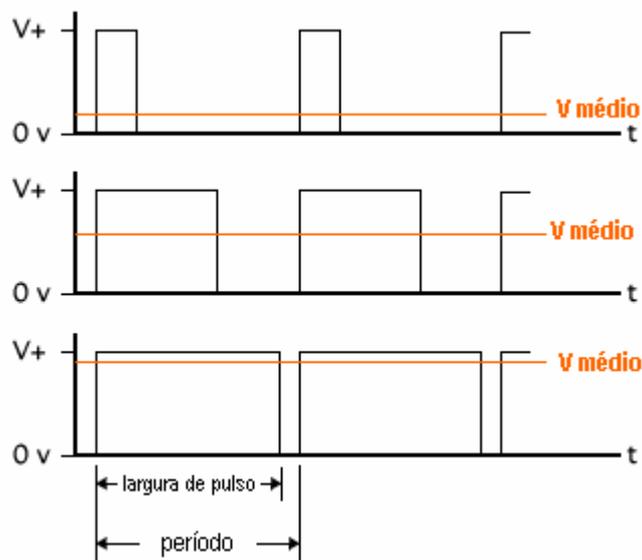


Figura 3.5 – Sinais com Modulação por Largura de Pulso (PWM).

Esta técnica surgiu da necessidade de controlar circuitos analógicos a partir de dispositivos digitais, e da dificuldade em gerar tensões variáveis sem haver perda de potência. O PWM executa esta tarefa com eficiência, uma vez que consiste em um sinal digital, que ao passar por um filtro passa-baixa, possibilita transformá-lo em um sinal analógico com o valor da média do trem de pulsos gerado, além de poder ser implementado a partir de apenas um pino de saída digital.

Em microcontroladores, os pinos de PWM são controlados através de um timer, que regula seu período e ciclo de trabalho. No PIC 18F252, utiliza-se um timer de 8 bits, controlando duas saídas de PWM.

### 3.2.5 Módulo USART

O módulo USART representa um dos dois módulos de entrada e saída seriais disponíveis no PIC. Ele pode ser configurado como um sistema assíncrono, capaz de comunicar-se com terminais CRT e computadores pessoais, ou ser programado como um sistema síncrono, possibilitando a comunicação com circuitos integrados A/D ou D/A, EEPROMs seriais, entre outros [10]. Na comunicação síncrona os dispositivos estarão sempre enviando ou recebendo dados em uma taxa fixa. Já na comunicação assíncrona só haverá comunicação quando um dos dispositivos requisitar. Neste projeto o módulo USART será configurado para realizar comunicação assíncrona, uma vez que a comunicação com o PC será feita a partir de sua porta serial.

A porta serial utiliza como protocolo de comunicação o padrão RS-232, diferentemente do PIC que utiliza o padrão TTL. O padrão RS-232 interpreta como nível lógico "1" tensões entre  $-12V$  e  $-3V$  e como nível lógico "0" tensões entre  $3V$  e  $12V$ . Tensões entre  $-3V$  e  $3V$

V são indefinidas, devendo ser por isso evitadas. Já a família lógica TTL entende como nível lógico “0” tensões entre 0 V e 0,8 V e como nível lógico “1” tensões entre 2 V e 5 V. A diferença entre os padrões pode ser observada através da Fig. 3.6.

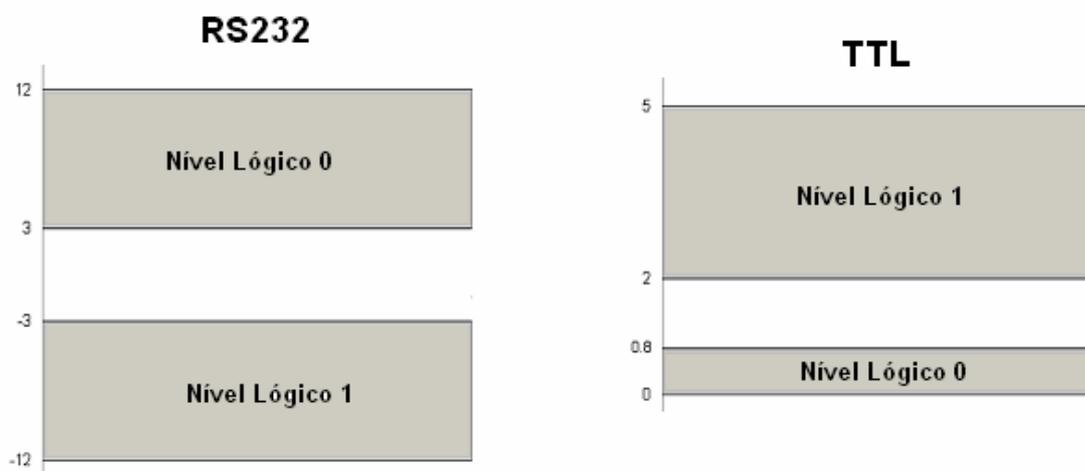


Figura 3.6 – Relação entre tensão e níveis lógicos para os padrões RS-232 e TTL.

É preciso, então, fazer a conversão entre os padrões para estabelecer a comunicação entre o PC e o microcontrolador PIC. Para isso, faz-se uso do circuito integrado MAX-232, o qual tem a capacidade tanto de converter o padrão TTL para o RS-232, quanto de RS-232 para TTL. A taxa de transmissão utilizada foi de 9600 kbps, devendo ser configurada para o PIC e para o PC, enviando dados byte a byte.

Como já foi mencionado na seção 3.2.2, o envio de dados pelo PIC será feito em uma taxa constante, definida pelas configurações do timer em que este comando está inserido. Já a recepção de dados é feita a partir de uma interrupção. Ao receber o bit de início de comunicação (*Start Bit*), a interrupção desvia a execução para ler e armazenar um byte.

Caso a execução principal do microcontrolador esteja em uma requisição de dados da serial, este byte é imediatamente enviado ao terminar a recepção. Caso contrário, este byte será armazenado em um buffer, com capacidade máxima para 3 bytes, de modo que quando ocorrer a requisição de dados da serial, os dados do buffer sejam disponibilizados imediatamente [11].

Em testes realizados em laboratório, verificou-se que ao enviar vários caracteres seguidamente o microcontrolador em alguns momentos entrava em um estado onde não recebia mais dados da porta serial, sendo necessário reiniciá-lo. Este problema aparenta ocorrer quando o PIC não consegue processar todos os caracteres recebidos, estourando o seu buffer. Porém não foi possível determinar se este foi realmente o problema, uma vez que não se tinha acesso aos registradores internos no *software* utilizado.

### 3.2.6 Pinos para gravação do PIC

A placa do módulo de controle possui um *header* com 6 pinos utilizado para gravar o PIC. Este recurso é interessante para ser possível fazer a gravação de possíveis mudanças no *firmware* do microcontrolador sem precisar retirá-lo da placa, procedimento que muitas vezes danifica seus pinos.

Para fazer gravações no microcontrolador é necessária uma placa com o circuito de gravação. O circuito de gravação escolhido, mostrado na Fig. IV.5 da seção de Anexos [12], utiliza a porta serial do PC. A seguir encontra-se uma foto da gravadora utilizada:

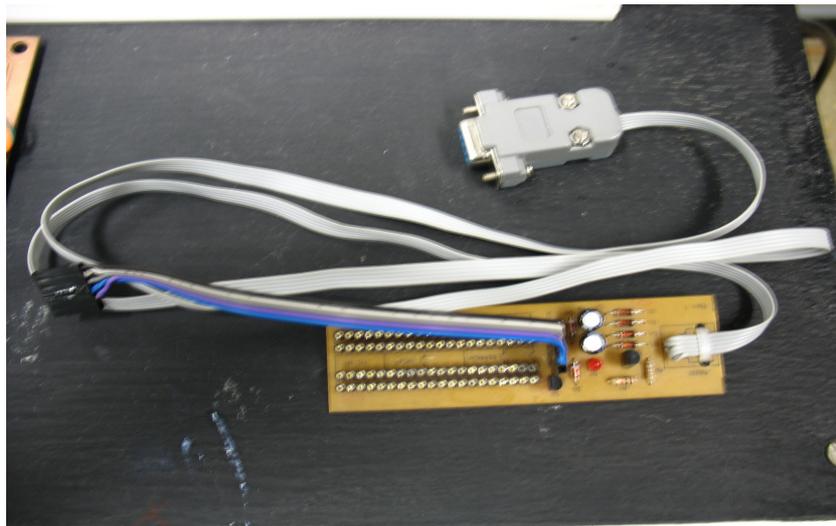


Figura 3.7 – Placa de gravação do PIC.

### 3.3 MÓDULO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Como explicado anteriormente, a resistência elétrica de potenciômetros será a grandeza física utilizada para que as alturas das colunas de água nos tanques sejam monitoradas. De forma a observar em que faixa de valores tais potenciômetros atuariam, foram medidas suas resistências nos níveis mínimo ( $h = 0$  cm) e máximo ( $h = 16$  cm) do sistema. Os valores aferidos encontram-se na Tab. 3.1.

Tabela 3.1 – Mínima e máxima resistências dos potenciômetros.

	Potenciômetro 1	Potenciômetro 2
$R_{min}$ ( $\Omega$ )	74,0	35,0
$R_{max}$ ( $\Omega$ )	288,0	262,0

Tendo como base os valores encontrados para o potenciômetro 1 ( $R_{min}$  e  $R_{max}$ ), pode ser observado que, caso o potenciômetro em questão seja alimentado, por exemplo, por uma fonte DC de 5 V, o divisor de tensão obtido fará com que a voltagem no terminal central ( $V_I$ ) varie entre 0,37 V e 1,44 V. Na Figura 3.8, encontra-se o gráfico demonstrando a característica linear entre a tensão  $V_I$  e a resistência  $R_I$  do potenciômetro 1.

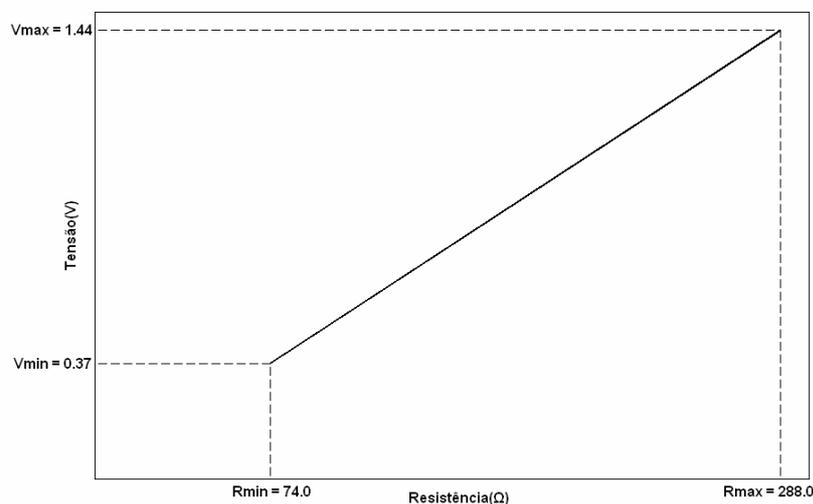


Figura 3.8 – Relação entre  $V_I$  e  $R_I$  do potenciômetro 1.

Analisando o gráfico contido na Fig. 3.8, percebe-se que o simples fato de alimentar o sensor 1 com uma fonte DC de 5 V não produzirá níveis de tensão eficientes para serem transmitidos para a placa de aquisição de dados, já que o conversor A/D encontrado no microcontrolador PIC recebe sinais que podem variar de 0 a 5 V. É neste contexto que se faz necessário o projeto de um circuito de condicionamento dos sinais. O intuito é obter uma relação entre a tensão que irá para a entrada do conversor A/D,  $V_o$ , e a grandeza física que se tem interesse, no caso as alturas  $h_1$  e  $h_2$ , de modo que os sinais possam ter uma boa excursão na faixa de 0 a 5 V. A resistência dos potenciômetros é utilizada com uma medida indireta dos níveis  $h_1$  e  $h_2$  e é dada pela Eq. 2.1. Portanto, a relação entre  $V_o$  e  $h$  será da forma:

$$V_o = A_1 + A_2 \cos^{-1}\left(\frac{H-h}{L}\right) \quad (3.1)$$

Considerando ainda o gráfico da Fig. 3.1, é possível observar que para estender em uma faixa de 0 a 5 V a tensão obtida no terminal central do potenciômetro 1, deve-se utilizar um circuito capaz de realizar a subtração do sinal por um valor de tensão específico, no caso 0,37 V, seguido da aplicação de um determinado ganho. Após pesquisas, foi identificado um circuito integrado hábil para as operações em questão: o CI INA126. Trata-se de um amplificador de instrumentação muito útil e a representação do circuito interno deste CI aparece na Fig. 3.9.

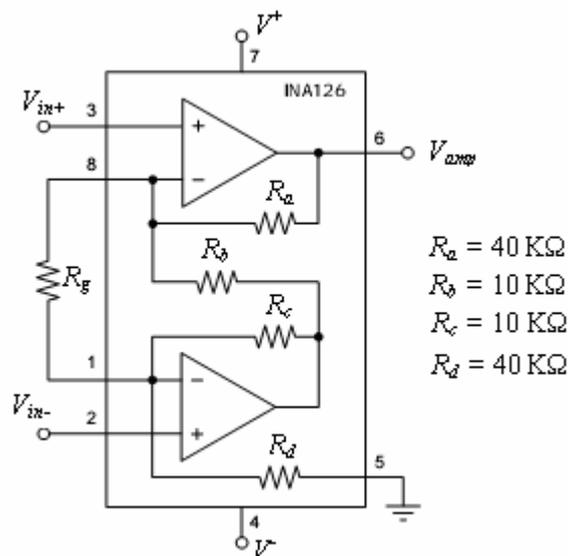


Figura 3.9 – Amplificador de instrumentação INA126.

O *datasheet* fornecido pelo fabricante [12] contém as expressões usadas para o cálculo da tensão de saída ( $V_{amp}$ ):

$$V_{amp} = G(V_{in+} - V_{in-}) \quad (3.2)$$

$$G = 5 + \frac{80000}{R_g} \quad (3.3)$$

Nas Equações 3.2 e 3.3,  $G$  é o ganho do amplificador de instrumentação [V/V], sendo este dependente de uma resistência externa  $R_g$  [ $\Omega$ ] e, tanto  $V_{in+}$  como  $V_{in-}$  são as tensões de entrada do amplificador [V].

Visualizando a Eq. 3.2, nota-se claramente que a aplicação desta relação viabiliza as melhorias necessárias na excursão do sinal do sensor. Caso a saída do potenciômetro seja inserida na entrada  $V_{in+}$  do amplificador, basta definir os parâmetros  $G$  e  $V_{in-}$  para que o sinal de tensão  $V_{amp}$  se estabeleça entre 0 e 5 V e, aí assim, ser aplicada na entrada do conversor A/D do PIC.

Entretanto, depois de contatar empresas distribuidoras, verificou-se que o preço do CI INA126 não era muito acessível e optou-se por desenvolver o circuito do amplificador de instrumentação com materiais disponíveis no laboratório LAVSI da Universidade de Brasília. Esta alternativa traria ainda mais imperfeições às suas características, pois seriam empregados resistores com tolerâncias consideráveis e amplificadores operacionais com limitações. Mesmo com estas imperfeições, as análises subseqüentes demonstraram que o circuito montado ainda atinge sua função básica de melhorar o intervalo das leituras dos sensores.

### 3.3.1 Influência da tensão de *off-set* e da corrente de polarização

As limitações dos amp-ops que devem ser levadas em consideração neste caso são a tensão de *off-set* ( $V_{os}$ ) e a corrente de polarização ( $I_{bias}$ ). Através do princípio da superposição, pode-se determinar separadamente a influência de cada uma delas na tensão do amplificador de instrumentação. Supondo que os componentes do circuito representado pela Fig. 3.9 sejam ideais, as relações encontradas serão:

$$V_{amp} = G(V_{os1} - V_{os2}) \quad (3.4)$$

$$V_{amp} = -(R_a I_{bias1} + \frac{R_a R_c}{R_b} I_{bias2}) = -40000(I_{bias1} + I_{bias2}) \quad (3.5)$$

Onde  $G$  é definido pela Eq. 3.3 [V/V],  $V_{os1}$  e  $V_{os2}$  são as tensões de *off-set* dos respectivos amp-ops [V] e  $I_{bias1}$  e  $I_{bias2}$  as correntes de polarização dos mesmos.

Como os amp-ops utilizados provêm do mesmo CI (LM324), a diferença  $V_{os1} - V_{os2}$  encontrada na Eq. 3.4 será muito pequena. Portanto, a influência das tensões de *off-set* em  $V_{amp}$  pode ser praticamente desprezada. O único cuidado que vale a pena ressaltar é que o ganho  $G$  não deve possuir um valor muito elevado. Já os valores para as correntes de polarização normalmente estão na ordem dos nanoamperes, assim, analisando a Eq. 3.5, nota-se que não terão grande impacto sobre o valor de  $V_{amp}$ .

### 3.3.2 Influência da tolerância dos resistores

Com relação à tolerância dos resistores, pode ser feita uma avaliação da sua influência na tensão de saída do amplificador de instrumentação. Considere, primeiramente, a fórmula generalizada para obtenção de  $V_{amp}$  descrita logo a seguir:

$$V_{amp} = (c_1 + \frac{c_2}{R_g})(V_{in+} - V_{in-}) + (V_{in+} - c_3 V_{in-}) \quad (3.6)$$

Sendo que,

$$c_1 = \frac{R_a}{R_b} \quad (3.7)$$

$$c_2 = R_a \left(1 + \frac{R_c}{R_b}\right) \quad (3.8)$$

$$c_3 = \frac{R_a R_c}{R_b R_d} \quad (3.9)$$

A tolerância dos resistores utilizados é de 5% do valor nominal e está relacionada ao processo de fabricação dos mesmos. Esta tolerância será considerada como a incerteza

associada aos valores dos resistores. Através do princípio da propagação de erros, pode-se determinar a relação para a incerteza resultante em  $V_{amp}$ :

$$\Delta V_{amp} = \left| \frac{\partial V_{amp}}{\partial R_a} \right| \Delta R_a + \left| \frac{\partial V_{amp}}{\partial R_b} \right| \Delta R_b + \left| \frac{\partial V_{amp}}{\partial R_c} \right| \Delta R_c + \left| \frac{\partial V_{amp}}{\partial R_d} \right| \Delta R_d \quad (3.10)$$

em que  $\Delta V_{amp}$  é a incerteza da tensão  $V_{amp}$  e  $\Delta R_a$ ,  $\Delta R_b$ ,  $\Delta R_c$  e  $\Delta R_d$  são as incertezas relacionadas aos respectivos resistores.

A fórmula descrita pela Eq. 3.10 será aplicada para os níveis mínimo e máximo dos tanques. Assim, devem ser medidos os valores  $V_{in+}$  para cada sensor nos níveis indicados anteriormente, de modo que possa ser desprezado o erro relacionado a este processo de medição. Os valores de  $V_{in-}$  e  $R_g$  também devem ser medidos, porém eles são únicos para cada sensor. A Tab. 3.2 traz as medidas efetuadas.

Tabela 3.2 – Valores aferidos para  $V_{in+}$ ,  $V_{in-}$  e  $R_g$ .

	$h_{1min} = 0 \text{ cm}$	$h_{1max} = 16 \text{ cm}$	$h_{2min} = 0 \text{ cm}$	$h_{2min} = 16 \text{ cm}$
$V_{in+} \text{ (V)}$	0,112	0,660	0,027	0,590
$V_{in-} \text{ (mV)}$	69,2		11,4	
$R_g \text{ (k}\Omega\text{)}$	31,2		25,8	

Para o caso do circuito projetado os valores para os resistores serão  $R_a = (40000 \pm 2000) \Omega$ ,  $R_b = (10000 \pm 500) \Omega$ ,  $R_c = (10000 \pm 500) \Omega$  e  $R_d = (40000 \pm 2000) \Omega$ . Aplicando estes valores na Eq. 3.10 e tendo em vista a Tab. 3.2, foi possível encontrar os seguintes resultados:

Tanques nos níveis mínimos:

$$\Delta V_{amp1} = 22,3 \text{ mV}$$

$$\Delta V_{amp2} = 8,9 \text{ mV}$$

Tanques nos níveis máximos:

$$\Delta V_{amp1} = 0,38 \text{ V}$$

$$\Delta V_{amp2} = 0,41 \text{ V}$$

Percebe-se, portanto, que a incerteza associada à tensão de saída dos amplificadores de instrumentação nos níveis mínimos pode ser desconsiderada. Entretanto, a tolerância dos resistores empregados tem uma influência considerável sobre a tensão de saída  $V_{amp}$  quando os tanques encontram-se nas alturas máximas. De toda forma, o circuito

implementado para o amplificador de instrumentação mostrou-se bem eficaz para os propósitos do projeto.

### 3.3.3 Circuito projetado para o condicionamento dos sinais

O circuito projetado em definitivo para o condicionamento dos sinais encontra-se na Fig. IV.2. Nele podem ser observados alguns dispositivos com funções específicas.

Por exemplo, o resistor  $R_{aux1}$  inserido em série com o sensor tem a finalidade de reduzir o sinal aplicado à entrada  $V_{in+}$  do amplificador de instrumentação. Isto ocorre devido o fato do ganho  $G$  definido pela Eq. 3.3 ter um limite inferior.

Outro caso refere-se à obtenção da tensão  $V_{in-}$  responsável pelo deslocamento da relação entre  $V_o$  e  $R_I$ . Para tanto, usou-se o divisor de tensão representado no circuito pelo resistor  $R_{aux2}$  em conjunto com o trimpot  $R_{trim}$ .

Os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  foram utilizados para rejeitarem mudanças bruscas de tensão nos ramos ao quais se encontram, minimizando, assim, distorções na leitura dos sensores e desprezando variações na alimentação do circuito.

Já os diodos  $D_1$  e  $D_2$  têm a função de limitar a tensão de saída  $V_o$  para a faixa de -0,7 a 5,7 V, protegendo dessa forma o conversor A/D do microcontrolador PIC. Por último, o *buffer* representado pelo amp-op 3 tem como finalidade isolar o PIC do circuito de condicionamento, fazendo com que a resistência de saída deste circuito não tenha influência na entrada do conversor.

A Fig. 3.10 mostra a placa montada para o condicionamento dos sinais.

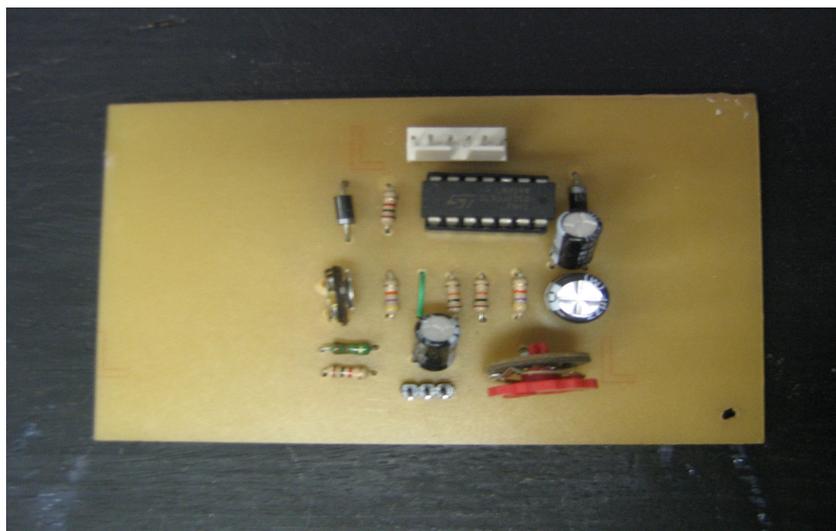


Figura 3.10 – Placa do módulo de condicionamento dos sinais.

### 3.4 MÓDULO DE ACIONAMENTO DOS ATUADORES

O módulo de acionamento deve ser projetado considerando as seguintes circunstâncias:

- Fonte de alimentação DC de valor não alterável.
- Atuador DC.
- Acionamento deve ser controlado pelo microcontrolador.
- Dissipação de energia no circuito deve ser minimizada.

Circuitos de acionamento que se baseiam em transistores de junção bipolar e divisores resistivos se mostram ineficientes, pois dissipam muita energia na conversão da tensão. Uma solução mais eficiente é utilizar um sinal de PWM do microcontrolador. O princípio deste sinal consiste em enviar um trem de pulsos com frequência bem maior que a frequência de corte do motor. Desta forma, o motor funciona como um filtro passa-baixa deste sinal, respondendo como se estivesse recebendo um sinal DC com o valor médio deste sinal.

Porém, não é possível utilizar diretamente o sinal de PWM vindo do microcontrolador para acionar as moto-bombas por dois motivos: o PWM não gera o nível de tensão utilizado pela moto-bomba (12 V) e mesmo que gerasse o microcontrolador não é capaz de fornecer a corrente necessária para acioná-la.

Neste caso, o PWM será utilizado para acionar um transistor de efeito de campo (MOSFET), que irá funcionar como uma chave, conectando a referência ao motor, como mostrado na Figura 3.11.

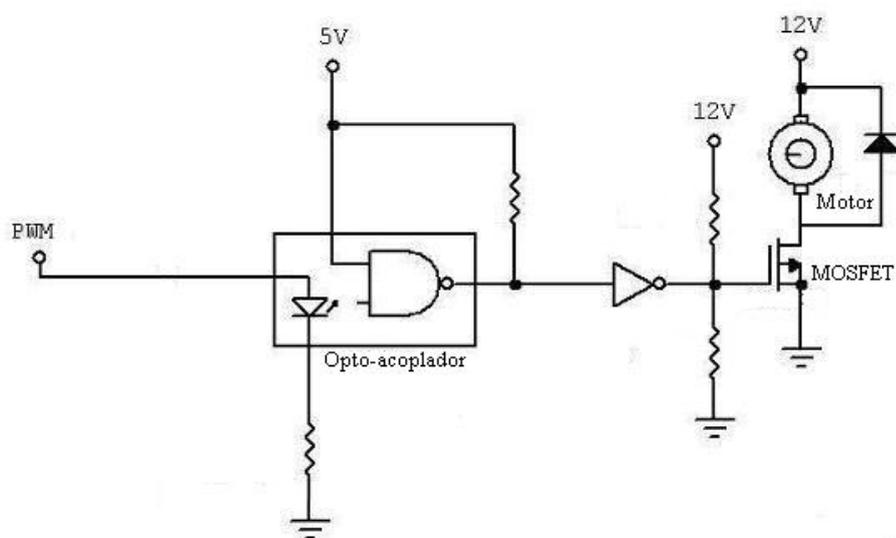


Figura 3.11 – Circuito de acionamento da Moto-bomba.

Tendo como base a Fig. 3.11, percebe-se a utilização de um opto-acoplador no circuito de acionamento. Tal dispositivo tem como função isolar eletricamente o circuito de controle, protegendo, desta forma, o microcontrolador das correntes relativamente elevadas necessárias para acionar as moto-bombas.

O circuito será projetado para que o MOSFET funcione em duas regiões:

- Região de corte: Nesta região, o MOSFET ficará desligado, sem conectividade entre fonte e dreno.
- Região de triodo: Nesta região, a fonte e o dreno estarão conectados, com uma resistência muito baixa entre eles.

Com isso a dissipação de potência é mínima tanto na região de corte quanto na região de triodo. Além disso, MOSFETs são dispositivos de potência com capacidade para suportar alta tensão e corrente entre fonte e dreno e alta frequência de chaveamento.

O MOSFET escolhido, o IRF530, suporta uma tensão de até 100 V, correntes de 14 A com picos de até 56 A e frequência de chaveamento de até 7 MHz. Para isolar a parte de potência do módulo de controle foi utilizado um opto-acoplador.

O motor possui um componente indutivo, desta forma não ocorrem variações bruscas de corrente por ele. O diodo colocado em paralelo com o motor tem o objetivo de proteger o MOSFET contra altas correntes no dreno ao ocorrer a transição da região de triodo para a região de corte. Nesta condição o motor tenderá a manter a corrente sobre ele, podendo danificar o MOSFET. O objetivo do diodo é criar um caminho alternativo para a corrente residual do motor ser descarregada, sem interferir no funcionamento do circuito nas outras condições, uma vez que quando o MOSFET está na região de triodo o diodo se encontra na região de polarização inversa, permanecendo em aberto.

O circuito implementado para o acionamento das moto-bombas encontra-se na Fig. 3.12.

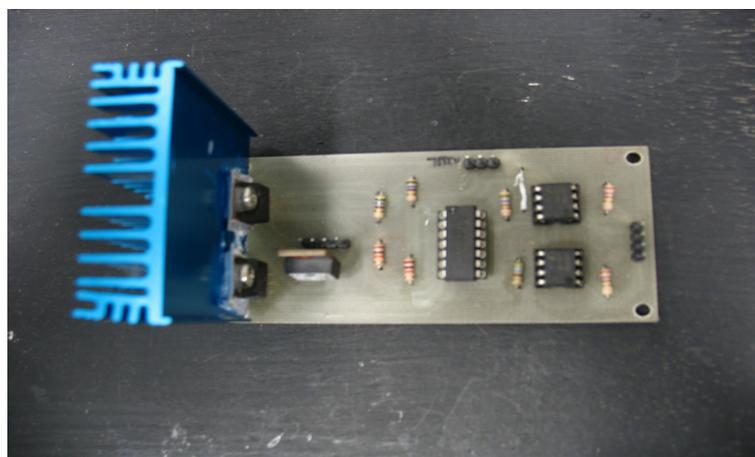


Figura 3.12 – Placa de acionamento dos atuadores.

### 3.5 MÓDULO DE ALIMENTAÇÃO

Nos módulos citados nas seções anteriores deste capítulo, os seguintes níveis de tensão foram requisitados:

- Terra e 5 V para o módulo de controle.
- -12 V, terra, 5 V e 12 V para o módulo de condicionamento de sinais dos sensores.
- Terra, 5 V e 12 V para o módulo de acionamento. Neste caso, a tensão de 12 V deve suportar correntes maiores, uma vez que é utilizada para alimentar as moto-bombas.

Neste projeto foi utilizada uma fonte de tensão fixa de 24 V, sendo necessário, portanto, projetar circuitos para fornecer as diversas tensões requisitadas pelos módulos. Estes circuitos levam em conta o nível de tensão e potência requisitados e a referência do nível de tensão.

Neste contexto, os reguladores de tensão (78xx) se mostram como solução eficiente para fornecer níveis de tensões para sinais de baixa corrente. Implementado a partir de diodos zener e circuitos integrados, ao ser alimentado com um valor dentro do intervalo especificado por seu *datasheet*, ele mantém a tensão constante no valor de sua especificação. Capacitores de desacoplamento são utilizados em sua entrada e saída para filtrar o sinal.

Para fornecer a tensão à moto-bomba é necessário regular a tensão da fonte para 12 V. Neste caso o regulador de tensão não pode ser utilizado por não fornecer corrente suficiente para acioná-lo. A solução utilizada foi baseada no circuito mostrado na Fig. 3.13 [6] Esta solução consiste em um regulador de tensão ajustável (LM317), que gera a tensão de referência na base do transistor, fazendo com que a corrente fornecida seja drenada diretamente da fonte. Com este intuito, projetou-se a placa a fim de possibilitar utilizar dois modelos de transistor (2N3055 e 2SC3281), de modo a deixar a placa mais genérica.

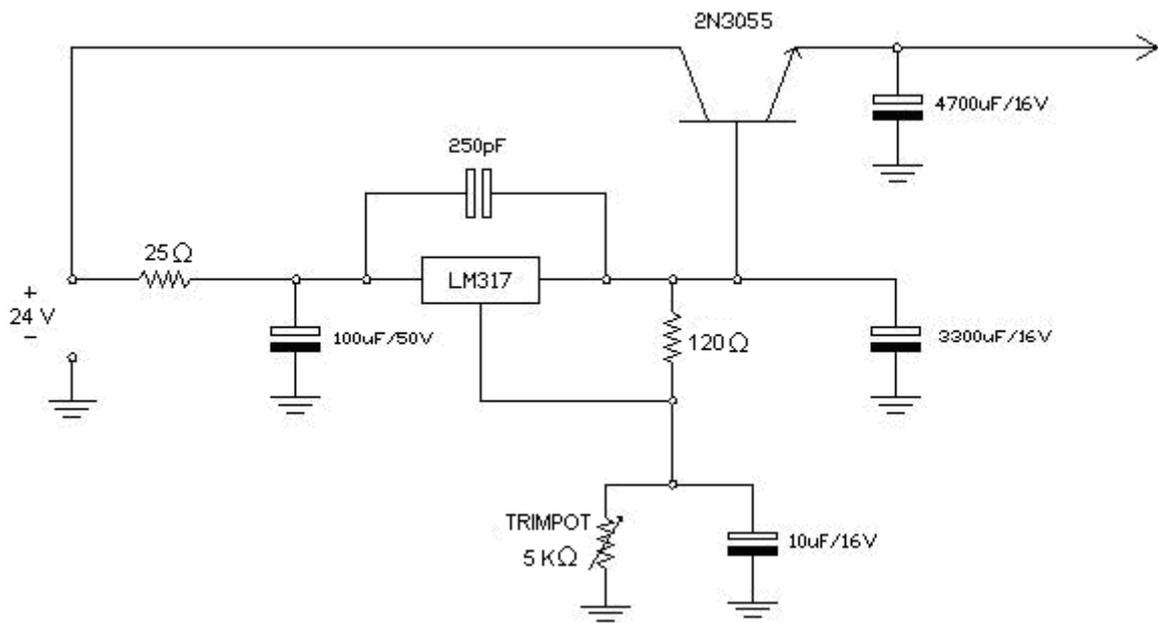


Figura 3.13 – Circuito Regulador de Tensão Variável de Alta Corrente.

Desta forma, o módulo de alimentação foi montado conforme a Fig. 3.14.



Figura 3.14 – Módulo de alimentação.

Vale ressaltar que apesar de não terem sido feitos estudos para utilizar fusíveis de proteção para os circuitos, foi previsto o espaço para fazê-lo futuramente.

## 4 CALIBRAÇÃO

Neste capítulo serão explicadas as técnicas utilizadas a fim de calibrar os sensores e atuadores do sistema, introduzindo conceitos de regressão linear e não-linear. Serão descritos os procedimentos de calibração para os sensores e atuadores, apresentando as curvas obtidas e discutindo os resultados obtidos.

Ao final do capítulo será descrito o procedimento de estimação dos parâmetros do sistema, bem como os parâmetros obtidos.

### 4.1 INTRODUÇÃO

Um sistema de medição é definido como um conjunto completo de instrumentos de medição e outros equipamentos acoplados para executar uma medição específica [14]. A leitura da saída de um sistema de medição não representa necessariamente uma relação direta com a grandeza que se quer medir, sendo necessário fazer a calibração do sistema.

A calibração pode ser definida como o conjunto de operações que estabelecem, sob condições especificadas, a relação entre os valores indicados por um sistema de medição e os valores correspondentes das grandezas estabelecidas por padrões [14]. Esta consiste nos seguintes passos:

- Definição do sistema de medição, que é feita através de estudos sobre as formas de medição da grandeza física em questão, escolhendo a mais adequada para cada sistema. A escolha do sistema de medição é influenciada por fatores como preço, ordem de grandeza, dinâmica do sistema e forma de obtenção da grandeza.
- Definição do procedimento de calibração. Englobam as condições do sistema e a forma de obtenção dos pontos, além da definição do número de pontos necessários.
- Processamento dos dados obtidos na calibração. Envolve a escolha da forma da curva da saída ajustada (regressão), tratamento do erro, sugestões de refinamento do processo de calibração e validação dos resultados.

### 4.2 REGRESSÃO

Regressão se refere à relação entre a grandeza a ser medida e a variável de saída do sistema de medição através de uma equação. Nesta seção será feita a comparação entre métodos de regressão linear e não-linear, dando ênfase em suas aplicações.

#### 4.2.1 Regressão Linear

A forma mais simples, e conseqüentemente mais utilizada de se fazer a regressão é através de uma equação polinomial linear. A equação linear utilizada na regressão linear está representada na Eq. 4.1, onde  $\beta_0 \dots \beta_{p-1}$  são os parâmetros da equação,  $Y_i$  é o valor da

leitura da saída do sistema de medição,  $X_i$  o valor esperado da grandeza para o  $i$ -ésimo ponto e  $\varepsilon_i$  são os termos do erro referente ao modelo proposto.

$$Y_i = \beta_0 + \beta_1 X_i + \dots + \beta_{p-1} X_i^{p-1} + \varepsilon_i \quad (4.1)$$

A estimativa dos parâmetros pode ser feita utilizando o método dos mínimos quadrados. O critério de mínimos quadrados é definido pela Eq. 4.2:

$$Q = \sum_{i=1}^n (Y_i - f(\mathbf{X}_i, \boldsymbol{\beta}))^2 \quad (4.2)$$

Este método consiste em encontrar a matriz  $\boldsymbol{\beta}$  que minimize o fator  $Q$ , o que significa minimizar o quadrado da distância entre as leituras obtidas e o modelo da regressão. Esse cálculo pode ser feito através das derivadas parciais de  $Q$  com relação aos parâmetros  $\boldsymbol{\beta}$ . Essa relação pode ser expressa de forma matricial [15], como visto na Eq. 4.4. A Equação 4.3 representa a matriz  $\mathbf{Z}$ , que contém os valores de  $X_i^n$  para cada ponto obtido.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & X_1 & X_1^2 & \dots & X_1^{p-1} \\ 1 & X_2 & X_2^2 & \dots & X_2^{p-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & X_n & X_n^2 & \dots & X_n^{p-1} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\boldsymbol{\beta} = \left[ \sum_{k=1}^n (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z}) \right]^{-1} \left[ \sum_{k=1}^n (\mathbf{Z}^T \mathbf{Y}_k) \right] \quad (4.4)$$

Um fator muito utilizado para mensurar a qualidade da regressão é o desvio padrão da estimativa [15], como mostrado na Eq. 4.6, onde  $m$  representa a ordem do polinômio. A Equação 4.5 representa a variabilidade explicada ( $S_r$ ), que é dada pelo quadrado da diferença entre a leitura do sistema de medição e a função regredida para cada ponto.

$$S_r = \sum_{i=1}^n (Y_i - f(\mathbf{X}_i, \boldsymbol{\beta}))^2 \quad (4.5)$$

$$S_{y/x} = \sqrt{\frac{S_r}{n - (m + 1)}} \quad (4.6)$$

## 4.2.2 Regressão Não-Linear

No estudo de engenharia, diversos fenômenos respondem às suas excitações através de equações não-lineares. Ao calibrar um sistema deste tipo é interessante que a equação obtida na regressão esteja na mesma forma que o modelo não-linear que a representa, pois deste modo os parâmetros obtidos ficam mais fáceis de serem compreendidos.

Existem formas de utilizar regressões lineares para representar tais sistemas, a partir de transformação de variáveis. Mas nem todas as equações não-lineares são passíveis de se aplicar este recurso.

Por serem não-lineares, não é possível aplicar métodos analíticos determinísticos para obter a regressão. A alternativa é utilizar métodos numéricos, que por vezes necessitam realizar cálculos intensos. Neste contexto que os métodos computacionais surgem, utilizando seus recursos de processamento como ferramenta para auxiliar na obtenção dos resultados.

## 4.2.3 Método de Gauss-Newton ou Regressão Linearizada

Do mesmo modo que na regressão linear, um modelo não-linear pode ser representado como:

$$Y_i = f(X_i, \boldsymbol{\beta}) + \varepsilon_i \quad (4.7)$$

$Y_i$  é a leitura da saída do sistema de medição,  $f(X_i, \boldsymbol{\beta})$  é a função esperada para o  $i$ -ésimo ponto, onde  $X_i$  é o valor esperado da grandeza a ser calibrada no  $i$ -ésimo ponto (variável preditora) e  $\boldsymbol{\beta}$  é o vetor dos parâmetros do modelo e  $\varepsilon_i$  são os termos do erro.

O método de Gauss-Newton, também conhecido como regressão linearizada, utiliza o método dos mínimos quadrados, pois necessita de um método de estimação de parâmetros. Como já mencionado, não é possível encontrar uma forma analítica de se realizar este cálculo em sistemas não-lineares. A solução proposta no método de Gauss-Newton consiste em um método iterativo de cálculo do vetor  $\boldsymbol{\beta}$ , onde o  $n$ -ésimo passo de estimação é denotado pelo vetor  $\mathbf{g}^{(n)}$ . Linearizando  $f(X_i, \boldsymbol{\beta})$  em torno de  $\mathbf{g}^{(n)}$  através de séries de Taylor de primeira ordem:

$$f(X_i, \boldsymbol{\beta}) \cong f(X_i, \mathbf{g}^{(n)}) + \sum_{k=0}^{p-1} \left[ \frac{\partial f(X_i, \boldsymbol{\beta})}{\partial \beta_k} \right]_{\boldsymbol{\beta}=\mathbf{g}^{(n)}} (\beta_k - g_k^{(n)}) \quad (4.8)$$

Passando  $f(X_i, \mathbf{g}^{(n)})$  para o lado esquerdo da igualdade, podemos reescrever a equação 4.8 na forma:

$$Y^{(n)} \cong \sum_{k=0}^{p-1} \left[ \frac{\partial f(X_i, \boldsymbol{\beta})}{\partial \beta_k} \right]_{\boldsymbol{\beta}=\mathbf{g}^{(n)}} b^{(n)} \quad (4.9)$$

Onde,  $Y^{(n)} = f(X_i, \mathbf{g}^{(n)}) - f(X_i, \boldsymbol{\beta})$  e  $\mathbf{b}^{(n)} = (\beta_k - g_k^{(n)})$ . A idéia da regressão linearizada é fazer a regressão linear da Eq. 4.9, que representa a diferença entre os parâmetros reais do sistema e o parâmetro estimado. O objetivo é minimizar esse erro, de forma que o vetor  $\mathbf{b}^{(n)}$  se configura em uma boa estimativa de correção dos parâmetros do modelo não-linear. Assim, fazemos, a cada ciclo:

$$\mathbf{g}^{(n+1)} = \mathbf{b}^n + \mathbf{g}^{(n)} \quad (4.10)$$

Desta forma, à medida que se repete este procedimento a tendência é encontrar parâmetros com cada vez menos erro. Um dos inconvenientes deste método é que ele necessita de uma suposição inicial dos parâmetros ( $\mathbf{g}^{(0)}$ ) para fazer a primeira iteração. E quando o sistema não-linear possui funções não-lineares cujas imagens não sejam os números reais, uma suposição malfeita pode inviabilizar a utilização deste método.

Nas próximas seções serão mencionados os métodos utilizados na calibração dos sensores e dos atuadores, exibindo os resultados de cada calibração.

### 4.3 CALIBRAÇÃO DOS SENSORES

A calibração dos sensores constitui-se de dois passos: coleta de dados e obtenção da curva de calibração. O primeiro passo envolveu a leitura de diversos pontos da tensão de saída à medida que se variou a altura. A altura do nível foi variada de zero a dezesseis centímetros, lendo o valor da saída a cada centímetro. Depois de obtidos estes pontos, o próximo passo foi obter uma curva de calibração, que consiste em uma curva aproximada dos pontos adquiridos.

Em [6], foi utilizada uma equação polinomial de 3º grau para fazer a aproximação dos pontos obtidos. Este tipo de aproximação tem o inconveniente de não apresentar uma equação representativa do sistema. Isso porque esta equação não se assemelha à equação que descreve a relação entre a tensão de saída no circuito de condicionamento do sensor e a altura do nível de líquido (Eq. 3.1). Outro problema é a dificuldade em se obter a equação inversa, caso seja necessário obter a altura referente a um dado nível de tensão na saída. Daqui em diante será utilizada uma forma mais genérica da Eq. 3.1, deixando todas as suas constantes em forma de parâmetros, como representado na Eq. 4.11.

$$V = A_1 + A_2 \cos^{-1}(A_3 h + A_4) \quad (4.11)$$

Utilizando como motivação o fato da equação de saída do sistema de medição do sensor (Eq. 4.11) ser uma equação não-linear, neste projeto a proposta é fazer a calibração dos sensores utilizando a regressão linearizada, explicada na seção 4.2.3, comparando os

resultados com a regressão polinomial. Desta forma, foram feitas as calibrações dos sensores através do método polinomial de 3ª ordem e do método não linear de Gauss-Newton, obtendo o gráfico da Fig. 4.1 para o primeiro sensor e o gráfico da Fig. 4.2 para o segundo.

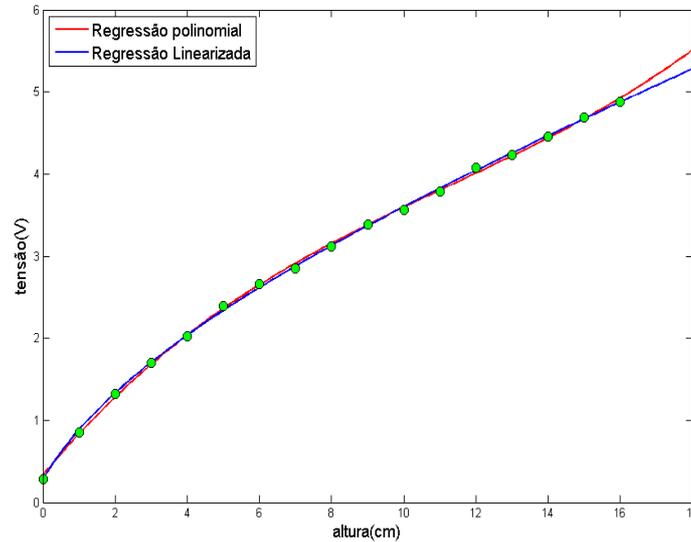


Figura 4.1 – Calibração do Sensor 1.

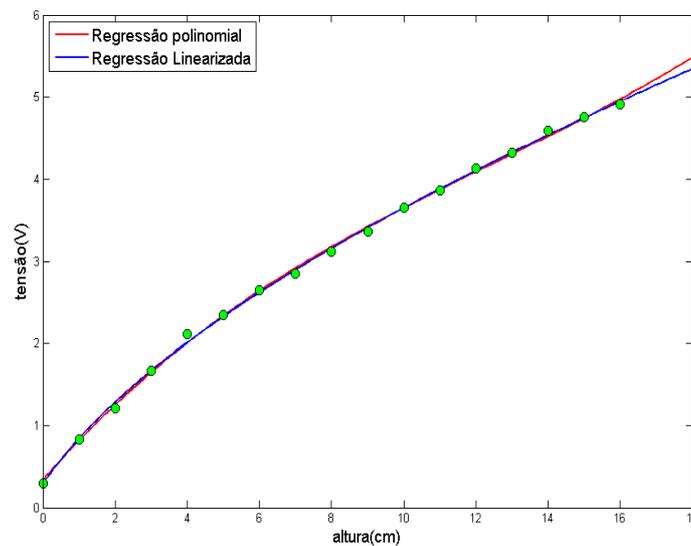


Figura 4.2 – Calibração do Sensor 2.

Visualmente não é possível fazer uma distinção clara entre uma solução e outra, de forma que será necessário utilizar outro fator de comparação. O desvio padrão da estimativa (Eq. 4.6) será então utilizado a fim de comparar os resultados para cada tipo de regressão em ambos os sensores, gerando então a Tab. 4.1.

Tabela 4.1: Valor de  $S_{y/x}$  em função do sensor e do tipo de regressão.

	Sensor 1	Sensor 2
Regressão Polinomial	$S_{y/x} = 0,04086$	$S_{y/x} = 0,07215$
Regressão Linearizada	$S_{y/x} = 0,03259$	$S_{y/x} = 0,06656$

A partir da Tab. 4.1 é possível comprovar que a regressão linearizada gera um resultado mais preciso que a regressão polinomial. A explicação pode estar no fato da regressão polinomial de 3° grau poder ser vista como uma representação incompleta da regressão não-linear, uma vez que pode ser considerada como uma expansão por série de Taylor de 3ª ordem da segunda solução.

Para a calibração deste sistema a suposição inicial foi feita utilizando valores teóricos para os fatores não lineares (como sugerido na Eq. 4.11), fazendo então uma regressão linear para encontrar valores iniciais dos parâmetros lineares. Mesmo com a função arco-cosseno, que tem seu valor limitado ao intervalo de -1 a 1, a suposição inicial foi satisfatória, de modo que o método gerou uma resposta consistente.

A Tabela 4.2 mostra os valores das constantes de calibração dos sensores 1 e 2.

Tabela 4.2: Constantes da regressão linearizada dos sensores.

	$A_1$	$A_2$	$A_3$	$A_4$
Sensor 1	- 0,799429	4,125815	- 0,048278	0,966378
Sensor 2	- 1,422662	6,263751	- 0,027316	0,962910

#### 4.4 CALIBRAÇÃO DOS ATUADORES

Para os procedimentos de calibração do atuador sempre se utilizará apenas um tanque sem furo de saída. A variável utilizada como variável de entrada da calibração será o PWM, que determina a porcentagem da tensão de alimentação (12 V) aplicada no atuador. Em [6], calibração foi feita alterando o PWM de 0 a 100% em intervalos de 5% e coletando o tempo de subida (atuador 1) ou de descida (atuador 2), utilizando apenas um tanque para o procedimento. Então foi feita uma regressão linear utilizando um polinômio de 3° grau. Em [8], o procedimento de calibração do atuador foi bastante similar, com a diferença que a calibração foi feita utilizando a tensão no lugar do PWM como variável de entrada, variando de 3 a 12 V em intervalos de 1 V. Já a regressão foi feita utilizando um polinômio de 2° grau. Em ambos os caso foi encontrada tanto saturação positiva quanto negativa nos atuadores.

Neste projeto, ao executar o procedimento similar aos citados nos trabalhos anteriores, observou-se que para baixas tensões (antes de alcançar a saturação) a vazão começou a

sofrer alterações significativas ao variar a altura. Em alguns casos ao chegar em um dado nível a vazão estabilizava em zero, como pode ser exemplificado na Fig. 4.3.

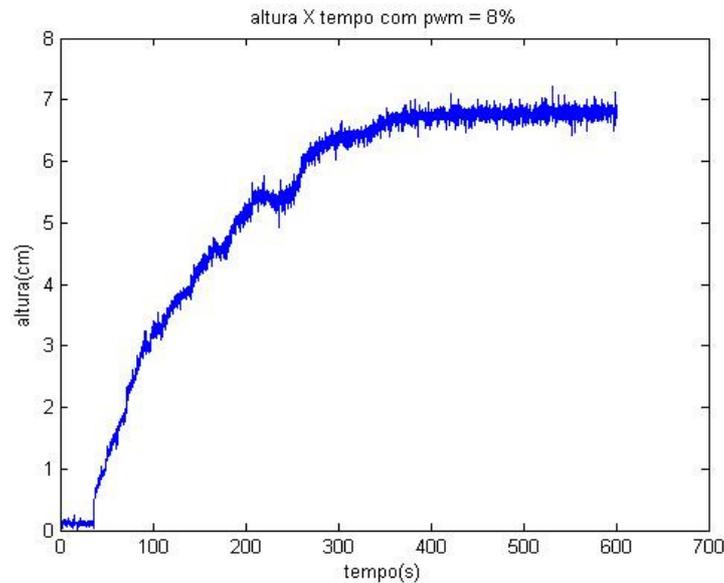


Figura 4.3 – Experimento de calibração do atuador 1.

Um dos possíveis motivos para este comportamento reside no fato de que quando um atuador está em funcionamento o outro fica desligado, funcionando como um furo de saída do ponto de vista do sistema. Outra possível razão pode ser que à medida que o nível de líquido aumenta, a pressão gerada sobre o atuador também aumenta, fazendo com que a rotação do motor prevista para aquele nível de tensão diminua.

Para verificar a influência destes dois fenômenos no atuador, repetiu-se o experimento selando a saída de água do atuador que não estivesse sendo calibrado no instante. Este procedimento foi feito com o PWM de 8%, o mesmo utilizado no experimento da Fig. 4.3, obtendo o resultado mostrado na Fig. 4.4. É possível observar que neste caso o nível chegou em 16 cm, mantendo uma vazão relativamente constante durante o processo.

A solução proposta para prever este comportamento na calibração é modelar o atuador desligado como um furo e calcular o valor da constante do furo, acrescentando esta informação na calibração do sensor. O procedimento para encontrar este valor consiste em dois passos. Primeiro, colocar um valor baixo de PWM com o outro atuador não lacrado, esperando o nível estabiliza em uma altura. Depois utilizar este mesmo valor de PWM com a saída do outro atuador selada e calcular a vazão correspondente a partir do tempo de subida do nível. Adaptando a Eq. 2.6 para este caso e isolando o fator  $k$ :

$$k = \frac{q_i}{\sqrt{h_1}} \quad (4.10)$$

A partir da Eq. 4.10 é feito o cálculo da constante do motor em aberto, que a partir deste momento será chamada de  $k_{m1}$  para a moto-bomba 1 (subida) e  $k_{m2}$  para a moto-bomba 2 (descida). A partir deste experimento obteve-se:

$$k_{m1} = 1,6901 \text{ cm}^{2.5} / \text{s}$$

$$k_{m2} = 2,1845 \text{ cm}^{2.5} / \text{s}$$

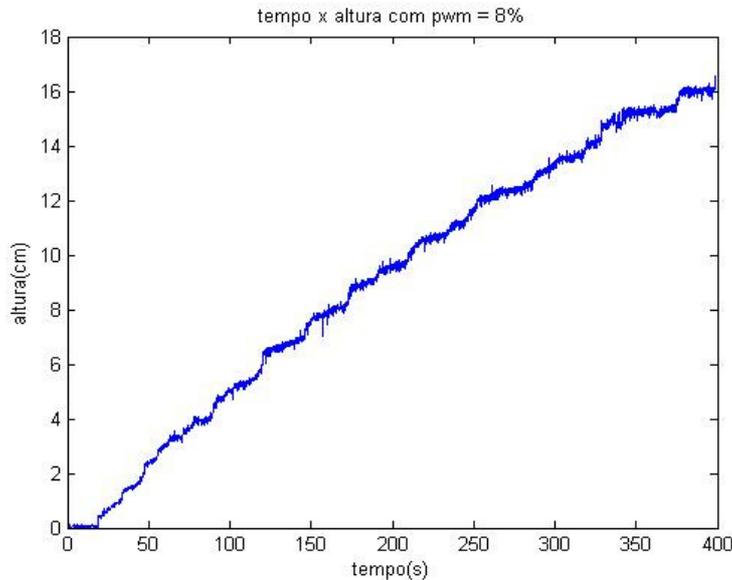


Figura 4.4 – Experimento de calibração do atuador sem influência do atuador 2.

A outra parte da calibração consistiu em alterar o PWM de cada moto-bomba variando de 0 a 100% em intervalos de 5% com a saída da outra moto-bomba lacrada. Com isso obtêm-se as curvas de subida (moto-bomba 1) e descida (moto-bomba 2), calculando-se então a vazão para cada valor de PWM. A partir destes dados, fazendo uma regressão linear a partir de uma equação polinomial de 6º grau (que melhor se ajustou à curva), obteve-se a Fig. 4.5 para o atuador 1 e a Fig. 4.6 para o atuador 2.

Pela Fig. 4.5 observa-se que a partir de 85% a moto-bomba satura, chegando até a diminuir o rendimento depois desta faixa. Desta forma, para realizar a regressão, os pontos obtidos após a saturação não são utilizados. Abaixo de 8% também foi observada uma saturação negativa. Já na Fig. 4.6 vê-se que ocorre saturação acima de 85% e abaixo de 10%.

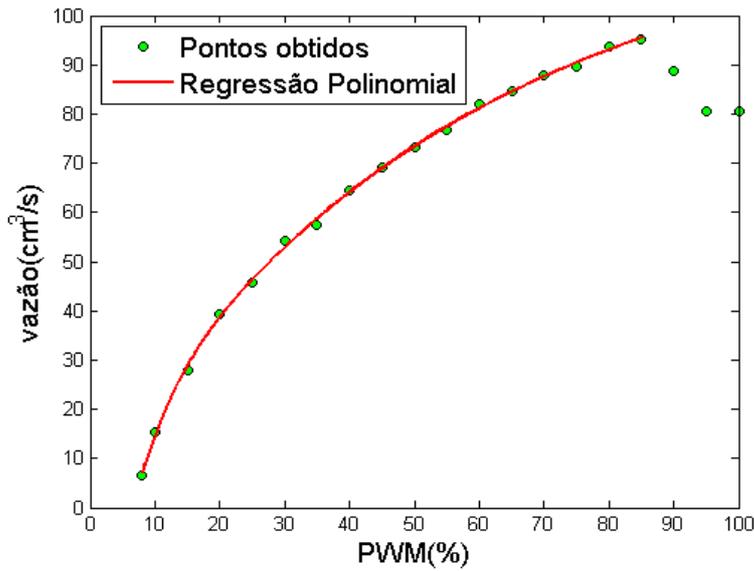


Figura 4.5 – Curva de calibração – atuador 1.

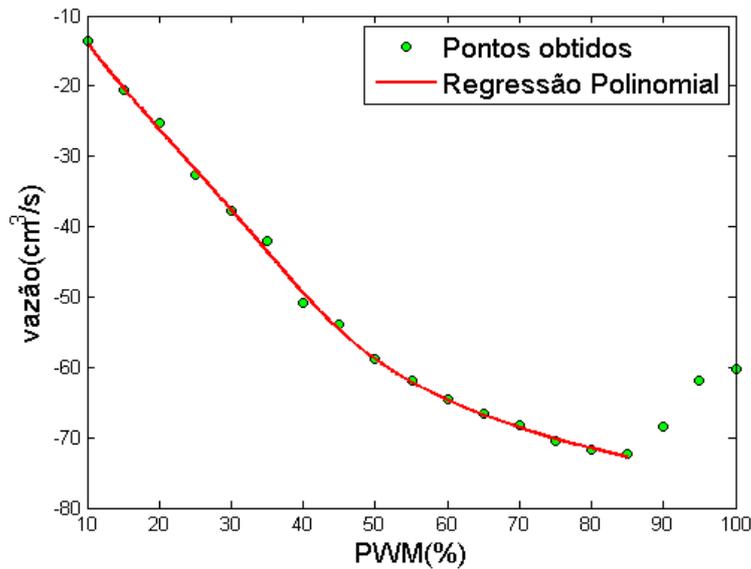


Figura 4.6 – Curva de calibração – atuador 2.

É importante frisar que a vazão do atuador desligado gera dois tipos de vazão no sistema em funcionamento: a vazão do atuador, dado pela curva de calibração do mesmo e a vazão resultante, que é a vazão do atuador menos a vazão referente ao atuador desligado. Desta forma, a vazão máxima e mínima do sistema passa a ser variável com a altura no tanque 1, como pode ser visto na Fig. 4.7.

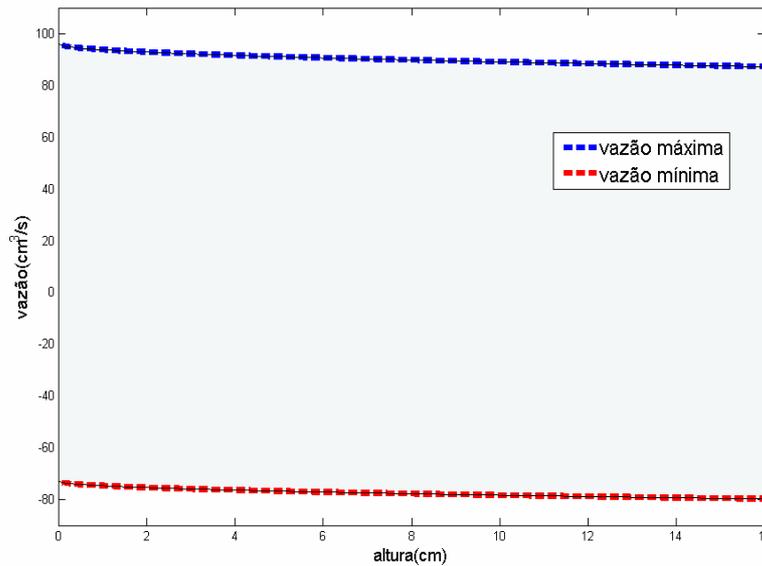


Figura 4.7 – Limites de vazão em função da altura do tanque 1.

#### 4.5 ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO SISTEMA

O procedimento utilizado neste projeto para estimar os parâmetros do sistema de nível de Líquidos ( $k_{12}$  e  $k_2$ ) depende do resultado da calibração dos sensores e dos atuadores. Este consiste em aplicar uma vazão constante ao sistema, e assim que os níveis nos tanques estabilizarem fazer a leitura das alturas e da vazão de entrada. Desta forma, a partir das Eqs. 2.7 e 2.8 calculam-se  $k_{12}$  e  $k_2$ , respectivamente.

Para tornar o sistema mais flexível,  $k_{12}$  foi calculado para três posições diferentes da válvula. A Tabela 4.3 mostra os valores de  $k_{12}$  para estas três configurações. Já  $k_2$  é um parâmetro fixo do sistema, não sendo possível alterar seu valor. Desta forma, obteve-se o seguinte valor para  $k_2$ :

$$k_2 = 11,5 \text{ cm}^{2,5} / \text{s}$$

Tabela 4.3 – Parâmetro  $k_{12}$  para três configurações da válvula entre tanques.

	Posição 1	Posição 2	Posição 3
$k_{12}$ (cm <sup>2,5</sup> /s)	16,0	28,0	38,0

É importante frisar que a precisão dos valores obtidos por este método depende significativamente de sensores e atuadores bem calibrados, uma vez que são cálculos diretos utilizando os valores da saída destas calibrações.

## 5 PROJETO DE CONTROLE NO EE

Este capítulo destina-se a apresentar o projeto do sistema de controle realimentado por estado observado.

### 5.1 REPRESENTAÇÕES CANÔNICAS NO ESPAÇO DE ESTADOS

Considere a seguinte função de transferência para um sistema de ordem  $n$  [9]:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} \quad (5.1)$$

A representação do sistema definido pela Eq. 5.1 na forma canônica controlável, forma esta que facilita o projeto de sistemas de controle pela abordagem por alocação de pólos, é definida como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (5.2)$$

$$y = \begin{bmatrix} (b_n - a_n b_0) & (b_{n-1} - a_{n-1} b_0) & \dots & (b_1 - a_1 b_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + b_0 u \quad (5.3)$$

Já a representação na forma canônica observável, a qual simplificará o projeto do observados de estados, é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & -a_n \\ 1 & 0 & \dots & 0 & -a_{n-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (b_n - a_n b_0) \\ (b_{n-1} - a_{n-1} b_0) \\ \vdots \\ (b_0 - a_1 b_0) \end{bmatrix} u \quad (5.4)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + b_0 u \quad (5.5)$$

Logo, a representação dos sistemas definidos pelas Equações 2.30 e 2.31 nas formas canônica controlável e observável encontram-se logo a seguir:

Forma canônica controlável e observável do sistema 1 (Saída  $h_1$ ):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -ab & -(2a+b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (5.5)$$

$$y = [(a+b)/A_r \quad 1/A_r] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -ab \\ 1 & -(2a+b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (a+b)/A_r \\ 1/A_r \end{bmatrix} u \quad (5.7)$$

$$y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Forma canônica controlável e observável do sistema 2 (Saída  $h_2$ ):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -ab & -(2a+b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (5.9)$$

$$y = [a/A_r \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -ab \\ 1 & -(2a+b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a/A_r \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5.11)$$

$$y = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

## 5.2 CONCEITOS DE CONTROLABILIDADE E OBSERVABILIDADE

Um sistema é dito completamente controlável se for possível obter uma entrada capaz de transferir todas as variáveis de estado de um valor inicial desejado para um estado final desejado [16]. Trata-se de um conceito muito importante, pois está diretamente relacionado à possibilidade de ser realizada uma realimentação dos estados, e assim, alocar os pólos de malha fechada em locais pré-estabelecidos.

A condição necessária e suficiente para que o sistema seja completamente controlável, é que sua matriz de controlabilidade tenha posto igual à ordem deste mesmo sistema [9]. Ou seja:

$$\text{posto}[C_M] = \text{posto}[\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] = n \quad (5.13)$$

Já um sistema é dito completamente observável se for possível obter um vetor de estado inicial,  $\mathbf{x}(t_0)$ , a partir da medida de  $u(t)$  e de  $y(t)$  durante um intervalo de tempo finito a partir de  $t_0$  [16]. A observabilidade está relacionada à capacidade de se deduzir as variáveis de estado com base no conhecimento da entrada,  $u(t)$ , e da saída,  $y(t)$ . O projeto de observadores ou estimadores de estados é muito utilizado para fornecer as variáveis de estado estimadas para o controlador de estados, já que muitas vezes estas variáveis não estão disponíveis para serem aferidas. Analogamente ao caso da controlabilidade, a condição necessária e suficiente para que um sistema seja completamente observável é que sua matriz de observabilidade tenha posto igual à ordem do sistema [9]. Ou seja:

$$\text{posto}[\mathbf{O}_M] = \text{posto} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{CA} \\ \vdots \\ \mathbf{CA}^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (5.14)$$

Serão aplicados, então, estes conceitos de controlabilidade e observabilidade no sistema 1 representado na forma canônica controlável (Equações 5.5 e 5.6), o qual possui como saída a variação da altura do tanque 1 ( $\delta h_1$ ). Observe a seguir:

$$\mathbf{C}_{M1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -(2a+b) \end{bmatrix}$$

Como o determinante  $|\mathbf{C}_{M1}|$  é igual a -1, então o  $\text{posto}[\mathbf{C}_{M1}] = 2$ , logo o sistema 1 é completamente controlável.

$$\mathbf{O}_{M1} = \begin{bmatrix} (a+b)/A_r & 1/A_r \\ (-ab)/A_r & (-a)/A_r \end{bmatrix}$$

Tem-se que o determinante  $|\mathbf{O}_{M1}|$  é igual a  $(-a^2/A_r^2)$ . Como o valor de  $a$ , dado pela Eq. 2.18, não será nulo, o  $\text{posto}[\mathbf{O}_{M1}] = 2$ . Logo, o sistema 1 é completamente observável.

Já para o sistema 2 na forma canônica controlável (Equações 5.9 e 5.10), o qual possui como saída a variação do tanque 2 ( $\delta h_2$ ), as matrizes de controlabilidade e observabilidade serão:

$$\mathbf{C}_{M2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -(2a+b) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{O}_{M2} = \begin{bmatrix} a/A_r & 0 \\ 0 & a/A_r \end{bmatrix}$$

Como no caso do sistema 1, o sistema 2 possui  $\text{posto}[\mathbf{C}_{M2}] = 2$ , portanto, também é completamente controlável. O determinante  $|\mathbf{O}_{M2}|$  é igual a  $a^2/A_r^2$ , portanto, o sistema 2 também é completamente observável.



Para o cálculo de  $\bar{N}$ , devem ser determinados os pólos de malha fechada desejados segundo os critérios de projeto ( $T_s$ ,  $\zeta$ , etc.). Como o sistema de nível de líquidos é um sistema de ordem 2, dois pólos  $p_1$  e  $p_2$  deverão ser alocados. Esta consideração fará com que a equação característica do sistema seja  $s^2 + (-p_1 - p_2)s + p_1 p_2$ . Logo:

$$\bar{N} = \frac{A_r p_1 p_2}{a + b}, \text{ para o sistema 1.} \quad (5.15)$$

$$\bar{N} = \frac{A_r p_1 p_2}{a}, \text{ para o sistema 2.} \quad (5.16)$$

Concluindo, o projeto do controle realimentado por estado observado possuirá as seguintes etapas:

1. Determinar em que sistema o controlador atuará, ou seja, se será realizado o controle do nível do tanque 1 ou do nível do tanque 2;
2. Especificar quais os valores dos parâmetros do sistema ( $A_r$ ,  $k_{12}$  e  $k_2$ );
3. Definir o ponto de operação do sistema  $(\bar{h}_1, \bar{h}_2)$ , tendo como base o valor da vazão no ponto de operação  $(\bar{q}_i)$ ;
4. Com os valores de  $\bar{h}_1$  e  $\bar{h}_2$ , é possível calcular as variáveis auxiliares  $a$  e  $b$  dadas pelas Equações 2.18 e 2.19, sendo que estas variáveis são encontradas nas representações canônicas dos sistemas (Equações 5.5 a 5.12);
5. Posteriormente, é definida a localização dos pólos de malha fechada desejados e quais serão os pólos inseridos pelo observador de ordem plena. Normalmente, os pólos do observador são escolhidos para serem de três a cinco vezes mais rápidos que os pólos alocados pelo controlador;
6. Dependendo de qual nível será controlado, é calculado o valor de  $\bar{N}$  (Eq. 5.15 ou Eq. 5.16) para corrigir o erro de estado estacionário;
7. Por meio da fórmula de Ackermann, são determinadas as matrizes de ganho  $\mathbf{K}$  e  $\mathbf{L}$ ;

Foi desenvolvido um programa no MatLab® para realizar as etapas descritas anteriormente. Tal programa está descrito no Anexo III.3.

## 6 RESULTADOS

Este capítulo trata sobre os experimentos realizados utilizando o projeto de controle no Espaço de Estados, analisando os resultados a fim de avaliar o funcionamento do sistema didático de nível de líquidos.

### 6.1 EXPERIMENTOS DIDÁTICOS

O sistema didático de nível de líquidos foi utilizado para realizar um experimento na disciplina Controle Dinâmico do 1º semestre de 2008. O Anexo V apresenta o roteiro do experimento, juntamente com o modelo da simulação e o valor das constantes do sistema. A primeira parte do experimento consistiu em projetar o controlador de estados para alocação dos pólos em malha fechada, utilizando-se um observador de ordem plena para realizar a estimativa dos estados. Os parâmetros obtidos do projeto são então inseridos em uma simulação do processo feita no Simulink, obtendo a curva esperada para a altura dos níveis e da vazão de entrada do sistema. A Figura 6.1 mostra o controlador na forma canônica controlável, enquanto a Fig. 6.2 apresenta a representação das equações diferenciais não-lineares do processo de nível de líquidos.

O experimento consistiu em aplicar os parâmetros de controle no sistema didático e comparar com as simulações realizadas. Cerca de 100 alunos, divididos em 30 grupos, participaram dos experimentos, fazendo testes em 10 configurações diferentes. Os parâmetros alterados para cada grupo foram a vazão no ponto de operação ( $\bar{q}_i$ ), a posição dos pólos em malha fechada ( $p$ ), os pólos do observador ( $o$ ) e a posição da válvula de restrição entre os dois tanques ( $k_{12}$ ).

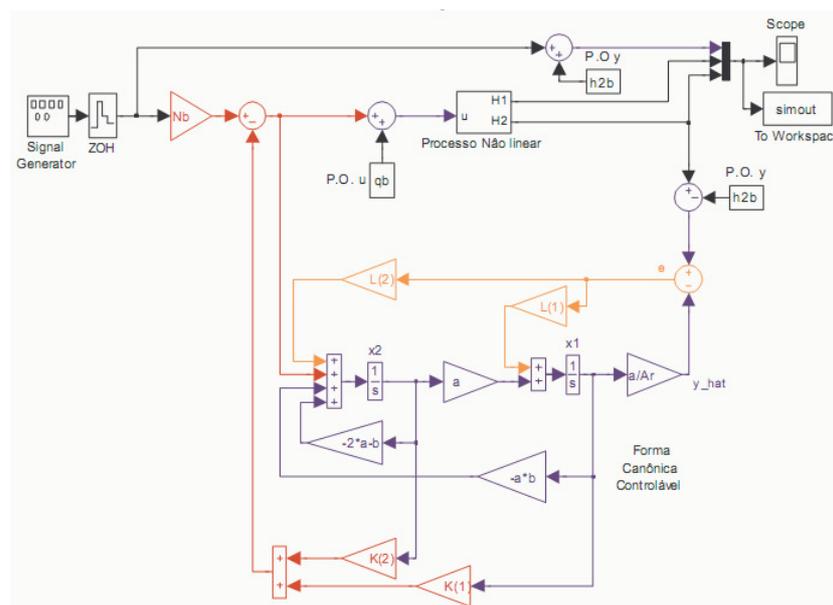


Figura 6.1 – Diagrama de blocos do controlador de estados com observador.

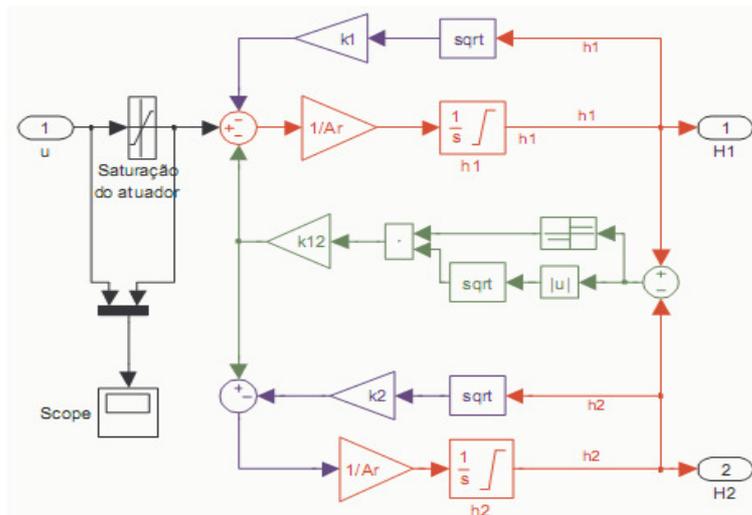


Figura 6.2 – Diagrama de blocos da simulação do sistema de nível de líquidos.

O arquivo de simulação disponibilizado para os alunos e utilizado nos experimentos continha um erro no observador de Estados, pois foi inserido um ganho (de valor 'a') entre  $x_2$  e  $\dot{x}_1$ , quando, pela forma canônica controlável o ganho deveria ser unitário. Essa diferença ainda gera resultados próximos do esperado, principalmente nos projetos com  $k_{12}$  mais alto e pólos mais lentos. Mesmo assim, para fins de análise foram refeitos os testes com o controlador corrigido.

Vale a pena ressaltar que o período de amostragem empregado na obtenção dos sinais dos sensores foi igual a 1 s. Como esse período é comparativamente menor que a constante de tempo do processo, não foram aplicadas técnicas de controle discreto.

Para aplicar o controle ao sistema didático substituiu-se o bloco 'Processo não-linear' do diagrama da Fig. 6.1 por outro bloco contendo os comandos de comunicação serial e a calibração de sensores e atuadores, como mostrado na Fig. 6.3. O Anexo II contém os códigos de implementação destes blocos no Matlab®.

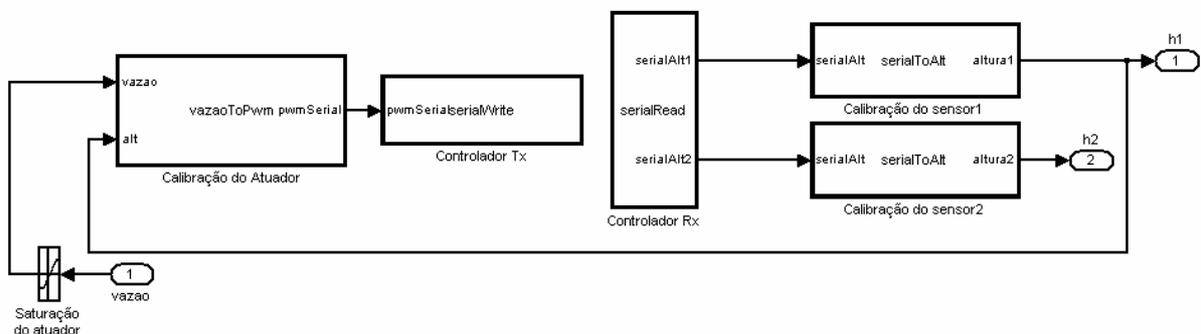


Figura 6.3 – Diagrama de blocos da comunicação entre controlador e sistema didático.

Como o processo de inicialização do teste consome um maior processamento do computador, é possível que, utilizando um computador com menor poder de processamento, o computador demore alguns segundos para executar a inicialização. Desta forma os

primeiros dados seriais podem ser acumulados até serem enviados todos seguidamente ao PIC. Esta pode ser uma explicação ao fato de que, em alguns casos, ao iniciar os testes, o PIC deixava de responder aos comandos seriais enviados pelo computador, precisando reiniciar o PIC e o teste.

## 6.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesta seção foram feitas as seguintes análises dos resultados obtidos dos experimentos no sistema didático de nível de líquidos:

- Comparação da resposta com o resultado esperado das simulações.
- Repetitividade do sistema (comparação de respostas ao utilizar os mesmo parâmetros).
- Influência do efeito *stick-slip* na resposta.
- Influência de pólos rápidos do observador.

O objetivo destas análises é observar a atuação do sistema em diversas configurações de modo a validar seu funcionamento, com o intuito de detectar possíveis problemas na sua implementação e sugerir melhoras nos diversos módulos.

### 6.2.1 Comparação de resultados com a simulação

Para fazer esta análise, foram obtidas respostas com os parâmetros mostrados na Tab. 6.1. Estes conjuntos de parâmetros foram escolhidos por abrangerem uma ampla gama de parâmetros, com o intuito de observar a resposta em diferentes pontos de operação, para diferentes dinâmicas do sistema.

Tabela 6.1 – Conjuntos de parâmetros para a comparação de resultados.

	$k_{12}$	$\bar{q}_i$	$p$	$o$
Solução 1	28	34	-1/20	4p
Solução 2	28	30	-1/5	4p
Solução 3	38	36	-1/10	4p

Esta análise consistirá, para cada uma das respostas escolhidas, nos seguintes passos:

1. Comparar visualmente a resposta com a simulação do sistema com os mesmos parâmetros.

2. Recalcular os valores de  $k_{12}$  e  $k_2$  aproximados a partir da curva das respostas e comparar com os parâmetros do roteiro, a fim de observar a diferença entre dinâmicas de resposta. Este procedimento é feito obtendo a altura no tanque 1, no tanque 2 e a vazão em um instante de estabilidade da curva.

Desta forma, foram obtidas as Figuras 6.4, 6.6 e 6.8 com os níveis de líquido simulados e as Figuras 6.5, 6.7 e 6.9 com os sinais dos atuadores.

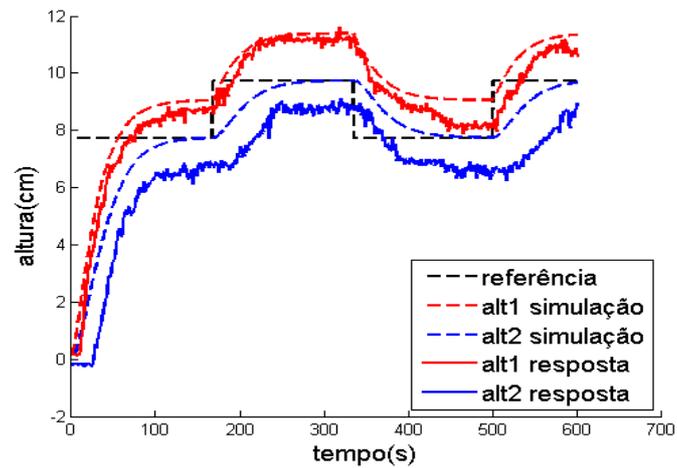


Figura 6.4 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 1.

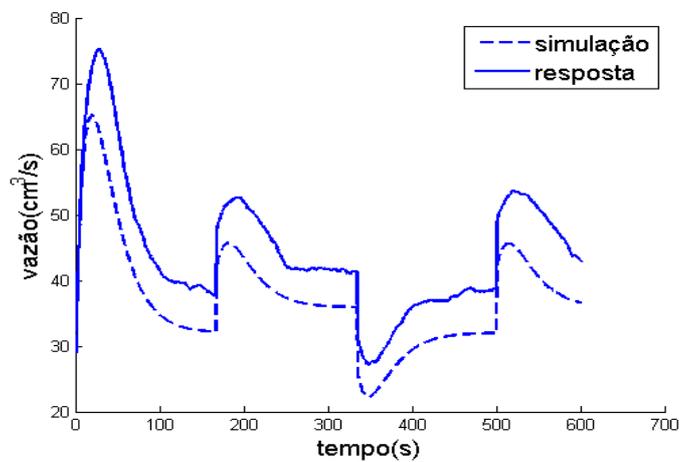


Figura 6.5 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 1.

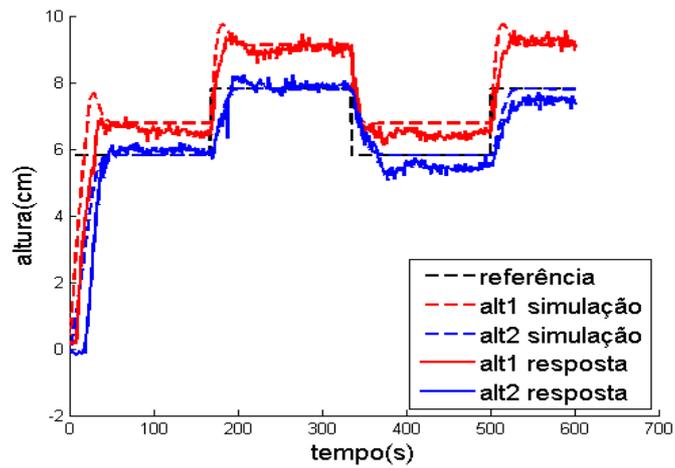


Figura 6.6 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 2.

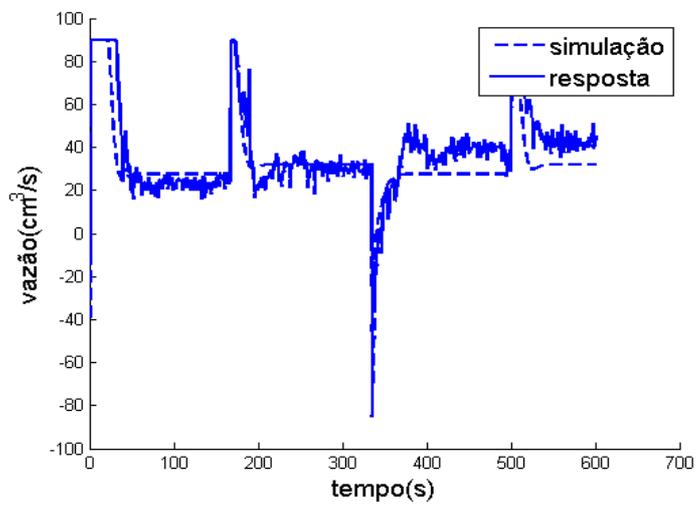


Figura 6.7 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 2.

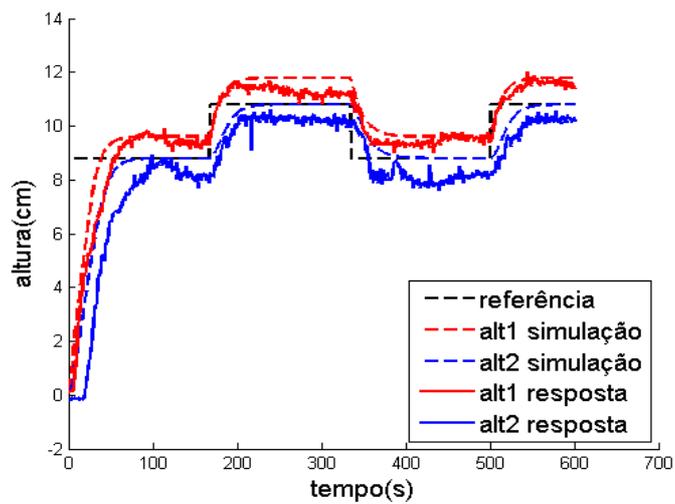


Figura 6.8 – Níveis de líquidos do controlador com os parâmetros da Solução 3.

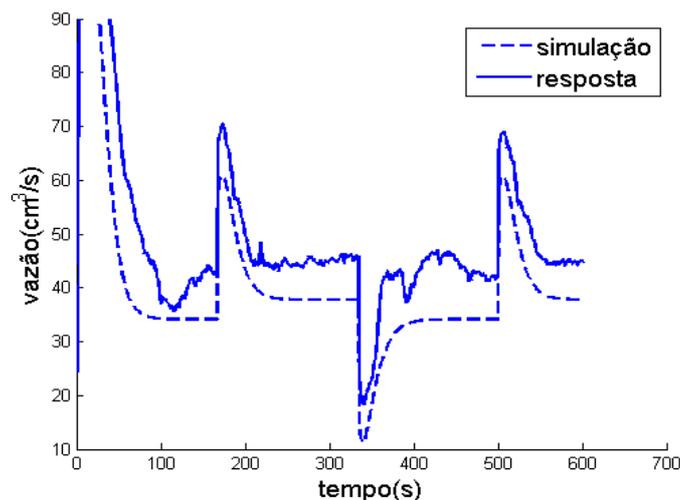


Figura 6.9 – Vazão de entrada com os parâmetros da Solução 3.

Observando as Figuras 6.4, 6.6 e 6.8, pode-se considerar que as curvas obtidas no sistema didático se aproximaram dos resultados simulados. Porém, também é possível observar erro de estado estacionário significativamente maior que as simulações para alguns casos, sendo evidenciado na diferença dos sinais de atuação entre a simulação e a resposta do processo, como visto nas Figuras 6.5, 6.7 e 6.9.

Aplicando o segundo procedimento, a fim de recalculer os parâmetros do sistema, obtiveram-se os seguintes valores da Tab. 6.2.

Tabela 6.2 – Parâmetros  $k_{12}$  e  $k_2$  recalculados.

	$k_{12}$ (referência)	$k_2$ (referência)
Solução 1	26,3 (28)	13,9 (11,5)
Solução 2	28.0 (28)	10.7 (11.5)
Solução 3	45.5 (38)	14.2 (11.5)

Os parâmetros obtidos se assemelham aos valores dados, reforçando a semelhança entre o sistema didático e a simulação, apesar de haver diferenças entre os valores recalculados e as referências. É importante ressaltar que esta análise não é capaz de fornecer uma grande precisão no seu resultado, uma vez que o ruído na leitura dos sensores e na vazão de entrada do sistema faz com que não seja possível obter valores precisos dos gráficos. Desta forma, esta análise tem a função somente de demonstrar tendências.

## 6.2.2 Teste de repetitividade

A repetitividade pode ser definida como o grau de concordância entre os resultados de medições sucessivas de um mesmo mensurando efetuadas sob as mesmas condições de medição [12].

Este teste tem por objetivo analisar a capacidade do sistema de obter resultados semelhantes ao alimentar o sistema com os mesmos parâmetros. Foram feitos quatro testes utilizando  $k_{12} = 38$ ,  $\bar{q}_i = 34$ ,  $p = -1/5$  e  $o = 3p$ . A Figura 6.10 mostra a altura do tanque 1 para estes quatro experimentos, além do nível esperado e a Fig. 6.11 mostra a altura do tanque 2.

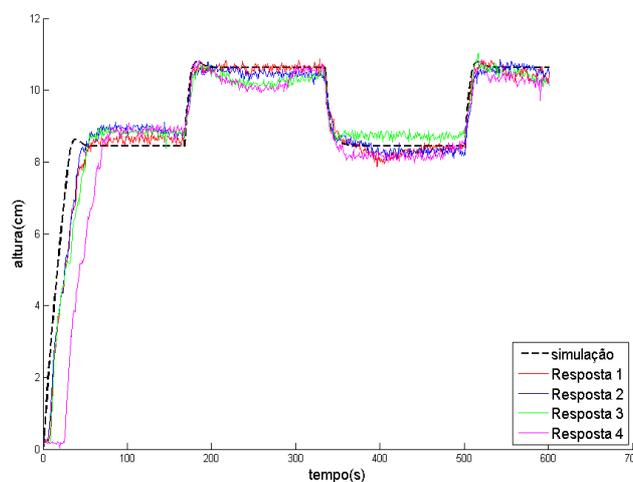


Figura 6.10 – Altura no tanque 1 em quatro experimentos com mesmos parâmetros.

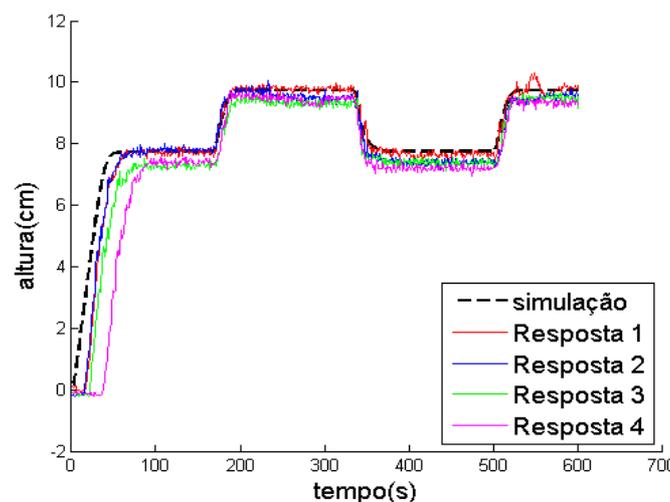


Figura 6.11 – Altura no tanque 2 em 4 experimentos com mesmos parâmetros.

Nos quatro testes as curvas estão próximas do valor esperado, tanto no tanque 1 quanto no tanque 2. Já as pequenas oscilações em torno da simulação aparentam vir dos ruídos da medida dos sensores.

### 6.2.3 Influência do efeito *stick-slip* na resposta

Nos resultados apresentados até agora foi possível observar o efeito *stick-slip* em algumas ocasiões. A Figura 6.12 exemplifica a influência deste fenômeno em uma das curvas obtidas, utilizando  $k_{12} = 28$ ,  $\bar{q}_i = 34$ ,  $p = -1/20$  e  $o = 4p$ . Nela, o efeito *stick-slip* está destacado, circulando os pontos onde este aparece. Como exemplifica este resultado, o efeito *stick-slip* ocorre com mais frequência quando se utiliza pólos mais lentos do controlador, já que o efeito se deve à transição entre atrito estático e dinâmico e com a dinâmica do sistema mais lenta com mais frequência o potenciômetro entra em uma região de atrito estático.

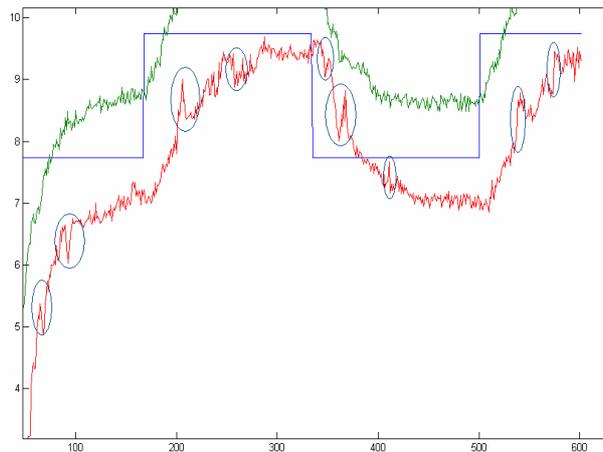


Figura 6.12 – Influência do efeito *stick-slip*.

### 6.2.4 Influência de pólos rápidos do observador

Pólos rápidos do observador aumentam a banda passante do controlador-observador. E uma banda passante alta transmite ruídos de alta frequência, causando problemas nos sinais [9]. Foi feito o projeto do controlador no sistema didático com os parâmetros  $k_{12} = 28$ ,  $\bar{q}_i = 32$ ,  $p = -1/5$ , repetindo o teste com  $o = 3p$ ,  $6p$  e  $9p$  a fim de observar se há influência dos pólos do observador na resposta. Comparando a simulação com a resposta do sistema, é possível observar a influência do ruído de leitura na resposta à medida que se aumenta o valor do pólo. A Figura 6.13 mostra este fato, já que com o pólo em  $9p$  se observou a maior oscilação.

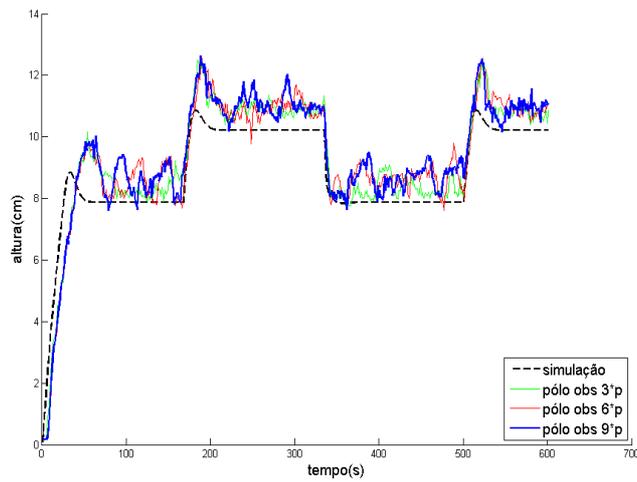


Figura 6.13 – Resposta com pólo do observador rápido (Tanque 1).

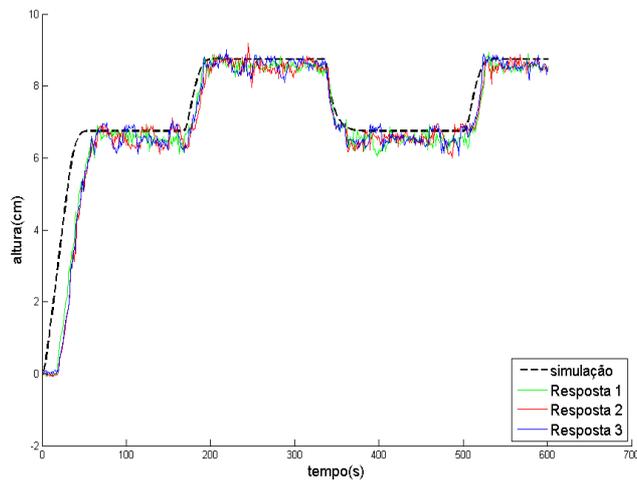


Figura 6.14 – Resposta com pólo do observador rápido (Tanque 2).

É interessante observar, na Fig. 6.14, que a oscilação vista no tanque 1 é atenuada no tanque 2, mostrando a influência da válvula na dinâmica entre os tanques.

# 7 CONCLUSÕES

Neste capítulo serão apresentadas as conclusões dos resultados obtidos neste projeto, sugerindo melhorias para próximos trabalhos.

## 7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este projeto se propôs a colocar novamente em funcionamento o sistema de nível de líquidos montado em [6] e a utilizá-lo em experimentos da disciplina Controle Dinâmico. Cerca de 100 alunos acompanharam o funcionamento do sistema, aplicando as técnicas de controle em Espaço de Estados aprendidas na teoria e observando o funcionamento destas técnicas na prática. Durante os experimentos, os alunos fizeram diversos questionamentos à cerca do funcionamento do sistema. Desta forma também puderam observar o aparato necessário para realizar um processo de controle, compreendendo a função de cada módulo para uma melhor representação do sistema.

O sistema se comportou de forma aproximada à simulação em diversos pontos de operação, para diversas dinâmicas de controladores. Porém, foi possível observar que o ruído obtido na leitura dos sensores, que inclui também o efeito *stick-slip*, causou influência considerável na resposta do sistema, principalmente para pólos mais rápidos do observador.

A calibração do atuador aparentou gerar resultados satisfatórios. Porém, foram utilizados poucos mecanismos para validar a calibração dos mesmos. Além disso, os ruídos de leitura dos sensores podem ter influenciado este processo de calibração, uma vez que foram utilizados para obter o nível no tanque 1 a cada instante.

## 7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros sugere-se estudar outras formas de calibrar e avaliar a calibração dos atuadores de maneira mais precisa. Uma possibilidade é estudar a viabilidade de inserir um sensor de vazão nos atuadores, podendo utilizá-los para implementar um controle de vazão como forma de calibração.

Na calibração dos sensores, podem ser aplicadas técnicas de filtragem digital para diminuir os ruídos. Outra sugestão é inserir outro sensor de nível ao sistema, aplicando técnicas de fusão sensorial para obter repostas mais precisas.

O *software* utilizado para programar o PIC (Icprog) possibilita programá-lo utilizando a linguagem C, com comandos de alto nível que facilitam a implementação para projetistas iniciantes em microcontroladores. A desvantagem de se trabalhar desta forma está na dificuldade de entender como os comandos em alto nível são executados internamente.

Este *software* em particular não permite alterar diretamente alguns registradores, limitando a utilização de alguns recursos do microcontrolador. Estes problemas foram observados neste projeto, como a situação descrita na seção 6.1, quando o PIC parava de processar os dados seriais recebidos. Assim, sugere-se verificar a viabilidade de utilizar outros microcontroladores, como o ATMEGA da ATMEL ou o MSP430 da *Texas Instrument*.

A técnica de controle utilizada neste projeto gera um erro de estado estacionário que aumenta à medida que se afasta da faixa de operação. Em trabalhos futuros sugere-se estudar e utilizar técnicas de controle que eliminem o erro de estado estacionário ao atuar fora da faixa de operação.

Por último, pode-se adaptar o sistema também para realizar experimentos remotos com acesso via Internet, aumentando a capacidade de testes.

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SCHMID, C. *Remote experimentation techniques for teaching control engineering*, 4<sup>th</sup> International Scientific – Technical Conference, 2000.
- [2] LING, K. V.; LAI, Y. K.; CHEW, K. B. *An Online Internet Laboratory for Control Experiments*, Advances in Control Education, Pergamon, Great Britain
- [3] VICINO, A.; DOMENICO, P.; CASINI, M. *The Automatic Control Telelab: A User Friendly Interface for Distance Learning*, IEEE transaction on education, vol. 46, 2003.
- [4] JABUONSKI, R. E. Jr.; FERREIRA, L. V.; GUIMARÃES, B.; BAUCHSPIESS, A. *Sistema de experimentação remota configurável de controle de nível de líquidos multivariável*, VI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2003.
- [5] BARCELLOS, F. P. *Sistema didático para controle de nível e temperatura*, Relatório Projeto de Graduação, Centro Federal de Educação Tecnológica de Pelotas, 2005.
- [6] MENDES, R. G. da R.; TAMAYO, S. *Sistema de Nível de Líquidos de Segunda Ordem Didático com Microcontrolador PIC 18F252 – Experimentos de Controle no Domínio da Frequência*, Relatório de Projeto de Graduação, Universidade de Brasília, 2004.
- [7] CAMPOS, M. C. M. M. de; TEIXEIRA, H. C. G. *Controle típicos de equipamentos e processos industriais*, Editora Blucher, São Paulo, 2006.
- [8] MELO, G. A. F.; BERNARDES, M. C. *Instrumentação e Controle de uma Maquete de Nível de Líquido com Quatro Tanques Interligados*, Relatório de Projeto de Graduação, Universidade de Brasília, 2006.
- [9] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*, 4<sup>a</sup> ed., Prentice Hall, São Paulo, 2003.
- [10] MICROCHIP, *Dados técnicos do microcontrolador PIC 18F252*, 2002.
- [11] PEREIRA, F. *PIC Programação em C*, 6<sup>a</sup> ed., Érica, São Paulo, 2007.
- [12] <http://www.olimex.com/dev>
- [13] BURR-BROWN, *Dados técnicos do amplificador de instrumentação INA126*, 2000.
- [14] INMETRO *Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais da metrologia*, 5<sup>a</sup> ed., SENAI, Rio de Janeiro, 2007.
- [15] CHAPRA, S. C.; CANALE, R. P. *Numerical Methods for Engineers*, 4<sup>a</sup> ed., McGrall-Hill, 2002.
- [16] NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*, 3<sup>a</sup> ed., LTC, Rio de Janeiro, 2002.

# ANEXO I

Este anexo apresenta os códigos de programação do PIC.

```
/******  
Programa em C para implementar a comunicação entre o sistema  
didático de nível de líquidos e o controlador(PC), utilizando comunicação  
serial.  
*****/  
  
#include <18F252.h>  
#device adc=10  
#use delay(clock=10000000)  
// configurando módulo USART  
#use rs232(baud=9600,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,PARITY = N, BITS = 8)  
  
/* indica alguns usos e não-usos de recurso:  
HS - o tipo de cristal usado  
NOWDT - não usar o watch dog timer (que não vem ao caso ser explicado)  
PUT - temporizador de power-up ligado (o programa espera um tempo antes  
de começar a executar quando o pic é energizado)  
NOLVP - programação em baixa tensão desabilitada */  
  
#fuses HS,NOWDT,PUT,NOLVP  
  
//constantes definidas  
#define DISABLE 0  
#define ENABLE 1  
#define SERIAL_INIT 0  
#define SERIAL_START 1  
#define SERIAL_GET_PWM 2  
#define SERIAL_SET_STIME 3  
#define SERIAL_IDLE 4  
  
//variáveis globais  
int centSeg = 0;  
int seg = 0;  
int min = 0;  
int conta = 0;  
int adcCount = 0;  
long int adc1;  
long int adc2;  
char serialInput;  
char serialState = SERIAL_INIT;  
int serialCnt;  
unsigned char serialBuffer[4];  
int pwm;  
unsigned char adcCnt;  
  
*/-----protótipo das funções utilizadas-----/.  
  
//inicializa os módulos do programa.
```

```

void PicInit(void);

//configura o conversor e as entradas analógicas.
void adcInit(void);

//Lê os valores analógicos da saída do circuito de condicionamento do sensor.
void AdcLeSensores(void);

//Zera a contagem e inicializa o Timer.
void TimerInit(void);

//Configura os pinos de PWM.
void PwmInit(void);

// função de tratamento dos dados seriais recebidos.
void serialStateMachine (void);

//função principal.
void main()
{
    PicInit();
    while(true)
    {
        //teste para verificar se existe algum caractere no buffer de recepção
        if(kbhit())
        {
            //recebe dado serial e processa.
            serialInput = getc();
            SerialStateMachine();
        }
    }
}

//funções utilizadas
void PicInit(void)
{
    setup_wdt(WDT_OFF);
    AdcInit();
    TimerInit();
    PwmInit();
    enable_interrupts(global);

    //Inicializando pinos
    output_low(PIN_B0);
    output_low(PIN_B1);
    output_low(PIN_B2);
    output_low(PIN_B3);
    output_high(PIN_B4);
}

```

```

void adcInit(void)
{
    //
    setup_ADC_ports(ALL_ANALOG);
    //clock_div recomendado pelo datasheet para o cristal utilizado
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_64);

    //muda o canal do conversor(necessita tempo para efetuar a mudança)
    SET_ADC_CHANNEL(0);
    delay_us(30);
    adc1 = read_adc();
    set_adc_channel(1);
    delay_us(30);
    adc2 = read_adc();
}

```

```

void AdcLeSensores(void)
{
    set_adc_channel(0);
    delay_us(30);
    adc1 = read_adc();
    set_adc_channel(1);
    delay_us(30);
    adc2 = read_adc();
}

```

```

unsigned long int adcSTime = 100;

```

```

void TimerInit(void)
{
    centSeg = 0;
    seg = 0;
    min = 0;
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL | RTCC_8_BIT | RTCC_DIV_8);
    enable_interrupts (int_timer0);
    set_timer0(131);
}

```

```

void PwmInit(void)
{
    setup_ccp1(ccp_pwm);
    setup_ccp2(ccp_pwm);
    set_pwm1_duty(0);
    set_pwm2_duty(0);
}

```

```

void serialStateMachine (void)
{
    switch (serialState)
    {
        //Estado de espera de um comando serial.
        case SERIAL_INIT:
            serialCnt = 0;
    }
}

```

```

    if(serialInput == '+')
    {
        serialState = SERIAL_START;
    }
break;

//Comunicação iniciada, próximo caractere define o tipo de ação
case SERIAL_START:
    switch (serialInput)
    {
        case 'A':
            //lê os valores dos sensores e envia pela serial
            adc1 = read_adc();
            set_adc_channel(1);
            delay_us(30);
            adc2 = read_adc();
            set_adc_channel(0);
            printf( "%04li%04li!", adc1, adc2);
            serialState = SERIAL_IDLE;
            break;

        case 'P':
            serialState = SERIAL_GET_PWM;
            break;

        case 'S':
            serialState = SERIAL_SET_STIME;
            break;

        default:
            serialState = SERIAL_INIT;
    }
break;

//recebe o atuador(1 ou 2) e valor do pwm( de 0 a 255)
case SERIAL_GET_PWM:
    if(serialInput < 0x30 || serialInput > 0x39)
        serialState = SERIAL_INIT;
    else
    {
        if(serialCnt < 3)
        {
            serialBuffer[serialCnt] = serialInput-48;
            serialCnt++;
        }
        else
        {
            serialBuffer[serialCnt] = serialInput-48;
            pwm = serialBuffer[1]*100 + serialBuffer[2]*10 + serialBuffer[3];
            serialCnt = 0;
            switch ( serialBuffer[0])
            {

```

```

        case 1:
            set_pwm1_duty(pwm);
            set_pwm2_duty(0);
            break;
        case 2:
            set_pwm1_duty(0);
            set_pwm2_duty(pwm);
            break;
    }
    serialState = SERIAL_IDLE;
}
}
break;

//recebe 3 caracteres para setar a taxa de amostragem do sistema
//(em centésimos de segundo)
case SERIAL_SET_STIME:
    if(serialInput < 0x30 || serialInput > 0x39)
        serialState = SERIAL_INIT;
    else
    {
        if(serialCnt<3)
        {
            serialBuffer[serialCnt] = serialInput-48;
            serialCnt++;
        }

        if(serialCnt >= 3)
        {
            serialCnt = 0;
            adcSTime = (long int)serialBuffer[0]*100 + serialBuffer[1]*10 + serialBuffer[2];
            serialState = SERIAL_IDLE;
        }
    }
}
break;

//espera comando de fim de comunicação.
case SERIAL_IDLE:
    if (serialInput == '?')
    {
        serialState = SERIAL_INIT;
    }
    break;
}
}

//interrupção de timer
#int_timer0
void trata_t0 ()
{
    //taxa = (countNum*interrNum*clockDiv/clock)
    //taxa = (256-131)*25*8/10000000 = 0,01s

```

```

set_timer0(131 + get_timer0());
conta++;
if (conta == 25)
{
    conta = 0;
    centSeg ++;

    if(centSeg == 100)
    {
        centSeg = 0;
        seg++;
        if(seg == 60)
        {
            min++;
            seg = 0;
        }
    }

    adcCount++;
    if(adcCount == adcSTime)
    {
        // Em uma taxa constante definida por adcSTime,
        // lê e envia dados dos sensores pela serial.
        output_low(PIN_B4);
        adcCount = 0;
        AdcLeSensores();
        printf("%04li\n%04li\n",adc1,adc2);
    }
}

```

## ANEXO II

Este anexo traz os códigos no MatLab<sup>®</sup> dos blocos implementados na Fig. 6.3, que representa a arquitetura de comunicação entre PIC e o controlador. Ele é composto por funções chamadas “*Embedded MatLab Function*”. Estas funções foram projetadas para serem utilizadas em aplicações de tempo real. Desta forma, existe uma quantidade limitada de funções que podem ser utilizadas, e simplificações são feitas para aumentar o desempenho do controlador.

### All.1 Calibração do Atuador

```
function pwmSerial = vazaoToPwm(vazao,alt)
% This block supports an embeddable subset of the MatLab language.
% See the help menu for details.

%limites de vazão dos atuadores
lim = [6,-73;96,-13];

% parâmetros da regressão dos atuadores
theta = [5.933276159,0.351016199,-0.009990893,0.000427823,-
0.00000502305,0.0000000228914;2.136724062,1.194043092,0.042453398,0.0018916
93,0.0000358742,0.000000246209];

% escolha do atuador
if vazao > -2.1845*sqrt(alt)
    vazaoResult = vazao + 2.1845*sqrt(alt);
    vazaoResult = vazao;
    atuador = 1;
else
    vazaoResult = vazao + 1.69*sqrt(alt);
    atuador = 2;
end

% aplicação dos limites de atuação
if vazaoResult < lim(1,atuador)
    vazaoResult = lim(1,atuador);
elseif vazaoResult > lim(2,atuador)
    vazaoResult = lim(2,atuador);
end

pwm = 0;
for i = 1: size(theta,2)
    pwm = pwm + theta(atuador,i)*vazaoResult^(i-1);
end
pwm = pwm*(-1)^(atuador+1);
pwmDigital = pwm*2.55;
% valor a ser enviado pela serial
pwmSerial = pwmDigital + 1000*atuador;
```

## All.2 Controlador Tx

```
function serialWrite(pwmSerial)

% encontra porta serial aberta
portaSerial = instrfind('Status','open');
% envia comando serial para atualizar PWM dos atuadores
fprintf(portaSerial,'+P%04.0f?',pwmSerial,'async');
% tempo para evitar envios consecutivos de dados.
pause(0.5);
```

## All.3 Controlador Rx

```
function [serialAlt1,serialAlt2] = serialRead
% inicializando as variáveis de saída
serialAlt1 = 2;
serialAlt2 = 2;

% encontra porta serial aberta
portaSerial = instrfind('Status','open');

% lê dado serial referente à altura 1 e retorna para a saída da função
alt1 = fgetl(portaSerial);
serialString = double(alt1);
serialAlt1 = str2double(alt1);

% lê dado serial referente à altura 2 e retorna para a saída da função
alt2 = fgetl(portaSerial);
serialString = double(alt2);
serialAlt2 = str2double(alt2);
```

## All.4 Calibração do sensor1

```
function altural = serialToAlt(serialAlt)
% parâmetros da regressão do sensor 1
K1 = - 0.799429;
K2 = 4.125815;
K3 = - 0.048278;
K4 = 0.966378;
V = serialAlt*5/1024;
altural = (cos((V-K1)/K2)-K4)/K3;
```

## All.5 Calibração do sensor2

```
function altura2 = serialToAlt(serialAlt)
% parâmetros da regressão do sensor 2
K1 = -1.422661836087281;
K2 = 6.263751123132381;
K3 = -0.027316064400037;
K4 = 0.962909892115992;
V = serialAlt*5/1024;
altura2 = (cos((V-K1)/K2)-K4)/K3;
```

# ANEXO III

Este anexo contém os códigos do MatLab utilizados no projeto. Entre eles incluem os seguintes códigos:

## AIII.1 Inicia comunicação

```
% Arquivo .m desligar as bombas e fechar a porta serial
T = 1; % Taxa de amostragem

% fecha as portas abertas e abre uma com as configurações especificadas
portaAberta = instrfind('Status','open');
if length(portaAberta) == 0
    portaSerial = serial('COM1', 'BaudRate',
9600, 'Timeout', 1, 'Terminator', 10);
    fopen(portaSerial);
else
    fclose(portaAberta);
    portaSerial = serial('COM1', 'BaudRate',
9600, 'Timeout', 1, 'Terminator', 10);
    fopen(portaSerial);
end
```

## AIII.2 Finaliza teste

```
% Arquivo .m desligar as bombas e fechar a porta serial
T = 1; % taxa de amostragem

% fecha as portas abertas e abre uma com as configurações especificadas
portaAberta = instrfind('Status','open');
if length(portaAberta) == 0
    portaSerial = serial('COM1', 'BaudRate',
9600, 'Timeout', 1, 'Terminator', 10);
    fopen(portaSerial);
else
    fclose(portaAberta);
    portaSerial = serial('COM1', 'BaudRate',
9600, 'Timeout', 1, 'Terminator', 10);
    fopen(portaSerial);
end

% desliga os atuadores e fecha a porta serial.
pause(0.5);
fprintf(portaSerial, '+P1000?');
pause(1);
fclose(portaSerial);
```

## AIII.3 Configura parâmetros do sistema

```
% Arquivo .m para calcular os parâmetros do sistema e do controlador
```

```

k12 = 28;
qb = 32; % vazão no ponto de operação.
p = -1/5;
o = 5*p;
Ar = 6*25.4; % cm2 - Área da seção transversal dos tanques
k1 = 0; % parâmetro do furo do tanque de entrada
k2 = 11.5; % parâmetro do furo do tanque de saída
hmax = 16; % altura máxima antes de sair água pelo ladrão
qmax = 90; % vazão máxima do sistema
qmin = -73; % vazão mínima do sistema
h2b = (qb/k2)^2 %altura do tanque 2 no ponto de operação

a = (k12^2)/(2*Ar*qb);
b = (k2^2)/(2*Ar*qb);
A = [0 1; -(a*b) -(2*a+b)];
B = [0 ; 1];
C = [a/Ar 0];
K = acker(A,B,[p p]); %cálculo dos pólos do controlador a partir da fórmula
de ackermann
K=K'
L = acker(A',C',[o o]); %cálculo dos pólos do observador a partir da
fórmula de ackermann
L = L'
Nb = ((p)^2/(a/Ar)) %fator de de ajuste de ganho

```

# ANEXO IV

Este anexo contém os esquemáticos dos circuitos utilizados neste projeto. A partir destes esquemáticos foram feitos os projetos de layout das placas confeccionadas.

## AIV.1 Placa de controle

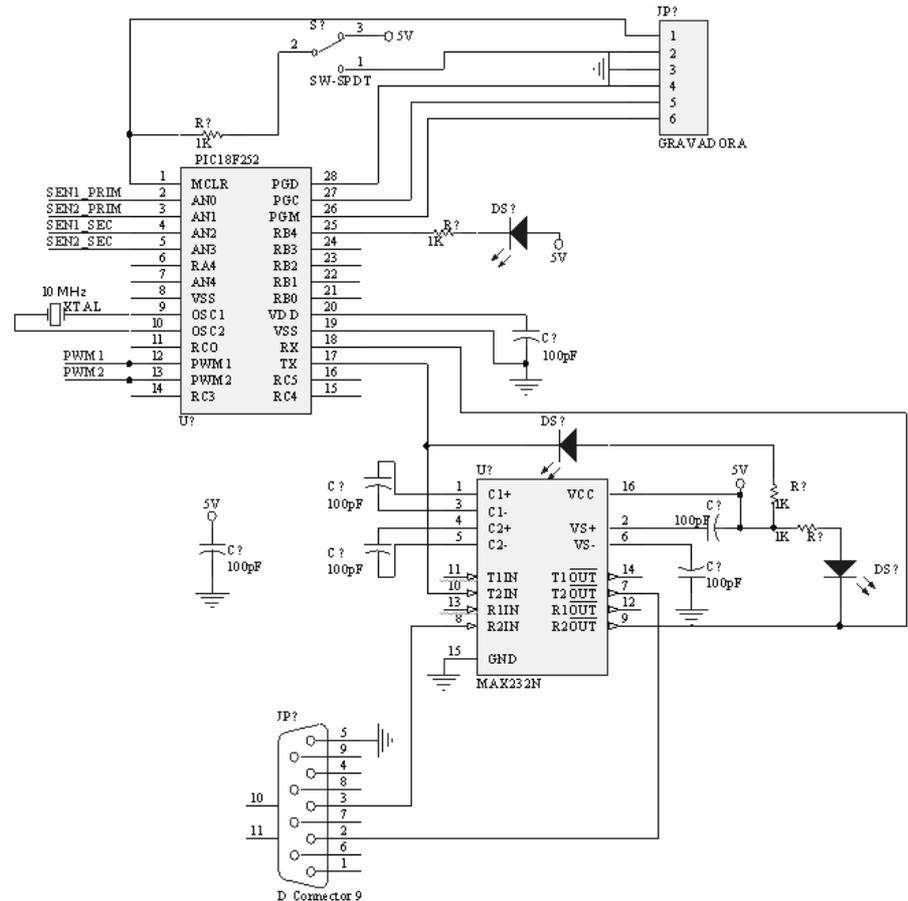


Figura IV.1 – Esquemático da placa de controle montada.

## AIV.2 Esquemático da placa de condicionamento dos sensores

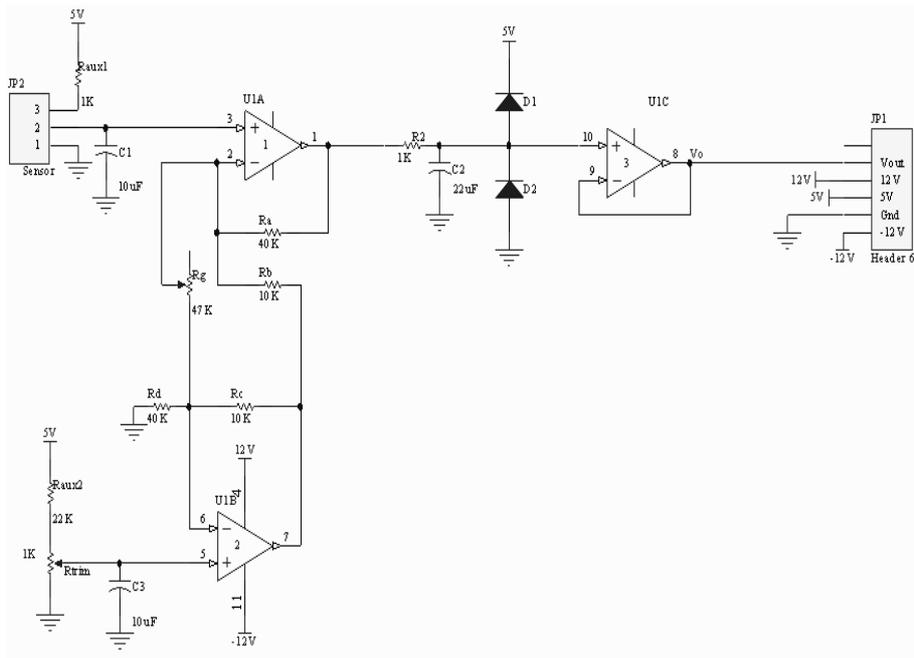


Figura IV.2 – Esquemático da placa de condicionamento dos sensores.

## AIV.3 Esquemático da placa de acionamento

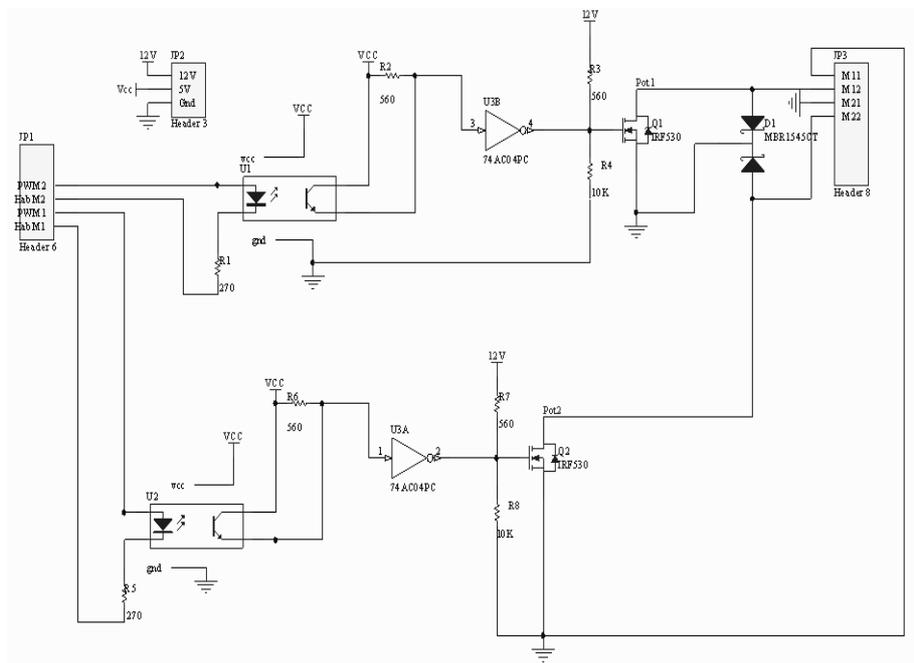


Figura IV.3 – Esquemático da placa de acionamento

### AIV.4 Esquemático da placa de alimentação

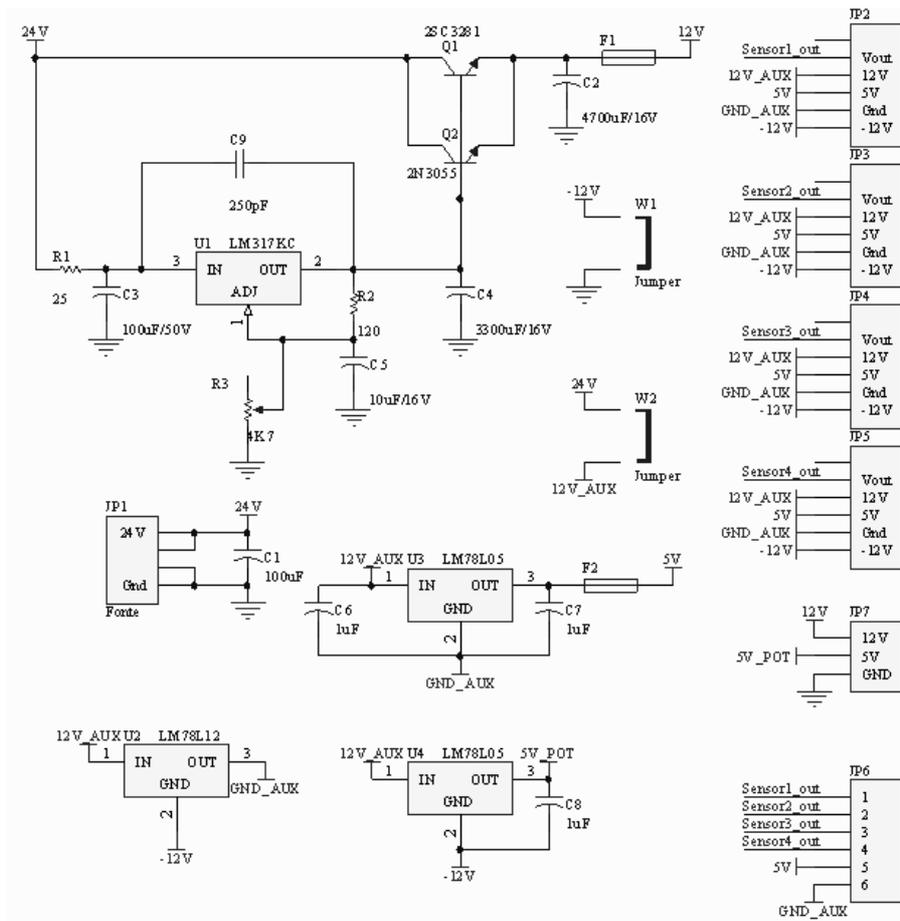


Figura IV.4 – Esquemático da placa de alimentação

### AIV.5 Esquemático do circuito de gravação

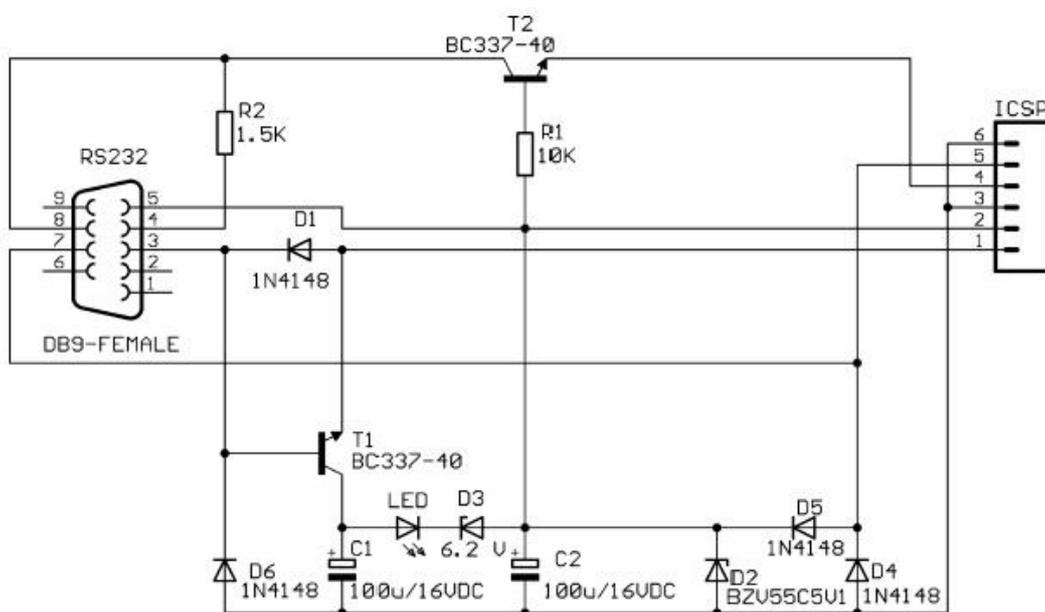


Figura IV.5 – Esquemático do circuito de gravação

# ANEXO V

Este anexo contém o roteiro do experimento realizado com os alunos da disciplina Controle Dinâmico no 1º semestre de 2008.

## Controle no Espaço-de-Estados de Processo de Nível

O objetivo deste experimento é a implementar um controlador no espaço-de-estados (EE) com observador para um processo de nível de líquidos de 2ª ordem. A vantagem deste controlador em relação à técnicas no domínio da frequência é que é possível posicionar livremente todos os pólos do sistema, desde que não haja saturação do atuador.

### 1 - Introdução

Processos de nível de líquido aparecem frequentemente na indústria (refinarias, usinas de álcool, indústria de alimentos). Em várias situações o líquido é passado de um tanque para outro adjacente. Neste experimento utilizaremos um processo de 2ª ordem, Figura 1.

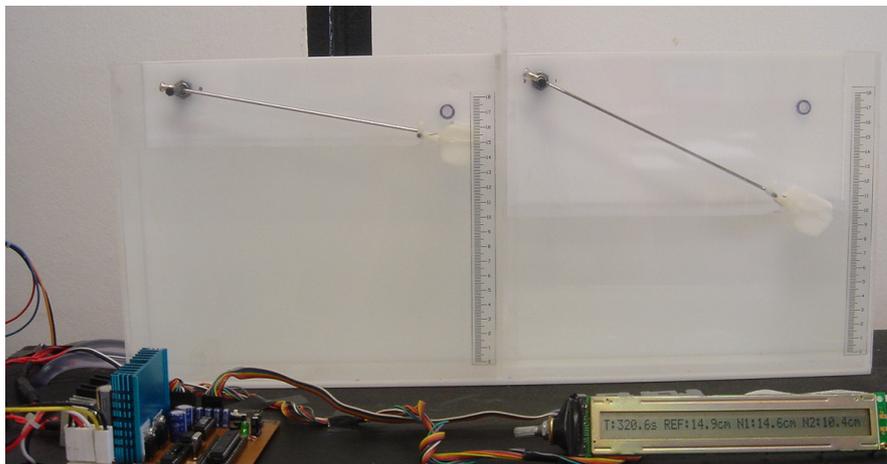
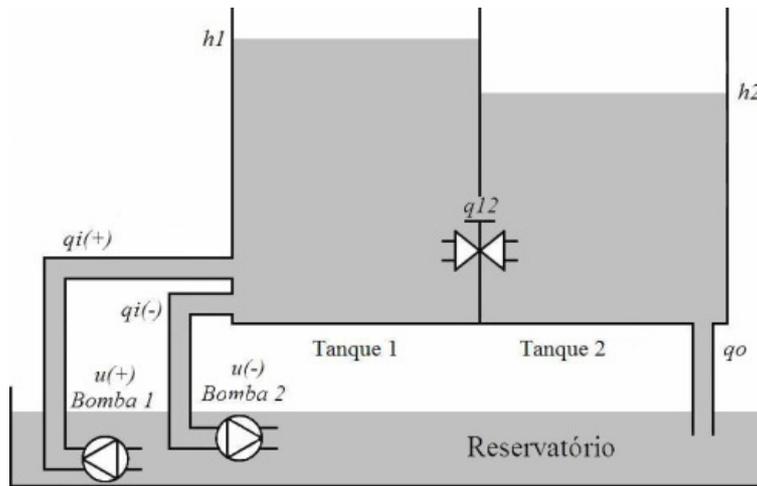


Figura 1 – Processo de nível de líquidos de 2ª ordem.

Neste processo, conforme pode ser visto na Figura 2, a Bomba 1 injeta água no tanque 1, enquanto a Bomba 2 retira água. Através de uma válvula entre os tanques a água chega ao tanque 2 (vazão  $q_{12}$ ). Através de um furo no tanque 2 a água volta ao reservatório (vazão  $q_o$ ). Potenciômetros ligados a hastes com um bóia permitem medir os níveis nos tanques ( $h_1$  e  $h_2$ ).

Processos de nível de líquido são intrinsecamente não-lineares: a vazão de saída depende da raiz quadrada da altura da coluna de água ( $q = k\sqrt{h}$ ). Conceitos como constantes de tempo e ganho, essenciais para descrever a resposta de sistemas dinâmicos no domínio do tempo, aplicam-se com exatidão apenas a sistemas lineares. Em um sistema não-linear, essas características podem variar com o ponto de operação, não sendo portanto parâmetros constantes do sistema. Para continuar aplicando ferramentas de controle linear, uma opção é usar a linearização em ponto de operação. Nesse caso, ao invés de uma constante de tempo ou um valor de ganho, determina-se um conjunto de parâmetros, com um valor para cada ponto de operação.



**Figura 2** – Representação esquemática do processo de nível de líquidos.

Uma função de transferência (LTI) pode ser obtida para o processo de nível pela linearização em torno do ponto de operação (ver anexo):

$$\frac{\delta H_2}{\delta q_i} = \frac{a / A}{s^2 + (2a + b)s + ab}. \quad (1)$$

Esta função de transferência, que relaciona pequenas variações do nível do tanque 2 em função de pequenas variações da vazão de entrada, será utilizada neste experimento para projetar o controlador EE.

## 2 - Controle no Espaço-de-Estados

O controle por realimentação de estados permite fixar a dinâmica de sistemas pelo posicionamento de todos os pólos.

Um sistema dinâmico descrito por 
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2)$$

submetido à lei de controle 
$$u(t) = \bar{N}r(t) - Kx(t), \quad (3)$$

terá uma nova dinâmica (autovalores) descrita por:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + \bar{N}Br(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4)$$

Quando as variáveis não podem ser medidas diretamente é necessário o uso de um observador de estados. O observador de ordem plena reconstrói todas as variáveis do processo, mesmo aquelas que podem ser medidas diretamente. O erro de estimação é dado por:

$$e(t) = y(t) - \hat{y}(t) = C(x(t) - \hat{x}(t)). \quad (5)$$

Temos então a seguinte dinâmica do observador:

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - LC)\hat{x}(t) + Bu(t) - Le(t). \quad (6)$$

A função *acker* do MatLab pode ser utilizada para obter tanto *K* como *L*:

```
>>K=acker(A,B,[p p])
>>L=acker(A',C',[o o]);L=L';
```

O controle no espaço-de-estados do processo de nível de segunda ordem, utilizando a forma canônica controlável, está ilustrado na Figura 3.

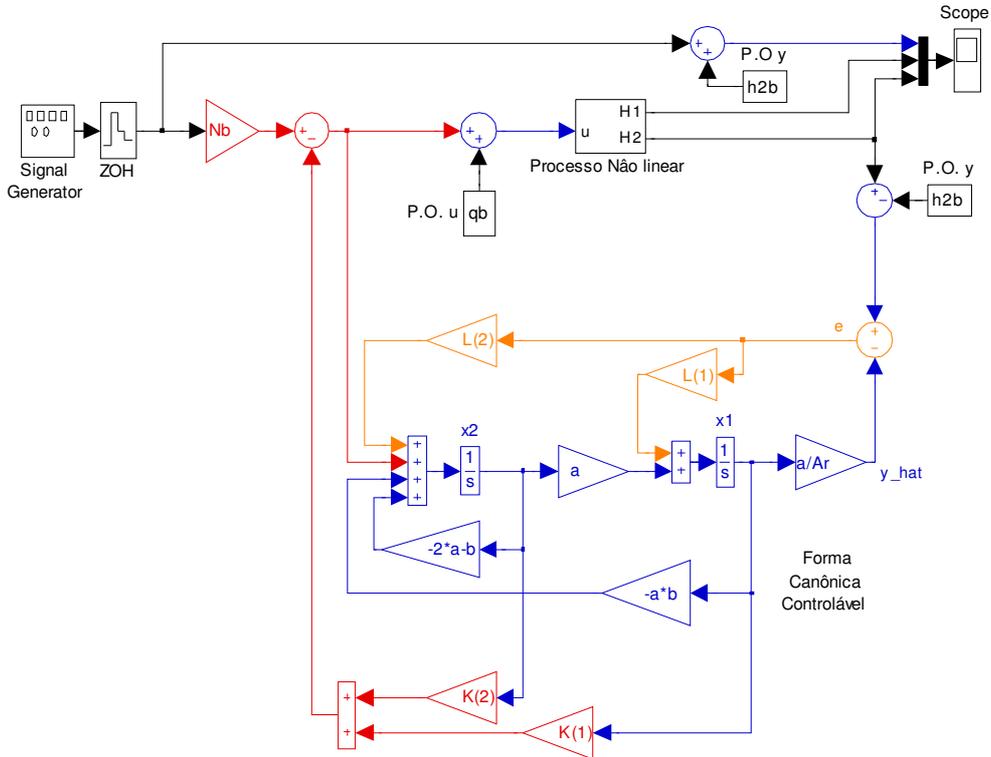
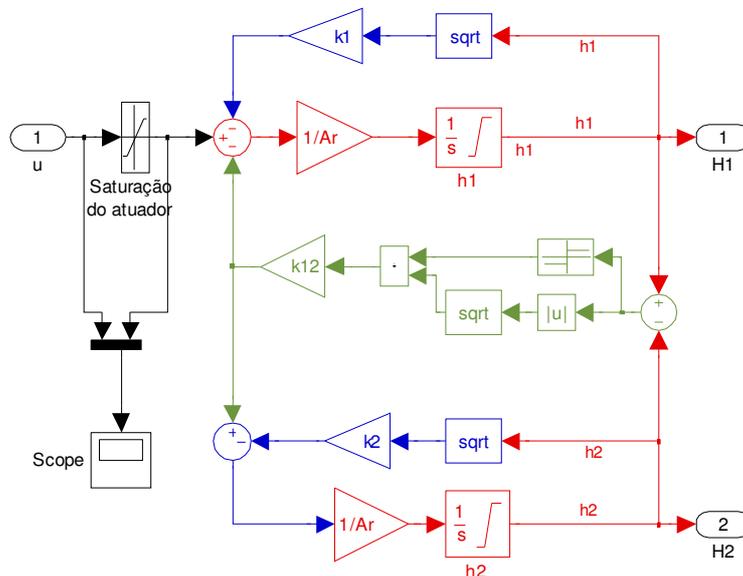


Figura 3 – Simulação do controle no espaço-de-estados com observador do processo de nível de líquidos.

Nota-se, em particular, que o controle EE (linear) do processo não-linear exige que se adicione o ponto de operação de vazão à entrada do processo não-linear (P.O.  $u$ ). O ponto de operação de nível (P.O.  $y$ ) deve ser subtraído da saída, de tal forma que o controlador EE processe apenas sinais lineares. A Figura 4 mostra o modelo de simulação do processo não linear. Percebe-se que os integradores que produzem os níveis  $h_1$  e  $h_2$  saturam (nível máximo do tanque). A saturação da vazão de entrada corresponde à vazão máxima e mínima das bombas. As funções *módulo* e *sinal* na Figura 4 são devidas à possibilidade inversão da vazão entre tanques.



**Figura 4** – Simulação não-linear do processo de nível de líquidos.

### 3 – Pré-Relatório

O processo de nível apresenta os seguintes parâmetros:

```
% Parametros do Processo
Ar=6*25.4; % cm2 - Área da seção transversal dos tanques
k1=0; % parâmetro do furo do tanque de entrada
k2=11.5; % parâmetro do furo do tanque de saída
hmax=16; % altura máxima antes de sair água pelo ladrão
qmax=90; % vazão máxima da bomba +
qmin=-85; % vazão máxima da bomba -
```

Além disso, o processo de nível é configurável em relação à válvula que conecta os dois tanques. Os seguintes valores de  $k_{12}$  podem ser escolhidos:

```
k12=38; % válvula entre tanques no 3o engaste
k12=28; % válvula entre tanques no 2o engaste
k12=16; % válvula entre tanques no 1o engaste
```

Considerando o último algarismo ( $\alpha$ ) da soma dos últimos algarismos dos números de matrícula dos integrantes de cada grupo as seguintes configurações de projeto deverão ser calculadas ( $q_b$  – ponto de operação da vazão de entrada,  $p$  – posição de todos os pólos em malha fechada,  $o$  – posição de todos os autovalores do observador):

Tabela 1 – Configurações de projeto para os grupos.

Par.\alpha	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
k12	38	28	16	38	28	16	38	28	16	38
q <sub>b</sub>	36	34	32	30	32	34	36	38	40	36
p	-1/5	-1/15	-1/10	-1/5	-1/5	-1/15	-1/5	-1/20	-1/15	-1/10
o	5*p	4*p	3*p	4*p	5*p	4*p	3*p	4*p	5*p	4*p

Resultado do projeto:

K – Vetor de realimentação de ganhos,  
L – Vetor que define a dinâmica do observador,  
N<sub>b</sub> – Fator de ajuste de ganho.

Utilizando o arquivo de simulação do processo de nível de líquidos de 2ª ordem: liq2EE.mdl disponível em <http://www.ene.unb.br/adolfo/CDin/liq2EE.zip> simular o controlador projetado, verificando que não haja saturação significativa nem tampouco ciclos limite.

### 4 – Procedimento Experimental

O projeto e resultados de simulação são pré-requisitos para a execução do experimento em laboratório. Na planta real o bloco do processo não linear é substituído por um bloco que se comunica com o processo real, Figura 5.

Cada grupo dever inserir os parâmetros projetados e o ponto de operação e verificar o funcionamento do processo durante 10 min.

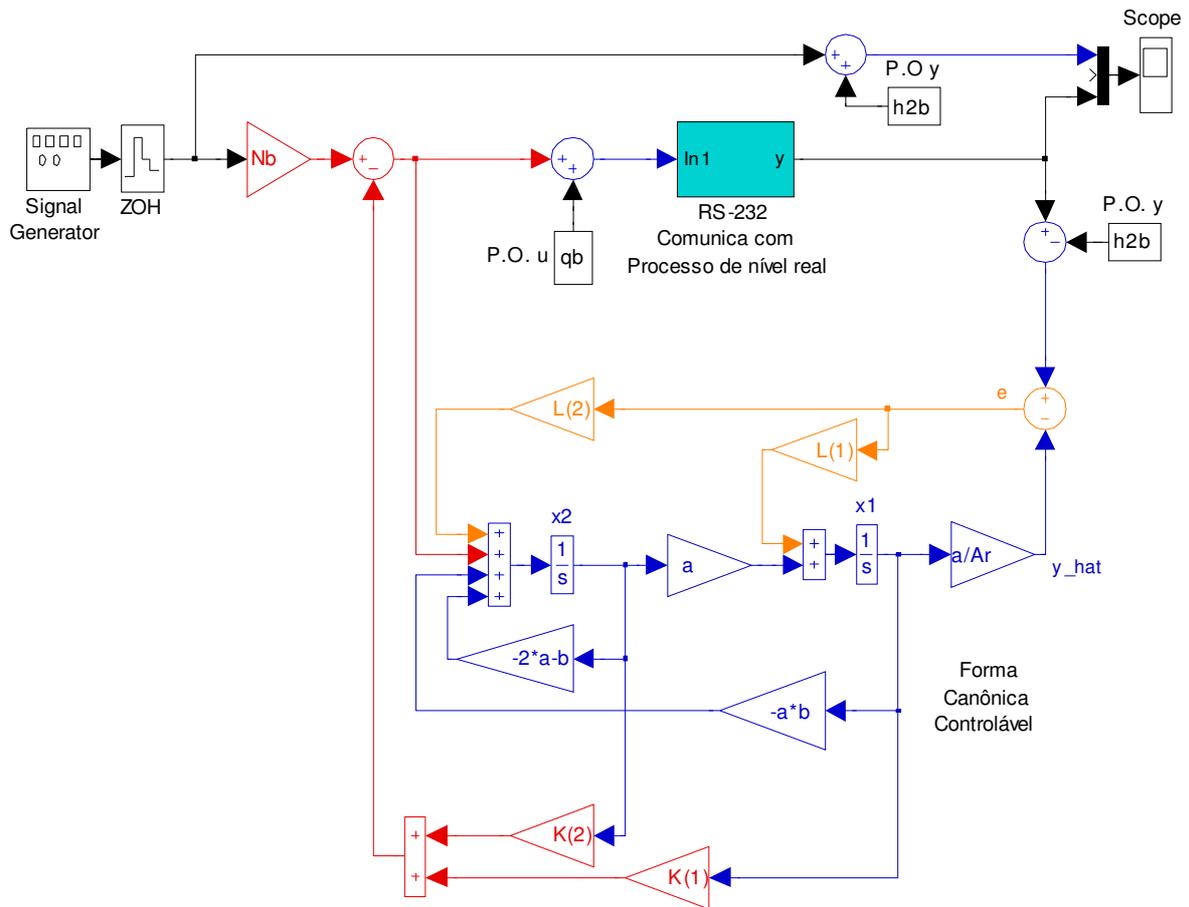


Figura 5 – Controle do processo de nível de líquidos.

## 5 – Relatório

- Incluir todos os cálculos do pré-relatório.
- Incluir as simulações realizadas no pré-relatório
- Incluir os resultados experimentais
- Discorrer sobre eventuais diferenças entre os resultados teóricos e práticos.

### Apêndice - Modelamento matemático do processo de nível de 2ª ordem

Um sistema de nível de líquidos com dois reservatórios obedece às seguintes equações diferenciais não-lineares (aplicação da lei de Bernoulli, fluxo turbulento):

$$\begin{cases} A \frac{dh_1}{dt} = q_i - k_{12} \sqrt{h_1 - h_2} \\ A \frac{dh_2}{dt} = k_{12} \sqrt{h_1 - h_2} - k_2 \sqrt{h_2} \end{cases}$$

Onde:

$A$  – seção transversal dos tanques

$h_1, h_2$  – nível nos tanques 1 e 2

$q_i$  - vazção de entrada (+ e -)

$k_{12}, k_1$  – parâmetros das válvulas

O modelo no espaço-de-estados linearizado em torno do ponto de operação  $(\bar{h}_1, \bar{h}_2)$  pode ser derivado de:

$$f(x) = f(\bar{x}) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x})$$

$$\sqrt{h_2} = \sqrt{\bar{h}_2} + \frac{1}{2\sqrt{\bar{h}_2}} (h_2 - \bar{h}_2) = \sqrt{\bar{h}_2} + \frac{1}{2\sqrt{\bar{h}_2}} \delta h_2$$

$$\sqrt{h_1 - h_2} = \sqrt{\Delta} = \sqrt{\bar{\Delta}} + \frac{1}{2\sqrt{\bar{\Delta}}} (\Delta - \bar{\Delta}) = \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} + \frac{1}{2\sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}} (h_1 - h_2 - \bar{h}_1 + \bar{h}_2) = \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} + \frac{1}{2\sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}} (\delta h_1 - \delta h_2)$$

$$\begin{cases} A \frac{dh_1}{dt} = q_i - k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} - \frac{k_{12}}{2\sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}} (\delta h_1 - \delta h_2) \\ A \frac{dh_2}{dt} = k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} + \frac{k_{12}}{2\sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}} (\delta h_1 - \delta h_2) - k_2 \sqrt{\bar{h}_2} - \frac{k_2}{2\sqrt{\bar{h}_2}} \delta h_2 \end{cases}$$

$$\frac{d\delta h_1}{dt} = \frac{d(h_1 - \bar{h}_1)}{dt} = \frac{dh_1}{dt}; \quad \delta q_i = q_i - k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2};$$

$$\text{No ponto de operacao: } k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} = k_2 \sqrt{\bar{h}_2} = \bar{q}_i$$

$$\text{Adotando-se: } a = \frac{k_{12}}{2A\sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2}}, b = \frac{k_2}{2A\sqrt{\bar{h}_2}}$$

Modelo linearizado no Espaço-de-Estados:

$$\begin{cases} \frac{d\delta h_1}{dt} = -a\delta h_1 + a\delta h_2 + \frac{\delta q_i}{A} \\ \frac{d\delta h_2}{dt} = a\delta h_1 - (a+b)\delta h_2 \\ y = \delta h_2 \end{cases}$$

A função de transferência pode ser obtida passando as equações para o domínio de Laplace:

$$\begin{aligned} (s+a)\delta H_1 &= a\delta H_2 + \delta q_i / A & \rightarrow (s+a+b)\delta H_2 &= \frac{a^2\delta H_2 + a\delta q_i / A}{(s+a)} \\ (s+a+b)\delta H_2 &= a\delta H_1 \end{aligned}$$

$$\text{Função de transferência: } \frac{\delta H_2}{\delta q_i} = \frac{a / A}{s^2 + (2a+b)s + ab}$$

$$\text{Vazão em regime } \bar{q} = k_{12} \sqrt{\bar{h}_1 - \bar{h}_2} = k_2 \sqrt{\bar{h}_2}$$