

**UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA NÍVEL DE RESERVATÓRIO**

Área de Controle e Automação

por

Eduardo Moreira Branco

Ely Carneiro de Paiva, Doutor  
Orientador

Itatiba (SP), Dezembro de 2008

**UNIVERSIDADE SÃO FRANCISCO**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA NÍVEL DE RESERVATÓRIO**

Área de Controle e Automação

por

Eduardo Moreira Branco

Relatório apresentado à Banca Examinadora do  
Trabalho de Conclusão do Curso de Engenharia  
Elétrica para análise e aprovação.  
Orientador: Ely Carneiro de Paiva, Doutor

Itatiba (SP), Dezembro de 2008

# SUMÁRIO

SUMÁRIO .....	3
ÍNDICE DE FIGURAS .....	5
LISTA DE TABELAS.....	6
LISTA DE EQUAÇÕES .....	7
RESUMO.....	8
ABSTRACT.....	9
AGRADECIMENTOS .....	10
1. Introdução .....	11
1.1 - Objetivos.....	12
1.1.1 - Objetivo Geral.....	12
1.1.2 - Objetivos Específicos .....	12
1.2 - Metodologia .....	12
2. Teoria.....	13
2.1 - Sistemas de controle de nível em reservatórios .....	13
2.1.1 - Tanque simples (modelo matemático não linear e função de transferência).....	13
2.1.2 - Modelo matemático de planta de nível de reservatório.....	16
2.2 - Controladores P, I, PI, PD, PID .....	19
2.2.1 - Ação de controle Proporcional (P) .....	19
2.2.2 - Ação de Controle Integral (I).....	20
2.2.3 - Ação de controle Proporcional Integral (PI).....	21
2.2.4 - Ação de controle Proporcional Derivativo (PD).....	22
2.2.5 - Ação de controle PID .....	23
2.3 - Método de sintonia por Ziegler-Nichols.....	24
2.3.1 - Método de Ziegler-Nichols em malha aberta.....	25
2.4 - Controle digital.....	26
2.4.1 - Princípios básicos e fundamentos.....	26
2.4.2 - Projeto do controlador PID no domínio do tempo .....	26
2.4.3 - Função de transferência do controlador PID .....	27
2.4.4 - Algoritmos PID posicional e de velocidade.....	28
2.5 - Conversão digital.....	29
2.5.1 - Conversão digital/analógica.....	29
2.5.2 - Conversão analógica-digital.....	29
2.6 - Microcontroladores .....	30
2.6.1 - Princípios básicos de microcontroladores.....	30
2.6.2 - Estrutura interna dos microcontroladores.....	30
2.7 - Sensores de pressão absolutos.....	31
2.7.1 - Sensores de pressão semicondutores .....	32
3. Aspectos de implementação.....	33
3.1 - Escolha dos componentes .....	33
3.1.1 - Microcontrolador PIC16F877A .....	33
3.1.2 - Sensor de nível .....	33
3.1.3 - Conversor digital analógico DAC0832 .....	34
3.1.4 - Amplificador operacional LM324N .....	34
3.2 - Constante da válvula do reservatório.....	34
3.2.1 - Procedimento experimental através do método de descarga livre .....	34

4. Implementação e resultados .....	36
4.1 – Projeto do controlador digital.....	36
4.1.1 – Funcionamento do controlador digital .....	36
4.1.2 – Diagrama do circuito implementado para o controlador digital.....	39
4.1.3 – Montagem do controlador digital .....	40
4.2 – Dimensionamento de um circuito elétrico para a simulação da planta.....	41
4.3 – Diagramado do circuito final para simulação computacional. ....	44
4.4 – Implementação de software.....	44
4.4.1 - Apresentação do software com ação de controle PI por Dogan Ibrahim .....	44
4.5 – Simulação em ferramenta computacional .....	48
5. Considerações finais .....	51
6. Glossário .....	52
7. Bibliografia .....	53

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Ilustração de um tanque simples.....	15
Figura 2. Diagrama de blocos do sistema .....	16
Figura 3. Ação de controle Proporcional .....	20
Figura 4. Ação de controle integral .....	21
Figura 5. Ação de controle Proporcional Integral .....	21
Figura 6. Ação de controle Proporcional Derivativo .....	22
Figura 7. Ação de controle PID .....	23
Figura 8. Detalhe de funcionamento para um controlador PID .....	24
Figura 9. Curva de resposta ao degrau - Método de Ziegler-Nichols.....	25
Figura 10. Obtenção dos parâmetros da curva de resposta ao degrau .....	25
Figura 11. Diagrama de blocos de um conversor digital-analógico .....	29
Figura 12. Vista de corte de um sensor de pressão semiconductor .....	32
Figura 13. Determinação do erro de offset e compensação para um sensor de pressão	32
Figura 14. Obtenção da constante da válvula de saída do tanque .....	35
Figura 15. Foto do tanque construído para a implementação do controlador digital .....	36
Figura 16. Fluxograma do funcionamento do controlador digital.....	37
Figura 17. Diagrama do sistema de controle digital em malha fechada .....	39
Figura 18. Foto da montagem final do circuito de controle da planta .....	40
Figura 19. Foto do detalhe inferior da montagem do circuito de controle da planta.....	40
Figura 20. Circuito para simulação da função de transferência do processo .....	43
Figura 21. Diagrama final do circuito do controlador digital .....	44
Figura 22. Circuito modificado para teste de conversão analógica/digital .....	49
Figura 23. Resultado da simulação computacional .....	49
Figura 24. Tela de resposta do simulador computacional para o controlador digital.....	50

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Ziegler Nichols .....	26
Tabela 2. Esvaziamento do reservatório e medição do nível em função do tempo.....	35

## LISTA DE EQUAÇÕES

(Eq. 1).....	14
(Eq. 2).....	14
(Eq. 3).....	15
(Eq. 4).....	15
(Eq. 5).....	15
(Eq. 6).....	15
(Eq. 7).....	16
(Eq. 8).....	16
(Eq. 9).....	17
(Eq. 10).....	17
(Eq. 11).....	17
(Eq. 12).....	17
(Eq. 13).....	17
(Eq. 14).....	18
(Eq. 15).....	18
(Eq. 16).....	18
(Eq. 17).....	18
(Eq. 18).....	18
(Eq. 19).....	18
(Eq. 20).....	18
(Eq. 21).....	19

## RESUMO

Branco, Eduardo Moreira. **Sistema de controle digital para nível de reservatório.** Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade São Francisco, Itatiba, 2008

Este trabalho apresenta uma proposta para implementar um controlador digital de nível de reservatório com sistema embarcado, demonstrando o modelamento matemático da solução e seus aspectos construtivos.

Sendo um item importante na indústria de processos, esses sistemas substituem os processos manuais tornando-os mais precisos, seguros e econômicos.

**Palavras-chave:** Microcontroladores PIC 1. Sistemas embarcados. Controle de nível.

## **ABSTRACT**

This paper presents a proposal to implement a digital controller-level with embedded system demonstrating the mathematical modeling of the solution and constructive aspects.

As an important item in manufacturing processes, these systems replace the manual processes making them more precise, safe and economical.

**Keywords:** Embedded system 1. PIC Microcontroller 2. Controller Level 3

## **AGRADECIMENTOS**

A minha esposa Camila, meus filhos Marcelli e Gustavo, pelo apoio nesta trajetória.

Ao meu pai Gilberto, pelo apoio e incentivo.

Ao meu orientador Professor Doutor Ely Carneiro de Paiva, pelo apoio e incentivo ao longo deste trabalho.

A Universidade São Francisco, por ceder todos os equipamentos necessários para a elaboração deste trabalho.

Ao professor Antonio de Assis Bento Ribeiro, pela participação nas tarefas práticas de laboratório.

Ao aluno Davilson Guilherme Luzetti, pela contribuição com informações através do projeto de iniciação científica.

A equipe do laboratório de eletrônica da Universidade São Francisco, que sempre me atendeu com muita presteza.

# 1. Introdução

Os sistemas de controle automatizados apresentam grande importância para os processos industriais na atualidade, tornando-se elementos fundamentais para as indústrias e processos de produção.

Estes sistemas são compostos por um ou mais dispositivos eletrônicos formando uma malha de controle com a finalidade de transformar um processo manual em automático, tornando-o mais eficiente, seguro e com melhores resultados.

Uma aplicação muito comum na indústria são os sistemas para o controle de nível de líquidos, onde é necessário manter o nível do reservatório em um dado valor desejado, independente do aumento/diminuição na demanda da vazão de saída do mesmo.

Na indústria, os líquidos geralmente são bombeados de um reservatório para outro onde sofrem tratamentos químicos, misturas, entre outros, e por isso se estiverem sob controle automático serão executados com mais agilidade e confiabilidade do processo.

Entre as indústrias que fazem uso de sistemas automatizados de controle de nível, destacam-se as petroquímicas, as de papel e celulose e as de tratamento de águas e efluentes.

Além das aplicações industriais que envolvem o controle de nível de caldeiras, vasos separadores, tanques de mistura, entre outros, estes sistemas podem ser adotados na agricultura, em reservatórios de abastecimento de água para cidades ou até mesmo em aplicações domésticas como os sistemas de aquecimento solar.

Estes sistemas têm como funcionalidade manter o nível do líquido em um valor definido, isto é, trabalhar com um ponto de operação ideal, ou então manter um balanço constante de energia ou de massa de forma que o fluxo de entrada e saída equilibrem-se em regime permanente.

Para as ações de controle que serão vistas neste trabalho, devemos implementar a ação proporcional integral quando quisermos manter o nível trabalhando em um setpoint para que possamos compensar perturbações no sistema. Nos casos em que não se precisa trabalhar com um setpoint fixo, a ação integrativa é desnecessária já que os integradores são geralmente lentos e podem desestabilizar a malha de controle. Nesse

caso, a constante de tempo desejada para o equilíbrio do balanço de energia ou então de material é o parâmetro mais importante e não o nível em si.

Duas aplicações típicas onde é necessário manter o nível em um setpoint bem definido são o acumulador de refluxo para coluna de destilação e os vasos vaporizadores. Nesses casos, um nível bem definido é fundamental sendo que os demais parâmetros como a vazão, ou atraso na resposta de refluxo devem ser mantidos no menor valor possível.

## **1.1 - Objetivos**

### **1.1.1 - Objetivo Geral**

Espera-se como resultado deste trabalho a apresentação dos fundamentos teóricos para a implementação de um sistema de controle digital para nível de reservatório, e dos resultados experimentais obtidos através do projeto e construção de um controlador digital para a interação com uma planta real.

### **1.1.2 - Objetivos Específicos**

Abordar o modelo matemático de um sistema de nível de reservatório, incluindo os modelos dos componentes (sensores, planta, controlador e atuadores) gerando uma plataforma de projeto de controlador digital para o sistema.

Projetar um circuito de Controle Digital para o nível do reservatório utilizando microcontrolador PIC.

Desenvolver um software de um controlador PI, sintonizado por Ziegler-Nichols para ser utilizado no microcontrolador.

## **1.2 - Metodologia**

Para a obtenção experimental dos dados de modelamento matemático da planta e a implementação do controlador digital, será utilizado um modelo de planta real composta de um reservatório de líquidos, bomba d'água, sensor de nível, conversor digital-analógico e um microcontrolador (PIC). As etapas desse processo incluem:

- Construção de um modelo real da planta de controle
- Modelamento matemático da planta
- Obtenção de dados experimentais
- Implementação do microcontrolador PIC
- Demonstração dos resultados

## 2. Teoria

### 2.1 - Sistemas de controle de nível em reservatórios

#### 2.1.1 - Tanque simples (modelo matemático não linear e função de transferência).

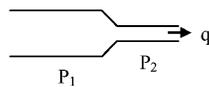
Os elementos básicos de um sistema hidráulico podem ser vistos de forma análoga aos sistemas elétricos através da resistência e capacitância.

A corrente elétrica é equivalente a taxa de fluxo do volume e a diferença de potencial nos circuitos é equivalente a diferença de pressão nos sistemas hidráulicos.

#### Resistência Hidráulica

Se um líquido flui em um sistema hidráulico, por exemplo, um tubo de um determinado diâmetro para outro, chamamos esta diferença de pressão existente no sistema de resistência hidráulica.

Para este sistema temos :



$$p_1 - p_2 = Rq$$

Onde,

$p_1$  = Pressão no tubo de diâmetro maior.

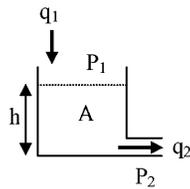
$p_2$  = Pressão no tubo de diâmetro menor.

$R$  = Resistência hidráulica.

$q$  = fluxo de saída do tubo.

### Capacitância Hidráulica

Capacitância hidráulica é a quantidade de energia armazenada em um sistema hidráulico, como por exemplo um tanque que armazena energia na forma de energia potencial. Para o tanque mostrado na figura abaixo temos :



Onde ,

$q_1$  = fluxo de entrada no tanque.

$q_2$  = fluxo de saída no tanque.

Considerando  $V$  o volume de fluido no tanque, então :

$$q_1 - q_2 = \frac{dV}{dt} = A \frac{dh}{dt}$$

(Eq. 1)

a equação da diferença de pressão é dada por :

$$p_1 - p_2 = h\rho g = p \quad \text{ou,}$$

$$h = \frac{p}{\rho g}$$

(Eq. 2)

Onde,

$h$  = altura do nível do líquido

$\rho$  = densidade do líquido

$g$  = aceleração gravitacional

Logo substituindo em (Eq.1),

$$q_1 - q_2 = \frac{A}{\rho g} \frac{dp}{dt}$$

(Eq. 3)

Escrevendo (Eq.3) como,

$$q_1 - q_2 = C \frac{dp}{dt}$$

(Eq. 4)

Então obtemos a capacitância hidráulica,

$$C = \frac{A}{\rho g}$$

(Eq. 5)

Para um tanque simples, conforme mostrado na figura 1, onde o líquido entra no tanque através da taxa do fluxo de  $q_i$  e sai através de  $q_o$ , obtemos o modelo matemático para o sistema, mostrado na relação entre a altura  $h$  do líquido e a taxa do fluxo de entrada  $q_i$ .

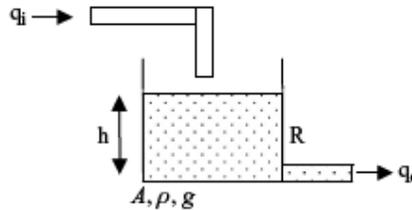


Figura 1. Ilustração de um tanque simples

Da (Eq.3),

$$q_i - q_o = \frac{A}{\rho g} \frac{dp}{dt}$$

Ou,

$$q_i = \frac{A}{\rho g} \frac{dp}{dt} + q_o$$

(Eq. 6)

Lembrando que  $p = h\rho g$ , a (Eq.6) será,

$$q_i = A \frac{dh}{dt} + q_o$$

(Eq. 7)

Como,

$$p_1 - p_2 = Rq_o$$

Então,

$$q_o = \frac{p_1 - p_2}{R} = \frac{h\rho g}{R}$$

Substituindo em (Eq.7)

$$q_i = A \frac{dh}{dt} + \frac{\rho g}{R} h$$

(Eq. 8)

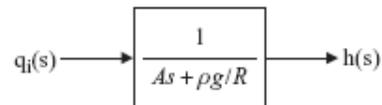
Esta ultima equação mostra a variação da altura de água com a taxa do fluxo de entrada. Se aplicarmos a transformada de Laplace nos dois lados da equação temos :

$$q_i(s) = Ash(s) + \frac{\rho g}{R} h(s)$$

Logo a função de transferência do sistema pode ser escrita como:

$$\frac{h(s)}{q_i(s)} = \frac{1}{As + \rho g/R}$$

Em diagrama de blocos, temos :



### 2.1.2 - Modelo matemático de planta de nível de reservatório

A planta é basicamente um sistema de primeira ordem (figura 2). O tanque atua como um capacitor onde o fluido entra e deixa o tanque.

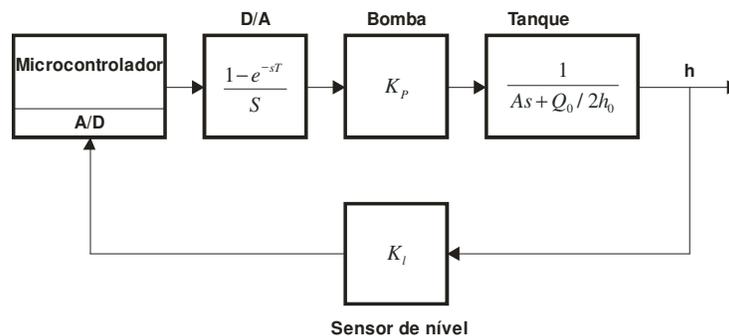


Figura 2. Diagrama de blocos do sistema

De acordo com o balanço de massa,

$$Q_{in} = Q + Q_{out}$$

**(Eq. 9)**

Onde  $Q_{in}$  é a vazão de entrada de água no tanque,  $Q$  o volume por unidade de tempo de água armazenada no tanque, e  $Q_{out}$  a vazão de saída de água do tanque. Se  $A$  é a seção da área do tanque, e  $h$  a altura de água dentro do tanque, a (Eq.9) podemos escrever que:

$$Q_{in} = A \frac{dh}{dt} + Q_{out}$$

**(Eq. 10)**

O fluxo de água que sai do tanque depende do coeficiente de esvaziamento do tanque, a altura do líquido dentro do tanque, a constante gravitacional, e a área da parede do tanque, assim,

$$Q_{out} = C_d a \sqrt{2gh}$$

**(Eq. 11)**

Onde  $C_d$  é o coeficiente de esvaziamento do tanque,  $a$  a área da parede do tanque e  $g$  a constante gravitacional  $9.8m/s^2$ .

Da (Eq.11) e (Eq.12) obtemos,

$$Q_{in} = A \frac{dh}{dt} + C_d a \sqrt{2gh}$$

**(Eq. 12)**

A equação acima mostra uma relação não linear entre a vazão e a altura da água dentro do tanque. Podemos linearizar esta equação para pequenas perturbações no seu ponto de operação. Quando o fluxo de entrada  $Q_{in}$  é constante, o fluxo através do orifício alcança um valor de regime estável  $Q_{out} = Q_0$ , e a altura da água alcança um valor constante  $h_0$ , onde,

$$Q_0 = C_d a \sqrt{2gh_0}$$

**(Eq. 13)**

Se considerarmos agora uma pequena perturbação no fluxo de entrada sobre o valor de regime obtemos,

$$\delta Q_{in} = Q_{in} - Q_0$$

**(Eq. 14)**

e, como resultado, o nível de líquido será perturbado sobre o valor de regime por,

$$\delta h = h - h_0$$

**(Eq. 15)**

Agora, substituindo (Eq.14) e (Eq.15) em (Eq.12) obtemos,

$$A \frac{d\delta h}{dt} + C_d a \sqrt{2(\delta h + h_0)} = \delta Q_{in} + Q_0$$

**(Eq. 16)**

Esta equação pode ser linearizada através do uso da série de Taylor, tomando-se apenas o primeiro termo, ou seja:

$$f(x) = f(x_0) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 f}{dx^2} \right|_{x=x_0} (x - x_0)^2 + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 f}{dx^3} \right|_{x=x_0} (x - x_0)^3 + \dots$$

**(Eq. 17)**

Sendo o primeiro termo:

$$f(x) - f(x_0) \approx \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0)$$

**(Eq. 18)**

$$\delta f(x_0) \approx \left. \frac{df}{dx} \right|_{x=x_0} \delta x$$

**(Eq. 19)**

Linearizando (Eq.16) usando (Eq.19), nós obtemos,

$$A \frac{d\delta h}{dt} + \frac{Q_0}{2h_0} \delta h = \delta Q_{in}$$

**(Eq. 20)**

Utilizando a transformada de Laplace, obtemos a função de transferência do tanque para uma pequena perturbação sobre o valor de regime em um sistema de primeira ordem,

$$\frac{h(s)}{Q_{in}(s)} = \frac{1}{As + Q_0 / 2h_0}$$

**(Eq. 21)**

A bomba, o sensor de nível e o amplificador de potência são sistemas com ganho proporcional apenas, e sem dinâmica. A relação entrada-saída dessas unidades são escritas a seguir,

Para a bomba,

$$Q_p = K_p V_p$$

Para o sensor de nível,

$$V_l = K_l h$$

Aqui,  $Q_p$  é a vazão de saída da bomba,  $V_p$  a tensão aplicada na bomba,  $V_l$  a tensão de saída do sensor de nível,  $K_p, K_l$  são constantes.

## 2.2 - Controladores P, I, PI, PD, PID

Chamamos de ação de controle em uma determinada planta a atuação de um controlador que compensa o erro gerado através da comparação da variável de saída da planta com um valor desejado, tornando este erro nulo ou então próximo de zero.

### 2.2.1 - Ação de controle Proporcional (P)

O controlador de ação proporcional (figura 3) é utilizado quando apenas um ganho é suficiente para termos uma resposta transitória e em regime satisfatória, sem a necessidade de compensação dinâmica. O controlador proporcional é um amplificador de ganho ajustável. O ganho deste controlador é dado por:

$$\mu(t) = K_p \cdot e(t) \text{ ou } K_p = \frac{U(s)}{E(s)}$$

Onde,

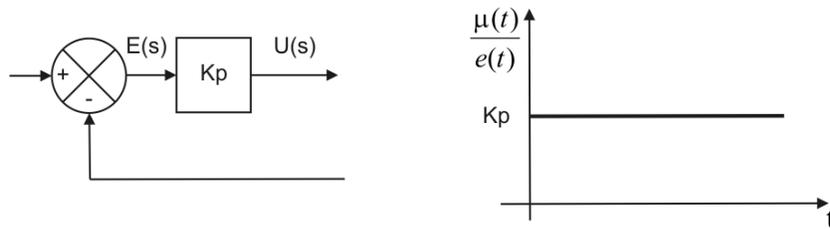
$\mu(t)$  = Sinal de saída do controlador.

$e(t)$  = Sinal de erro atuante (entrada do controlador).

$K_p$  = Ganho da parte proporcional do controlador.

$U(s)$  = Saída do controlador (domínio da frequência).

$E(s)$  = Entrada do controlador (domínio da frequência).



**Figura 3. Ação de controle Proporcional**

Para esta ação de controle é comum termos um erro residual permanente sempre que ocorrer uma perturbação no sistema. Podemos minimizar este erro aumentando o ganho proporcional, porém este aumento influenciará no tempo de regime e talvez até na instabilidade do sistema.

Recomenda-se o uso deste controlador quando o sistema está livre de perturbações ou então quando o ganho proporcional é suficiente para reduzir o erro de regime a um valor aceitável.

### 2.2.2 - Ação de Controle Integral (I)

Para um controlador de ação Integral (figura 4) a saída  $\mu(t)$  varia com uma taxa proporcional ao sinal de erro. Para um erro nulo a taxa de variação do sinal de saída é nulo portanto  $\mu(t)$  é constante. Temos:

$$\frac{d\mu(t)}{dt} = K_i \cdot e(t) \text{ ou } SU(s) = K_i E(s) \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}$$

Onde,

$K_i$  = ganho integral

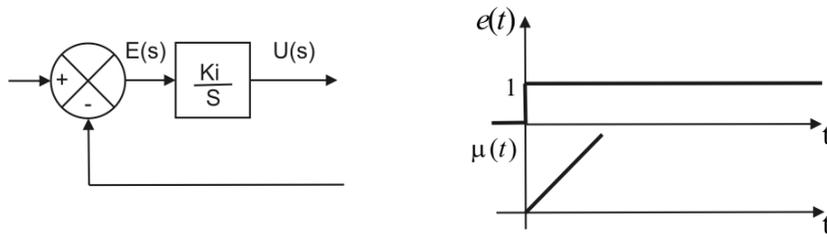


Figura 4. Ação de controle integral

### 2.2.3 - Ação de controle Proporcional Integral (PI)

Utilizamos a ação de controle PI (figura 5) com a finalidade de melhorar a resposta do regime permanente. Para esta ação temos:

$$\mu(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt, \text{ ou}$$

$$U(s) = K_p \cdot E(s) + \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{E(s)}{S} \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_p}{T_i \cdot S} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot S} \right) \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p}{T_i} \left\{ \frac{(1 + T_i \cdot S)}{S} \right\}$$

Onde,

$K_p$  = Ganho da parte proporcional do controlador.

$T_i$  = Tempo da ação integral do controlador (reset time).

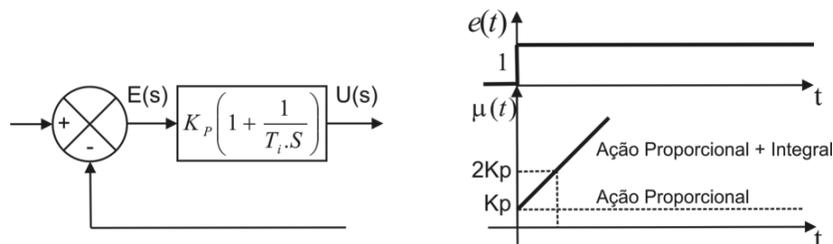


Figura 5. Ação de controle Proporcional Integral

O erro de regime permanente é eliminado devido ao pólo da componente integral da função de transferência do controlador adicionado na origem. Para a combinação da ação de controle proporcional e integral devemos reduzir o ganho proporcional, pois temos como consequência o aumento do tempo de resposta e também uma degradação na estabilidade do sistema.

A aplicação desta ação de controle é recomendada em sistemas onde as perturbações são freqüentes e o controlador proporcional por si só não seja capaz de reduzir o erro de regime permanente a um nível aceitável.

### 2.2.4 - Ação de controle Proporcional Derivativo (PD)

O controle PD (figura 6) possui uma característica antecipativa fornecendo uma melhoria na resposta transitória do sistema. Esta ação apresenta influência somente nos transitórios devido ao sinal de controle ser proporcional a taxa de variação do erro, e é definida por :

$$\mu(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{d}{dt} e(t), \text{ ou}$$

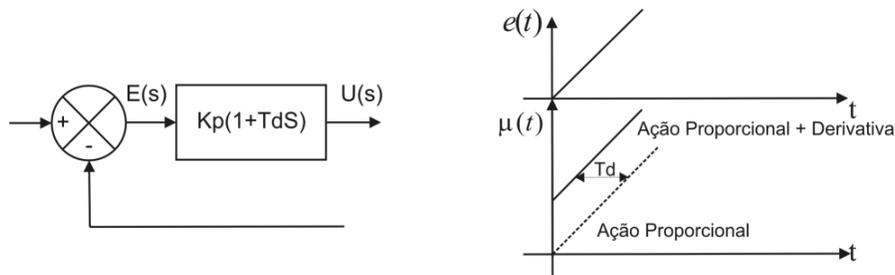
$$U(s) = K_p \cdot E(s) + K_p \cdot T_d \cdot S \cdot E(s) \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot (1 + T_d \cdot S) \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot T_d \left( S + \frac{1}{T_d} \right)$$

Onde,

$K_p$  = Ganho da parte proporcional do controlador.

$T_d$  = Tempo da ação derivativa do controlador (rate).



**Figura 6. Ação de controle Proporcional Derivativo**

Os controladores PD são bem sensíveis, pois ao responder a taxa de variação do erro permite sua correção antes dele ser elevado. A ação derivativa melhora a estabilidade do sistema e causa um amortecimento, permitindo ganhos proporcionais mais elevados.

Uma característica deste modo é o de acentuar o ruído de alta freqüência.

### 2.2.5 - Ação de controle PID

O controlador PID (figura 7 e 8) é a combinação das ações de controle termo proporcional, integral e diferencial, com um ganho ajustável para cada termo.

Estes controladores são utilizados freqüentemente em plantas industriais devido a sua versatilidade e simplicidade funcional.

A ação de controle PID é definida por :

$$\mu(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad , \text{ ou}$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left\{ 1 + \frac{1}{T_i \cdot S} + T_d \cdot S \right\}$$

Onde,

$K_p$  = Ganho da parte proporcional do controlador.

$T_i$  = Tempo da ação integral do controlador (reset time).

$T_d$  = Tempo da ação derivativa do controlador (rate).

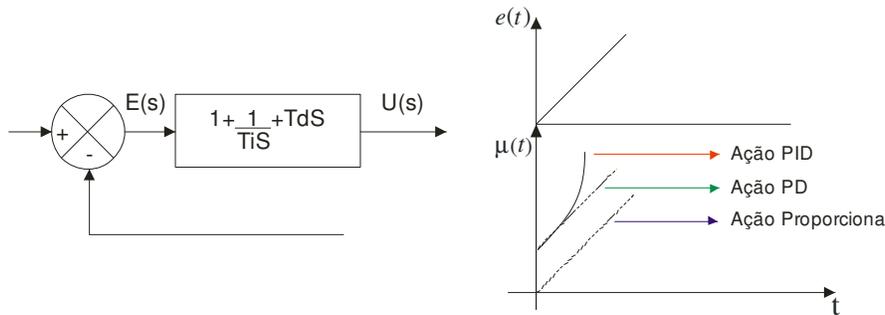


Figura 7. Ação de controle PID

No controlador PID, a ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente. O efeito desestabilizador do controlador PI é compensado pela ação derivativa que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida devido ao seu efeito antecipatório.

O controlador PID calcula as funções matemáticas sobre o sinal de erro e aplica o resultado como sinal de controle para o processo (exemplo : motor, sistema térmico,

sistema mecânico, etc.) Um ajuste bem executado no controlador fornece um sinal da variável de processo (PV) bem próximo ao valor de setpoint (SP) sem oscilação e sobre-sinal. De uma forma resumida, o termo proporcional reduz a maior parte do erro, o termo integral diminui o erro residual do sistema e finalmente o termo derivativo contribui para redução do sobre-sinal e oscilações não afetando o erro final.

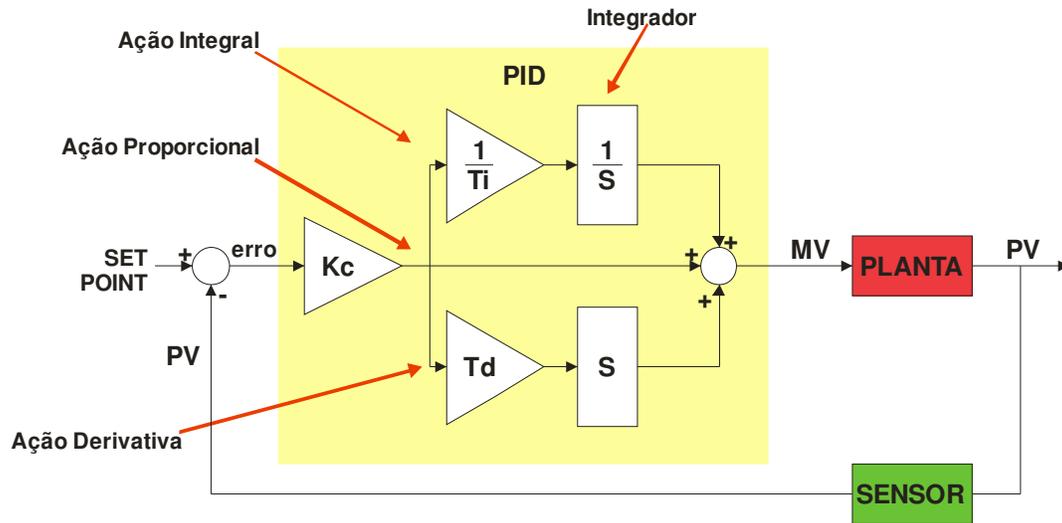


Figura 8. Detalhe de funcionamento para um controlador PID

### 2.3 - Método de sintonia por Ziegler-Nichols

Um dos métodos mais comuns para o ajuste dos ganhos de um controlador PID é o método de Ziegler Nichols, desenvolvido em 1942, quando os controladores PID eram apenas do tipo pneumático. Apesar disso, este continua sendo um dos métodos mais utilizados para sintonia de PID em controle de processos.

Na forma ISA padrão, para o controlador PID temos :

$$u(t) = K_c \left[ e(t) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t e(t) dt + \tau_D \frac{de(t)}{dt} \right]$$

Onde,

$u(t)$  é o sinal de controle MV (variável manipulada ).

$e(t)$  é o sinal de erro SP (setpoint de controle) - PV(variável do processo).

$K_c$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$  são os parâmetros a serem ajustados.

O modelo em questão é um sistema de primeira ordem de ganho  $K$ , constante de tempo  $\tau$  e atraso (ou tempo morto)  $\theta$ , ou seja :

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

### 2.3.1 - Método de Ziegler-Nichols em malha aberta

Neste método determinamos os valores de  $K_c$ ,  $\tau_I$  e  $\tau_D$ , experimentalmente através da curva de resposta ao degrau sem a ação do controlador, e obtemos no máximo 25% de overshoot. A aplicação de Ziegler Nichols em malha aberta não deve ser aplicada em plantas que contenham integradores e pólos complexos conjugados.

Para a curva de resposta ao degrau (ilustrado na figura 9) temos : :

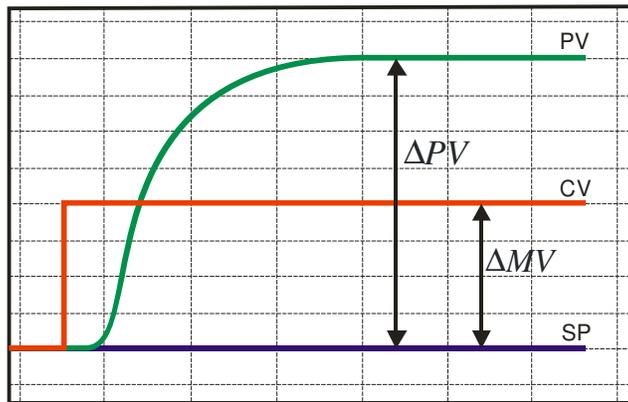


Figura 9. Curva de resposta ao degrau - Método de Ziegler-Nichols

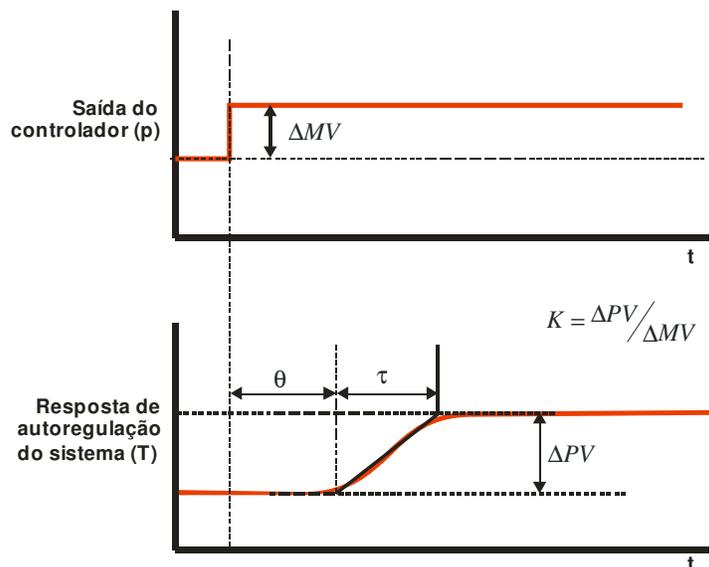


Figura 10. Obtenção dos parâmetros da curva de resposta ao degrau

Através da curva de resposta, com os valores encontrados para  $\tau, K$  e  $\theta$  obtemos  $K_c, \tau_I$  e  $\tau_D$  através da tabela de Ziegler Nichols ( tabela 1 ).

Tipo de Controlador	$K_c$	$\tau_I$	$\tau_D$
P	$\frac{\tau}{K\theta}$	--	--
PI	$0.9 \frac{\tau}{K\theta}$	3.33 $\theta$	--
PID	$1.2 \frac{\tau}{K\theta}$	2 $\theta$	0.5 $\theta$

Tabela 1. Ziegler Nichols

Caso a resposta do controlador não seja satisfatória dividimos o valor encontrado de  $K_c$  por 2 e repetimos esta ação até obtermos uma resposta satisfatória.

## 2.4 - Controle digital

### 2.4.1 - Princípios básicos e fundamentos

Para a implementação do controle digital, devemos considerar os equivalentes discretos dos controladores analógicos. Controle analógico refere-se ao projeto e implementação de controladores eletrônicos em tempo contínuo.

Um exemplo típico é o controlador eletrônico PID. Existem diversas formas de implementação do PID em circuito eletrônico, geralmente utilizando-se amplificadores operacionais.

### 2.4.2 - Projeto do controlador PID no domínio do tempo

Considerando o controlador PID ideal no domínio do tempo, cuja saída é dada por:

$$u(t) = K_c \cdot e(t) + \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + K_c \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_0$$

com os parâmetros ajustáveis  $K_c$ ,  $T_i$  e  $T_d$ , onde  $u(t)$  é o sinal de controle (saída do PID), e  $e(t)$  é o sinal de erro (entrada do PID).

Para “discretizar” este controlador, precisamos usar as aproximações numéricas dos termos de integral e derivada, por exemplo:

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(t) - e(t-1)}{T_s} \quad \int_0^t e(t).dt \approx T_s \sum_0^t e(i)$$

Assim, para o controlador PID discretizado temos :

$$u(t) = K_c \cdot e(t) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=0}^t e(i) + \frac{K_c T_d (e(t) - e(t-1))}{T_s} + u_0$$

que agora aparece na forma de equação de diferenças (ao invés de equação diferencial), sendo apropriada para se colocar em um algoritmo (linguagem de programação).

Esta forma particular de PID é conhecida como controlador PID ‘posicional’, pelo fato de o sinal de controle ser calculado a partir de uma referência de nível,  $u_0$ .

### 2.4.3 – Função de transferência do controlador PID

Podemos obter a fórmula para o controlador PID discreto a partir do domínio contínuo (Laplace). O controlador PID contínuo é escrito como:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]$$

onde  $(1/s)$  indica o operador integral e ‘s’ o operador derivada. Agora, em cima desta expressão, podemos aplicar os métodos de discretização por aproximação, tanto o de diferença retroativa como o da Transformação Bilinear, vistos anteriormente. Tomemos, por exemplo, o método da diferença retroativa (backward difference):

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \xrightarrow{\text{backward-difference}} u(t) = e(t) K_c \left[ 1 + \frac{T_s}{T_i (1 - z^{-1})} + T_d \frac{(1 - z^{-1})}{T_s} \right]$$

e lembrando da definição do operador atraso, e simplificando, obtemos:

$$u(t) = u(t-1) + K_c [e(t) - e(t-1)] + \frac{K_c T_s}{T_i} e(t) + \frac{K_c T_d}{T_s} [e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)]$$

Este controlador PID é diferente daquele obtido anteriormente a partir da equação no tempo, e é conhecido como algoritmo PID de “velocidade”.

Ao contrário da referência de controle fixa usada no algoritmo posicional, aqui, o cálculo do sinal de controle atual ‘u(t)’ usa o valor do controle anterior ‘u(t-1)’ como referência. Em essência, o controle é calculado como uma variação, daí o termo ‘velocidade’. A aplicação da transformação bi linear irá gerar uma forma similar do algoritmo PID de velocidade, devido à presença do termo  $(1 - z^{-1})$  na aproximação.

#### 2.4.4 - Algoritmos PID posicional e de velocidade

Embora as estruturas dos PIDs posicional e de velocidade sejam bem diferentes, eles são de fato correlatos. O algoritmo PID posicional é dado como:

$$u(t) = K_c \cdot e(t) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=0}^t e(t) + \frac{K_c T_d (e(t) - e(t-1))}{T_s} + u_0$$

Atrasando em um intervalo de amostragem (substituindo ‘t’ por ‘t-1’), obtemos:

$$u(t-1) = K_c \cdot e(t-1) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=0}^{t-1} e(t) + \frac{T_d (e(t-1) - e(t-2))}{T_s} + u_0$$

Subtraindo esta expressão da expressão original, obtemos a forma do PID de velocidade,

$$u(t) = u(t-1) + K_c [e(t) - e(t-1)] + \frac{K_c T_s}{T_i} e(t) + \frac{K_c T_d}{T_s} [e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)]$$

## 2.5 - Conversão digital

### 2.5.1 - Conversão digital/analógica

A conversão digital-analógica é simples e efetuada de forma instantânea. Somam-se as tensões elétricas ponderadas de forma a produzir a saída analógica. Por exemplo, na figura 11 são somadas três tensões ponderadas com os pesos 1, 2 e 4. O código binário de três bits é representado pelas chaves. Dessa forma, se o número binário for 1102, as chaves do centro e inferior estão ligadas, e a saída analógica é de 6 volts. Na tecnologia atual as chaves são eletrônicas e acionadas pelo código binário de entrada.

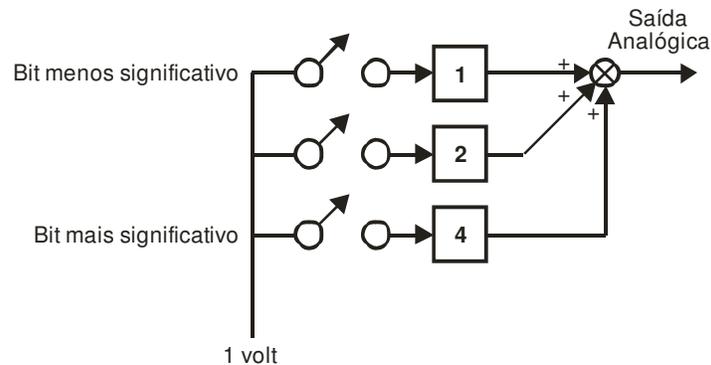


Figura 11. Diagrama de blocos de um conversor digital-analógico

### 2.5.2 - Conversão analógica-digital

A conversão analógica-digital, é um processo de duas etapas e não instantâneo. Existe uma defasagem entre a tensão analógica de entrada e a palavra digital de saída. Na conversão analógica-digital, o sinal análogo é primeiro convertido em um sinal amostrado e depois transformado em uma seqüência de números binários, o sinal digital.

A taxa de amostragem deve ser pelo menos duas vezes a banda passante do sinal, ou ocorrerá distorção. Esta frequência mínima de amostragem é chamada de taxa de amostragem ou frequência de Nyquist.

## **2.6 – Microntroladores**

### **2.6.1 – Princípios básicos de microcontroladores**

Os microcontroladores, ou também conhecidos como sistemas embarcados (do inglês Embedded System), são dispositivos programáveis semelhantes aos microprocessadores, tendo como principal diferença a vantagem de já dispor de todos os componentes necessários para o seu funcionamento como memórias, interfaces para transmissão/recepção de dados, registradores, temporizadores, contadores, entre outros.

São geralmente empregados em aplicações dedicadas, com funções específicas que podem ser programadas e reprogramadas pelo usuário. Das aplicações mais comuns destacam-se o uso em relógios, eletrodomésticos, automação industrial, automóveis entre outros. Estes componentes possuem uma grande flexibilidade de programação, velocidade alta de operação e periféricos de comunicação que atendem as mais complexas aplicações. Vantagens de se utilizar um microcontrolador:

- Portabilidade – É possível criar sistemas complexos de controle dentro de um componente de pequenas dimensões.
- Menor número de componentes – O microcontrolador já possui memórias, dispositivos de entrada e saída, entre outros, dispensando a utilização de componentes externos.
- Menor consumo de energia.
- Baixo custo.
- Flexibilidade de programação, facilitando a atualização do software e reduzindo o tempo de desenvolvimento.

### **2.6.2 - Estrutura interna dos microcontroladores**

Os microcontroladores têm basicamente como estrutura interna:

ROM (Read Only Memory) – Memória somente de leitura onde fica armazenado o programa do microcontrolador.

RAM (Random Access Memory) – Memória de escrita e leitura para o armazenamento de dados.

EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) – Memória de leitura onde fica armazenado o programa do usuário e que pode ser apagada eletricamente.

Portas de Comunicação – Comunicação do microcontrolador com o mundo externo através de entradas e/ou saídas.

Unidade Lógica e Aritmética (ULA) - Local onde estão armazenadas as funções aritméticas básicas do microcontrolador como lógicas booleanas (e, ou, ou exclusivo) e lógicas aritméticas (adição, subtração, incremento, multiplicação e divisão).

Watchdog Timer – Sistema de tolerância a falhas. Possibilidade de restabelecer o controle da aplicação pelo microcontrolador através da reinicialização do sistema (reset) quando houver uma falha, mesmo que esta seja do próprio oscilador do microcontrolador. O Watchdog possui clock independente através de um RC interno com tempo de incremento constante.

Timer - Contador programável para registrar eventos. É executado paralelamente pelo microcontrolador.

Circuito Analógico/Digital (A/D) – circuito eletrônico capaz de gerar uma representação digital de uma grandeza analógica.

## **2.7 – Sensores de pressão absolutos**

Nas aplicações mais comuns para a medição da grandeza física da pressão, tomamos como referência a pressão atmosférica ambiente. Em algumas aplicações é necessário que a pressão ambiente seja medida em relação ao vácuo, esta então chamada de medida absoluta da pressão. Considerando que no ambiente em que vivemos é impossível obtermos o vácuo perfeito, a calibração de qualquer tipo de equipamento ou sensor que necessite medir esta grandeza absoluta torna-se uma tarefa complexa.

Os sistemas que produzem vácuo para a retirada do ar em um determinado ambiente funcionam através de um pistão que supostamente a cada movimento do pistão, retira o ar em quantidade igual à do ambiente a ser levado ao vácuo, onde teremos a redução da pressão à metade cada vez que isso ocorrer. Dessa forma por mais que esvaziemos o ambiente a pressão será sempre metade da anterior e com isso, nunca chegará a zero.

### 2.7.1 – Sensores de pressão semicondutores

A construção elementar de um sensor de pressão semicondutor é apresentada conforme figura 12.

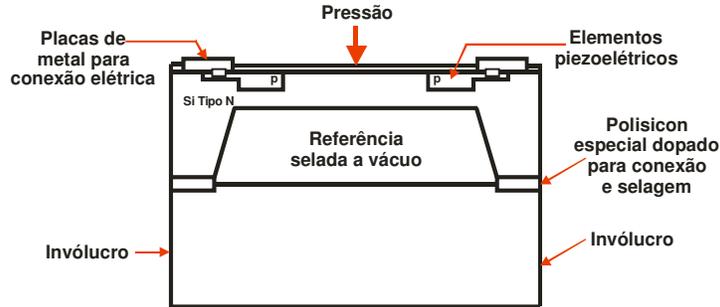


Figura 12. Vista de corte de um sensor de pressão semicondutor

O vácuo é feito na cavidade selada a qual serve de referência para o sensor. Na prática, como é impossível obter o vácuo perfeito, os fabricantes procuram obter uma pressão de referência o mais próximo possível de zero. Mesmo com uma referência fixa, os circuitos que operam com esses sensores necessitam de pequenos ajustes para compensar essas pequenas diferenças de referência.

Esses sensores operam na configuração em Ponte de Wheatstone e aplicando uma tensão em suas extremidades, a tensão na saída deve ser ajustada para ser zero quando a pressão externa (medida) também for zero. Mesmo com a pressão nula teremos uma tensão offset de saída que deverá ser zerada através do próprio circuito de medição com o uso de amplificadores operacionais. Como na prática uma pressão nula para o efeito de calibração não é possível, podemos medir a pressão entre dois pontos de valores conhecidos e através de um gráfico, extrapolar o comportamento do sensor na faixa desejada, assim determinando o erro de offset e sua compensação, conforme ilustrado no gráfico da figura 13.

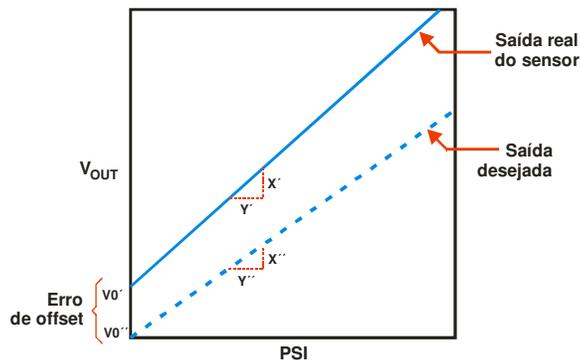


Figura 13. Determinação do erro de offset e compensação para um sensor de pressão

## **3. Aspectos de implementação**

### **3.1 – Escolha dos componentes**

#### **3.1.1 - Microcontrolador PIC16F877A**

Fabricado pela Microchip, o PIC16F877A, possui processamento RISC de conjunto de instruções reduzidas com as seguintes características :

- Microcontrolador da família de 8 bits e núcleo de 14 bits.
- Memória flash de programa com 8192 palavras de 14 bits.
- Memória RAM com 368 bytes.
- Memória EEPROM com 256 bytes.
- Frequência de operação até 20MHz.
- Conjunto de instruções RISC (35 instruções).
- Alimentação de 2V a 5,5V.
- 5 conjuntos de portas de entrada e saída (com total de 33 portas).
- Conversor analógico-digital de 10 bits de resolução e 8 canais de entrada.
- Periférico de comunicação paralela e serial (USART e MSSP)
- 2 Módulos CCP (Comparação, Captura e PWM).
- 1 Temporizador de 16 bits e 2 de 8 bits).
- Temporizador Watchdog.

#### **3.1.2 - Sensor de nível**

O transdutor da série MPX5010 é o estado da arte em sensores de pressão projetados para uma vasta escala de aplicações, particularmente para serem empregados com microcontroladores e microprocessadores com entradas analógico/digital. Combina um transdutor simples com avançadas técnicas de micro-engenharia, utilizando um fino filme metalizado e um processamento bipolar, para oferecer alto nível de precisão (Manual MOTOROLA, 2002).

### **3.1.3 - Conversor digital analógico DAC0832**

O conversor digital-analógico adotado é o DAC0832 do fabricante National Semiconductor, com resolução de 8 bits, tempo de conversão de  $1\ \mu\text{s}$ , baixa dissipação de potência, e conexão direta através de seu barramento de dados próprio para as mais diversas famílias de microcontroladores e microprocessadores disponíveis na atualidade.

### **3.1.4 – Amplificador operacional LM324N**

O LM324N, também do fabricante National Semiconductor, é um comparador de tensão composto por quatro amplificadores operacionais independentes de alto ganho, e que podem ser alimentados através de uma única fonte de alimentação. Um comparador de tensão nada mais é do que um amplificador operacional de alto ganho ligado de forma a comparar uma tensão de entrada com uma tensão de referência.

No circuito implementado neste trabalho foram utilizados dois amplificadores operacionais LM324N, sendo o primeiro com a finalidade de converter o sinal de corrente na saída do conversor digital-analógico DAC0832 para tensão, e o segundo para simular a resposta de um sistema de primeira ordem, que será detalhado no capítulo 4.2.

## **3.2 – Constante da válvula do reservatório**

### **3.2.1 - Procedimento experimental através do método de descarga livre**

O reservatório foi cheio até sua altura máxima com água e a válvula de saída aberta completamente, e a partir deste momento registrado o nível em função do tempo.

Através deste procedimento foram obtidos os registros contidos na tabela 2.

Tempo (s)	h (m)	Tempo (s)	H (m)	Tempo (s)	h (m)
13.51	0.27	149.85	0.18	327.51	0.09
27.56	0.26	166.88	0.17	351.11	0.08
41.20	0.25	184.16	0.16	375.72	0.07
55.91	0.24	202.62	0.15	402.94	0.06
70.68	0.23	221.25	0.14	432.08	0.05
85.39	0.22	240.63	0.13	463.55	0.04
101.15	0.21	261.28	0.12	496.29	0.03
116.56	0.2	282.35	0.11	543.56	0.02
133.20	0.19	305.02	0.1	-	0.01

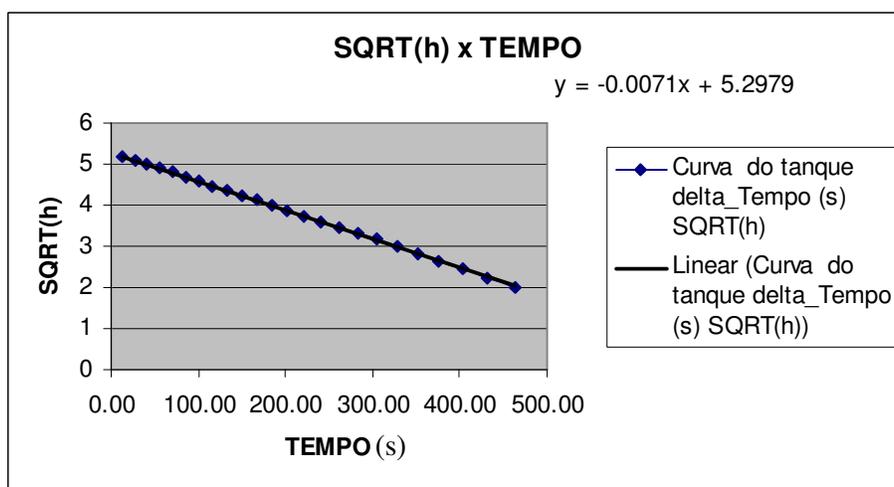
**Tabela 2. Esvaziamento do reservatório e medição do nível em função do tempo**

Onde, a equação do nível do tanque é dada por :

$$h(t) = K_v^2 t^2 - 2K_v h_0^{1/2} t + h_0$$

Portanto, se plotarmos a curva da raiz quadrada da altura em função do tempo (figura 14), e ajustarmos uma equação de 1a. ordem, o coeficiente angular desta já nos fornece a constante da válvula de saída  $K_v$  que resultou em  $K_v = 0.0072 \text{ m/s}^2$ .

Observe que para  $h$  muito baixo, o modelo perde aderência, e por isto foi considerado o comportamento somente até a altura de 4 cm.



**Figura 14. Obtenção da constante da válvula de saída do tanque**

O reservatório tem dimensão  $30 \times 20 \times 10 \text{ cm}^3$ , conforme ilustrado na figura 15.

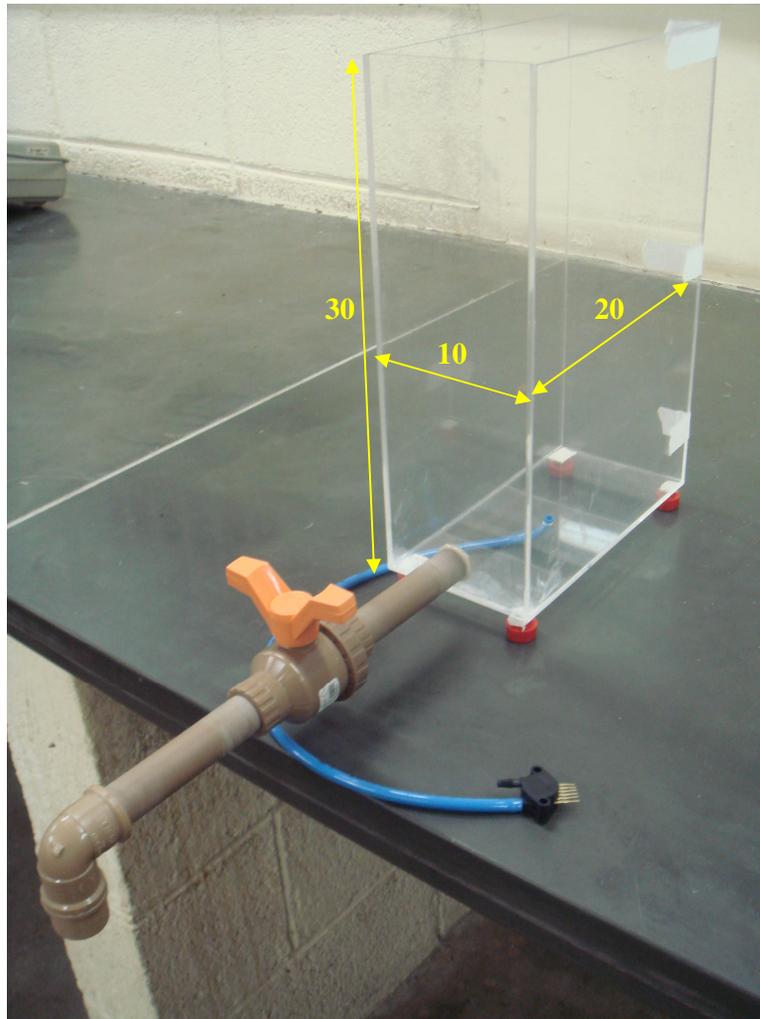


Figura 15. Foto do tanque construído para a implementação do controlador digital

## 4. Implementação e resultados

### 4.1 – Projeto do controlador digital

#### 4.1.1 – Funcionamento do controlador digital

Apresenta-se a seguir uma descrição geral do funcionamento do sistema como um todo (*sensor* → *controlador* → *atuador* → *planta*), conforme representado no diagrama de blocos da Figura 16.

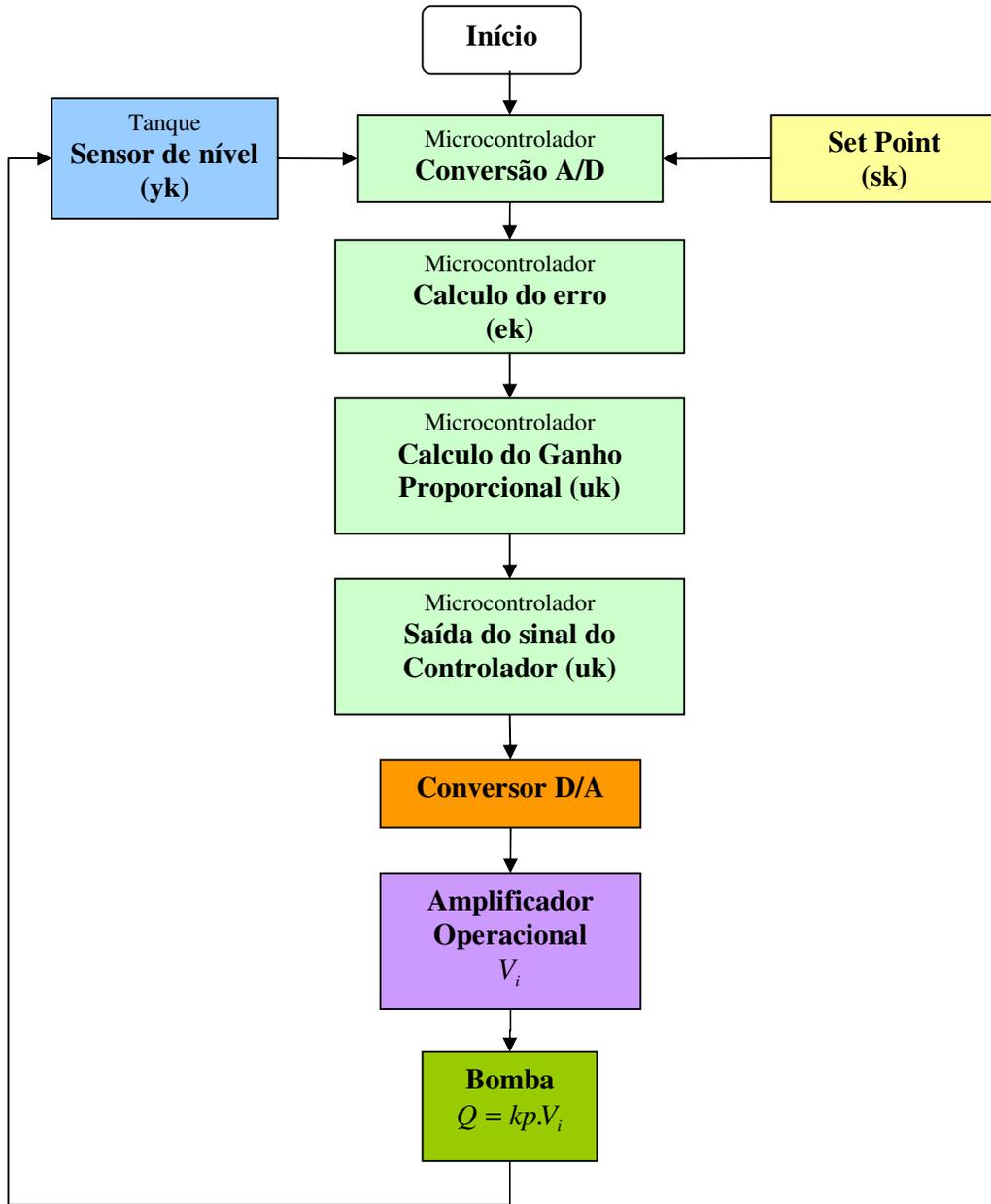


Figura 16. Fluxograma do funcionamento do controlador digital

O microcontrolador recebe o sinal de tensão que vem do sensor de nível (com ganho  $K_i = 10 \text{ V/m}$ , ou seja, 1 Volt para cada 10 cm de nível. Dentro do microprocessador, esse valor em Volts é convertido para um número entre 0 e 255 correspondendo à altura (nível) real do tanque, denominado aqui de “ $y^k$ ”, onde 0 equivale a 0 Volts e 255 a +5 Volts. Como a altura do nível varia entre 0 e 30 cm (altura

máxima do tanque), o nível de tensão do sensor varia então entre 0 e 3 Volts, ou seja, o sinal  $y_k$  varia entre 0 e  $255 \cdot 3/5$ , portanto entre 0 e 153.

Esse valor de nível é comparado com o nível desejado (setpoint), chamado “ $s_k$ ”, gerando o sinal de erro “ $e_k$ ” que é enviado ao controlador P, ou seja,  $e_k = s_k - u_k$ .

Observe que o setpoint “ $e_k$ ” é definido dentro do microcontrolador, ou seja, na própria rotina do programa, sendo também um número entre 0 e 255, na verdade entre 0 e 153 devido à altura máxima do reservatório.

O sinal de erro “ $e_k$ ” é a entrada do controlador P que é implementado também no software do microcontrolador PIC. Esse controlador aplica simplesmente um ganho ao sinal de erro gerando o sinal de controle “ $u_k$ ”, que é calculado na rotina do programa como:

$$u_k = k_c \cdot e_k$$

onde  $k_c$  é o ganho proporcional (obtido por Ziegler-Nichols).

O sinal do controlador é enviado para a saída digital do microcontrolador PIC, convertido em seguida para um valor analógico através de um conversor D/A. A saída desse D/A é um sinal de corrente que é convertido para um sinal de tensão através de amplificador operacional LM324N. Esse sinal corresponde à tensão de comando que seria enviada à bomba, cuja saída (vazão) é proporcional à tensão aplicada, através da relação  $Q = k_p \cdot V_i$ , onde  $k_p$  vale  $1 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3/\text{s}$  e  $V_i$  é a tensão de entrada da bomba.

Essa vazão, por sua vez, é a entrada da planta, cuja saída é o nível do tanque “ $h$ ”.

Temos aqui, portanto, a função de transferência da planta, dada por:

$$\frac{H(s)}{Q_i(s)} = \frac{R}{RCs + 1}$$

Onde,

$R$  vale  $R = 107,6 \text{ s}/\text{m}^2$  e  $C$  é a área do tanque igual a  $C = A = 0,2 \cdot 0,1 = 0,02 \text{ m}^2$ .

No circuito de simulação, o tanque é representado pelo circuito RC de saída com uma constante de tempo igual à do tanque, ou seja,  $\tau = R \cdot C \rightarrow \tau = 0,02 \cdot 107,6 \rightarrow \tau = 2,15 \text{ s} = 2$  segundos aproximadamente.

Observe que a função de transferência desse circuito RC tem um ganho unitário, e não os 107,6 da função de transferência real do tanque. Ocorre que esse ganho de 107,6 é praticamente cancelado pelo ganho da bomba mais sensor que seria  $K_p K_i = 1.10^{-3} m^3/s \cdot 10 V/m \rightarrow K_p K_i = 0,01 V m^2/s$ , resultando em um ganho total unitário para o processo como um todo (bomba+tanque+sensor), ou seja:

$$K = K_p R K_i = 1$$

Finalmente, o sinal de vazão enviado ao tanque (que na simulação é a tensão do seguidor enviada ao circuito RC) faz com que a tensão no capacitor cresça exponencialmente, representando o nível do reservatório. Essa tensão (correspondendo ao nível) é a altura “yk” a ser enviada de volta ao microcontrolador.

Assim o sistema mantém-se regulado em malha fechada.

#### 4.1.2 – Diagrama do circuito implementado para o controlador digital

A figura 17 ilustra o diagrama do circuito do controlador digital construído.

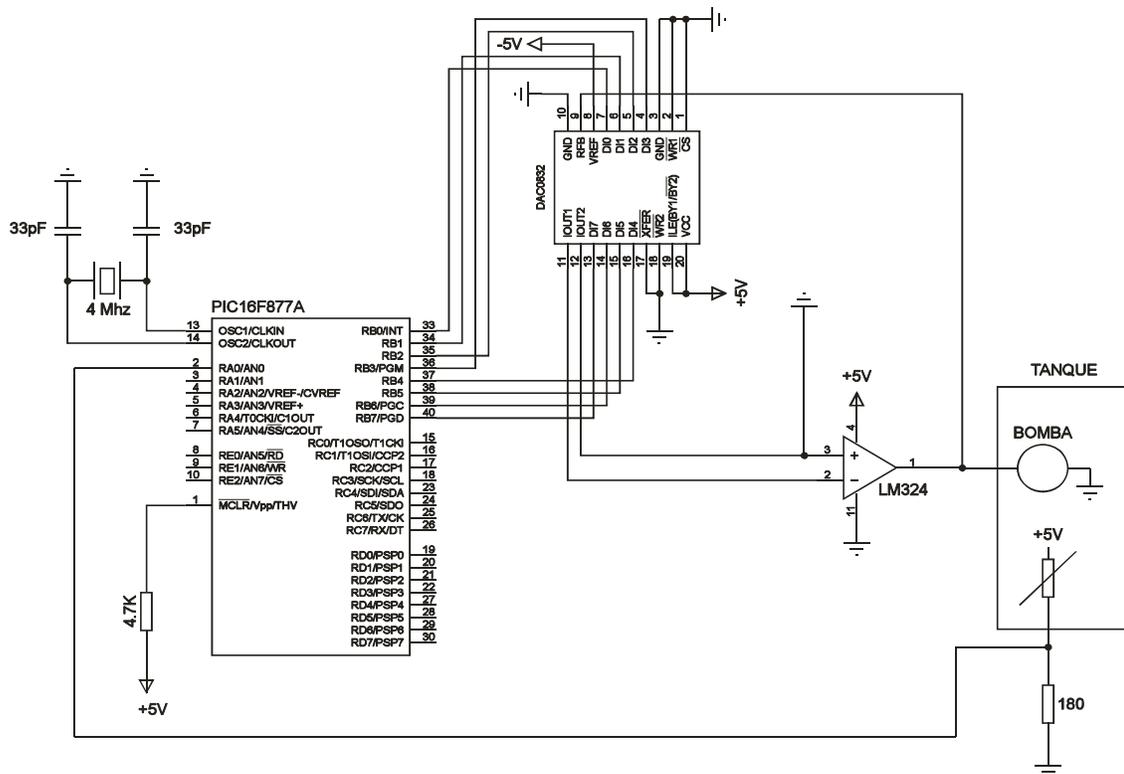


Figura 17. Diagrama do sistema de controle digital em malha fechada

### 4.1.3 – Montagem do controlador digital

A montagem do circuito de controle da planta é mostrada nas figuras 18 e 19.

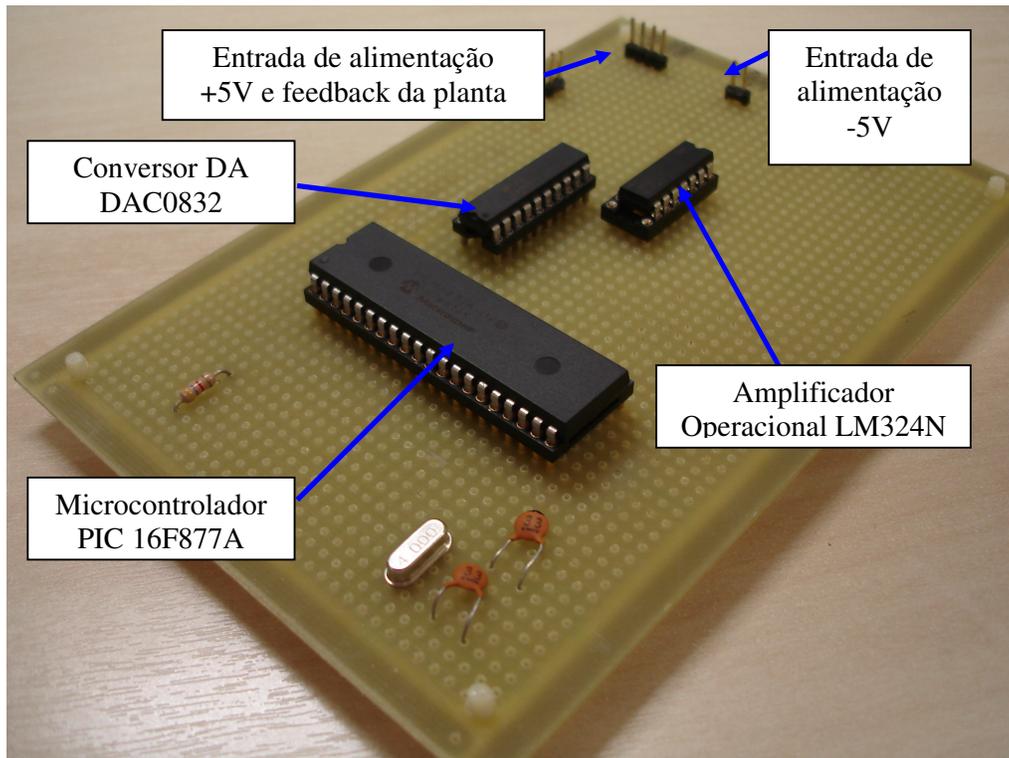


Figura 18. Foto da montagem final do circuito de controle da planta

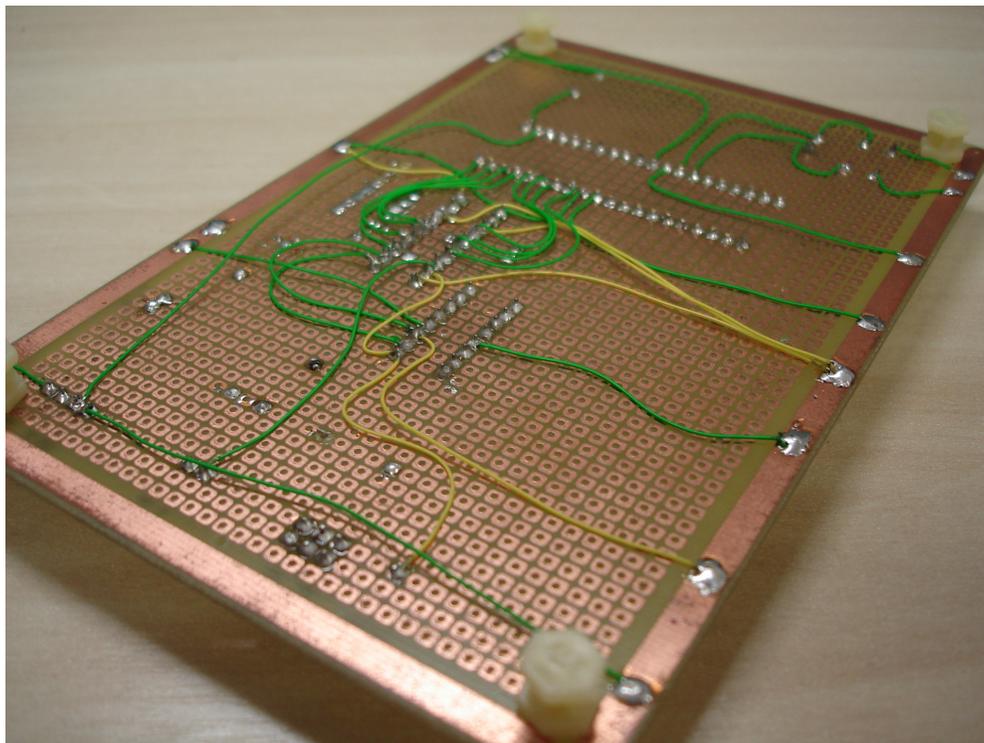


Figura 19. Foto do detalhe inferior da montagem do circuito de controle da planta

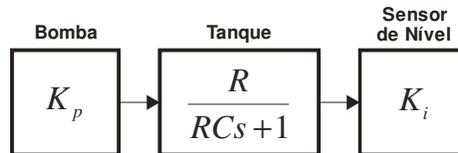
## 4.2 – Dimensionamento de um circuito elétrico para a simulação da planta

Ressalta-se aqui que o trabalho desenvolvido nesse TCC contou com a colaboração de um Projeto de Iniciação Científica dentro da Universidade, cujo objetivo principal é o desenvolvimento da estrutura física de um tanque, envolvendo sensores, bomba, amplificadores, e todo o sistema hidráulico associado ao mesmo.

Devido a atrasos no desenvolvimento desse projeto de Iniciação Científica, não foi possível a implementação do circuito do controlador digital proposto nesse trabalho, e portanto uma ferramenta computacional foi utilizada para auxiliar no desenvolvimento e simulação do funcionamento do sistema como um todo.

Para simular o comportamento do tanque, da bomba e do sensor de nível foi projetado um circuito elétrico composto por um amplificador operacional com um filtro RC, que apresenta a mesma constante de tempo do processo (tanque).

O sistema total em malha aberta que utilizamos para obter o modelo do processo é mostrado a seguir:



As funções de transferência da bomba e do sensor são assumidas como um ganho puro ( $K_p$  para a bomba e  $K_i$  para o sensor).

A função de transferência do tanque pode ser obtida linearizando-se a curva de vazão para pequenas perturbações em torno de uma condição de regime. Esse procedimento é detalhado na sequência abaixo.

Experimentalmente obteve-se o ganho da válvula de saída como sendo  $K_v = 0.0072$ , como apresentado anteriormente. Com isto, a curva da vazão de saída é dada como uma função não-linear da altura da coluna, ou seja:

$$Q = K_v \sqrt{h}$$

Ou também:

$$h = \frac{Q^2}{K_v^2}$$

A resistência linearizada da válvula de saída é obtida como sendo a derivada da altura em relação à vazão no ponto de regime, ou seja, para a altura de regime  $h = H_0 = 0,15m$ . Assim, temos:

$$R = \frac{dh}{dQ} \rightarrow \frac{2Q}{K_v^2} \rightarrow \frac{2}{K_v^2} K_v \sqrt{h} = \frac{2}{K_v} \sqrt{h} \Big|_{h=H_0}$$

Ou seja:

$$R = \frac{2}{K_v} \sqrt{h} \rightarrow R = \frac{2}{0,0072} \sqrt{0,15} \rightarrow R = 107,6 \text{ s/m}^2$$

A capacitância C é dada pela área de seção do tanque, ou seja:

$$C = A = 0,2 \cdot 0,1 = 0,02m^2$$

Assim sendo, a função de transferência linearizada do tanque fica:

$$\frac{R}{RCs + 1} = \frac{107,6}{2,15s + 1}$$

Onde a constante de tempo é dada por:

$$\tau = R.C \rightarrow \tau = 0,02 \cdot 107,6 \rightarrow \tau = 2,15s$$

Os ganhos da bomba e do sensor foram obtidos experimentalmente, obtendo-se os valores abaixo:

$$K_p = 4 \cdot 10^{-6} \frac{m^3/s}{V}$$

$$K_i = \text{Curva do sensor} = 5V/m$$

Assim, o ganho total do processo fica sendo:

$$K = K_p R_i K_i \rightarrow K = 2,15 \cdot 10^{-3}$$

A constante de tempo vale  $\tau = 2,15 \text{ seg.}$  e o tempo morto (atraso) foi estimado em  $\theta = 0,2 \text{ s.}$

Com os valores do ganho (K), constante de tempo ( $\tau$ ) e atraso ( $\theta$ ), pode-se recorrer à tabela de Ziegler-Nichols e obter o ganho  $K_c$  e a constante  $T_i$  de ajuste do controlador PI para o processo.

Assim, obtemos:

$$K_c = 0,9 \frac{\tau}{K\theta} \rightarrow K_c = 0,9 \frac{2,15}{2,15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2} \rightarrow K_c = 4500$$

$$T_i = 3,33\theta \rightarrow T_i = 3,3 \cdot 0,2 \rightarrow T_i = 0,6$$

O resultado final com a implementação do circuito para simular a constante do processo é mostrado na figura 20.

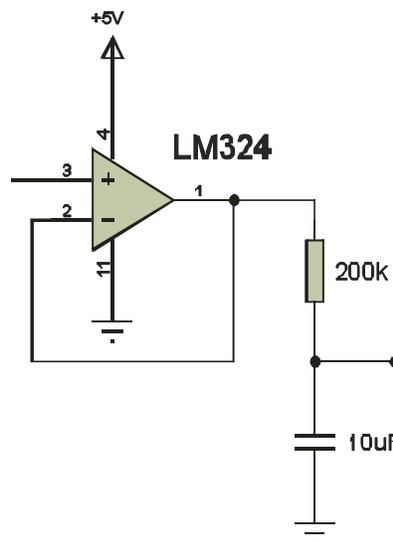


Figura 20. Circuito para simulação da função de transferência do processo

O valor de R e C escolhidos foram tais que o produto  $R \cdot C$  resultasse na mesma constante de tempo do tanque que foi de 2 segundos.

### 4.3 – Diagramado do circuito final para simulação computacional.

Após projetado o circuito para simular a constante de tempo de processo, o mesmo foi inserido no circuito do controlador digital conforme ilustra a figura 21.

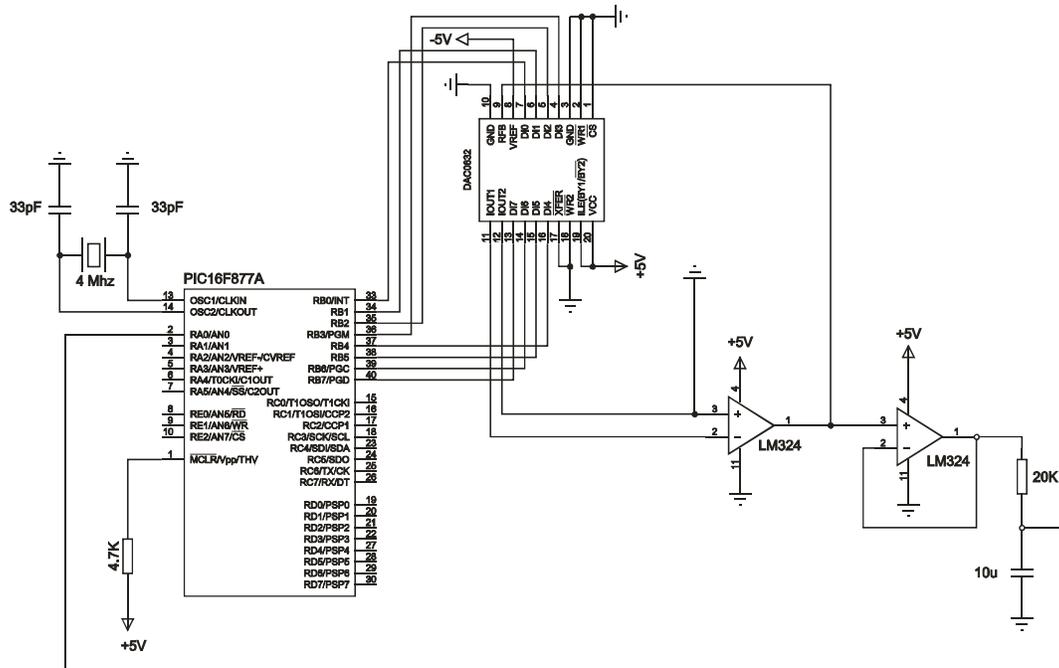


Figura 21. Diagrama final do circuito do controlador digital

### 4.4 – Implementação de software

Será apresentado a seguir duas propostas de software desenvolvidos em linguagem de programação C que implementam um controle digital de primeira ordem, sendo o primeiro com ação de controle PI, elaborado por Dogan Ibrahim e o segundo com ação de controle P, desenvolvido ao longo deste trabalho.

#### 4.4.1 - Apresentação do software com ação de controle PI por Dogan Ibrahim

```
#define DA_Write_RC0
#include <pic.h>

volatile unsigned int time_now = 0;

/* Definição das variáveis do programa */
```

```
float AD_LSB, DA_LSB, wk, Kp, T, Ti, b, pk, pk_1, ek, sk, yk, y_high, y_low;
unsigned char uk;
```

```
void Initialize_AD(void)
/* Esta função inicializa o conversor A/D em que os dados analógicos poderão
ser recebidos pelo canal AN0 do microcontrolador */
{
ADCON1 = 0x8E; /* Configura AN0 para 5V de referencia */
ADCON0 = 0x41; /* Seleciona o clock do conversor A/D */
}
```

```
void Initialize_Timer(void)
/* Esta função inicializa o timer TMR0 que através dela irá gerar um intervalo
de 10 ms */
{
T0CS = 0; /* Seleciona f/4 de clock para o TMR0 */
PSA = 0; /* Seleciona Pre-Scala */
PS0 = 1; /* Configura Pre-Scala para 64 */
PS1 = 0; /* PS2,PS1,PS0 = 101 */
PS2 = 1;
TMR0 = 100; /* carrega TMR0 = 100 */
TOIE = 1; /* Habilita interrupção de TMR0 */
TOIF = 0; /* Limpa o flag da interrupção de TMR0 */
}
```

```
void Read_AD_Input(void)
/* Esta função le os dados do conversor A/D e armazena-os na variável yk */
{
ADCON0 = 0x45; /* Habilita a conversão A/D */
while((ADCON0 & 4) != 0); /* Espera pela conversão completa */
y_high = ADRESH; /* 2 Bytes (em alta) para os dados convertidos */
y_low = ADRESL; /* Byte (em baixa) dos dados convertidos */
yk = 256.0*y_high + y_low; /* converte os dados em yk */
yk = yk*AD_LSB; /* Saída do sensor em mV */
}
```

```
void interrupt_ISR(void)
/* Rotina de interrupção do serviço. O programa "pula" a cada 10 ms */
{
TMR0 = 100; /* Recarrega o TMR0 = 100 */

/* Checa se 100 ms passou. A taxa do temporizador é 10 ms e contamos 10 interrupções
antes de implementar o algoritmo do controlador */
```

```
time_now++;
if(time_now == 10)
{
```

```

time_now = 0;
Read_AD_Input(); /* Le a entrada A/D */
ek = sk - yk; /* Calcula o termo de erro */
pk = b*ek + pk_1;
wk = Kp*ek; /* Calcula a saída */
yk = wk + pk;
yk = yk*DA_LSB;
if(yk > 255)
uk=255;
else
uk=(unsigned char)yk;
PORTB = uk;
DA_Write = 0; /* Escreve para o conversor D/A */
DA_Write = 1;

pk_1 = pk;
}
T0IF = 0; /* Re-habilita a interrupção do temporizador */
}

main(void)
/* Programa principal. O Programa principal inicializa as variáveis, o conversor
D/A, o conversor A/D, etc. e espera em loop pela interrupção do temporizador que
acontece a cada 100 ms */
{
Kp = 279.0; T = 0.1; Ti = 6.6;
b = Kp*T/Ti;
pk = 0.0; pk_1 = 0.0;
AD_LSB = 5000.0/1024.0;
DA_LSB = 256.0/5000.0;
TRISA = 1;
TRISB = 0; /* PORTB é a saída */
TRISC = 0; /* RC0 é saída */
sk = 2280.0; /* Entrada de Setpoint */
DA_Write = 1; /* Desabilita o conversor D/A */
Initialize_AD(); /* Inicializa o conversor A/D */
Initialize_Timer(); /* Inicializa a interrupção */
ei(); /* Habilita a interrupção */
for(;;); /* Wait for an interrupt */
}

```

#### **4.4.2 – Apresentação do software com ação de controle proporcional desenvolvido ao longo deste trabalho**

```

#include "16f877a.h"
#include "math24f.h"

#pragma chip PIC16F877

```

```

#define CP_off |= 0x3F71
#pragma config WDTE=off, FOSC=XT, CP_off,PWRTE=on

/*=== DEFINICOES ===*/

#define CANAL0 0x41 // entrada do canal 0
#define CANAL1 0x89 // entrada do canal 1
#define COLKEY 0xE7 // coloca RB3 e RB4 como saida

/*===VARIAVEIS GLOBAIS === */

bit GOADC @ ADCON0.2; // verifica fim conversao ADC
bit ONADC @ ADCON0.0; // liga conversor ADC

/*=== LOCAL DAS FUNCOES ===*/
/*-----*/
NOME: LeDadoAdc
FUNCAO: efetua a leitura de um ADC
ENTRADA: canal a ser lido: 0 ,1 ou 2
SAIDA: dado de 16 bits contendo o valor lido
-----*/
void LeDadoAdc(int canal )
{
    unsigned long ad; // resultado da conversao

    if( canal == 0 ) ADCON0 = CANAL0;
    if( canal == 1 ) ADCON0 = CANAL1;

// inicia conversao e espera fim
GOADC = 1;
while ( GOADC == 1 );

// leitura dos dados do conversor
// desliga ADC
ONADC = 0;
}
/*-----*/
NOME: InitPort
FUNCAO: inicializa as portas
ENTRADA: nada
SAIDA: nada
-----*/
void InitPort(void)
{
    TRISD = 0b.0000.0000; // como saida */
    TRISE = 0b.1110.1001; // pinos WR e CS como saida : I/O*/
    ADCON1 = 0b.0000.0000; // programa porta E como digital */
    TRISA = 0b.1111.1111; // porta A: RA2, RA4, RA5 como entrada */
    TRISB = 0b.0000.0000; // porta A: RA2, RA4, RA5 como entrada */
    TRISC = 0b.1110.1000; // bit RC0 e RC1 como saidas: alarme e rele
}

```

```

}

/*==== PROGRAMA PRINCIPAL ====*/

void main( void)
{
    unsigned long i,j;           // auxiliar para contador
    InitPort();                 // inicializa portas
    float sk, yk, ek, kc;

                                // sk = Valor do nivel desejado (Setpoint)
                                // yk = leitura do sensor de nível
                                // ek = calculo do erro
                                // kc = Ganho P obtido por Ziegler Nichols
    unsigned char uk;           //uk = sinal de controle
    kc = 4500;
    sk = 102.0;                 // setpoint de 2 volts

    for(;;){

        ADCON0 =0x45;
        LeDadoAdc(0);           // Le AD
        for (i=0;i<100;i++);    // faz uma pausa
        yk=ADRESH;              // Le o nivel do sensor
        ek = sk - yk;           // Calculo do erro
        uk=kc*ek;               // Calculo da saida c/ ganho P*erro
        PORTB=uk;               // Manda o sinal uk p/ o D/A
    }
}

```

## 4.5 – Simulação em ferramenta computacional

Com a finalidade de verificar o funcionamento da conversão analógica para a saída digital no conversor D/A, o circuito foi modificado conforme a figura 22, onde uma fonte de tensão foi adicionada na entrada do microcontrolador com uma tensão de 2 Volts. Verificou-se então o equivalente digital na saída do conversor D/A e a mesma tensão de 2 Volts na saída do amplificador operacional.

Logo em seguida a tensão na entrada do microcontrolador foi alterada para 2,5 Volts e o a saída do conversor D/A apresentou o equivalente digital, e na saída do amplificador operacional verificou-se 2,5 Volts conforme demonstrado na figura 23.

Vale ressaltar que a constante de tempo da planta foi alterada no circuito RC para diminuir o tempo de resposta do tanque, permitindo a visualização total no osciloscópio.

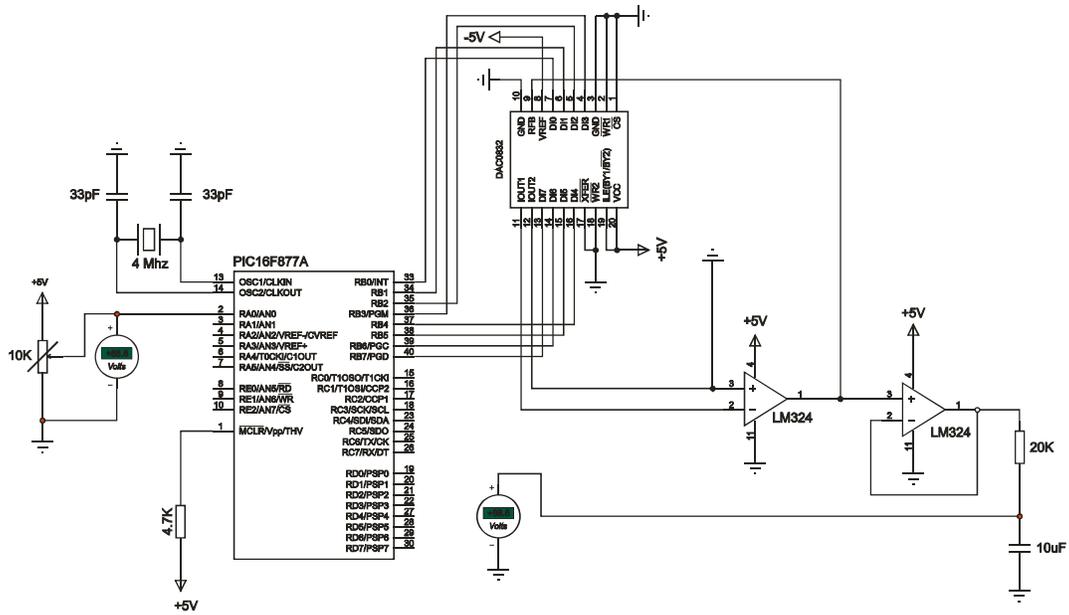


Figura 22. Circuito modificado para teste de conversão analógica/digital

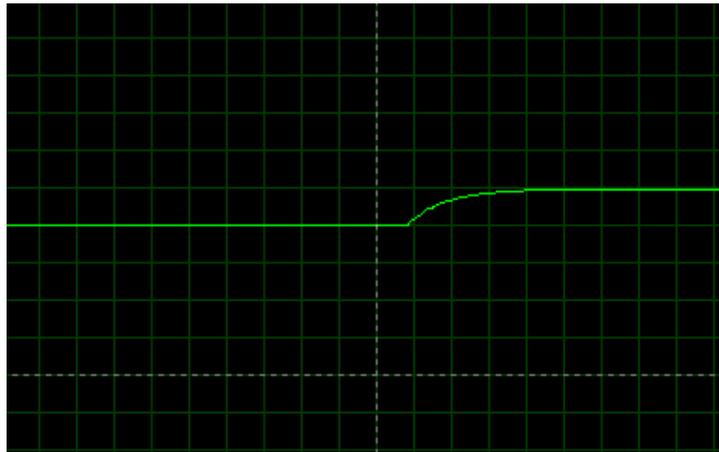


Figura 23. Resultado da simulação computacional

A simulação computacional foi executada no software Proteus do fabricante Labcenter Electronics, versão 7.2. Verificou-se uma tensão de offset na saída do amplificador operacional, sendo esta uma característica própria do componente, a qual indisponibilizou as conversões das tensões abaixo de 0,5 Volts.

O código utilizado neste procedimento é parecido com o apresentado no capítulo 4.4.2 com a seguinte alteração na função principal do programa:

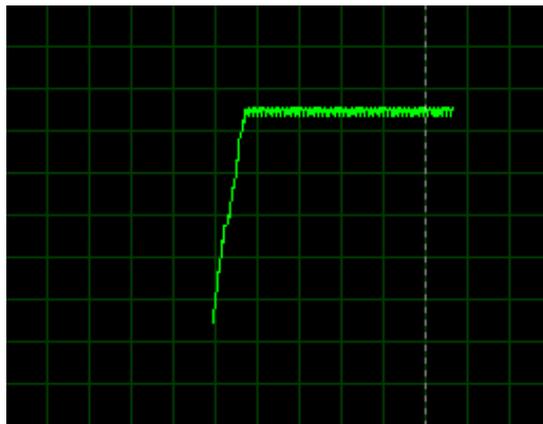
```

void main( void)
{
    unsigned long i; // auxiliar para contador
    InitPort();     // inicializa portas
    for(;;)
    {
        ADCON0 =0x45;
        LeDadoAdc(0);
        PORTB=ADRESH;
        ALARME=1;
        for(i=0; i<10000; i++);
    }
}

```

Após o procedimento descrito anteriormente para a conversão analógica/digital, o circuito final do controlador digital foi simulado, porém o mesmo apresentou resultados não satisfatórios.

Foi estabelecido no software um setpoint de 2 Volts para a planta, esperado um tempo de resposta de  $5\tau = 5 \times 2,15 = 10,75$  segundos, e o mesmo apresentou 0,5 Volts na saída do amplificador operacional e um tempo de resposta de 180ms, conforme ilustrado na figura 24.



**Figura 24. Tela de resposta do simulador computacional para o controlador digital**

A figura 24 apresenta um osciloscópio digital com 0,1V/divisão no eixo das abscissas e 200ms/divisão no eixo das ordenadas.

## 5. Considerações finais

Este trabalho demonstra a implementação de uma solução de baixo custo através da utilização de eletrônica embarcada para um sistema de controle digital de nível de reservatório.

Ressalta-se aqui, a necessidade de futuras considerações com relação ao acionamento do circuito que fornece a tensão para a bomba, pois neste projeto o circuito esta dimensionado para uma bomba que opera de zero a cinco volts.

Observou-se também um offset na saída do amplificador operacional de 0,5 Volts, sendo essa uma característica própria do componente, a qual prejudicou a conversão analógica/digital de alguns níveis de tensão.

A simulação em ambiente computacional do circuito controlador mostrou que o software desenvolvido ao longo do trabalho apresenta resultados não satisfatórios e, portanto deverá ser remodelado na extensão deste trabalho.

Outro fator que deve ser visto com a atenção é que os compiladores C voltados para a programação de microcontroladores PIC possuem sintaxe diferenciada com relação as instruções específicas do microcontrolador, e portanto o código apresentado neste trabalho pode apresentar erros de compilação se executados em outro compilador diferente do apresentado aqui.

## 6. Glossário

Wheatstone - A ponte de Wheatstone é um dispositivo elétrico usado como medidor de resistências elétricas.

Offset – Tensão de desvio como a diferença de potencial entre os terminais de entrada para anular a saída.

Setpoint – Valor alvo que um sistema de controle automático tenta alcançar.

Atuador – Elemento que atende a comandos que podem ser manuais ou automáticos.

Software – Seqüência de instruções a serem seguidas em um ambiente computacional, também conhecido como programa.

Planta – Combinação do processo e do atuador.

Memória flash – Memória que armazena dados por longos períodos sem precisar de alimentação elétrica.

Memória RAM – Memória de acesso aleatório que permite leitura e escrita.

Transdutor – Dispositivo que transforma um tipo de energia em outro, utilizando um elemento sensor que recebe os dados os transformam.

## 7. Bibliografia

IBRAHIM, Dogan.

Microcontroller based applied digital control / Dogan Ibrahim - Department of Computer Engineering Near East University, Cyprus John : Wiley & Sons, Ltd., 2006;

OGATA , Katsuhiko

Engenharia de Controle Moderno / Katsuhiko Ogata ; tradução Paulo Álvaro Maya ; revisão técnica Fabrizio Leonardi ... [et. al.]. – 4. ed. – São Paulo : Prentice Hall,2003;

TOCCI , Ronald J.

Sistemas Digitais / Princípios e Aplicações – 5 ed. – Rio de Janeiro : LTC, 1994.

PEREIRA, Fabio

Microcontroladores PIC – Programação em C / Fabio Pereira. – 7 ed. – São Paulo: Érica, 2007.

ZANCO, Wagner da Silva

Microcontroladores PIC: Técnicas de software e hardware para projetos de circuitos eletrônicos / Wagner da Silva Zanco – 1.ed. – São Paulo: Érica, 2006.

Sensores absolutos de pressão - \*Originalmente publicado na revista Saber Eletrônica - Ano 43 - Edição 413 - Junho/2007.

Disponível em <http://www.sabereletronica.com.br/secoes/leitura/320>.