

UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMA DE CONTROLE PARA NÍVEL DE RESERVATÓRIO

Área de Controle e Automação

por

Davilson Guilherme Luzetti

Paulo Eduardo Silveira, Professor Mestre
Orientador

Itatiba (SP)
Dezembro de 2009

**UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

SISTEMA DE CONTROLE PARA NÍVEL DE RESERVATÓRIO

Área de Controle e Automação

por

Davilson Guilherme Luzetti

Monografia apresentada à Banca
Examinadora do Trabalho de
Conclusão do Curso de Engenharia
Elétrica para análise e aprovação.

Orientador: Paulo Eduardo Silveira,
Prof. Ms.

Itatiba (SP)
Dezembro de 2009

“Porque a qualquer que tiver lhe será dado, e terá em abundância: mas ao que não tiver, até o que tem ser-lhe-á tirado.” (MATEUS, 25:29)

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela saúde, ciência, sabedoria e paciência, sem os quais não seria possível aprender, criar e construir nada.

Agradeço ao Professor Ely Carneira de Paiva, que me convidou para trabalhar e me orientou Projeto de Iniciação Científica originando este trabalho, e ao Professor Paulo Silveira, meu orientador, que deu continuidade ao projeto em desenvolvimento e me instruiu nos aspectos técnicos para este e futuros projetos.

Agradeço aos demais Professores do curso de Engenharia Elétrica pelo estímulo e bom convívio ao longo de cinco anos, que representam uma parte considerável na construção do profissional e ser humano.

Agradeço a Empresa Braseq Brasileira de Equipamentos Ltda pelas inúmeras horas cedidas para a realização das etapas deste trabalho.

Agradeço aos meus familiares, em especial aos meus pais Geraldo Sebastião Luzetti e Nelina Aparecida. Falavini Luzetti, minha irmã Debora e o seu esposo José Martinho, pelos incentivos, paciência e amor que têm para comigo.

E por fim, agradeço a todos os colegas de curso, principalmente a André Cristiano, André Gasparoti, Cícero e Julio, e aos técnicos do laboratório, João Alex, Luis e André, pela ajuda prática.

SUMÁRIO

SUMÁRIO	iv
ÍNDICE DE FIGURAS.....	vi
ÍNDICE DE TABELAS.....	viii
RESUMO	1
Abstract	2
1.0 Introdução	3
1.1 Objetivos	3
1.1.1 Objetivo Geral.....	3
1.1.2 Objetivos Específicos.....	3
1.2 Metodologia	4
1.3 Estrutura do trabalho.....	4
2.0 Fundamentação teórica	5
2.1 Estudo do comportamento de sistemas	5
2.2 Modelamento matemático de sistemas fluídicos para nível em reservatórios	6
2.2.1 Tanque simples (Escoamentos: laminar e turbulento).....	6
2.3 Sensores e atuadores	12
2.3.1 Sensores de pressão eletrônicos	12
2.3.2 Bombas elétricas	13
2.4 Estratégias de controle de sistemas	14
2.4.1 Controlador <i>On-Off</i>	14
2.4.2 Controlador Proporcional.....	15
2.4.3 Controlador Proporcional Integral – PI.....	16

2.4.4	Controlador Proporcional Integral Derivativo – PID.....	18
2.4.5	Método de sintonia de controladores	19
2.5	Controle digital.....	21
2.5.1	Software LABVIEW® e Placa Eletrônica de Aquisição de Dados.....	23
3.0	Procedimentos experimentais	25
3.1	Características construtivas do sistema real.....	25
3.1.1	Esvaziamento do tanque em queda livre.....	27
3.1.2	Comportamento do atuador moto bomba.....	29
3.1.3	Comportamento do sensor de pressão diferencial.....	34
4.0	Análise dos resultados.....	39
4.1	Simulação computacional – Resposta do sistema em Malha Aberta.....	39
4.2	Sintonia de controladores P, PI e PID	42
4.3	Implementação do controlador Proporcional (P).....	43
4.4	Implementação do controlador Proporcional - Integral (PI) e Proporcional- Integral – Derivativo (PID).....	46
4.5	Considerações finais	52
5.0	Conclusão.....	53
6.0	Bibliografia	55
	Anexo I – diagrama de blocos funcional do CI Sg3524	57
	Anexo II – Recomendação de ligação do sensor mpx5010	58
	Anexo III – Especificação da placa de aquisição de dados (1/2).....	59
	Anexo III – Especificação da placa de aquisição de dados (2/2).....	61

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1.1 – Diagrama de bloco de sistema de controle de nível de reservatório.....	5
Figura 2.2.1 – Sistema de nível de líquido (tanque simples)	7
Figura 2.2.2 – Exemplo de curva linearizada através de pontos experimentais	9
Figura 2.2.3 – Diagrama de blocos de um modelo de reservatório linearizado.....	10
Figura 2.2.4 – Diagrama de blocos de um modelo de reservatório não linearizado	11
Figura 2.3.1 – Construção do sensor de pressão diferencial MPX5010DP	13
Figura 2.4.1 – Resposta de um controle On-Off	14
Figura 2.4.2 – Resposta de um controlador proporcional	16
Figura 2.4.3 – Resposta de um controlador PI	17
Figura 2.4.4 – Resposta comparativa dos controladores P, PI e PID.....	19
Figura 2.4.5 – Obtenção dos parâmetros baseado na resposta ao degrau em malha aberta.	20
Figura 2.5.1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle digital.	22
Figura 2.5.2 – Diagrama de blocos de um sistema com representação de ZOH.....	22
Figura 3.1.1 - Sistema para controle de nível.	26
Figura 3.1.2 -Conexões do sensor de pressão ao tanque.....	26
Figura 3.1.3 – Curva do esvaziamento do tanque	28
Figura 3.1.4 – Gráfico da altura em função da vazão	29
Figura 3.1.5 – Detalhe do acoplamento da moto bomba ao reservatório inferior.....	30
Figura 3.1.6 – Distância ente os reservatórios	30
Figura 3.1.7 – Circuito para acionamento por PWM.....	32
Figura 3.1.8 – Foto do circuito PWM e condicionamento do sensor.....	32

Figura 3.1.9 – Curva do comportamento da vazão da bomba em função da tensão de alimentação.....	33
Figura 3.1.10 – Circuito do sensor de pressão e condicionamento de sinal.....	36
Figura 3.1.11 – Curvas característica do sensor.....	37
Figura 4.1.1 – Diagrama de blocos do sistema	39
Figura 4.1.2 – Diagrama de blocos da moto bomba	40
Figura 4.1.3 – Diagrama de blocos do reservatório	40
Figura 4.1.4 – Resposta de esvaziamento do tanque em queda livre.....	41
Figura 4.1.5 – Resposta do sistema em Malha Aberta mediante a entrada de degrau.....	41
Figura 4.2.1 – Traçando o gráfico para sintonia dos controladores.....	42
Figura 4.3.1 – Painel de controle e diagrama de blocos construídos no software LABVIEW® para o controlador Proporcional	44
Figura 4.3.2 – Resultados do controle P	45
Figura 4.3.3 – Diagrama de blocos da simulação do controle P.....	45
Figura 4.3.4 – Resultados do controle P – simulado e real	46
Figura 4.4.1 – Painel de controle e diagrama de blocos construídos no software LABVIEW® para os controladores PI e PID	47
Figura 4.4.2 – Resultados do controle PI.....	48
Figura 4.4.3 – Diagrama de blocos do controlador PI	48
Figura 4.4.4 – Resultados do controle PI – simulado e real.....	49
Figura 4.4.5 – Resultados do controle PID	49
Figura 4.4.6 – Resultados do controle PID – simulado e real.....	50
Figura 4.4.7 – Diagrama de blocos do controlador PID	50
Figura 4.4.8 – Comparação dos resultados experimentais entre controladores	51

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 – Regra de sintonia de Ziegler e Nichols baseada na resposta ao degrau de uma planta	21
Tabela 3.1 – Principais componentes do sistema.....	25
Tabela 3.2 – Dados obtidos para o esvaziamento do tanque.....	27
Tabela 3.3 – Dados para os valores calculados da vazão.....	28
Tabela 3.4 - Dados obtidos para caracterização da moto-bomba.....	33
Tabela 3.5 – Valores do sinal de saída do sensor.....	37
Tabela 4.1 – Valores dos parâmetros dos controladores.....	43

RESUMO

LUZETTI, Davilson Guilherme. **Sistema de controle de nível em reservatório.**

Itatiba, 2009. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade São Francisco, Itatiba, 2009.

O presente trabalho exibe um estudo destinado a projeto e desenvolvimento de controladores automáticos para nível de reservatório. O foco foi a construção de um protótipo físico, seguido da análise matemática de seu comportamento e a implementação das estratégias de controle, utilizando hardware de aquisição de dados, softwares de programação gráfica LABVIEW® e de simulação numérica MATLAB®. O trabalho é iniciado com o estudo dos conceitos teóricos e comportamento de sistemas fluídicos, se desenvolvendo com a modelagem matemática e abordagem dos aspectos construtivos dos componentes do sistema através do levantamento de dados experimentais. O mesmo finaliza com a ênfase na implementação prática e avaliação do desempenho dos controladores digitais Proporcional (P), Proporcional – Integrativo (PI) e Proporcional – Integral – Derivativo (PID), construídos e simulados através de programação gráfica com os softwares LABVIEW® e MATLAB®. O nível de líquidos em reservatórios é uma das principais variáveis que exigem controle, e presentes praticamente na grande maioria das indústrias de processos e estações de tratamento de água e efluentes. A implementação do controle automático de nível, substitui os processos manuais tornando-os mais precisos, seguros e econômicos.

Palavras-chave: Controle de nível 1. Estratégias de controle 2. Modelamento matemático 3.

ABSTRACT

This paper presents a study to design and development of automatic controllers to reservoir level applications. It approaches the construction of the physical prototype, the mathematic analyses of it behavior and control methods applications using the data acquisition device with graphical programming software as LABVIEW® to control and the MATLAB® to simulation. The paper begins with considerations of fluids systems behavior, followed by mathematic models studies and them integrated components features by experimental data. It is finished with application and performance of the controllers: Proportional (P), Proportional Integrative (PI) and Proportional Integral Derivative (PID). The liquids level in reservoirs is one of the main variables which need to be controlled and there are in the majority process manufacturing and sewage treatment and effluent water. The automatic applications of level control have replacing the manuals process and become them more precise, safety and economical.

Keywords: Level control 1. Control methods 2. Mathematic models 3.

1.0 Introdução

A tarefa de controle de nível de fluidos em reservatórios é uma das principais aplicações nas indústrias de processo onde existe a necessidade de se controlar o volume de um determinado produto contido num determinado recipiente (tanques ou reatores), independentemente da variação do fluxo de entrada e saída do mesmo.

Dentre as indústrias que utilizam sistemas automatizados de controle de nível em seus processos fabris, destacam-se as alimentícias, as petroquímicas, as de papel e celulose e as de tratamento de águas e efluentes.

Para aprimoramento deste conceito, será necessária uma abordagem dos princípios teóricos básicos que envolvem os sistemas fluídicos, construção de um sistema real de tanques reservatórios, análise e modelagem matemática de sistemas, estudo e desenvolvimentos de estratégias de controle e implementação de controladores automáticos digitais utilizando a ferramentas de aquisição de dados e softwares de programação e simulação gráfica.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Projetar, construir, modelar, simular e implementar de estratégias de controle de nível para sistemas de tanques reservatórios em um protótipo físico dinâmico. Promover melhor compreensão de sistemas de controle de processos desde a concepção do projeto até a análises dos resultados obtidos com a implementação do controle.

1.1.2 Objetivos Específicos

Pretende-se com este trabalho adquirir e aperfeiçoar os conhecimentos teóricos e práticos envolvidos nas tarefas abaixo relacionadas:

- Construção um protótipo que represente o funcionamento de um sistema dinâmico real de tanques reservatórios.
- Avaliação, análise de comportamento, modelagem matemática e simulação computacional de sistemas dinâmicos.

- Implementação de estratégias de controle automático ao sistema real utilizando os controladores: Proporcional (P), Proporcional – Integrativo (PI) e Proporcional – Integral – Derivativo (PID).
- Análise e avaliação dos resultados obtidos para as estratégias de controle utilizadas.

1.2 Metodologia

Através do estudo do comportamento de um protótipo físico representando uma planta real, será realizada a modelagem matemática do sistema, auxiliada por simulação numérica com o software MATLAB® e implementação dos controladores Proporcional (P), Proporcional Integral (PI) e Proporcional Integral Derivativo (PID) utilizando a ferramenta computacional de interface gráfica LABVIEW® para promover o controle digital. Os resultados de simulação e experimentos serão analisados e comparados.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho possui sua estrutura basicamente dividida em três etapas principais, sendo elas: Cap.2) Fundamentação teórica; Cap.3) Procedimentos experimentais; Cap.4) Análise de resultados obtidos.

2.0 Fundamentação teórica

2.1 Estudo do comportamento de sistemas

O primeiro passo antes de procurar controlar processo, é definir o objetivo a ser alcançado, ou seja, o parâmetro do sistema que se deseja controlar, mantendo-o em estado estacionário. Uma vez definido este ponto, se realiza todo um trabalho de levantamento da demais variáveis e constantes que estão relacionadas.

Com base no estudo do comportamento de sistemas, pode-se criar modelos matemáticos capazes de melhor representá-lo. No entanto, não se deve confiar integralmente o modelo matemático ao sistema. Cabe ao estudante conhecer o sistema e definir até em que ponto o comportamento do mesmo é similar ao do modelo. Esta idéia é essencial para a compreensão dos dados de uma simulação matemática através do modelo adotado.

Um sistema típico de controle de nível em reservatórios utilizado neste trabalho é representado pelo diagrama de blocos da Figura 2.1.1.

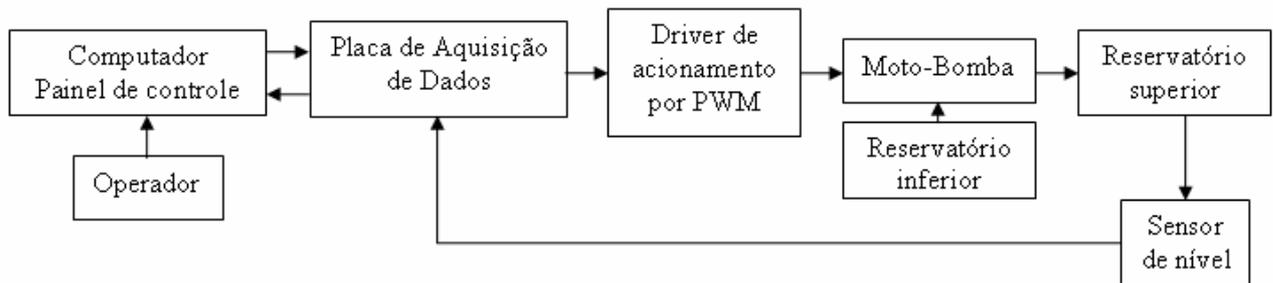


Figura 2.1.1 – Diagrama de bloco de sistema de controle de nível de reservatório

Neste caso, o operador define a altura do nível do produto no reservatório que se deseja controlar através de um computador utilizado como controlador digital. O mesmo envia e recebe as informações digitais para a placa de aquisição dados, sendo esta responsável pelas transformações do sinal digital para analógico e analógico para digital. A moto-bomba é o elemento atuador e quando acionada através do *driver*, recebe o líquido contido no reservatório inferior e o envia até o reservatório superior. O sinal gerado pelo sensor é proporcional ao nível do reservatório, sendo enviado através da placa de aquisição para o controlador, que irá aumentar ou diminuir a amplitude do sinal de saída, correspondente a vazão de saída da moto-bomba.

2.2 Modelamento matemático de sistemas fluídicos para nível em reservatórios

2.2.1 Tanque simples (Escoamentos: laminar e turbulento)

Na análise e estudo de sistemas fluídicos para nível em reservatório, o fluxo de fluídos deve ser considerado um dos principais parâmetros a serem avaliados. O fluxo de líquidos podem ser classificados em duas vertentes: Fluxo com escoamentos laminares e fluxo com escoamentos constantes.

Os fluxos estão relacionados com o número de *Reynolds*. Fluxos com escoamentos laminares, possuem um numero de Reynolds menor ou igual a 2000, e indicam que o fluxo do líquido ocorre em linhas de escoamento acentuadas. Equações diferenciais lineares podem representar sistemas com este tipo de comportamento. (FOX; MCDONALD, 2001)

Para fluxos com escoamentos turbulentos, o numero de Reynolds estará variando entre 3000 e 4000, o que significa que o escoamento ocorrerá de forma desordenada em várias direções.

A grande maioria de dos sistemas fluídicos apresentam fluxos com escoamentos turbulentos, sendo que estes geralmente podem ser representados por equações diferenciais não-lineares. Porém se a região de operação do for limitada é possível linearizar a equação que melhor expresse o comportamento do sistema naquela região (OGATA, 2003).

Para facilitar a compreensão do modelamento matemático de um sistema de nível em reservatórios se emprega o conceito de resistência e capacitância fluídica, que possui característica semelhante a sistemas elétricos, onde a taxa de fluxo do volume pode ser comparada a corrente elétrica e a diferença de pressão equivalente a diferença de potencial.

Considerando uma tubulação curta na saída de um tanque com um determinado fluxo, a resistência fluídica pode ser considerada como a relação da variação da altura pela variação do fluxo.

$$R = \frac{\Delta H}{\Delta Q} \quad (\text{Eq. 1})$$

Onde:

R = Resistência fluídica [m^3/s]

ΔH = Variação de altura [m]

ΔQ = Variação de fluxo [m^3/s]

A resistência também pode ser expressa por ;

$$R = \frac{p1 - p2}{q} \quad (\text{Eq. 2})$$

Onde :

$p1$ = Pressão na superfície do liquido no tanque

$p2$ = Pressão na tubulação de saída

q = fluxo

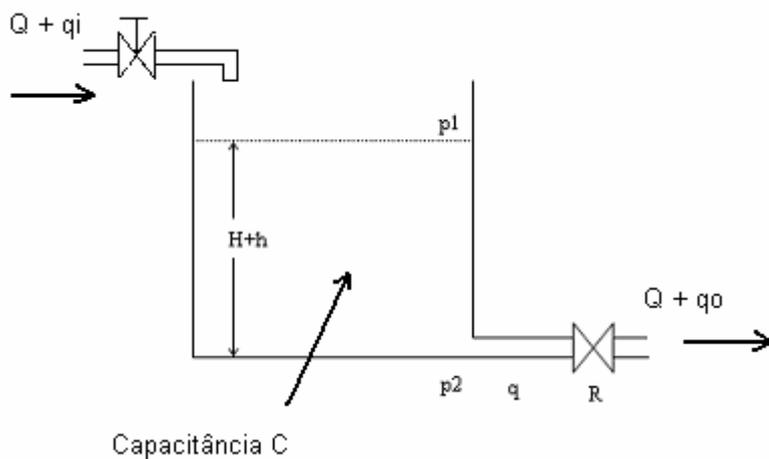


Figura 2.2.1 – Sistema de nível de líquido (tanque simples)

Considerando que no trecho da curta tubulação de saída para a válvula da Figura 2.2.1, ocorra um fluxo com escoamento laminar, a relação entre a vazão e a altura do nível em regime permanente é dada por:

$$Q = k \cdot H \quad (\text{Eq. 3})$$

Onde

Q = vazão em volume em regime permanente [m^3/s]

k = coeficiente de restrição [m^2/s]

H = altura do nível em regime permanente [m]

A resistência fluídica R_t do sistema pode ser dada pela expressão Eq.1, ou seja:

$$R_t = \frac{\Delta H}{\Delta Q} = \frac{dH}{dQ} = \frac{H}{Q}$$

“A resistência no escoamento laminar é constante e análoga à resistência elétrica”
(OGATA, 2003).

Para fluxos com escoamento turbulento, a vazão do no trecho de restrição é representada por:

$$Q = k \cdot \sqrt{H} \quad (\text{Eq. 4})$$

Neste caso, por se envolver em uma equação quadrática, a unidade do coeficiente de restrição k será [$\text{m}^{2,5}/\text{s}$].

Derivando Q em relação a H em Eq. 4 temos:

$$\frac{dQ}{dH} = \frac{k}{2\sqrt{H}} \quad (\text{Eq. 5})$$

substituindo k em Eq. 5

$$\left(k = \frac{Q}{\sqrt{H}} \right) \rightarrow \frac{dQ}{dH} = \frac{\frac{Q}{\sqrt{H}}}{2\sqrt{H}} = \frac{Q}{2 \cdot H}$$

Conforme a Eq.1, o inverso da equação acima será igual a R_t , sendo este dependente da altura e do fluxo.

$$R_t = \frac{dH}{dQ} = \frac{2 \cdot H}{Q} \quad (\text{Eq. 6})$$

Como mencionado anteriormente, se a região de operação do for limitada em pequenas variações da altura do nível e da vazão, o valor de R_t pode ser considerado constante, sendo possível linearizar a equação que melhor expresse o comportamento do sistema naquela região.

Na maioria das aplicações práticas, o valor do coeficiente de restrição k , dependente do coeficiente de fluxo e da área de restrição é desconhecido, sendo necessária a construção da curva

de H em função de Q , através de dados experimentais. A Figura 2.2.2, mostra o gráfico com o exemplo desta curva, onde o ponto P , representa o ponto de operação em regime permanente.

A inclinação da reta tangente ao ponto P representa a R_t , porém deve-se ter em mente que a aproximação apenas é válida para pequenas variações de H e Q .

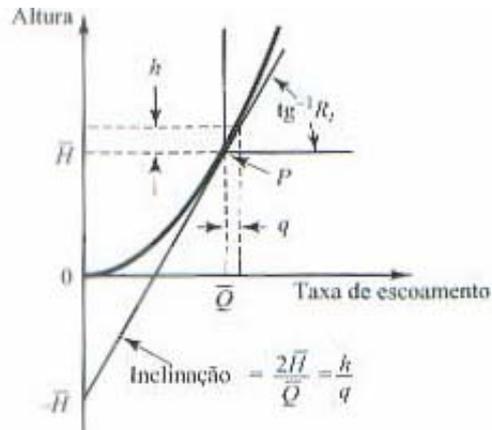


Figura 2.2.2 – Exemplo de curva linearizada através de pontos experimentais
Fonte: OGATA, 2003.

Abordando novamente a Figura 2.2.1, considera-se que :

qi = pequeno desvio de fluxo de entrada [m^3/s]

qo = pequeno desvio de fluxo de entrada [m^3/s]

h = pequeno desvio da altura do nível

Os parâmetros acima são considerados pequenos em relação aos respectivos valores em estado de regime Q e H antes da ocorrência de variação no sistema.

“A capacitância C de um reservatório é definida como a variação na quantidade de líquido armazenado necessária para causar uma mudança unitária no potencial (altura).” (OGATA, 2003)

$$C = \frac{\Delta v}{\Delta H} \tag{Eq. 7}$$

Onde;

C = Capacitância [m^2]

Δv = Variação de volume [m^3]

ΔH = Variação de altura [m]

Considerando o sistema linear a partir de pequenas variações, a quantidade adicional armazenada no reservatório será:

$$C \cdot dh = (q_i - q_o) \cdot dt \quad (\text{Eq. 8})$$

Substituindo a q_o em Eq. 8 a partir da definição de R , temos:

$$q_o = \frac{h}{R} \rightarrow C \cdot dh = \left(q_i - \frac{h}{R} \right) \cdot dt$$

Através da equação diferencial se obtém a constante de tempo do sistema, dada por RC .

$$C \cdot \frac{dh}{dt} = \frac{(R \cdot q_i - h)}{R} \rightarrow C \cdot R \cdot \frac{dh}{dt} + h = R \cdot q_i \quad (\text{Eq. 9})$$

Aplicando a transformada de Laplace a equação Eq. 9, considerando as condições iniciais nulas.

$$(R \cdot Cs + 1) \cdot H(s) = R \cdot Qi(s) \quad (\text{Eq. 10})$$

A partir de então temos a função de transferência para o sistema considerando q_i como entrada e h como saída:

$$(R \cdot Cs + 1) \cdot H(s) = R \cdot Qi(s) \rightarrow \frac{\Delta H(s)}{\Delta Qi(s)} = \frac{R}{(R \cdot Cs + 1)} \quad (\text{Eq. 11})$$

A Figura 2.2.3 mostra o diagrama de blocos de um modelo de reservatório linearizado conforme a função de transferência de primeira ordem da Eq. 11.

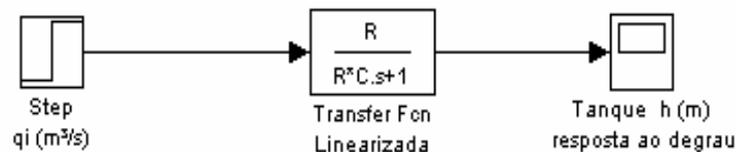


Figura 2.2.3 – Diagrama de blocos de um modelo de reservatório linearizado

Considerando $Q = q_o$ na Eq. 4 e $C = \text{área (A)}$ na Eq. 8, e efetuando as devidas substituições nas mesmas, obtemos a expressão .

$$Q = K \cdot \sqrt{h} \rightarrow q_o = K \cdot \sqrt{h}$$

$$C \cdot dh = (q_i - q_o) \cdot dt \rightarrow A \cdot dh = (q_i - q_o) \cdot dt \rightarrow A \cdot \frac{dh}{dt} + q_o = q_i$$

$$A \cdot \frac{dh}{dt} + K \cdot \sqrt{h} = q_i \quad (\text{Eq. 12})$$

Multiplicando Eq. 12 por $1/A$, temos:

$$\frac{dh}{dt} + K2 \cdot \sqrt{h} = \frac{q_i}{A} \quad (\text{Eq. 13})$$

onde $K2 = K/A$ e representa todos os coeficientes de perdas (localizadas e distribuídas)

Para um tanque sem realimentação ($q_i = 0$), a altura do nível em função do tempo é dada por:

$$\frac{dh}{dt} + K2 \cdot \sqrt{h} = 0 \rightarrow \sqrt{h} = -\frac{K2}{2} \cdot t + \sqrt{h_o}$$

$$h = \frac{K2^2}{4} \cdot t^2 - K2 \cdot h_o^{\frac{1}{2}} \cdot t + h_o \quad (\text{Eq.14})$$

Válido de $h_o < h < 0$

A Figura 2.2.4 mostra o diagrama de blocos de um modelo de reservatório não linearizado representado no domínio do tempo.

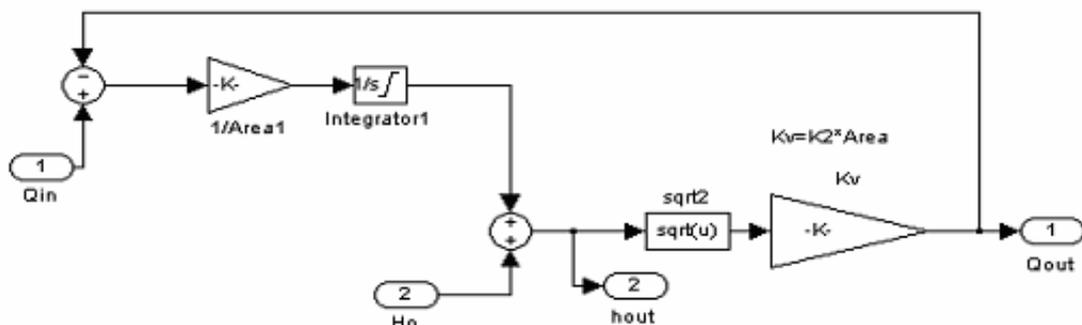


Figura 2.2.4 – Diagrama de blocos de um modelo de reservatório não linearizado

2.3 Sensores e atuadores

Os sensores e atuadores são elementos importantes que compõem os sistemas de controle. As características destes componentes influenciam diretamente no comportamento total do sistema alterando também a resposta do mesmo em relação a determinadas entradas.

Algumas características importantes que devem ser consideradas na especificação dos sensores e atuadores são:

- Faixa de trabalho;
- Sensibilidade;
- Resolução;
- Erro;
- Linearidade;
- Histerese;
- Exatidão;
- Precisão;
- Estabilidade;
- Resposta a frequência;

2.3.1 Sensores de pressão eletrônicos

Uma das variáveis mais importantes mensuradas e controladas é a variável pressão, definida como força por unidade área. (KALLEN, 1961). Ao longo dos anos foram desenvolvidos dispositivos e métodos para medição de sinais de pressão. Atualmente, com o avanço da microeletrônica, os sensores de pressão semicondutores são largamente empregados em aplicações onde se requerem precisão e confiabilidade.

A grande maioria dos sensores de pressão semicondutores são dispositivos que possuem o sistema sensor, transdutor e de condicionamento de sinal associados ao mesmo módulo e encapsulados em um único componente, livre de interferências externas.

O princípio de funcionamento deste dispositivo é baseado no comportamento dos materiais piezoresistivos, que alteram a resistência conforme sofrem deformação. Geralmente estes tipos de sensores trabalham no modo diferencial, possuindo duas extremidades para entrada de pressão,

sendo uma destinada a pressão de referência (atmosférica – conforme a aplicação) e a outra para pressão que se deseja saber. Logo, através da diferenças de pressão, é possível se determinar o valor da pressão desejada. Em casos onde existe a necessidade de se medir valores de pressão absolutos, ou seja, utilizar o vácuo como referência para a medição, é introduzido uma câmara selada com vácuo dentro do encapsulamento do sensor.

A Figura 2.3.1 retirada do manual do fabricante do sensor diferencial de pressão MPX5010DP, mostra a construção do sensor com corte na secção transversal.

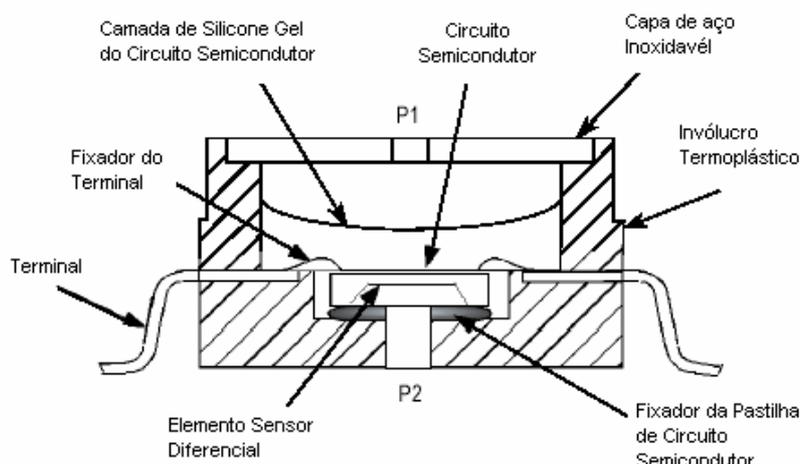


Figura 2.3.1 – Construção do sensor de pressão diferencial MPX5010DP

Fonte: FRESCALE SEMICONDUCTOR

2.3.2 Bombas elétricas

As bombas elétricas ou moto-bombas são classificadas como máquinas de fluxo de deslocamento positivo e tem a finalidade de transferir a energia mecânica ao fluido devido a variações de volume que ocorrem de acordo ao movimento na fronteira a qual o fluido está confinado. Os dispositivos fluidomecânicos capazes de direcionar o fluxo através de lâminas ou pás num elemento rotativo são denominados turbomáquinas. (FOX; MCDONALD, 2001)

Estes dispositivos em um sistema são classificados como atuadores e podem influenciar significativamente na resposta do comportamento do sistema. Muitos aspectos devem ser levados em consideração ao se dimensionar uma bomba a um determinado sistema, como por exemplo a vazão desejada, a variação de pressão, o torque e a potência.

No mercado existe uma variedade muito grande de modelo e tipos de bombas elétricas de uso gerais e específicas para determinadas aplicações. A bombas elétricas mais simples são

construídas a partir de motores elétricos com alimentação AC ou DC, que possuem elementos rotores fixados ao eixo, capazes de efetuar o deslocamento de fluxo.

2.4 Estratégias de controle de sistemas

2.4.1 Controlador *On-Off*

O controlador *On-Off*, também conhecido com liga-desliga, possui como principal característica a condição do modo de saída estar totalmente habilitado ou totalmente restrito. Esta saída é alterada apenas neste dois níveis, conforme o sinal de erro (proveniente da subtração da realimentação do sensor com o *set point*) passa pelo zero, ou seja, a variável passa pelo ponto de ajuste. A equação que pode representar este sistema é dada por:

$$m(t) = \begin{cases} 100\% \Leftrightarrow e(t) \geq 0 \\ 0\% \Leftrightarrow e(t) < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. 15})$$

onde

$m(t)$ = saída do controlador

$e(t)$ = erro do controlador

Tomando como exemplo prático uma válvula solenóide, que ora estará operando totalmente aberta, ora totalmente fechada, é possível prever a existência de uma histerese na região próxima ao *set point*, pois a correção do sistema será excessivamente grande ou pequena. Esta oscilação, também é influenciada pela somatória da histerese existente no atraso do sistema de medição e do processo. A Figura 2.4.1, mostra a resposta de um controle *On-Off*.

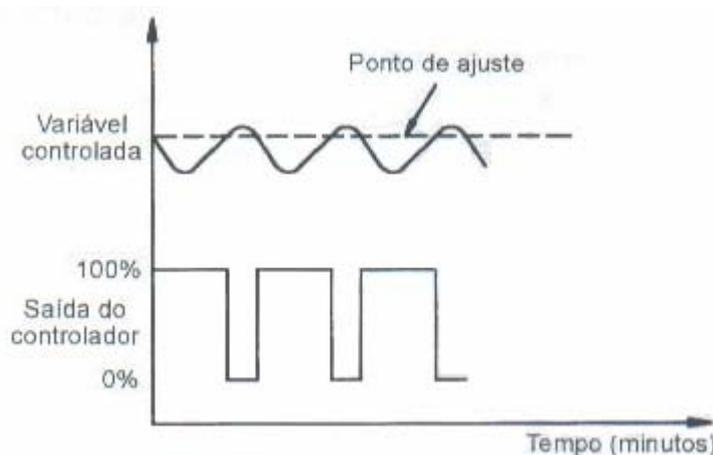


Figura 2.4.1 – Resposta de um controle *On-Off*

Os controladores *On-Off* são largamente empregados na indústria, em sistemas de segurança dos diversos equipamentos que requerem atuação rápida no sistema de controle e em situação de operação brusca. Os controladores *On-Off* mais utilizados nestas aplicações são os pressostatos, termostatos, fluxostatos, chaves de nível, chaves limite, detectores de chama, etc. (BEGA, 2003)

Geralmente em um processo, os controladores *On-Off* são utilizados para controlar malhas de menor importância. Para estas aplicações são utilizados controladores com zona diferencial, também conhecida como zona morta ou janela de histerese, que fazem com que a frequência de oscilação em torno do *set point* seja reduzida, diminuindo o desgaste do elemento atuador. Contudo a amplitude da oscilação sofrerá um aumento, piorando a qualidade do controle. (BEGA, 2003)

A amplitude da zona diferencial deve ser determinada a partir de considerações como a precisão requerida no controle e a vida útil do elemento de acionamento e atuador. (OGATA, 2003)

2.4.2 Controlador Proporcional

Para um controlador com ação de controle proporcional, a relação da saída do controlador $m(t)$ com o sinal erro $e(t)$, pode ser representada por:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + b \quad (\text{Eq. 16})$$

Ou representada no domínio da frequência pela transformada de Laplace:

$$M(s) = K_p \cdot E(s) \rightarrow \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \quad (\text{Eq. 17})$$

Onde:

K_p = Ganho proporcional (%/%)

b = polarização (%) \rightarrow saída do controlador quando $e(t)$ for zero.

O modo de controle proporcional não contém nenhum elemento dinâmico, sendo que sua atuação não depende da velocidade e duração do erro $e(t)$, apenas de seu valor de amplitude e polaridade. Logo a saída do controlador não sofrerá variação enquanto o erro estiver fixo, apenas quando este sofre variação. (BEGA, 2003)

Considerando como exemplo de aplicação do controle proporcional, um sistema de controle em malha fechada tem a sua resposta exibida pela curvas do gráfico da Figura 2.4.2, conforme se varia os valores do ganho proporcional K_p .

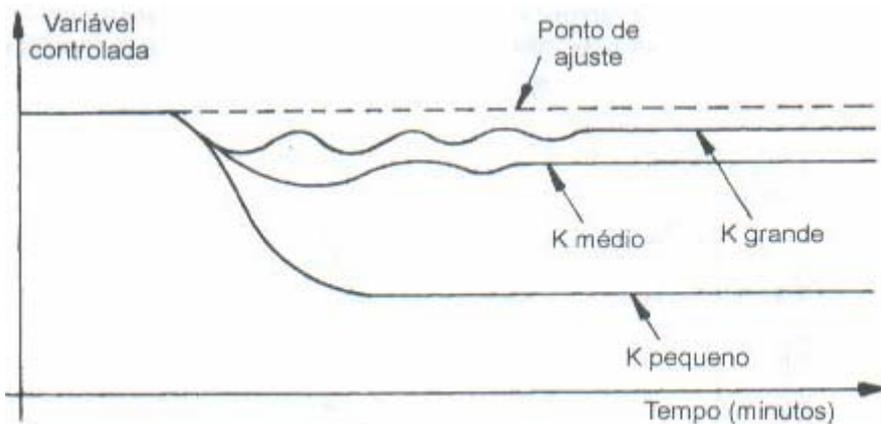


Figura 2.4.2 – Resposta de um controlador proporcional

Fonte: BEGA, 2003

Nota-se que conforme K_p aumenta, o erro diminui e o sistema responde mais rapidamente. Porém à medida que K_p é aumentado, as oscilações e tempo de estabilização aumentam, podendo até tornar o sistema instável. O erro $e(t)$ no controle proporcional pode também ser compensado pelo operador, através do aumento e diminuição do valor de *set point*, chamado de reajuste manual, ou variando a polarização (b) caso o controlador permita. (BEGA, 2003)

2.4.3 Controlador Proporcional Integral – PI

O controlador Proporcional Integral (PI) gera a sua saída proporcionalmente ao erro $e(t)$ e a integral do mesmo (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). A principal característica do PI é o fato de conseguir eliminar o erro $e(t)$, automaticamente, sendo que isto não é possível de se realizar com os controladores apenas proporcionais.

A ação integral utilizada em conjunto com a ação proporcional, permite que a velocidade de correção do elemento final de controle seja proporcional ao erro $e(t)$.

A saída de um controlador PI é representada por:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + \left(\frac{1}{T_i} \right) \cdot \int_0^t e(t) dt + F \quad (\text{Eq. 18})$$

Onde

T_i = tempo integral

F = Constante de integração

A constante de integração F corresponde ao valor porcentual da saída do controlador antes da ocorrência de $e(t)$.

Transformando por Laplace

$$M(s) = K_p \cdot \left\{ 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right\} \cdot E(s) \rightarrow \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left\{ 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right\} \quad (\text{Eq. 19})$$

A existência da ação integral não garante que o processo seja estável, garantindo apenas que o valor do erro seja nulo quando o processo atingir um estado estável (BEGA, 2003).

A Figura 2.4.3 mostra um gráfico com várias curvas de resposta para diversos valores de tempo integral mantendo o ganho proporcional K_p fixo.

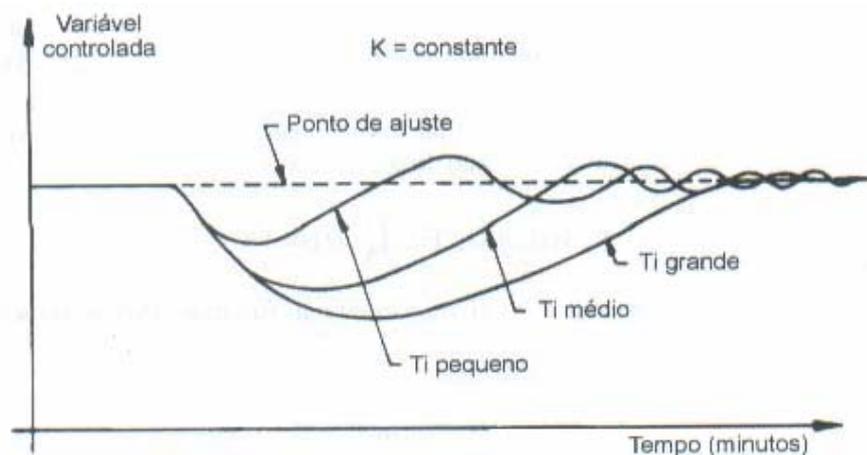


Figura 2.4.3 – Resposta de um controlador PI
Fonte: BEGA, 2003

Nota-se que quanto maior for T_i , maior será o tempo de resposta até atingir o *set point*. Porém, quando se diminui o valor de T_i , o tempo de resposta é menor, porém a variável ultrapassa o valor de *set point*, gerando uma oscilação na região de controle.

Desta forma, a sintonia do controlador PI deve ter os parâmetros K_p e T_i ajustados, de modo que o erro seja eliminado no menor tempo possível, sem afetar significativamente a taxa de amortecimento da variável. (BEGA, 2003)

2.4.4 Controlador Proporcional Integral Derivativo – PID

O controlador proporcional integral derivativo (PID) combina as características de grande estabilidade do controlador proporcional mais derivativo e as de eliminação do erro do controlador proporcional mais integral. (BEGA, 2003)

Para um correto funcionamento, é necessário determinar três parâmetros: o ganho proporcional (K_p), o tempo integral (T_i) e o tempo derivativo (T_d), utilizando-se diversos métodos para uma seleção adequada dos valores, podendo, inclusive, empregar apenas parte do controlador. (DORF; BISHOP, 2001)

A saída do controlador PID é representada por:

$$m(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) + F \quad (\text{Eq. 20})$$

$$M(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \cdot E(s) \rightarrow \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (\text{Eq. 21})$$

Onde:

T_d = tempo derivativo

A ação derivativa, também denominada pré-atuação, é definida pelo tempo derivativo (T_d), que corresponde a uma saída proporcional à inclinação da curva da variável controlada ou à velocidade de variação da variável controlada. Não pode ser utilizada sozinha, pois opera sobre a taxa de variação de erro e não sobre o próprio erro, e, além disso, possui um caráter antecipatório (OGATA, 2003). Com o aumento deste parâmetro, há um aumento da sensibilidade do sistema, permitindo um amortecimento, embora a velocidade de resposta diminua. É sempre utilizada juntamente com um controlador proporcional derivativo, permitindo que a saída do controlador seja proporcional à taxa de variação do sinal de erro atuante e o tempo derivativo

Utilizando as três ações, proporcional-integral-derivativa (PID), haverá a combinação da estabilidade fornecida pelo controlador proporcional derivativo com a eliminação do erro do proporcional integral (OGATA, 2000).

A Figura 2.4.4 mostra um gráfico com curvas típicas dos controladores P, PI e PID.

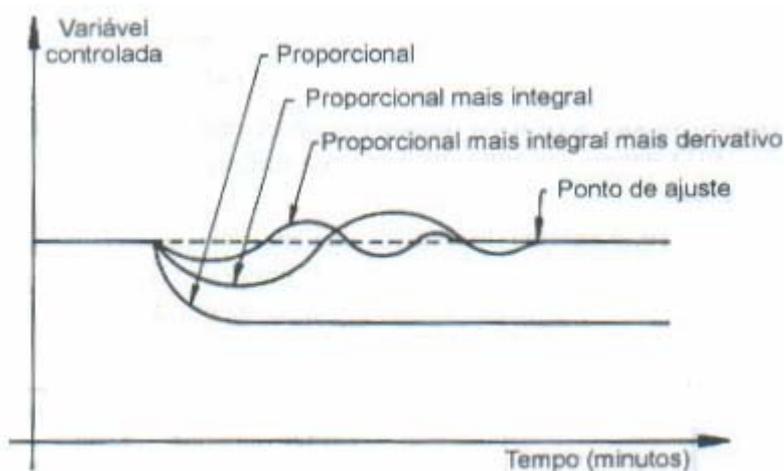


Figura 2.4.4 – Resposta comparativa dos controladores P, PI e PID
Fonte: BEGA, 2003

Pode-se notar que adicionando a ação integral, o erro $e(t)$ foi eliminado, enquanto que a adição da ação derivativa permitiu que a estabilidade do processo fosse melhorada sensivelmente. (BEGA, 2003)

2.4.5 Método de sintonia de controladores

“O processo de selecionar parâmetros do controlador que garantam uma dada especificação de desempenho é conhecido como sintonia do controlador” (OGATA,2003).

Em 1942, J.G. ZIEGLER e N. B. NICHOLS, apresentaram um conjunto de regras para sintonia de controladores PID para determinação dos valores dos parâmetros K_p , T_i e T_d , baseados na característica da resposta temporal de uma determinada planta mediante a um sinal degrau de entrada. (OGATA, 2003)

Existem dois métodos de sintonia de Ziegler e Nichols, denominados de primeiro e o segundo método. Abordaremos com maiores detalhes apenas o primeiro método, devido a sua

maior utilização e facilidade de sua aplicação aos sistemas dinâmicos reais que apresentam comportamento mais próximo ao modelo de primeira ordem abaixo:

$$G_p(s) = \frac{K \cdot e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (\text{Eq. 22})$$

Onde:

K = Ganho de processo;

θ = Tempo morto ou tempo de atraso;

τ = Constante de tempo do sistema

O termo K é definido pela relação da variável de saída ou variável de processo (PV) e a variável de entrada (MV).

A constante de tempo τ corresponde ao tempo necessário para que a variável de processo atinja 63% do valor selecionado. (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006)

A curva de resposta a um degrau unitário de entrada para um sistema real em malha aberta com modelo aproximado de primeira ordem, poderá ter aspecto de um “S”. Através da projeção de uma reta tangente ao ponto de inflexão da curva, são obtidos os parâmetros θ e τ , conforme a Figura 2.4.5. (OGATA, 2003)

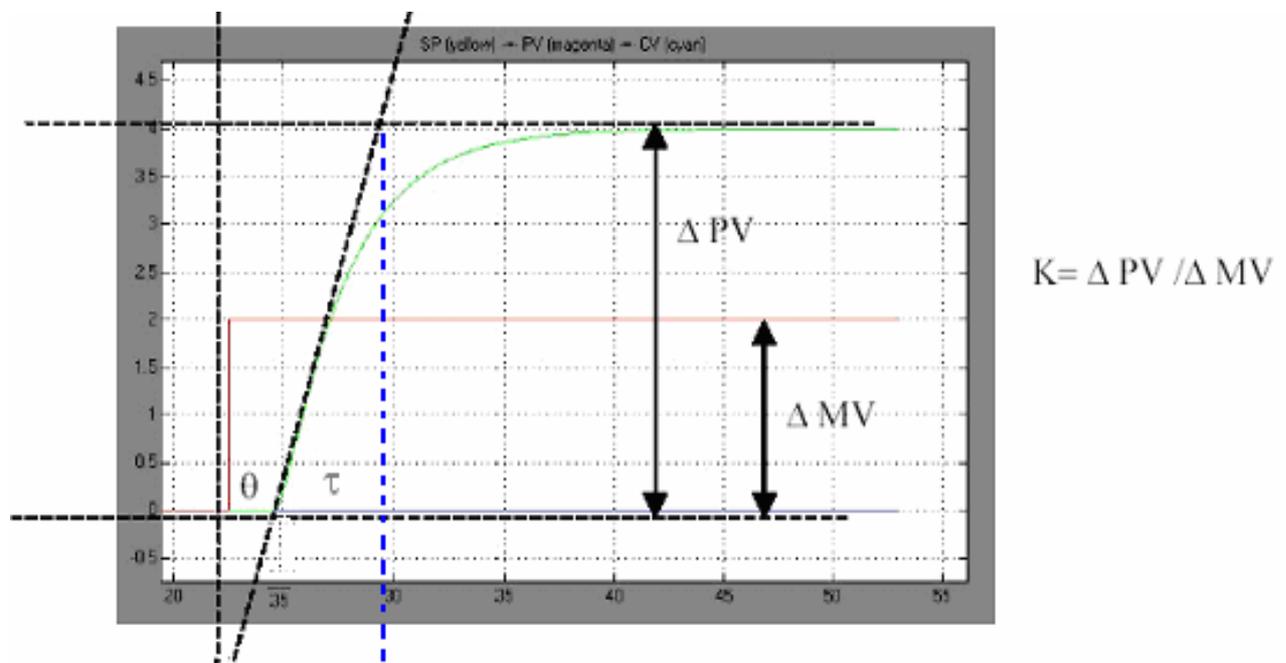


Figura 2.4.5 – Obtenção dos parâmetros baseado na resposta ao degrau em malha aberta.

A Tabela 2.1 apresenta as fórmulas para obtenção dos parâmetros dos controladores, conforme o sugerido pelo primeiro método de Ziegler e Nichols.

Tabela 2.1 – Regra de sintonia de Ziegler e Nichols baseada na resposta ao degrau de uma planta

Tipo de Controlador	K_c	τ_I	τ_D
P	$\frac{\tau}{K\theta}$	--	--
PI	$0.9\frac{\tau}{K\theta}$	3.33 θ	--
PID	$1.2\frac{\tau}{K\theta}$	20	0.5 θ

“As regras de sintonia de Ziegler e Nichols fornecem estimativas dos valores de que proporcionam um ponto de partida na sintonia fina, e não os valores definitivos de K_p , T_i e T_d logo na primeira tentativa.” (OGATA, 2003)

2.5 Controle digital

Nas últimas décadas a aplicação de computadores e dispositivos com arquitetura interna microprocessada para as técnicas de controle tiveram um aumento impressionante, devido a popularização, acessibilidade e vantagens oferecidas.

“As vantagens de se utilizar um controlador digital incluem aumento da sensibilidade da medição, uso de sinais codificados digitalmente, capacidade de reconfigurar facilmente, via software, o algoritmo de controle”. (DORF; BISHOP, 2001).

A Figura 2.5.1 mostra um diagrama de blocos de uma malha de sistema de controle digital.

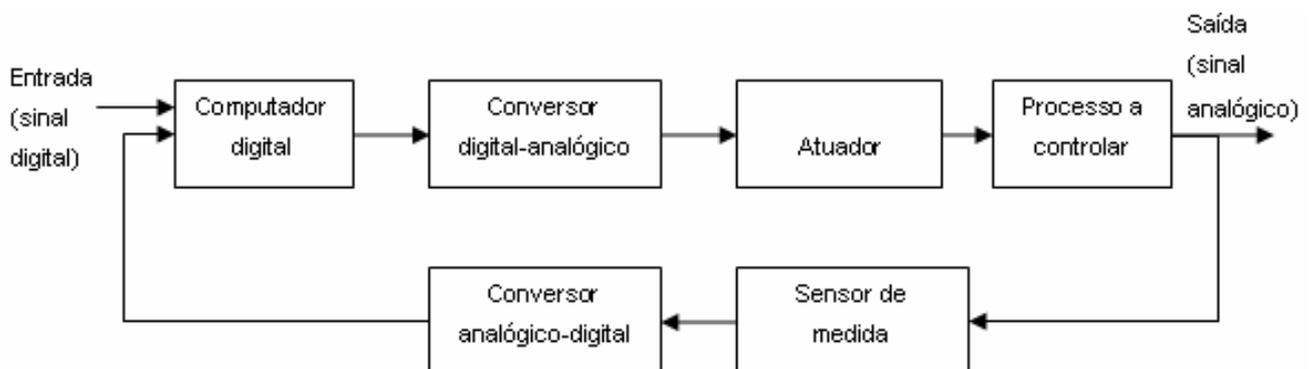


Figura 2.5.1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle digital.

Os dados de medição do sensor são convertidos da forma analógica para a forma digital através do bloco conversor analógico-digital (ADC). Após o computador digital processar os sinais de entrada, o mesmo fornece uma saída em forma digital, que é então convertida novamente para a forma analógica pelo conversor digital-analógico (DAC) e enviada ao atuador no processo.

A aquisição e discretização dos dados estão diretamente ligadas as características do ADC, como o a resolução e tempo de conversão.

A resolução de um ADC é definida pela tensão de fundo de escala (F.S. – full scale) e ao numero de bits do conversor, conforme a expressão Eq. 23.

$$\text{Resolução} = \frac{\text{F.S.}}{2^N - 1} \quad (\text{Eq. 23})$$

Para se definir a taxa de aquisição (*samples/s*) de um sistema particular, deve-se conhecer qual a máxima frequência do sinal estudado, sendo que a taxa mínima deve ser duas vezes maior que a frequência do sinal presente. Esta taxa mínima é denominada de Taxa de Nyquist ou de Shannon (SILVEIRA, P. E, 2001). O fator limitante para a taxa de aquisição de dados é o tempo de conversão do ADC.

O tempo de conversão do DAC também deve ser levado em consideração na avaliação de um sistema de controle digital. Quando modelado matematicamente, o DAC é representado por um circuito extrapolador de ordem zero (ZOH – Zero order holder) e sua função de transferência mediante ao sinal impulso é dada por:

$$G_0(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (\text{Eq. 24})$$

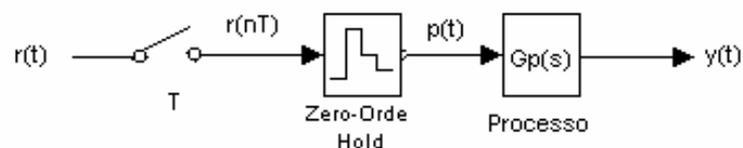


Figura 2.5.2 – Diagrama de blocos de um sistema com representação de ZOH.

2.5.1 Software LABVIEW® e Placa Eletrônica de Aquisição de Dados

O LABVIEW® é um software desenvolvido pela empresa *National Instruments Corporation* (NI) que utiliza linguagem de programação gráfica através de diagramas de blocos para desenvolvimento de instrumentos e sistemas de monitoramento e controle. O LABVIEW® possui uma grande quantidade de bibliotecas de funções, destinada a aquisição, análise, apresentação e registro de dados, além de controle de instrumentos no padrão GPIB (*General Purpose Interface Bus*) regidos pela arquitetura VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*).

Para o desenvolvimento deste projeto foi utilizado um hardware aquisição de dados modelo Lab PC-1200®, também fornecido pela NI. As principais características deste dispositivo, são apresentadas abaixo:

Taxa de amostragem máxima de entrada: 100KS/s;

Taxa de atualização de saída: 1KS/s;

Resolução de entrada e saída analógica: 12bits;

Faixa de amplitude de entrada e saída: $\pm 5V$ ou 0 a 10V;

Entrada analógica: 8 simples ou 4 diferenciais;

Saída analógica: 2;

Estradas e saídas digitais (I/O): 24

Contadores e temporizadores: 3, 16 bits;

A placa Lab PC-1200® é conectada diretamente no barramento da placa-mãe do computador, e conectada a um cabo com múltiplas vias paralelas até o bloco de conexão CB-50LP, onde são ligados os fios condutores provenientes do circuito. A versão atual do software LABVIEW® é a 8.6, porém neste trabalho foi utilizada a versão 5.1 disponível nos laboratórios da Universidade São Francisco em Itatiba .

3.0 Procedimentos experimentais

3.1 Características construtivas do sistema real

Baseado no conteúdo até agora estudado, foram realizados alguns procedimentos experimentais para coleta de dados provenientes do comportamento físico do sistema real construído, composto pelos principais componentes especificados na tabela abaixo.

Tabela 3.1 – Principais componentes do sistema.

Item	Qtd	Descrição	Especificação
1.0	01	Tanque de acrílico	Dimensões externas: 200x100x300 mm Dimensões internas: 193x95x295 mm
2.0	01	Sensor de pressão diferencial	MPX5010DP; Faixa de operação: 0 a 10KPa; V_{out} = 0.2 a 4.7V
3.0	01	Moto bomba automotiva de combustível	Alimentação: 12VDC Corrente= 3 A
4.0	01	Computador	PC Pentium III
5.0	01	Kit da placa de aquisição de dados	Lab PC-1200® e LABVIEW®
6.0	02	Fontes de Alimentação	Ajustável $\pm 15VDC$ #3A

A confecção e montagem do protótipo foram realizadas integralmente no Laboratório de Pesquisa em Engenharia Elétrica com o auxílio dos técnicos, conforme descrito nos próximos parágrafos.

Inicialmente foi utilizado um tanque de acrílico com dimensões externas de 200x100x300mm. Na parte inferior do tanque foi utilizado um cano de PVC (Policloreto de Vinilina) com diâmetro de $\frac{1}{2}$ ", acoplado a uma válvula manual de restrição de fluxo. Na extremidade após a válvula foi utilizado um redutor com diâmetro de 3mm para diminuir a vazão do tanque. Após a saída da primeira válvula foi instalada uma segunda válvula com uma derivação no formato "T", para facilitar o esvaziamento do tanque e provocar perturbações ao sistema quando necessário.

Um segundo reservatório foi utilizado abaixo do reservatório de acrílico a fim de receber o fluido despejado pela ação da gravidade proveniente do tanque superior. Uma bomba com motor elétrico de alimentação 12V DC, utilizada para injeção de combustível em veículos automotores, foi acoplada ao segundo reservatório para abastecimento do reservatório principal de acrílico.

Em todos os testes foi utilizada água (H^2O) como produto fluídico para simulação em temperatura ambiente não registrada.

O sistema descrito pode ser visualizado pela Figura 3.1.1.



Figura 3.1.1 - Sistema para controle de nível.

Uma régua de acrílico graduada em 30cm é fixada na lateral do tanque para referência do nível. No orifício inferior do tanque é acoplada uma mangueira de polietileno com diâmetro de 3/16" interligada ao sensor de pressão MPX5010, responsável pelo monitoramento do nível do tanque. A Figura 3.1.2 mostra os detalhes das conexões do sensor.

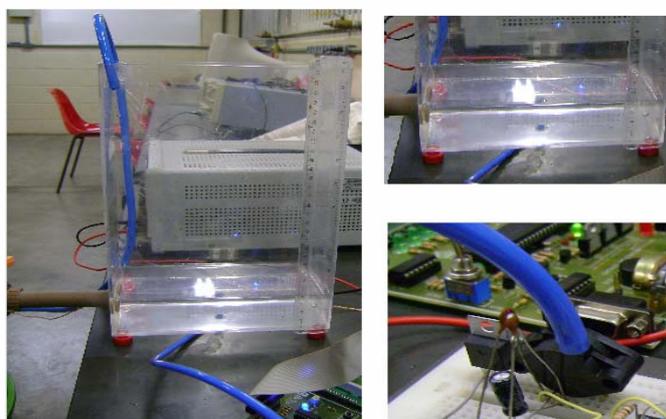


Figura 3.1.2 -Conexões do sensor de pressão ao tanque

3.1.1 Esvaziamento do tanque em queda livre

Para avaliar o comportamento do sistema em queda livre foi realizada a medição do escoamento do fluido em função do tempo, com intervalos de 1cm de altura. Os dados obtidos são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Dados obtidos para o esvaziamento do tanque

Altura h (m)	Tempo Δt para Δh de 1cm Média de 3 leituras (s)	Tempo total para o esvaziamento (s)
0,27	13,51	13,51
0,26	14,05	27,56
0,25	13,64	41,20
0,24	14,71	55,91
0,23	14,77	70,68
0,22	14,71	85,39
0,21	15,76	101,15
0,20	15,42	116,56
0,19	16,64	133,20
0,18	16,64	149,85
0,17	17,04	166,88
0,16	17,28	184,16
0,15	18,46	202,62
0,14	18,63	221,25
0,13	19,38	240,63
0,12	20,65	261,28
0,11	21,07	282,35
0,10	22,67	305,02
0,09	22,50	327,51
0,08	23,60	351,11
0,07	24,61	375,72
0,06	27,22	402,94
0,05	29,14	432,08
0,04	31,47	463,55
0,03	32,74	496,29
0,02	47,27	543,56

Com base nos dados da Tabela 3.2 é construído o gráfico da figura 2.5.3., onde é possível visualizar o comportamento do sistema. Utilizando o pacote de ferramenta de análise do Excel, é realizado um ajuste matemático dos pontos obtidos para aproximação de uma equação que melhor represente a curva traçada, considerando o fator R como o fator de proximidade à curva real, sendo a equação reproduzida com maior fidelidade quando este for mais próximo de 1.

A expressão Eq.25 melhor representa o comportamento do esvaziamento do tanque.

$$h = (4,71 \times 10^{-7}) \cdot t^2 - (7,35 \times 10^{-4}) \cdot t + 2,70 \times 10^{-1} \quad (\text{Eq. 25})$$

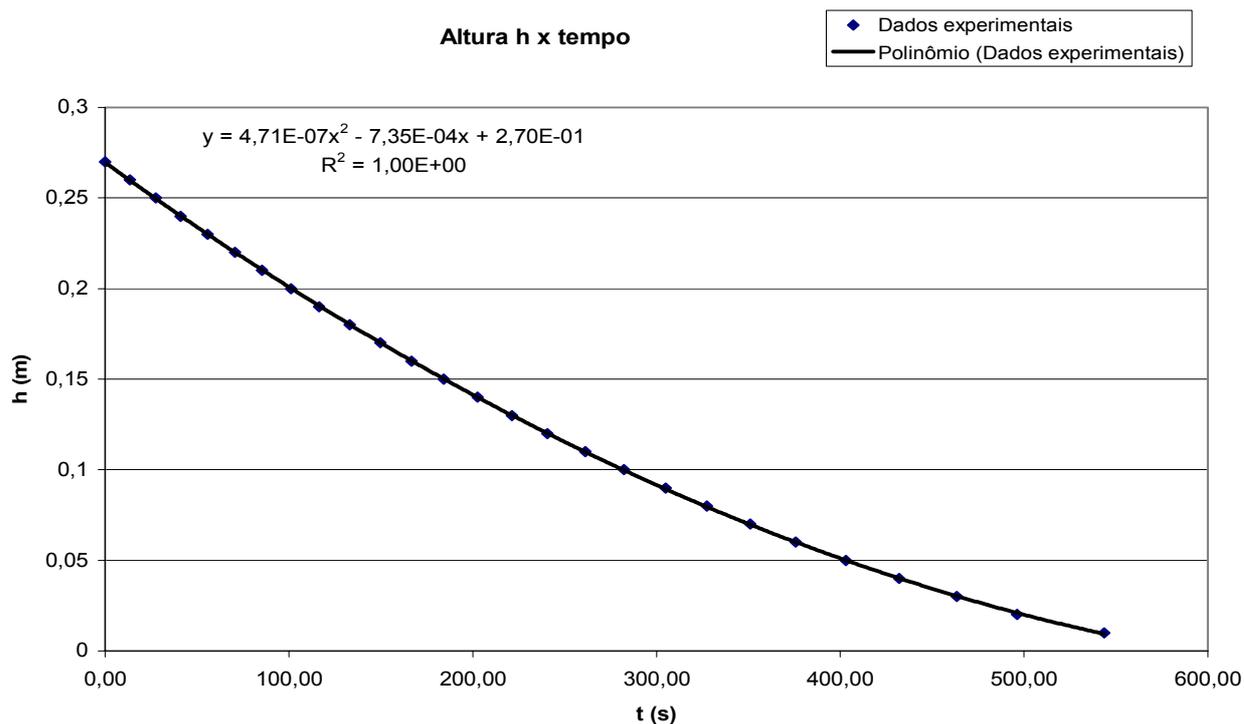


Figura 3.1.3 – Curva do esvaziamento do tanque

Ainda baseados nos dados da Tabela 3.2 podemos criar uma segunda tabela, com os dados calculados da vazão ou fluxo para cada nível do reservatório.

Tabela 3.3 – Dados para os valores calculados da vazão

Altura h	Tempo Δt para Δh de 1cm Média de 3 leituras	Dimensões do Tanque 0,193m x 0,095m x h Volume do tanque	Vazão tanque
(m)	(s)	(m³)	(m³/s)
0,27	13,51	4,950E-03	1,357E-05
0,26	14,05	4,767E-03	1,305E-05
0,25	13,64	4,584E-03	1,345E-05
0,24	14,71	4,400E-03	1,246E-05
0,23	14,77	4,217E-03	1,242E-05
0,22	14,71	4,034E-03	1,246E-05
0,21	15,76	3,850E-03	1,163E-05
0,20	15,42	3,667E-03	1,189E-05
0,19	16,64	3,484E-03	1,102E-05
0,18	16,64	3,300E-03	1,102E-05
0,17	17,04	3,117E-03	1,076E-05
0,16	17,28	2,934E-03	1,061E-05
0,15	18,46	2,750E-03	9,932E-06
0,14	18,63	2,567E-03	9,840E-06
0,13	19,38	2,384E-03	9,462E-06
0,12	20,65	2,200E-03	8,880E-06
0,11	21,07	2,017E-03	8,702E-06
0,10	22,67	1,834E-03	8,088E-06
0,09	22,50	1,650E-03	8,150E-06
0,08	23,60	1,467E-03	7,770E-06
0,07	24,61	1,283E-03	7,450E-06
0,06	27,22	1,100E-03	6,736E-06
0,05	29,14	9,168E-04	6,293E-06
0,04	31,47	7,334E-04	5,826E-06
0,03	32,74	5,501E-04	5,600E-06
0,02	47,27	3,667E-04	3,879E-06

Para um $\Delta h = 0,01\text{m}$ (1cm) o volume do tanque é igual à $1,8335\text{E-}3 \text{ m}^3$.

A vazão q do tanque é definida pelo resultado do quociente do Δv (variação do volume para $\Delta h = 0,01\text{m}$) pela variação de tempo correspondente (Δt).

O gráfico do comportamento da altura pela vazão e exibido pela Figura 3.1.4. A expressão Eq. 26, melhor representa o comportamento da curva traçada através dos pontos obtidos.

$$h = (2 \times 10^9) \cdot q^2 - 2534,8 \cdot q + 0,0041 \quad (\text{Eq. 26})$$

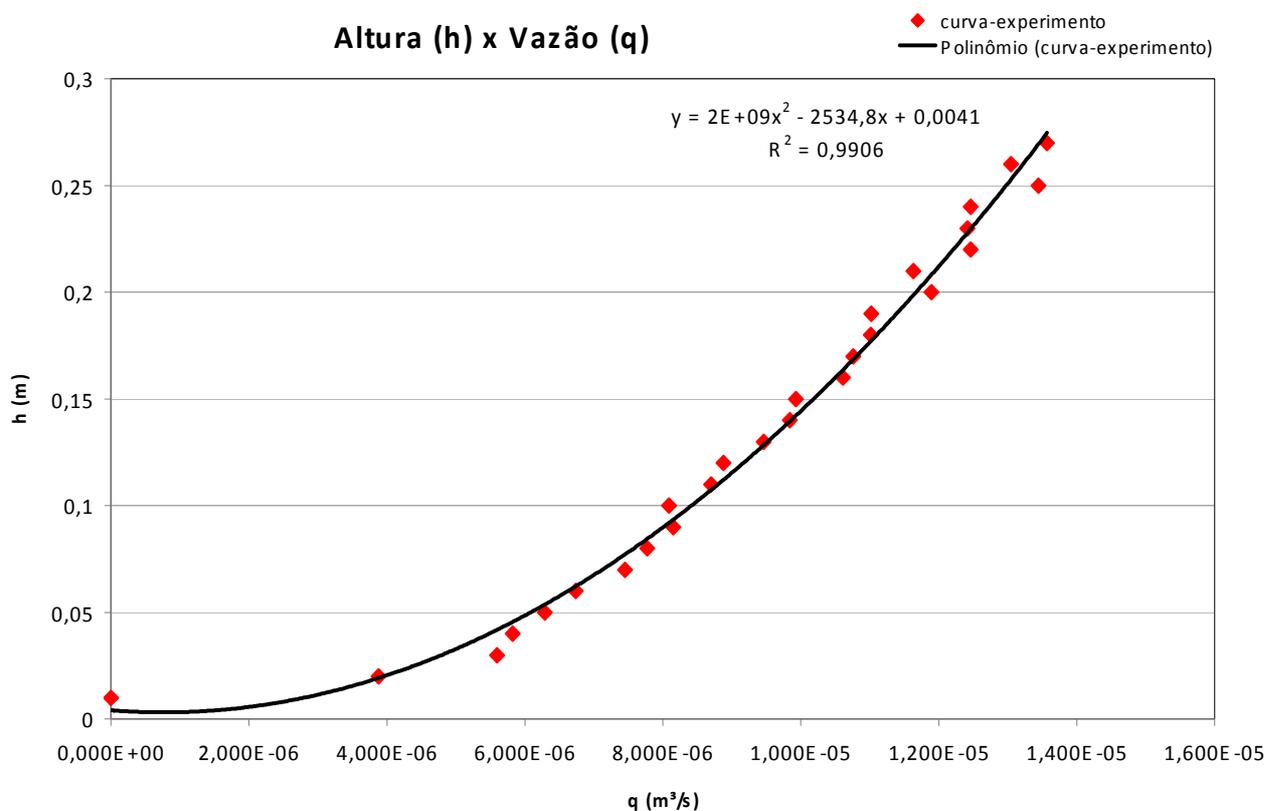


Figura 3.1.4 – Gráfico da altura em função da vazão

3.1.2 Comportamento do atuador moto bomba

Ao se modelar um sistema, deve-se levar em consideração as características e limitações do elemento atuador, pois este influencia na resposta final do sistema. O elemento atuador utilizado no projeto do sistema real de nível de reservatório, é o item 3.0 listado na Tabela 3.1.

Conforme apresentado, a moto-bomba utilizada, possui uma tensão de alimentação de 12VDC e uma corrente máxima de 3A, sendo sua aplicação original a tanques de combustíveis de

veículos automotivos. Esta moto-bomba foi acoplada a um reservatório inferior conforme a Figura 3.1.5.



Figura 3.1.5 – Detalhe do acoplamento da moto bomba ao reservatório inferior

Para se obter a curva do comportamento da vazão da bomba, é necessário variar a tensão de alimentação e medir o tempo necessário para a bomba deslocar um volume conhecido determinado. Para facilitar o trabalho, foi utilizado o próprio taque de acrílico com a altura delimitada em 0,12m que corresponde a um volume de 2,2002 litros, ou $2,2002 \times 10^{-3} \text{ m}^3$. A altura entre a bomba e o topo reservatório superior de acrílico é de 0,68m, ou seja, a pressão da bomba necessita vencer a altura de 0,68m para que o fluido bombeado chegue ao reservatório de acrílico.

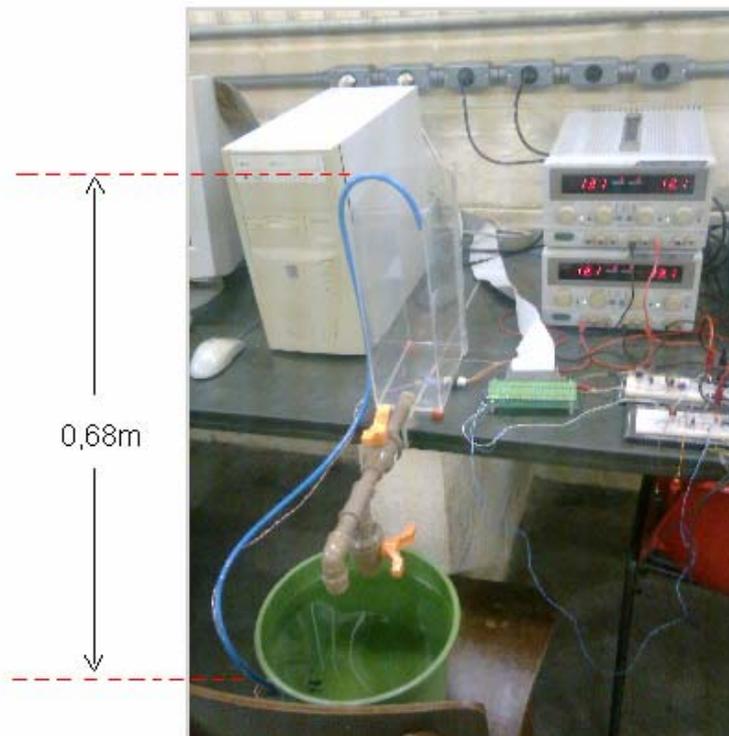


Figura 3.1.6 – Distância ente os reservatórios

Em aplicações industriais de maior porte, a alimentação de tanques geralmente é realizada pela parte inferior, pois a bomba necessita apenas vencer a altura da base do tanque e sofrerá variação de carga conforme o nível do reservatório. Este método de alimentação é mais vantajoso pois reduz o consumo de energia e o desgaste da moto-bomba, sendo que a mesma trabalhará com uma carga menor na maior parte do período.

Na maioria das aplicações que envolvem acionamento de atuadores, a técnica utilizada para se variar a tensão de alimentação DC do atuador é a Modulação por Largura de Pulso, mais conhecida como PWM (*Pulse Width Modulation*). Para a utilização do controle PWM foi necessária a construção do circuito eletrônico mostrado no diagrama da Figura 3.1.7, que possui como principal componente o Circuito Integrado SG3524, que é um chip dedicado para este tipo de controle. O Anexo I contém o diagrama de blocos funcional do SG3524.

Utilizando um potenciômetro de $10K\Omega$ na entrada de sinal, controla-se a largura do pulso da tensão de saída do CI, sendo esta enviada para o circuito condicionador de sinal dimensionado para trabalhar nas regiões de saturação e corte. Após o circuito de condicionamento, o sinal é enviado ao terminal *gate* do transistor IRF640 MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), para acionamento da moto-bomba no circuito de potência. Foi escolhido um transistor MOSFET para atuar no chaveamento de potência, devido alta impedância de entrada e tensão de off-set nula durante a condução. (SEDRA; SMITH, 2000).

Para proteção do transistor IRF640, foi adicionado ao circuito de potência o diodo D4 1N4937 ligado inversamente polarizado com a carga, com a função de diodo “roda livre”, descarregando a energia armazenada na carga indutiva durante o corte de tensão. O filtro RC “*snubber*” conectado ao terminal “*drain*” do IRF640 e ao terra, também contribuem para a proteção contra picos de tensão no transistor.

A base de frequência adotada para este circuito foi 18,3kHz, determinada pela expressão Eq. 27, fornecido pelo fabricante na folha de dados do componente.

$$F_{osc} = \frac{1,30}{6,2K\Omega \times 10\eta F} \quad (\text{Eq. 27})$$

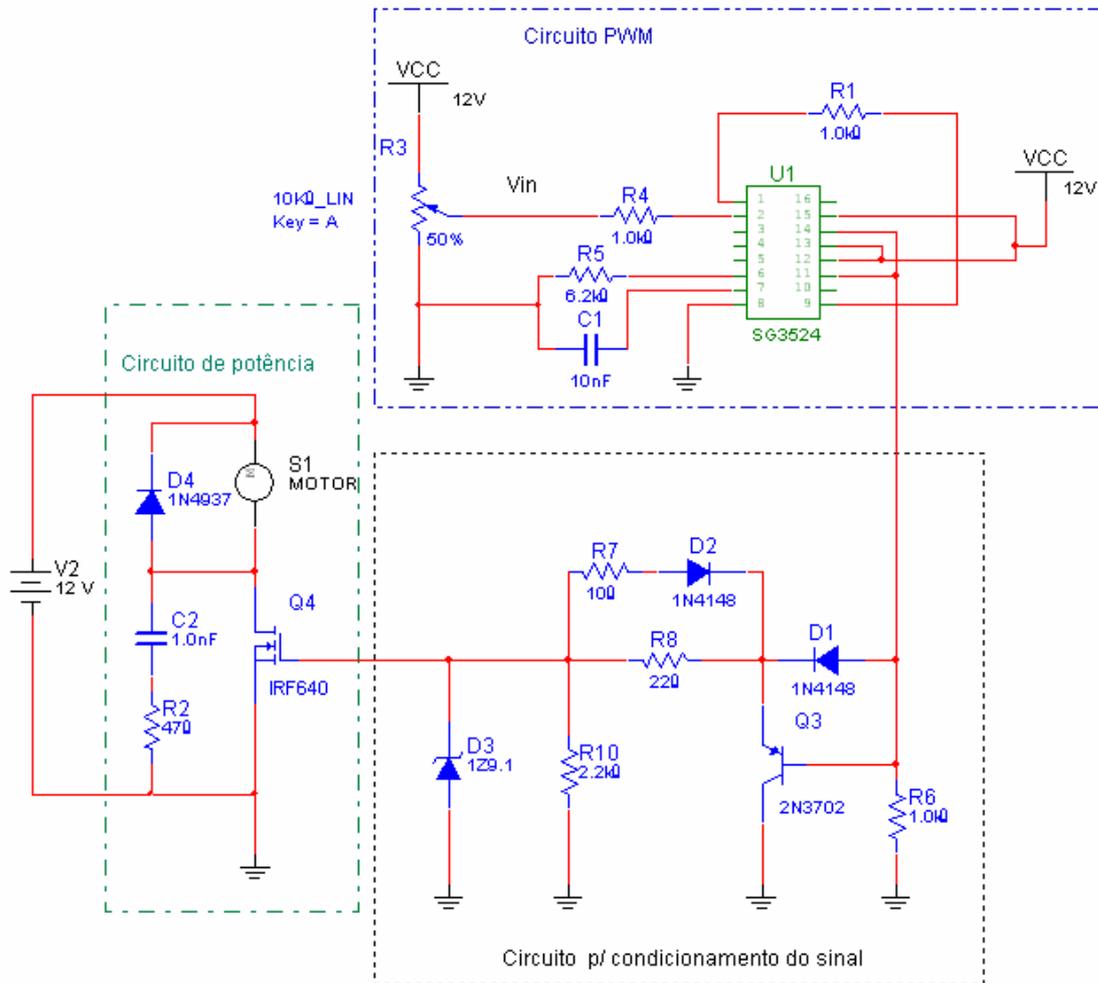


Figura 3.1.7 – Circuito para acionamento por PWM

A figura 2.3.8 mostra a foto do circuito real montado em placas matrizes de contatos (*proto boards*).

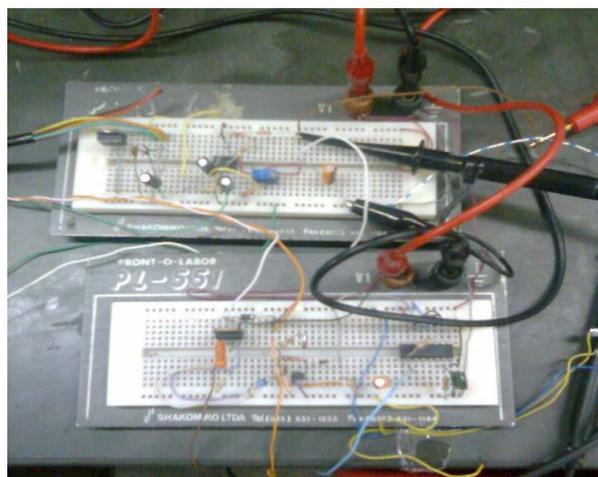


Figura 3.1.8 – Foto do circuito PWM e condicionamento do sensor

A tabela 2.4 contém os dados obtidos do intervalo de tempo e conseqüentemente vazão para cada variação do valor de tensão média ajustada com a variação da largura de pulso, sendo o volume a ser preenchido um valor fixo.

Tabela 3.4 - Dados obtidos para caracterização da moto-bomba

Tempo (s)	Tensão de Referência (V)	tensão média na bomba (V)	Vazão bomba (m ³ /s)
149,14	1,86	3,01	5,017E-05
127,66	1,92	3,24	5,400E-05
86,44	2,11	4,02	6,700E-05
82,53	2,15	4,19	6,983E-05
71,21	2,25	4,59	7,650E-05
67,03	2,30	4,78	7,967E-05
61,67	2,38	5,12	8,533E-05
49,98	2,63	6,08	1,013E-04
42,68	2,86	6,94	1,157E-04
40,07	3,03	7,59	1,265E-04
36,18	3,24	8,36	1,393E-04
33,61	3,46	9,13	1,522E-04
30,95	3,82	10,32	1,720E-04
30,82	4,15	10,33	1,722E-04

O gráfico da Figura 3.1.9 mostra as curvas reais do comportamento da vazão fornecida pela moto-bomba em função da tensão de referência (V_{ref}) e conseqüentemente da tensão média na bomba (V_m). Também são apresentadas as curvas obtidas através de ajuste matemático dos pontos.

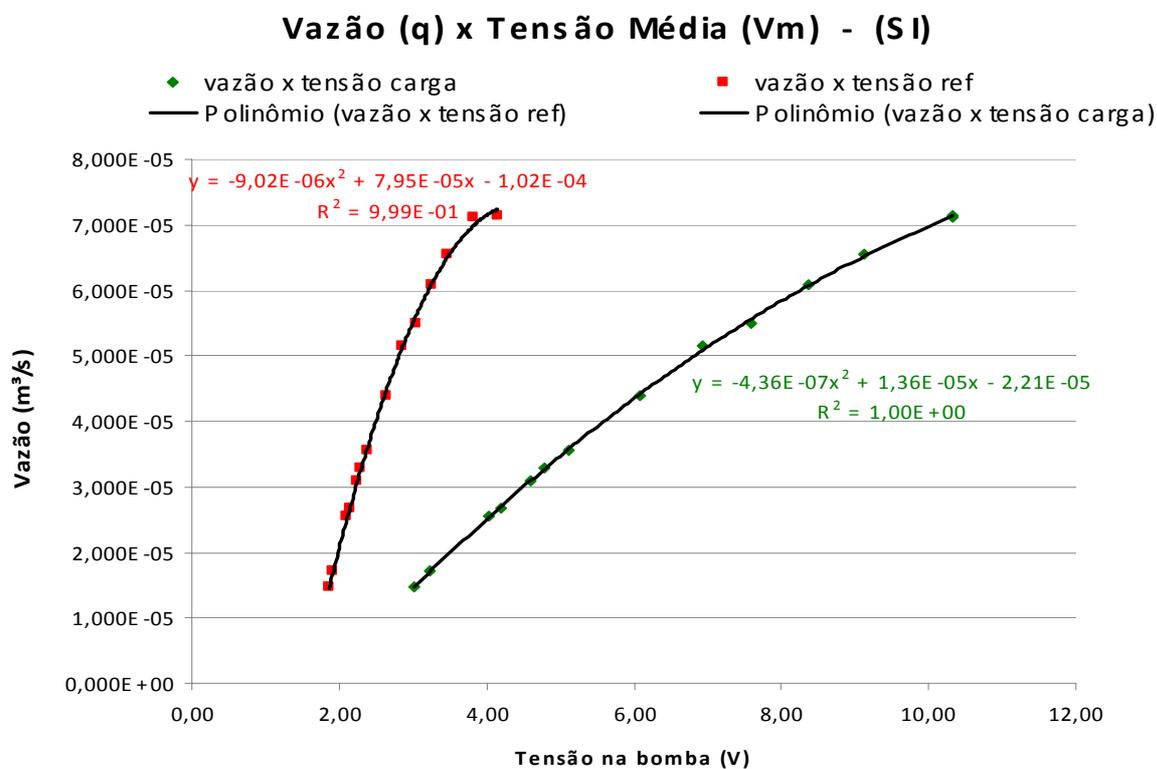


Figura 3.1.9 – Curva do comportamento da vazão da bomba em função da tensão de alimentação

Como é possível observar no gráfico da Figura 3.1.9 a inclinação da curva que representa o comportamento da vazão (q) em função de V_{ref} é muito elevada, gerando grandes variações de q para pequenas mudanças de V_{ref} , fazendo com que o PWM atue de 0 a 100%, em uma faixa de controle de V_{ref} entre 1,3V e 3,8V.

A expressão Eq. 28, representa o comportamento de q em função de V_{ref} .

$$q = (-9,02 \times 10^{-6}) \cdot V_{ref}^2 + 7,95 \times 10^{-5} \cdot V_{ref} - 1,02 \times 10^{-4} \quad (\text{Eq. 28})$$

3.1.3 Comportamento do sensor de pressão diferencial

Como mencionado anteriormente, o sensor MPX5010DP é um sensor de pressão diferencial, que opera numa faixa de pressão de 0 a 10kPa, tendo o sinal de saída proporcional entre 0,2 a 4,7VDC. A sensibilidade (K_s) deste sensor é de 450mV/kPa e o erro do mesmo é de 5% do fundo de escala (F.S.).

Considerando o tanque de acrílico do projeto temos:

$$\text{Volume total (v)} = 0,2\text{m} \times 0,1\text{m} \times 0,3\text{m} = 0,006\text{m}^3$$

Pressão hidrostática pode ser definida como:

$$P = \rho \cdot g \cdot h \quad (\text{Eq. 29})$$

onde:

P = pressão

ρ = Densidade relativa

g = Aceleração gravitacional

h = Altura

Logo o tanque com o seu volume total terá uma pressão de:

$$P = 1 \cdot 10 \cdot 0,3 = 3\text{kPa}$$

Como $1\text{atm} = 101,325 \text{ kPa}$, o orifício do sensor conectado na parte inferior do tanque receberá a somatória da pressão de 1atm mais a pressão equivalente a altura do nível do tanque, enquanto a outra extremidade receberá apenas a pressão de 1atm . Logo a diferença de pressão dos dois orifícios é multiplicada pelo fator K_s , obtendo então uma tensão de saída proporcional.

Na aplicação estudada, o sensor estará atuando em 30% da escala total. Por este motivo, o sinal de saída do sensor, que é aproximadamente 1,5V, somado aos 200mV de “offset” considerando a altura máxima do nível no reservatório, necessita ser condicionado em amplitudes maiores para evitar problema com ruídos. Utiliza-se então um circuito com um amplificador operacional CA3140E (MOSFET) regulando o sinal de saída para a operação na faixa de 0 – 5V, com a configuração não inversora e com um ganho A_v de aproximadamente 4,1.

Cálculo do Ganho do Sensor

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_g}{R_e}\right) \cdot V_{in} \quad (\text{Eq. 30})$$

$$V_{in} = 248,5 \text{ mV} \quad (\text{para } h = 0\text{m})$$

$$V_{in_max} = 1,1453\text{V} \quad (\text{para } h = 0,27\text{m})$$

$$V_{range} = V_{in_max} - V_{in} = 1,1453 - 0,2485 = 1,2045\text{V}$$

$$\text{Para obter } V_{out} = 5,00\text{V}$$

$$\text{Fixando } R_e = 1\text{K}\Omega$$

$$R_g = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot R_e}{V_{in}} \rightarrow R_g = \frac{(5 - 1,2045) \cdot 1\text{K}}{1,2045} = 3151,1\Omega$$

Aproximando dos valores comerciais:

$$R_g = (3\text{K}\Omega + 100\Omega)$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$\text{Logo, } A_v = \frac{5}{1,2045} = 4,151$$

Para o ajuste de off-set:

Potenciômetro 10K Ω

$$R_5 = 2.2\text{K}\Omega$$

O circuito da ligação do sensor e condicionamento do sinal é mostrado na Figura 3.1.10.

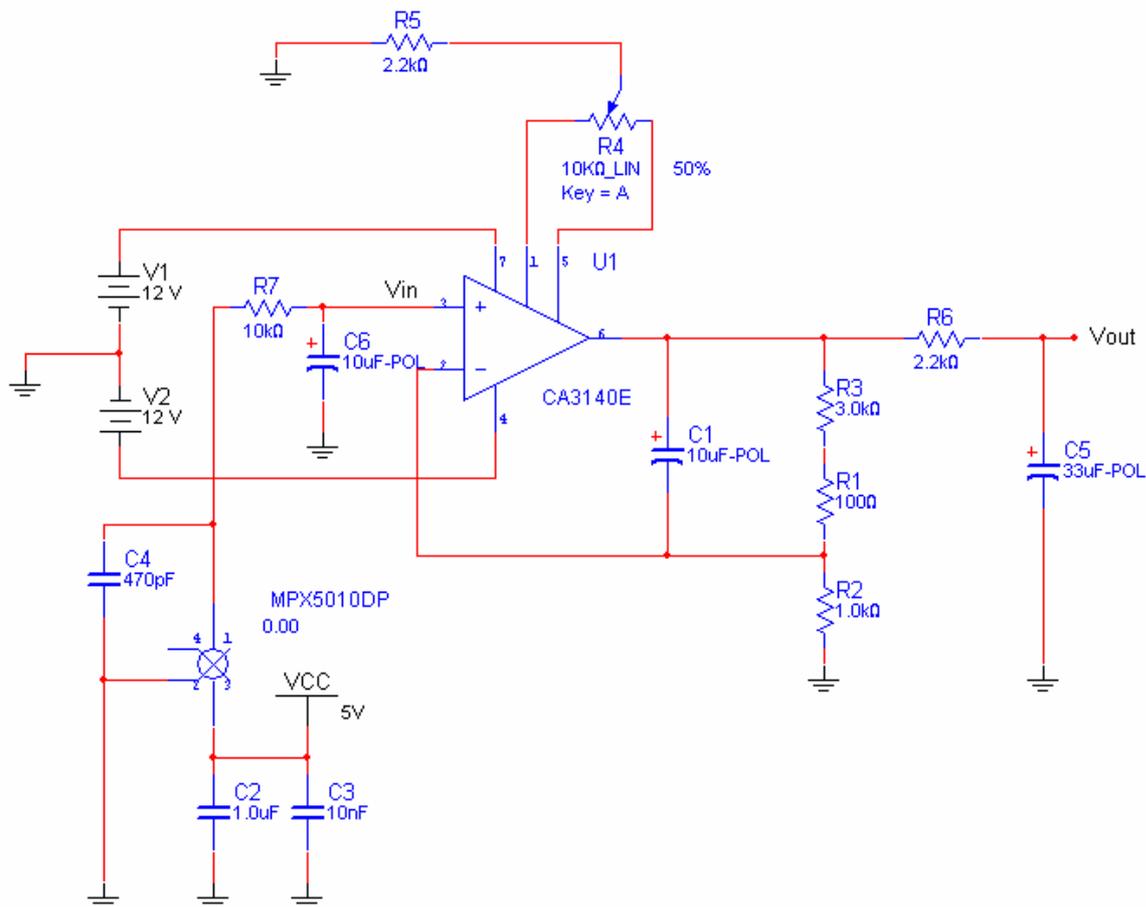


Figura 3.1.10 – Circuito do sensor de pressão e condicionamento de sinal

Os capacitores do C2, C3 e C4 são utilizados para melhorar a estabilidade do sinal diminuindo a presença de ruídos, conforme recomendação do fabricante no ANEXO II. Os capacitores C1, juntamente os filtros RC's R7C5 e R6C6 são empregados para reduzir os ruídos de alta frequência, provenientes do circuito *PWM* que podem interferir no circuito amplificador. Para amplitudes com frequências elevadas da ordem de 18kHz, a impedância X_{C1} é reduzida, eliminando o ganho do amplificador. Devido ao fato da realimentação para este circuito sempre ser positiva, C1, C5 e C6 podem ser capacitores eletrolíticos polarizados.

A Tabela 3.5 mostra o comportamento do sinal de saída do sensor em função da altura do nível do reservatório. A figura 2.5.11 contém as curvas características levantadas de acordo com os valores indicados na Tabela 3.5, apresentando um comportamento linear conforme especificado pelo fabricante do sensor.

Tabela 3.5 – Valores do sinal de saída do sensor

Alura h (m)	Vout Média de 3 leituras (V)	Vout com off-set corrigido (V)
0,27	5,15	4,800
0,26	5,01	4,623
0,25	4,84	4,445
0,24	4,66	4,267
0,23	4,47	4,089
0,22	4,30	3,911
0,21	4,11	3,734
0,20	3,92	3,556
0,19	3,80	3,378
0,18	3,61	3,200
0,17	3,43	3,022
0,16	3,25	2,845
0,15	3,07	2,667
0,14	2,87	2,489
0,13	2,70	2,311
0,12	2,52	2,133
0,11	2,35	1,956
0,10	2,16	1,778
0,09	1,99	1,600
0,08	1,80	1,422
0,07	1,63	1,245
0,06	1,45	1,067
0,05	1,27	0,889
0,04	1,09	0,711
0,03	0,91	0,533
0,02	0,74	0,356
0,01	0,57	0,178

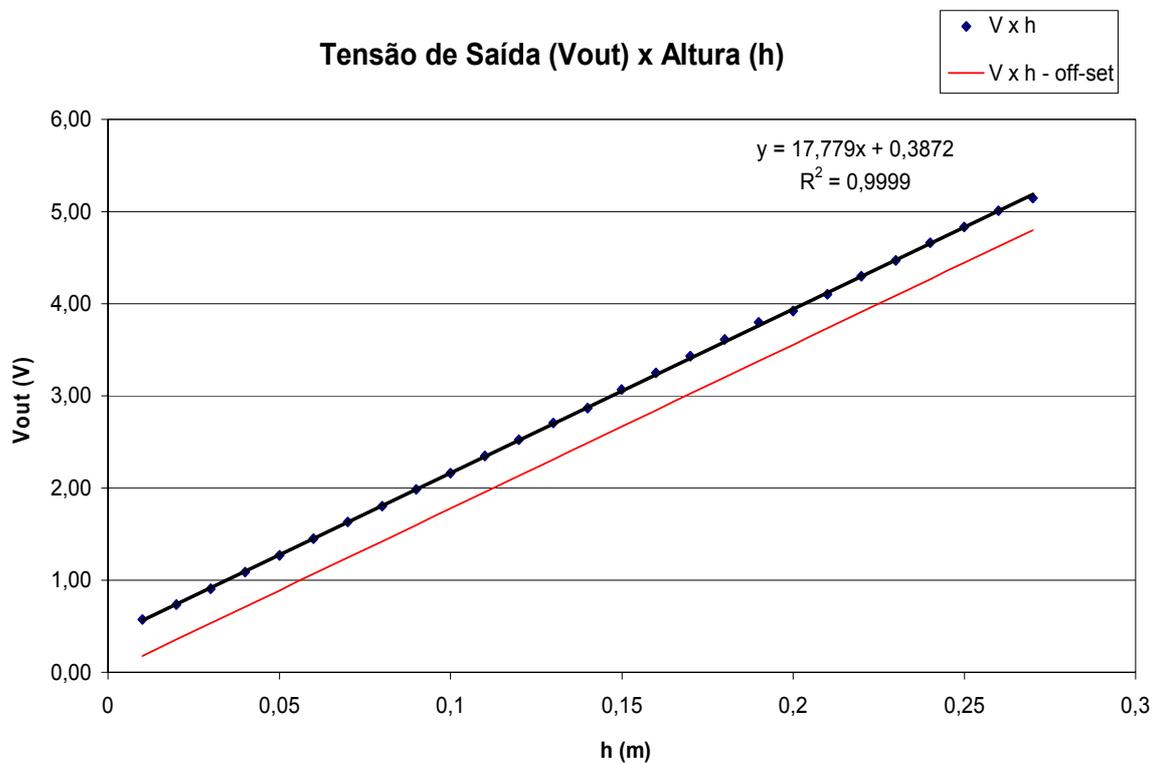


Figura 3.1.11 – Curvas característica do sensor

A equação linear Eq. 31 representa a resposta do sensor:

$$V_{out} = 17,779 \cdot h + 0,3872 \quad \text{(Eq. 31)}$$

Foi constatado que durante o funcionamento da bomba, o sinal do sensor sofre uma pequena variação no coeficiente de ganho e no valor de off-set, correspondentes a:

$$V_{out} = 17,64 \cdot h + 0,0918 \quad \text{(Eq. 32)}$$

Esta variação está relacionada ao erro do sensor e a ruídos provenientes do circuito de acionamento da moto-bomba.

4.0 Análise dos resultados

4.1 Simulação computacional – Resposta do sistema em Malha Aberta

A simulação computacional de modelos que representam sistemas físicos dinâmicos, apenas deve ser considerada quando o modelo construído está validado e representando o mais próximo possível o comportamento do sistema mediante ao valor de entrada estabelecido. Porém como já foi abordado na seção 2.2, existe uma dificuldade muito grande em se modelar sistemas dinâmicos para representação integral, sendo mais viável modelar o sistema para a faixa de operação.

Com base nos dados experimentais obtidos no capítulo 3.0, foram construídos modelos matemáticos de simulação, através da utilização da ferramenta SIMULINK® inclusa no pacote de aplicações do software MATLAB®. O SIMULINK® permite analisar o comportamento de sistemas dinâmicos a partir da construção de diagramas de blocos simulados pelo MATLAB®. (MATSUMOTO, 2002).

A Figura 4.1.1 mostra o diagrama de blocos adequado ao sistema real analisado.

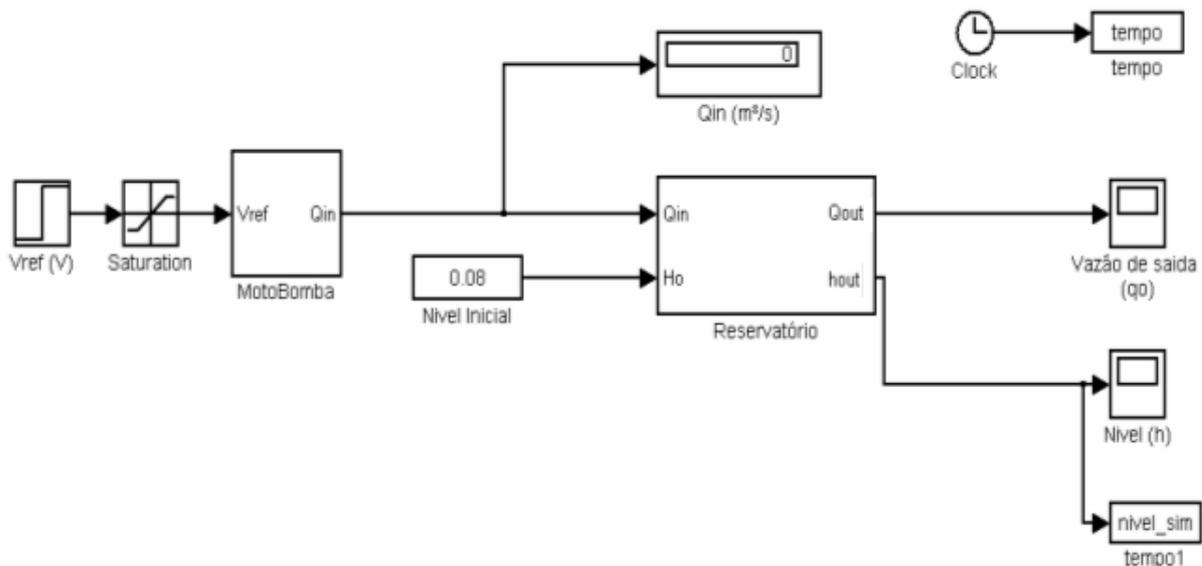


Figura 4.1.1 – Diagrama de blocos do sistema

O bloco V_{ref} representa o valor em degrau de tensão de referência, sendo este limitado pelo bloco de saturação (*saturation*) entre 1,3V e 3,8V conforme descrito na seção 3.1.2.

O bloco *MotoBomba* possui um subsistema inserido e representa o comportamento da bomba pela expressão Eq. 28, conforme mostrado na Figura 4.1.2.

$$q = (-9,02 \times 10^{-6}) \cdot V_{ref}^2 + 7,95 \times 10^{-5} \cdot V_{ref} - 1,02 \times 10^{-4} \quad (\text{Eq. 28})$$

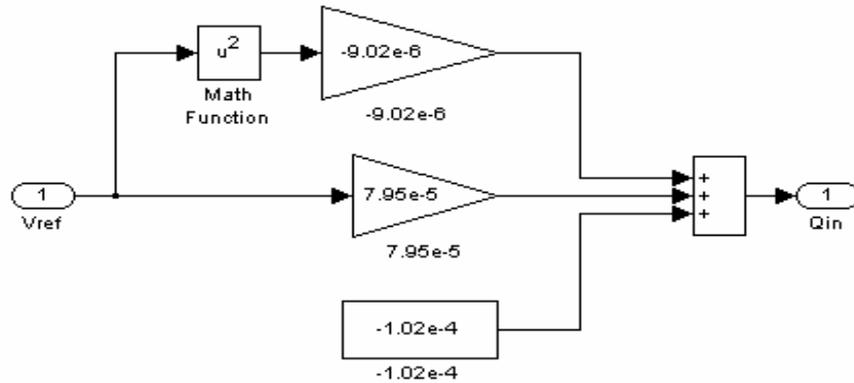


Figura 4.1.2 – Diagrama de blocos da moto bomba

O bloco *Reservatório* possui como subsistema o diagrama da Figura 4.1.3.

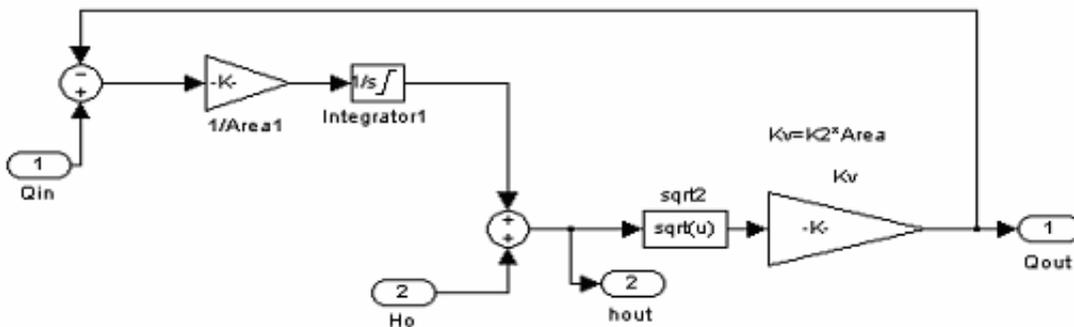


Figura 4.1.3 – Diagrama de blocos do reservatório

Para este diagrama utiliza-se o valor da constante $K2$, resultante correlação das expressões Eq 25. e Eq. 14 do esvaziamento do tanque em queda livre.

$$h = (4,71 \times 10^{-7}) \cdot t^2 - (7,35 \times 10^{-4}) \cdot t + 2,70 \times 10^{-1} \quad (\text{Eq. 25})$$

$$h = \frac{K2^2}{4} \cdot t^2 - K2 \cdot ho^{\frac{1}{2}} \cdot t + ho \quad (\text{Eq.14})$$

Logo $K2 \cong 1,41 E - 03$

Os demais blocos do sistema da Figura 4.1.3 são terminais indicadores e registradores.

A Figura 4.1.4 mostra os resultados de simulação e dados experimentais para o esvaziamento do tanque em queda livre.

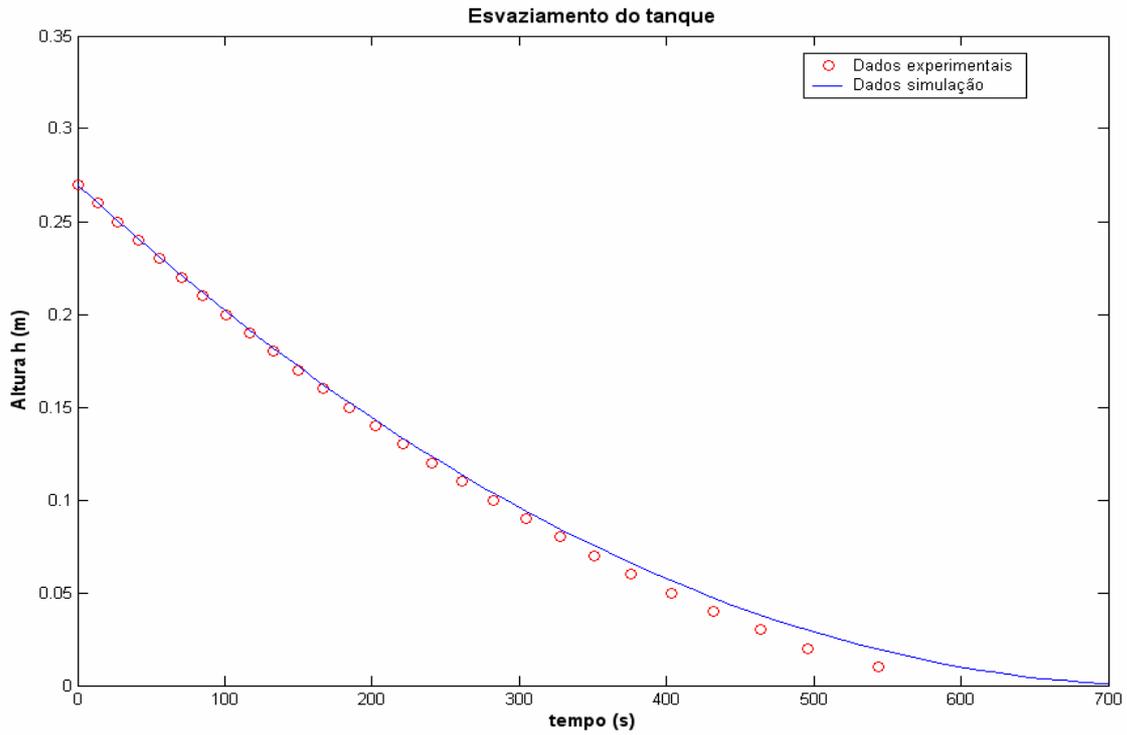


Figura 4.1.4 – Resposta de esvaziamento do tanque em queda livre

A Figura 4.1.5 mostra os resultados para a simulação em malha aberta para uma entrada degrau de $V_{ref} = 1,86V$ comparados com os valores reais obtidos experimentalmente.

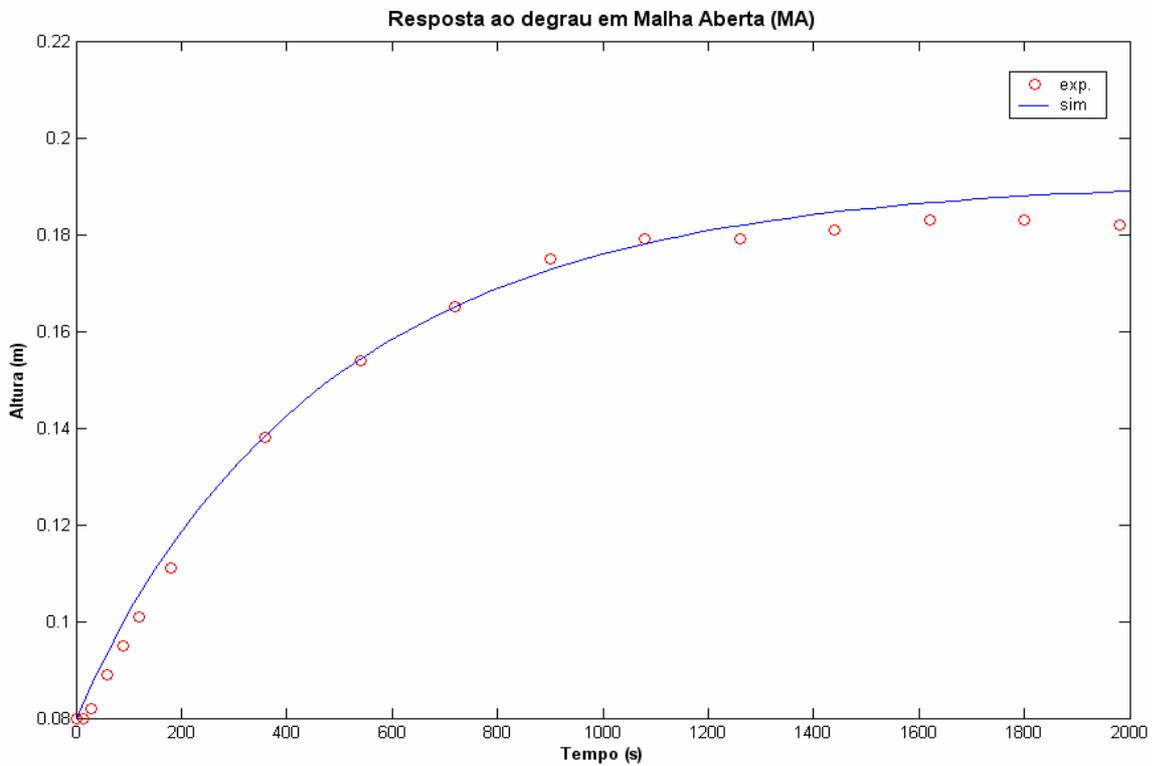


Figura 4.1.5 – Resposta do sistema em Malha Aberta mediante a entrada de degrau

Para que a resposta simulada reproduzisse o valor apresentado pelo gráfico da Figura 4.1.5, foi necessário ajustar a constante $K2 = 1,6E-03$, devido a mesma incorporar todas as perdas do sistema. O valor de V_{ref} também foi ajustado para 1,81V, fazendo com que a vazão de entrada ficasse próxima ao valor real obtido, para que apenas o modelo do reservatório, sem o acoplamento da moto-bomba, fosse avaliado.

4.2 Sintonia de controladores P, PI e PID

Conforme o método Ziegler e Nichols para sintonia de controladores, o controle foi projetado para a resposta em malha aberta real da Figura 4.1.5.

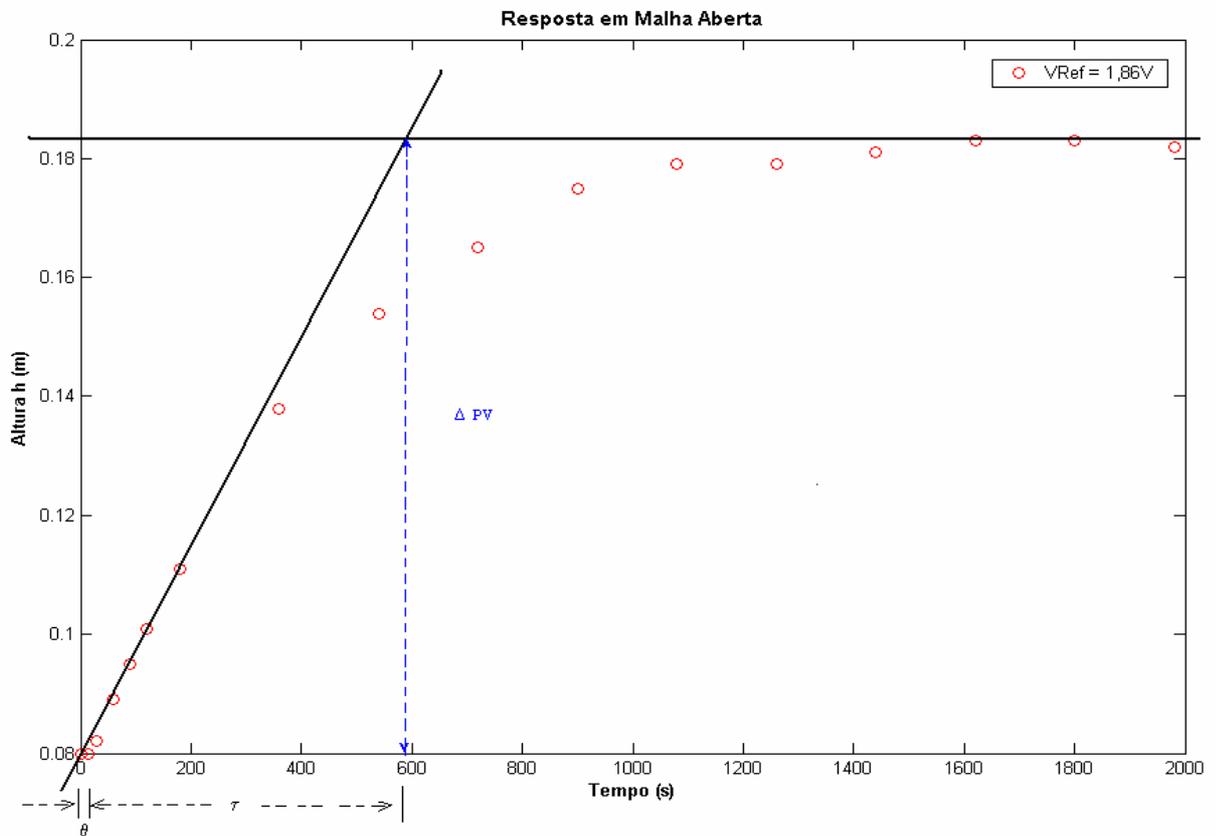


Figura 4.2.1 – Traçando o gráfico para sintonia dos controladores

Foram considerados os seguintes parâmetros:

$$\theta = 15 \text{ seg.};$$

$$\tau = 590 \text{ seg.};$$

$$\Delta PV = 0,102 \text{ m};$$

$$\Delta MV = 1,475E-05 \text{ m}^3/\text{s};$$

$$K = \Delta PV / \Delta MV = 6,9153E 03$$

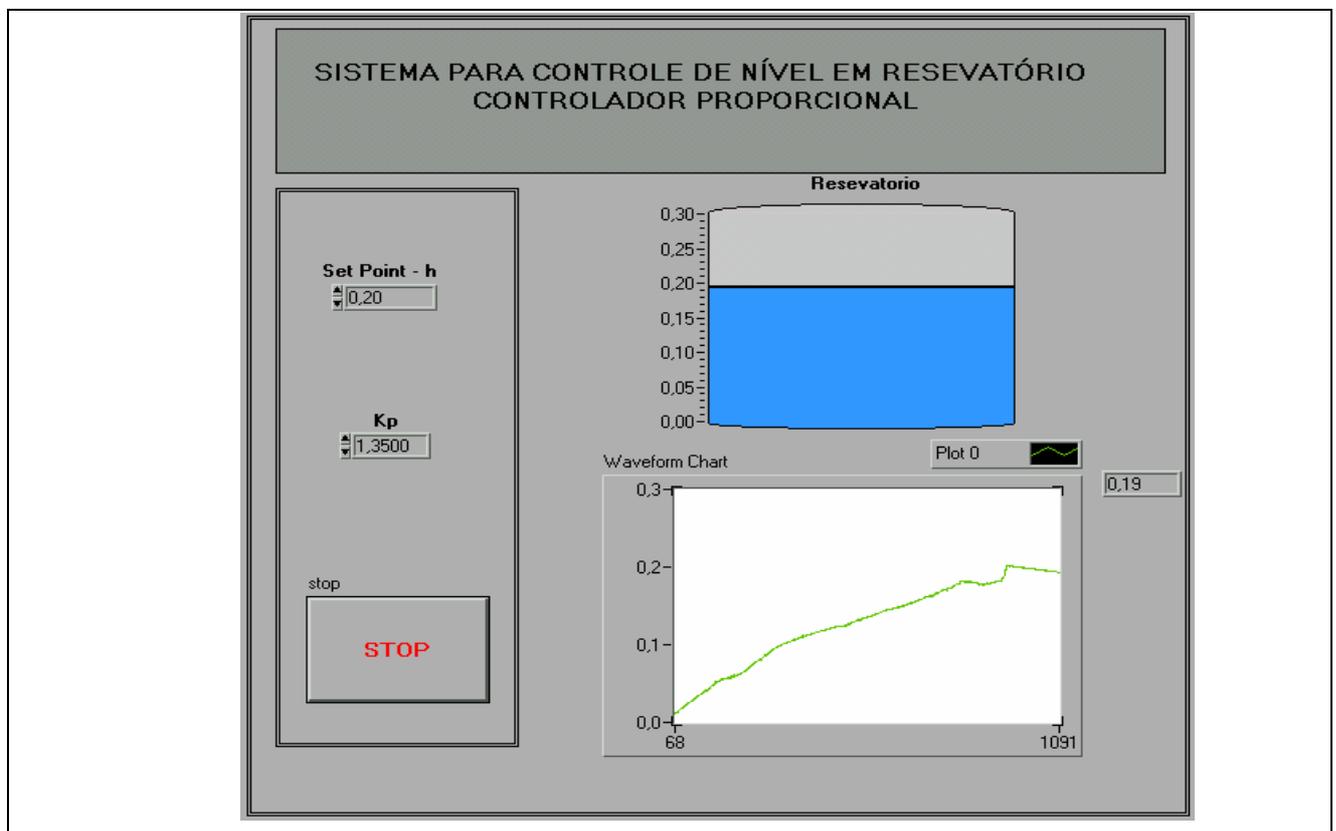
Adotou-se o valor de entrada como sendo o valor de vazão relacionado a V_{ref} para melhor aproximação ao modelo do reservatório. A Tabela 4.1 mostra o resultado das constantes iniciais obtidas para os controladores P, PI e PID.

Tabela 4.1 – Valores dos parâmetros dos controladores

Tipo do Controlador	Kc	Ti	Td
P	0,0057	-----	-----
PI	0,0051	49,95	-----
PID	0,0068	30	7,5

4.3 Implementação do controlador Proporcional (P)

O controle proporcional foi a primeira estratégia de controle em malha fechada implementada ao sistema. O controle foi efetuado através do software LABVIEW®, em conjunto com a placa de aquisição de dados Lab PC-1200®. Foi selecionado o modo de operação diferencial dos canais analógicos, para reduzir a incidência de ruído proveniente da malha de terra do circuito. A Figura 4.3.1 mostra o painel construído via software e o diagrama de blocos de programação.



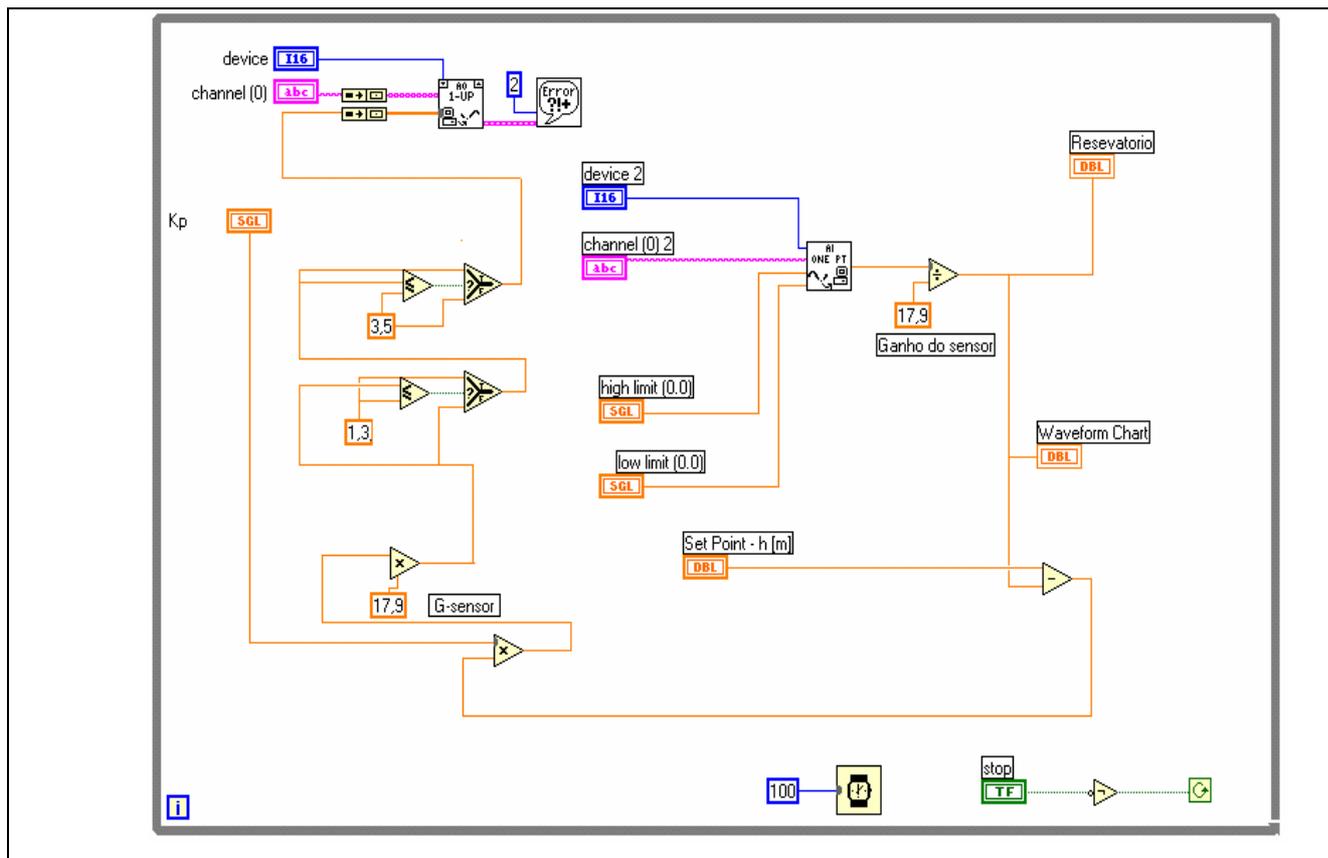


Figura 4.3.1 – Painel de controle e diagrama de blocos construídos no software LABVIEW® para o controlador Proporcional

Através do valor do ganho do sensor é possível converter os valores de tensão em altura, e trabalhar com o erro neste parâmetro.

O valor de *set point* de nível selecionado foi de 20cm (0,2m). Foram realizados alguns testes com alguns valores do ganho proporcional K_p a partir do valor calculado pelo método Ziegler e Nichols, porém como os valores obtidos não foram satisfatórios, foi necessário o aumento de K_p . A Figura 4.3.2 mostra alguns resultados obtidos para vários valores de K_p utilizados. A taxa de amostragem da coleta de dados para construção do gráfico foi de 10 amostras/seg.

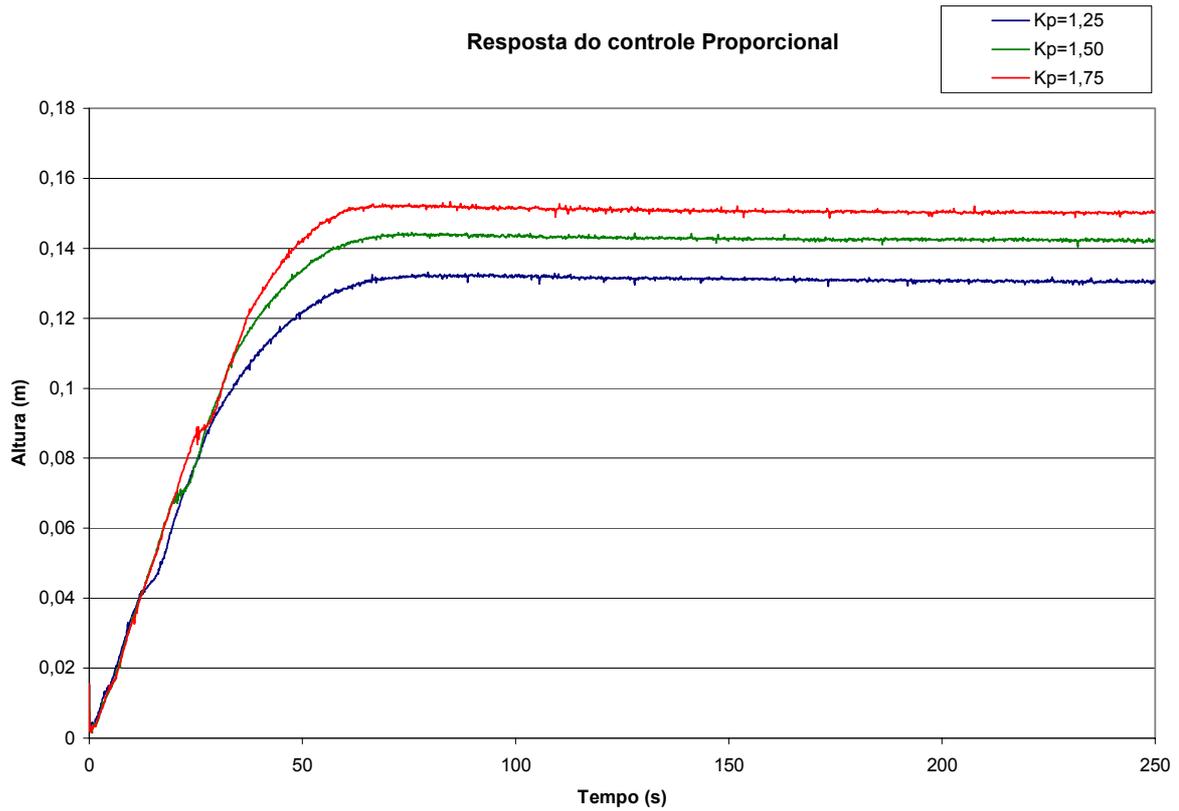


Figura 4.3.2 – Resultados do controle P

É possível avaliar que conforme se aumenta o valor de K_p o erro de regime em relação ao valor selecionado se torna cada vez menor, porém se o valor de K_p for elevado para acima de 3, o controle irá atuar na região de corte e saturação do atuador, aumentando a oscilação na resposta.

O diagrama de blocos completo com o controlador P em forma de bloco de ganho K_p da simulação é mostrado na Figura 4.3.3.

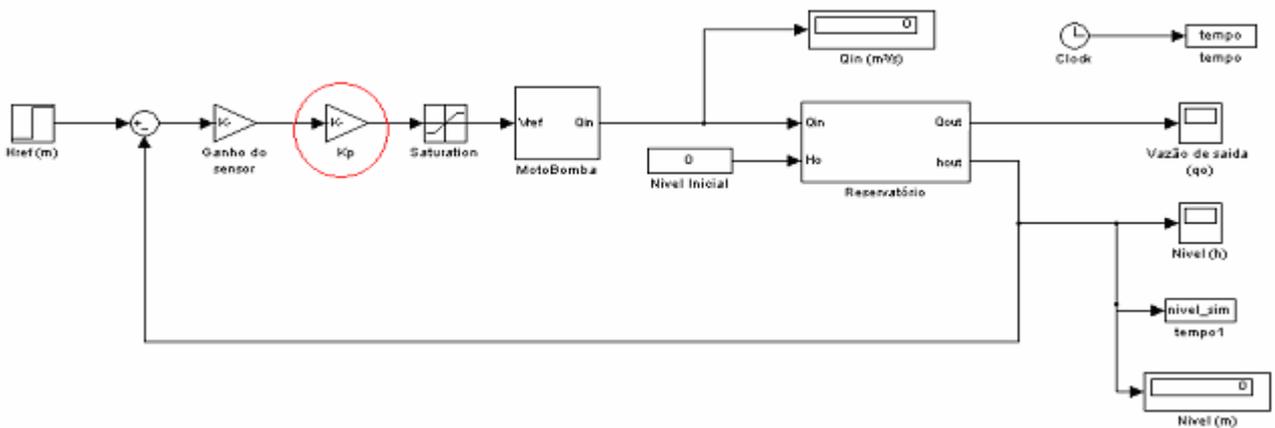


Figura 4.3.3 – Diagrama de blocos da simulação do controle P

A Figura 4.3.4 compara a resposta do valores simulador e obtidos experimentalmente para o mesmo valor de $K_p = 1,25$. Os pontos em azul espaçados no gráfico correspondem as leituras efetuadas manualmente observando apenas o comportamento real do nível do tanque.

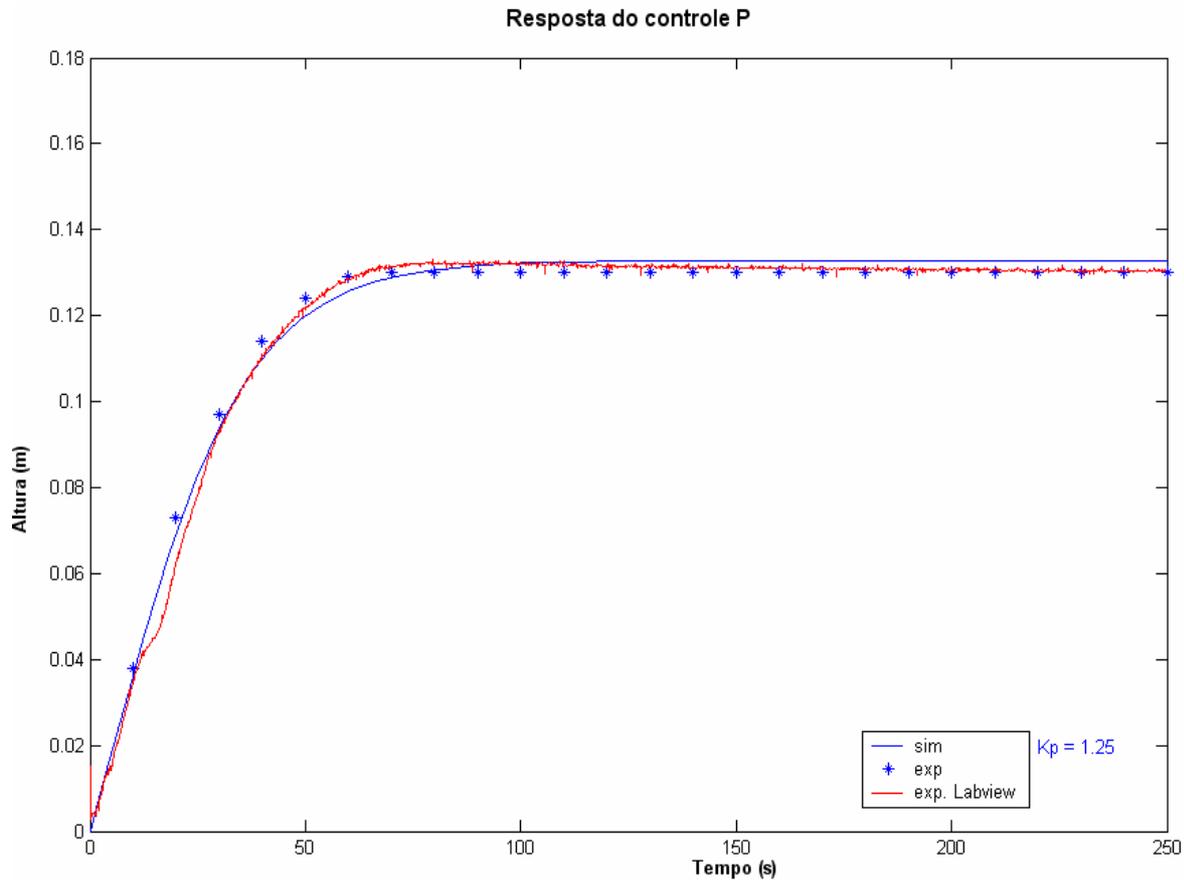


Figura 4.3.4 – Resultados do controle P – simulado e real

4.4 Implementação do controlador Proporcional - Integral (PI) e Proporcional- Integral – Derivativo (PID)

De forma similar ao controle P, foram construídos o painel de controle e o diagrama de blocos através do software LABVIEW®. Porém o mesmo painel de controle será utilizado para desempenhar a função de controlador PI e PID, sendo anulado o valor de D para o controle PI., conforme a Figura 4.4.1.

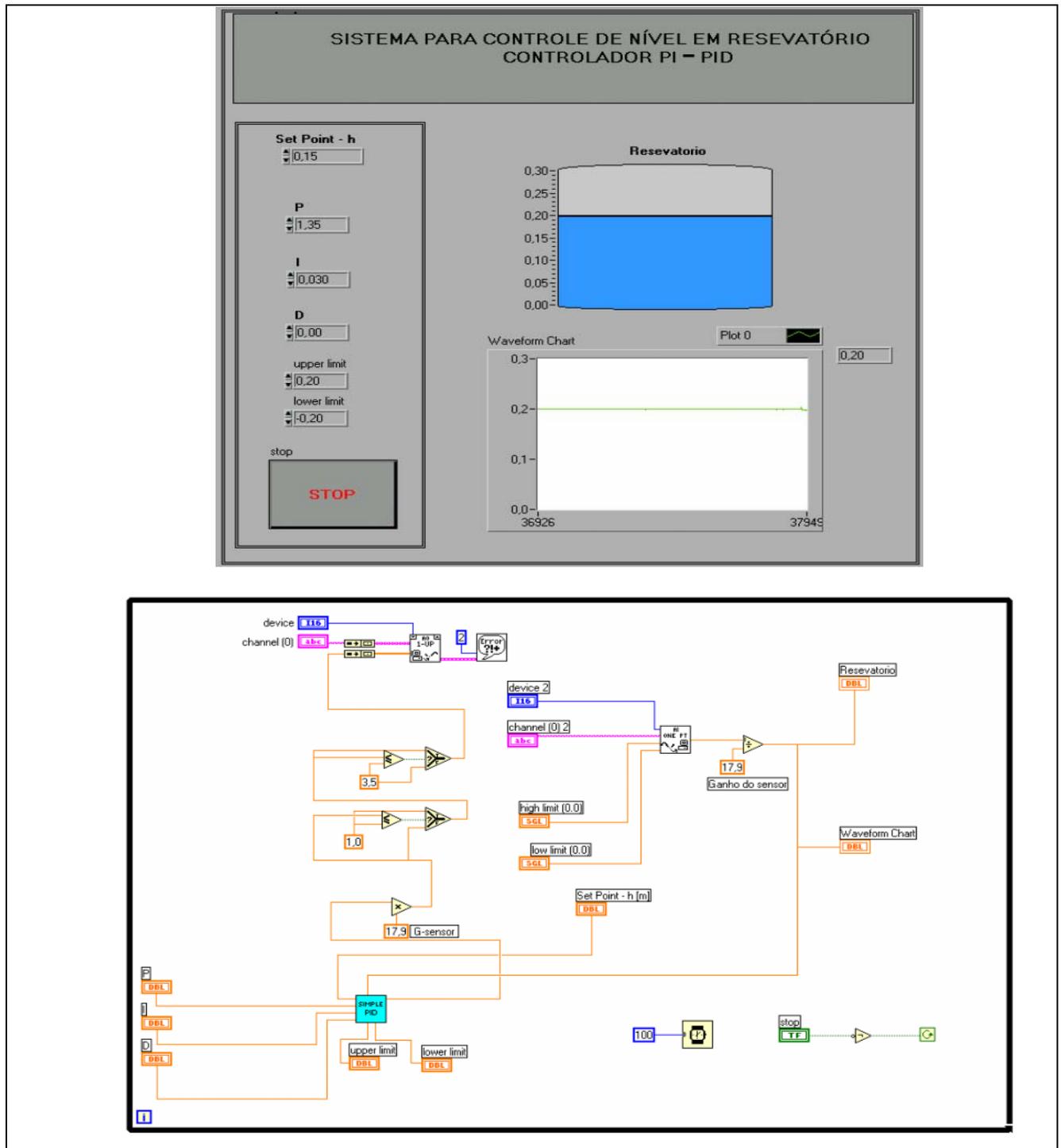


Figura 4.4.1 – Painel de controle e diagrama de blocos construídos no software LABVIEW® para os controladores PI e PID

Nesta etapa utilizou-se o bloco “Simple PID” existente na biblioteca de funções do LABVIEW®. Adotando o valor de set point de nível 0,2m, foram realizados testes com três valores do parâmetro I , mantendo o ganho proporcional K_p fixo de 1,35. Novamente, foram utilizados inicialmente os parâmetros calculados pelo método de sintonia de Ziegler e Nichols, porém os

mesmos foram ajustados para melhor resposta. A Figura 4.4.2 mostra os três resultados obtidos nos testes.

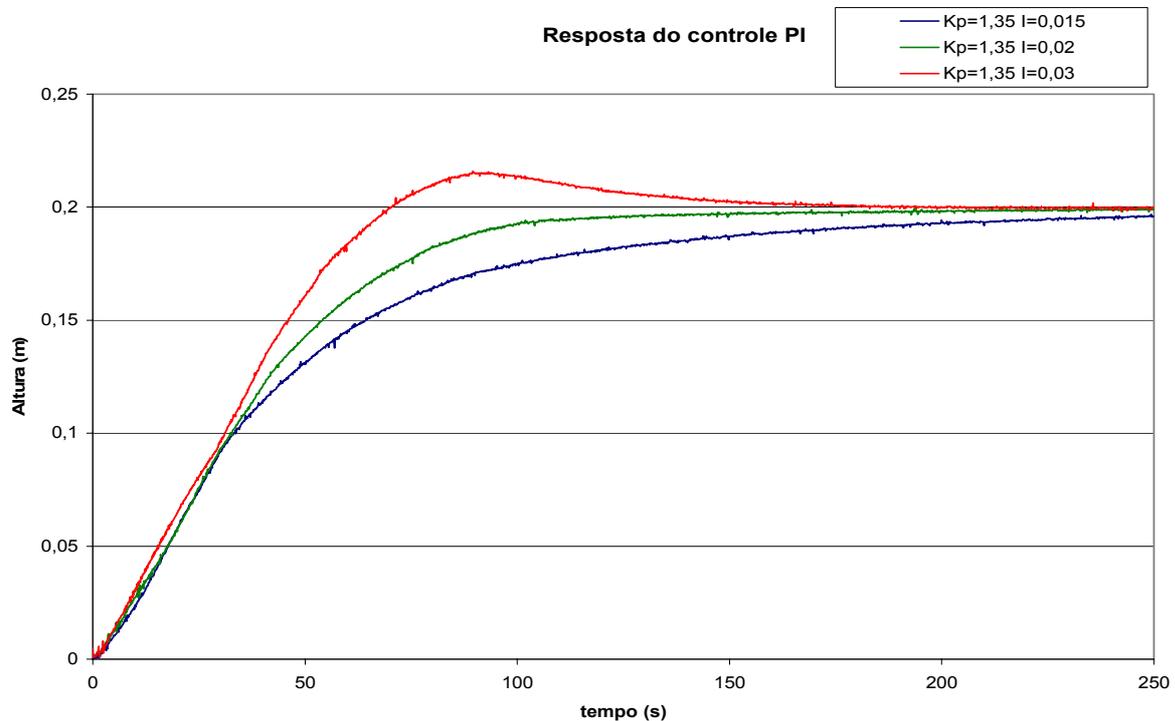


Figura 4.4.2 – Resultados do controle PI

O parâmetro I utilizado corresponde à K_p/T_i , para o diagrama de bloco de simulação, conforme a Figura 4.4.3, que substitui o bloco K_p .

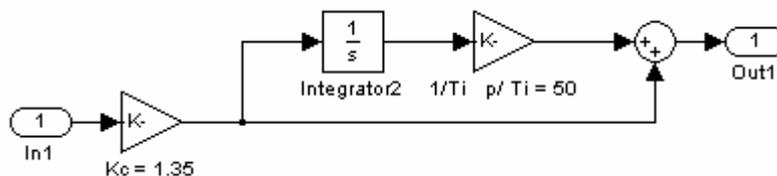


Figura 4.4.3 – Diagrama de blocos do controlador PI

Conforme o termo I é aumentado o tempo de resposta é menor porém o valor de sobre sinal aumenta. No entanto como característica do controle PI, o erro em estado de regime tende a diminuir e zera, como pode ser observado que as três curvas possuem a tendência de convergir conforme o decorrer tempo.

A Figura 4.4.4 mostra a comparação dos valores da simulação de obtidos experimentalmente para os parâmetros $P = 1,35$ e $I = 0,02$ ($T_i = 67,5$)

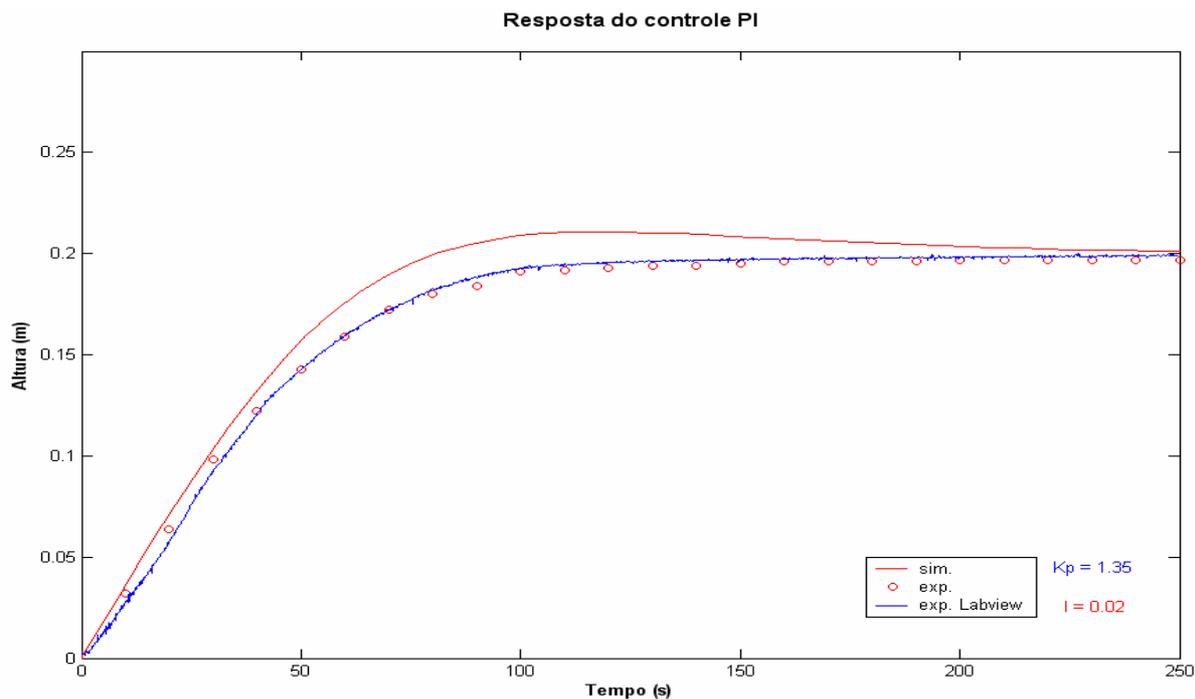


Figura 4.4.4 – Resultados do controle PI – simulado e real

Adicionando o termo derivativo ao controlador PI, foram realizados diversos testes alterando os valores de I e D . A Figura 4.4.5 mostra o gráfico com os resultados experimentais para o controle PID e a Figura 4.4.6 exibe a comparação entre os valores simulados e os valores reais para $P = 1,35$ $I = 0,02$ $D = 0,05$

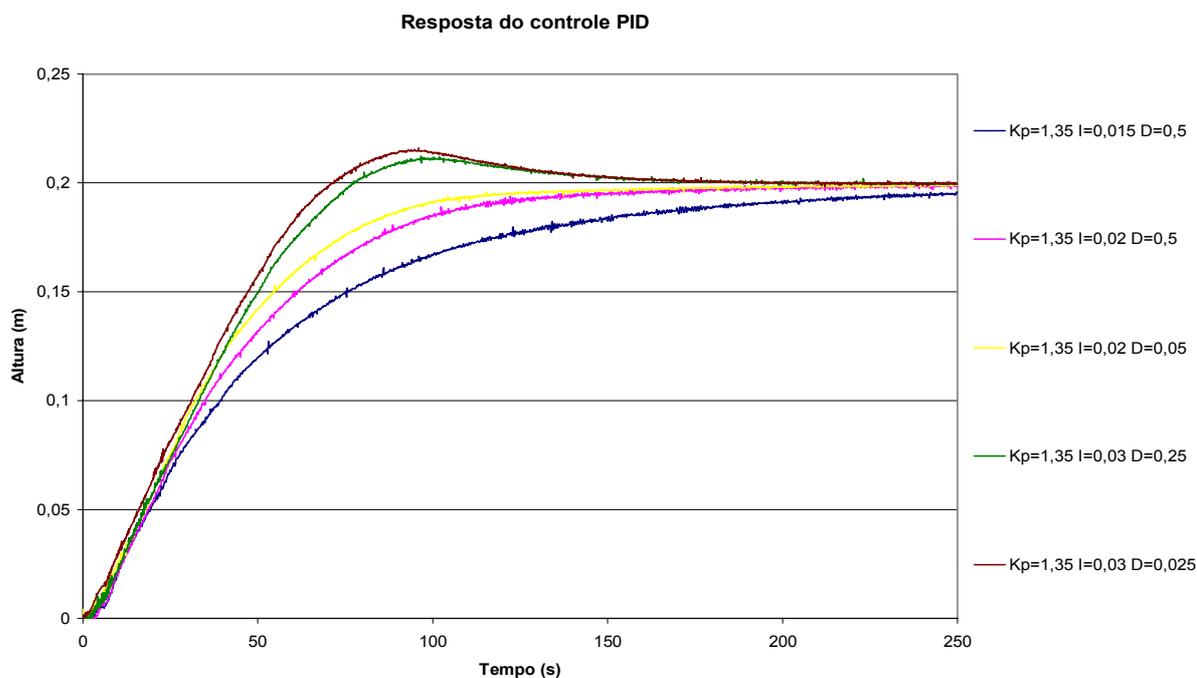


Figura 4.4.5 – Resultados do controle PID

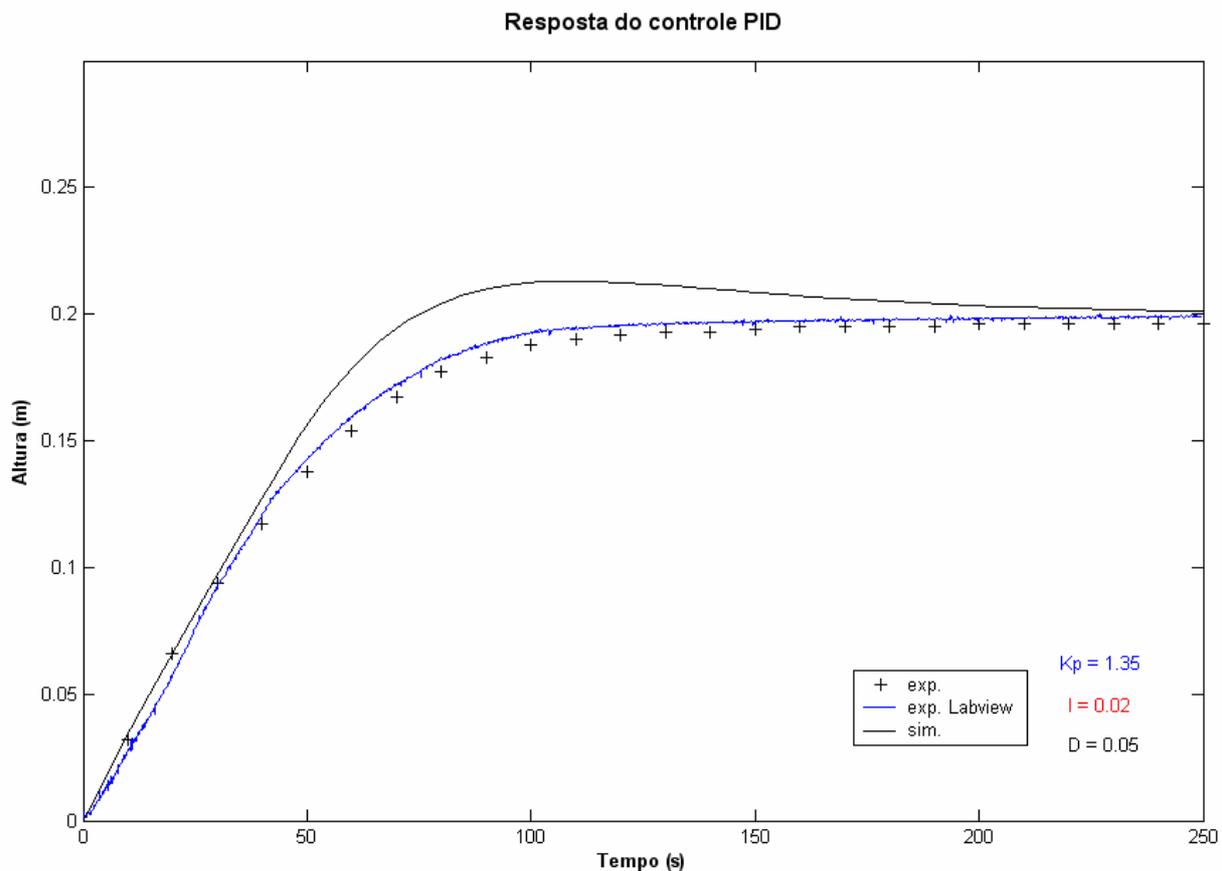


Figura 4.4.6 – Resultados do controle PID – simulado e real

O diagrama de simulação do controlador PID é mostrado na Figura 4.4.7.

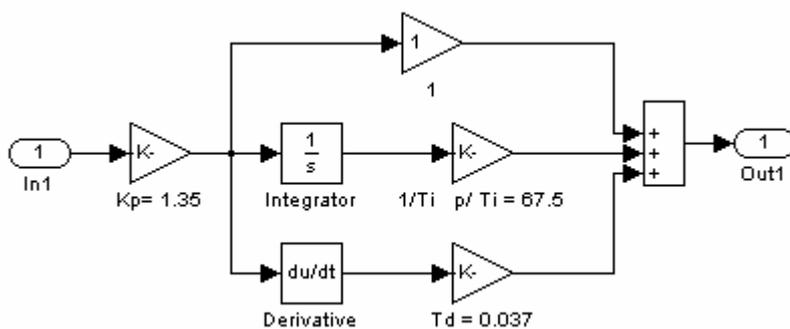


Figura 4.4.7 – Diagrama de blocos do controlador PID

O algoritmo PID do bloco “Simple PID” possui o seguinte formato:

$$\frac{M(s)}{E(s)} = P + \frac{I}{s} + Ds \quad (\text{Eq. 33})$$

Logo:

$$P = Kp$$

$$I = Kp/Ti$$

$$D = Kp*Td$$

Novamente, os valores pré-estabelecidos pelo cálculo de Ziegler e Nichols foram ajustados gradativamente, até a obtenção de uma melhor resultado de resposta. Os valores dos parâmetros de simulação utilizados foram:

$$Kp = 1,35 \quad Ti = 67,5 \quad Td = 0,037$$

A Figura 4.4.8 reúne os melhores resultados apresentados para as estratégias de controle implementadas deste trabalho. É possível observar pouca diferença entre a resposta do controle PI e PID. O tempo de estabilização (t_s) foi em média próximo à 100s. Por se tratar de um controle de nível, deve-se considerar que as respostas dos controladores não apresentem altos valores sobre sinal M_p (*overshoot*), devido a possibilidade de transbordamento do reservatório em *set-point's* ajustados próximos do valor máximo.

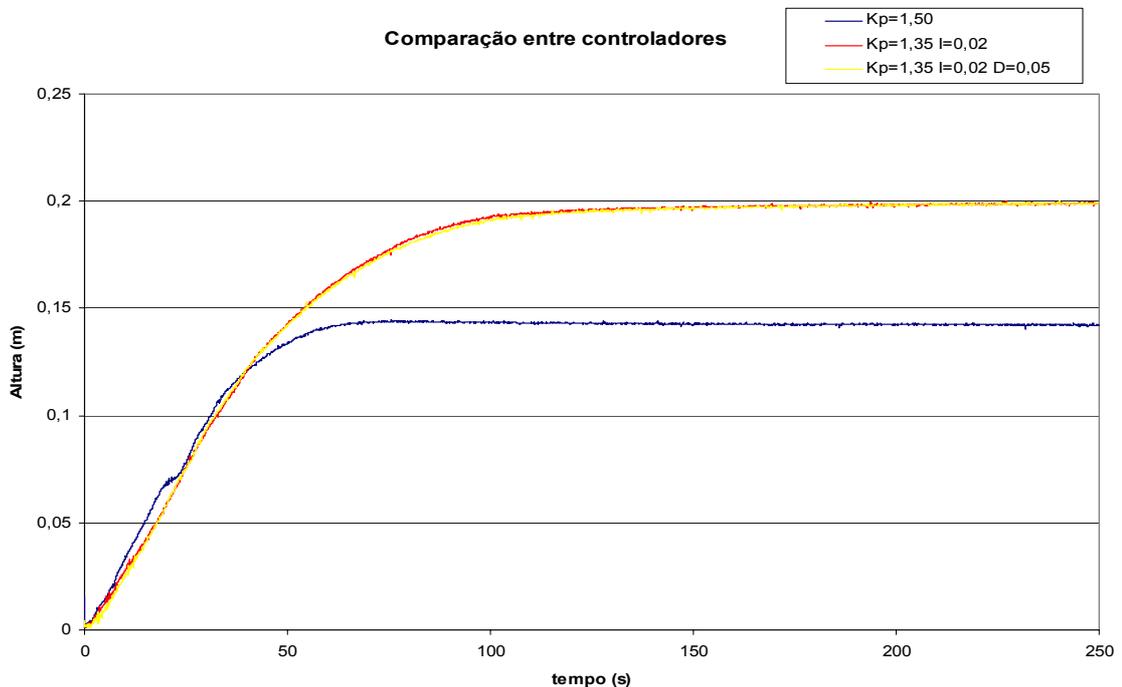


Figura 4.4.8 – Comparação dos resultados experimentais entre controladores

4.5 Considerações finais

Diante dos experimentos e simulações realizados, se faz necessários o levantamento de fatores existentes no sistema real construído que influenciam diretamente nos resultados obtidos.

- 1) – Ruídos existentes na malha de terra do circuito amplificador de sinal do sensor de pressão provenientes do chaveamento da carga indutiva por *PWM* e da montagem na placa de matriz de contatos.
- 2) – O fluxo de saída da moto-bomba sofre variação conforme a alteração do nível do reservatório inferior, sendo que para uma variação de volume $\Delta v = 3,3E-03 \text{ m}^3$, a bomba apresentou uma oscilação da vazão de saída de aproximadamente - 7% em relação ao valor inicial.
- 3) – Faixa de operação de *Vref* limitada ente 1,3V e 3,8V, sendo grande a inclinação de sua curva característica, fazendo que pequenas oscilações de *Vref* provoque grandes variações na vazão de saída da moto bomba.
- 4) – Devido a *Vref* operar em faixa limitada ente 1,3V e 3,8V, a saída do conversor D/A da placa de interface, selecionado para trabalhar com sinal de 0V à 10VDC , opera apenas com aproximadamente 40% de sua excursão total, sendo a resolução do D/A de 12 bits, correspondendo a 2,44mV.
- 5) – Os atrasos existentes no processo de amostragem e discretização do sinal, não foram considerados, devido aos elevados valores da constante de tempo do sistema e das taxas de amostragem de sinal da placa de aquisição.

Todos estes fatores relacionados acima contribuem para as diferenças encontradas entre o valor indicado pelo painel do controlador digital, o valor demonstrado pela planta real e valor obtido pela simulação através do modelo matemático proposto.

O que deve observado com maior destaque, é o fato que a implementação de um controlador robusto será capaz de atuar sobre o sistema, impedindo que pequenas perturbações e erros inseridos, possam levar o sistema a ter um comportamento instável.

5.0 Conclusão

Este trabalho apresenta os conceitos necessários para a aplicação e aprimoramento de soluções para controle de nível em reservatórios, além da demonstração de aplicação de controladores puramente Proporcional (P), Proporcional- Integrativo (PI), Proporcional – Integral – Derivativo (PID) para um sistema real.

Foi construída uma planta didática para fins de ensino prático de controle de processos. A planta foi modelada matematicamente e validada através de simulação computacional utilizando o software MATLAB / SIMULINK®. Foram projetados e construídos circuitos de acionamento da moto-bomba e de tratamento do sinal do sensor de pressão com a placa de aquisição de dados.

Foram propostas a implementação das estratégias de controle P, PI e PID através de programação gráfica utilizando o software LABVIEW®. Os parâmetros dos controladores foram sintonizados a partir do primeiro método de Ziegler e Nichols, tendo seus valores posteriormente ajustados conforme a performance da resposta apresentada.

Através dos experimentos e testes realizados, trabalhando-se corretamente na manipulação dos dados, obteve-se resultados que se identificam no mesmo formato dos modelos propostos pelas literaturas consultadas. Os controladores projetados para o protótipo, demonstraram-se eficientes e robustos, respondendo de maneira esperada mediante a resultados comparativos por simulação matemática.

No decorrer do desenvolvimento e testes do projeto foram encontradas algumas dificuldades, como a existência de ruídos provenientes do chaveamento da carga indutiva por *PWM* e da montagem na placa de matriz de contatos, que afetaram diretamente a resposta característica do sensor de pressão. Também foram encontradas dificuldades na programação com LABVIEW® mediante a utilização de suas funções.

O desenvolvimento e elaboração do trabalho promoveram maior interação do estudante ao assunto envolvendo os conceitos teóricos e práticos. Foram adquiridos conhecimentos das características e comportamento dos elementos que constituem o sistema estudado, formando a base necessária para aprimoramento das tarefas de avaliação, dimensionamento e aplicações de estratégias de controle a processos físicos dinâmicos existentes.

Embora o projeto desenvolvido tenha utilizado estratégias de controle clássicas, as futuras perspectivas são de que a planta construída possa ser utilizada para estudo de técnicas avançadas de controle de processos, utilizando por exemplo Lógica Fuzzy e Redes Neurais.

6.0 Bibliografia

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

DORF, R.C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Moderno**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

FOX, R. W.; MCDONALD, A. T. **Introdução à Mecânica dos Fluidos**. 5 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

PHILLIPS, C.L; HARBOR, R. D. **Sistemas de controle e realimentação**. São Paulo: Makron Books, 1996.

BEGA, E. A. **Instrumentação aplicada ao controle de caldeiras**. 3 ed. Rio de Janeiro: Editora Interciência, 2003.

CAMPOS, M. C. M. M.; TEIXEIRA, H C. G. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. São Paulo: Edgard Blücher, 2006.

MATSUMOTO, E. Y. **Simulink 5: Fundamentos**. São Paulo: Érica, 2002.

KALLEN, H. P. **Handbook of instrumentation and controls**. New York: McGraw-Hill, 1961.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 4. ed. S.Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000.

BRANCO, E. M. **Sistema de controle digital para nível de reservatório**. 2008. Trabalho de Conclusão de Curso - Engenharia Elétrica, Universidade São Francisco, Itatiba.

PELACANI JUNIOR, M. J. **Projeto, construção e automação de um processo alternativo para pasteurização de leite**. 2004. Trabalho de Conclusão de Curso - Engenharia Mecânica - Automação e Sistemas, Universidade São Francisco, Itatiba.

SILVERA, P. E. **Aquisição de dados por computador; conceitos básicos**. 2001. Apostila didática para as disciplina de Sistema de controle e Instrumentação.

- *Homepage* Institucional

CONTROLE DE PROCESSOS. Desenvolvido pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2005-2009. Apresenta textos sobre análise de sistemas de controle. Disponível via URL em:

<http://venus.rdc.puc-rio.br/werneckr/index_cp.html>. Acesso em: 31 de maio 2009.

- Homepage

FRESCALE SEMICONDUCTOR. Desenvolvido pela empresa Freescale Semiconductor, 2004-2009. Apresenta textos, folha de dados técnicos de componentes, notas técnicas de aplicação. Disponível via URL em:

< <http://www.freescale.com/> > Acesso em: 13 de out. 2008.

- Homepage

NATIONAL INSTRUMENTS. Desenvolvido pela empresa National Instruments Corporation, 2008. Apresenta textos, folhas de dados técnicos de produtos, nota técnica de aplicação, manuais de usuário, guia rápido de operação e tutoriais de programação. Disponível via URL em:

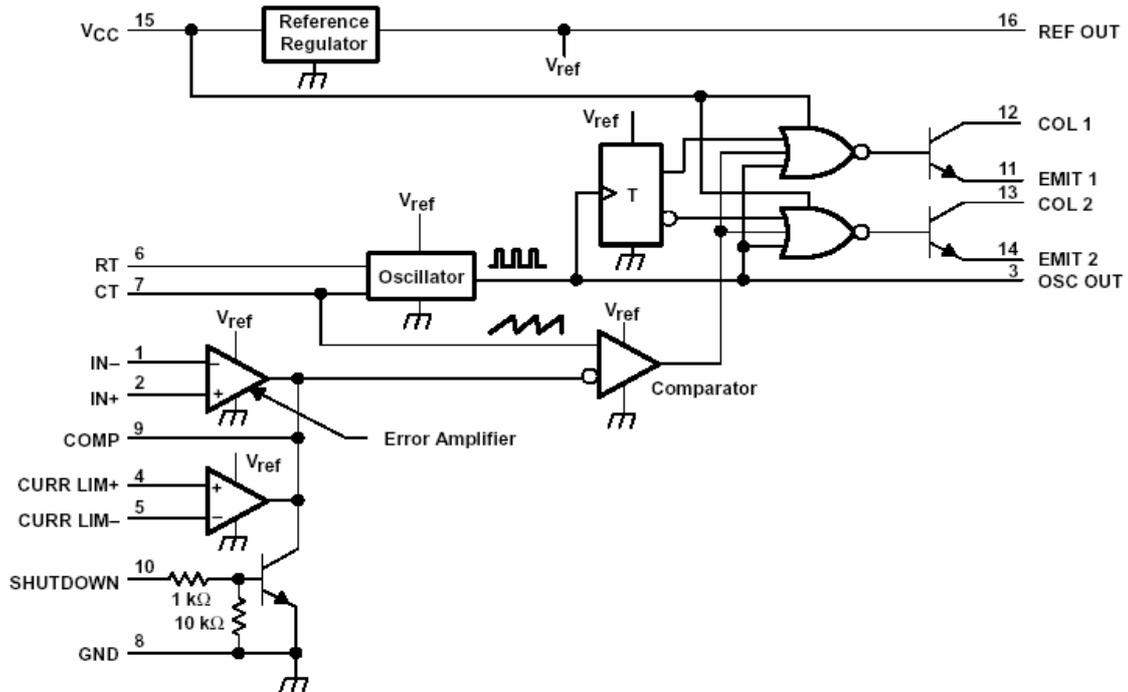
< <http://www.ni.com/> > Acesso em: 22 de nov. 2009

ANEXO I – DIAGRAMA DE BLOCOS FUNCIONAL DO CI SG3524

SG2524, SG3524 REGULATING PULSE-WIDTH MODULATORS

SLVS077D – APRIL 1977 – REVISED FEBRUARY 2003

functional block diagram



NOTE A: Resistor values shown are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Notes 1 and 2)	40 V
Collector output current, I_{CC}	100 mA
Reference output current, $I_{O(ref)}$	50 mA
Current through CT terminal	-5 mA
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 3 and 4):	
D package	73°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
- All voltage values are with respect to network ground terminal.
 - The reference regulator may be bypassed for operation from a fixed 5-V supply by connecting the V_{CC} and reference output (REF OUT) pin both to the supply voltage. In this configuration, the maximum supply voltage is 6 V.
 - Maximum power dissipation is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_A)/\theta_{JA}$. Operation at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
 - The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ANEXO II – RECOMENDAÇÃO DE LIGAÇÃO DO SENSOR MPX5010

ON-CHIP TEMPERATURE COMPENSATION, CALIBRATION AND SIGNAL CONDITIONING

The performance over temperature is achieved by integrating the shear-stress strain gauge, temperature compensation, calibration and signal conditioning circuitry onto a single monolithic chip.

Figure 2 illustrates the Differential or Gauge configuration in the basic chip carrier (Case 482). A fluorosilicone gel isolates the die surface and wire bonds from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the sensor diaphragm.

The MPX5010 and MPXV5010G series pressure sensor operating characteristics, and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media, other than dry air, may have adverse effects on

sensor performance and long-term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

Figure 3 shows the recommended decoupling circuit for interfacing the integrated sensor to the A/D input of a microprocessor or microcontroller. Proper decoupling of the power supply is recommended.

Figure 4 shows the sensor output signal relative to pressure input. Typical, minimum, and maximum output curves are shown for operation over a temperature range of 0° to 85°C using the decoupling circuit shown in Figure 3. The output will saturate outside of the specified pressure range.

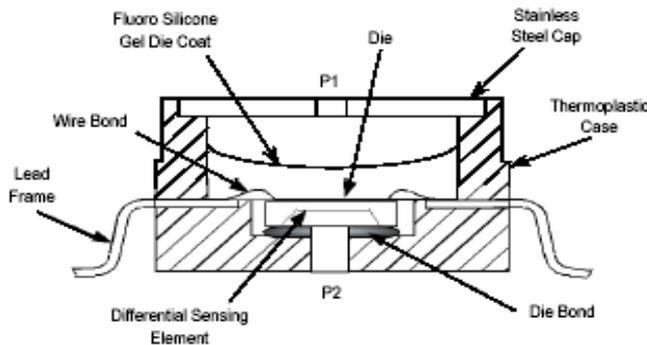


Figure 2. Cross-Sectional Diagram SOP (not to scale)

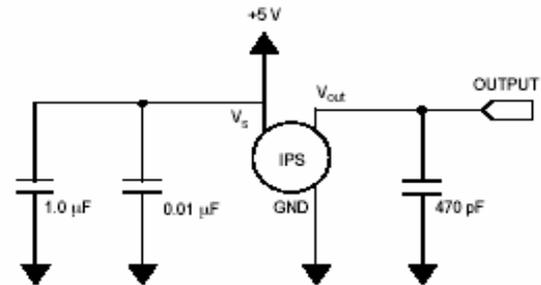


Figure 3. Recommended Power Supply Decoupling and Output Filtering (For additional output filtering, please refer to Application Note AN1646.)

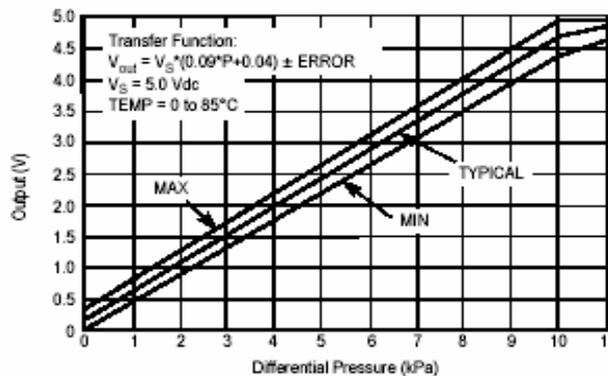


Figure 4. Output versus Pressure Differential

ANEXO III – ESPECIFICAÇÃO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

(1/2)

Specifications

1200 Family

These specifications are typical at 25 °C unless otherwise stated.

Analog Input Input Characteristics

Number of channels.....	8 single-ended, or 4 differential, software selectable
Type of ADC.....	Successive approximation
Resolution.....	12 bits, 1 in 4,096
Maximum sampling rate	
PCI, DAQCard, Lab-PC.....	100 kS/s
DAQPad.....	100 kS/s to FIFO; 25 kS/s to PC with standard Centronics port

Input signal ranges

Gain (Software Selectable)	Range (Software Selectable)	
	Bipolar	Unipolar
1	±5 V	0 to 10 V
2	±2.5 V	0 to 5 V
5	±1 V	0 to 2 V
10	±500 mV	0 to 1 V
20	±250 mV	0 to 500 mV
50	±100 mV	0 to 200 mV
100	±50 mV	0 to 100 mV

Input coupling.....	DC
Maximum working voltage (signal + common mode).....	In differential or NRSE mode, the negative input/AISENSE should remain within ±5 V (bipolar) or -5 to 2 V (unipolar) of AGND except for the DAQCard-1200, where the values are ±6 V (bipolar) and -6 to 2 V (unipolar). The positive input should remain within -5 V to +10 V of AGND. For the DAQCard-1200 in RSE mode, the input signal referenced to AGND should remain within ±5 V (bipolar) or 0 to 10 V (unipolar).

Overvoltage protection	
PCI, DAQCard, Lab-PC.....	±35 V powered on, ±25 V powered off
DAQPad.....	±42 V powered on, ±15 V powered off
Inputs protected.....	ACH<0..7>
FIFO buffer size	
PCI.....	4,096 samples
DAQCard.....	1,024 samples
Lab-PC.....	512 samples
DAQPad.....	2,048 samples

Data transfers	
PCI, Lab-PC.....	DMA, interrupts, programmed I/O
DAQCard, DAQPad.....	Interrupts, programmed I/O

DMA modes	
PCI.....	Scatter-gather
Lab-PC.....	Single transfer
Dither.....	Available

Transfer Characteristics

Relative accuracy.....	±0.5 LSB typical dithered, ±1.5 LSB max undithered
DNL.....	±1 LSB max
No missing codes.....	12 bits, guaranteed
Offset error	

Error		PCI, DAQCard, Lab-PC	DAQPad
Pregain	After calibration	±10 µV max	±5 µV max
	Before calibration	±20 mV max	±15 mV max
Postgain	After calibration	±1 mV max	±360 µV max
	Before calibration	±200 mV max	±150 mV max

Gain error (relative to calibration reference)	
After calibration.....	0.02% of reading max
Before calibration.....	±2% of reading max

Amplifier Characteristics

Input bias current	
PCI, DAQCard, Lab-PC.....	±100 pA
DAQPad.....	±200 pA
Input offset current.....	±100 pA

Input impedance	
Normal powered on.....	100 GΩ in parallel with 50 pF
Powered off.....	4.7 kΩ min
Overload.....	4.7 kΩ min
CMRR.....	70 dB typical, DC to 60 Hz

Dynamic Characteristics

Bandwidth (small signal -3 dB)

Gain	PCI, DAQCard, Lab-PC	DAQPad
1 to 10	250 kHz	400 kHz
20	150 kHz	200 kHz
50	60 kHz	80 kHz
100	30 kHz	40 kHz

Settling time for full-scale step

Gain	Accuracy ±0.024% (±1 LCB)		
	PCI, Lab-PC	DAQCard	DAQPad
	µs typical/µs max	µs typical/µs max	µs max
1	10/14	-/10	25
2 to 10	13/16	-/10	25
20	15/19	12/15	25
50	27/34	25/30	25
100	60/80	60/80	60

System noise (including quantization error) in LSB_{rms}

Gain	PCI, DAQCard, Lab-PC		DAQPad	
	Dither Off	Dither On	Dither Off	Dither On
1 to 50	0.3	0.5	0.3	0.6
100	0.5	0.7	0.6	0.8

Stability

Recommended warm-up time.....	15 minutes
Offset temperature coefficient	
Pregain.....	±15 µV/°C
Postgain.....	±100 µV/°C
Gain temperature coefficient	
PCI, DAQCard, Lab-PC.....	±40 ppm/°C
DAQPad.....	±50 ppm/°C

Analog Output (not for Lab-PC-1200A)

Output Characteristics

Number of channels.....	Two voltage
Resolution.....	12 bits, 1 in 4,096
Typical update rate.....	1 kS/s (system dependent)
Type of DAC.....	Double buffered, multiplying
Data transfers.....	Interrupts, programmed I/O

Transfer Characteristics

Relative accuracy.....	±0.25 LSB typical, ±0.50 LSB max (DAQCard)
DNL.....	±0.25 LSB typical, ±0.75 LSB max (DAQCard)
Monotonicity.....	12 bits, guaranteed

Offset error	
After calibration.....	±0.2 mV max; ±0.5 mV max for DAQCard
Before calibration.....	±50 mV max; ±75 mV max for DAQCard

Gain error (relative to internal reference)	
After calibration.....	0.01% of reading max
Before calibration.....	0.02% of reading max (DAQCard)
After calibration.....	±1% of reading max
Before calibration.....	±2% of reading max (DAQCard)

Voltage Output

Ranges.....	0 to 10 V, ±5 V, software selectable
Output coupling.....	DC
Output impedance.....	0.2 Ω typical

Current drive.....	0.5 Ω typical (DAQCard)
.....	±2 mA
.....	1 mA max per channel (DAQCard)

Protection.....	Short circuit to ground
.....	80 mA momentary short-circuit protection to ground (DAQCard)

ANEXO III – ESPECIFICAÇÃO DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

(2/2)

1200 Family (continued)

Power-on state
 PCI, DAQCard, Lab-PC 0 V
 DAQPad 0 V bipolar mode, 5 V unipolar mode

Dynamic Characteristics

Settling time to full-scale range (FSR)
 PCI, Lab-PC 5 μ s to ± 1 LSB
 DAQCard 20 μ s to ± 1 LSB
 DAQPad 6 μ s to ± 1 LSB

Stability

Offset temperature coefficient
 PCI, DAQCard, Lab-PC ± 50 μ V/ $^{\circ}$ C
 DAQPad ± 60 μ V/ $^{\circ}$ C
 Gain temperature coefficient
 PCI, DAQCard, Lab-PC ± 30 ppm/ $^{\circ}$ C
 DAQPad ± 10 ppm/ $^{\circ}$ C

Digital I/O

Number of channels 24 I/O (three 8-bit ports; uses the 82C55A PPI)
 Compatibility 5 V TTL

Digital logic levels

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	-0.3 V	0.8 V
Input high voltage	2.2 V	5.3 V
Output low voltage ($I_{out} = 2.5$ mA)	-	0.4 V
Output high voltage ($I_{out} = 2.5$ mA)	3.7 V	-

Handshaking 2-wire, 2 ports
 Power-on state Input
 Protection -0.5 to 5.5 V powered on, ± 0.5 V powered off
 Data transfers Interrupts, programmed I/O

Timing I/O

Number of channels 3 counter/timers (uses two 82C53 STCs)
 Protection -0.5 V to 5.5 V powered on, ± 0.5 V powered off
 Resolution 16 bits
 Compatibility 5 V TTL, counter gate and clock inputs are pulled up with 100 k Ω onboard resistors
 Base clock available 2 MHz
 Base clock accuracy ± 50 ppm max, $\pm 0.01\%$
 Maximum source frequency 8 MHz
 Minimum source pulse duration 60 ns
 Minimum gate pulse duration 50 ns

Digital logic levels

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	-0.3 V	0.8 V
Input high voltage	2.2 V	5.3 V
Output low voltage ($I_{out} = 2.1$ mA for PCI, Lab-PC) ($I_{out} = 4$ mA for DAQCard, DAQPad)	-	0.45 V
Output high voltage ($I_{out} = 0.92$ mA for PCI, Lab-PC) ($I_{out} = 1$ mA for DAQCard, DAQPad)	3.7 V	-

Data transfer Interrupts, programmed I/O

Digital Trigger

Compatibility 5 V TTL
 Response Rising edge
 Pulse width 50 ns min

Bus Interface

PCI Master, slave
 DAQCard, Lab-PC, DAQPad Slave

Power Requirements

+5 VDC ($\pm 5\%$)
 PCI 425 mA
 DAQCard 150 mA, 50 mA power-down mode
 Lab-PC 185 mA
 Lab-PC 1200W 150 mA
 +12 VDC
 DAQPad 250 mA
 Power available at I/O connector +4.65 to +5.25 V, 400 mA fused
 +5 VDC, 500 mA (DAQCard)

Physical

Dimensions
 PCI, Lab-PC 17.5 x 10.6 cm (6.9 by 4.2 in.)
 DAQCard Type II PC Card
 DAQPad 14.6 by 21.3 by 3.8 cm
 (5.8 by 8.4 by 1.5 in.)
 Weight
 DAQPad 0.77 kg (1.7 lb)
 I/O connectors 50-pin male
 Parallel port connector
 Type 2 female 25-pin D-Sub, EPP and SPP (Centronics)
 Throughput 180 kbytes/s (EPP), 41 kbytes/s (Centronics)

Environment

Operating temperature 0 to 50 $^{\circ}$ C, DAQCard should not exceed 50 $^{\circ}$ C while in PCMCIA slot
 Storage temperature -20 to 70 $^{\circ}$ C
 Relative humidity 5% to 90% noncondensing

BP-1 Rechargeable Battery Pack

Output 12 VDC, 3.2 Ah
 Run time with DAQPad 5 h loaded at 350 mA from +5 V I/O;
 11 h unloaded
 Dimensions 14.6 by 21.3 by 3.8 cm
 (5.8 by 8.4 by 1.5 in.)
 Weight 1.92 kg (4.2 lb)

Certifications and Compliances

CE Mark Compliance 

¹The charger included with the BP-1 is not CE compliant.