

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
DEMIC UNICAMP

CONTROLADOR P I D MICROPROCESSADO

AUTOR: Mário Eduardo Bordon<sup>nº</sup> 644

ORIENTADOR: Dr. Oséas Avilez Filhot  
valente

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de " Mestre em Engenharia Elétrica ".

MAIO - 1993

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

015/7/93

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof.Dr. Oséas Valente de Avilez Filho, pela oportunidade de sua orientação, como também pela confiança e incentivo.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP - Bauru, pelas idéias e discussões e aos funcionários, pela dedicação.

Aos amigos Prof. Ivo dos Reis Fontes e Prof. Alceu Ferreira Alves, pelas contribuições ao desenvolvimento deste trabalho.

Dedico este trabalho ao meu primo Edwin, aos meus pais Mário e Geny, aos meus irmãos Maurício e Ana Paula, à minha namorada Lúcia Helena e a Deus nosso Senhor.

## RESUMO

O uso de controladores digitais tem se tornado cada vez mais abrangente em se tratando de controle de processos industriais. Neste trabalho apresenta-se um controlador PID digital simples, robusto, eficiente e que procura atender à faixa de controladores de uso geral.

A partir dos estudos realizados chegou-se a um controlador baseado na arquitetura do microcontrolador 8051, com alto desempenho e processamento simplificado, comprovados através de testes práticos e simulados, utilizando-se simuladores analógicos e digitais de processos eletrônicos, envolvendo baixa e média potência.

Uma das principais vantagens observadas neste controlador, é o tamanho reduzido do algoritmo de controle, conferindo ao mesmo características próprias, tais como: tempo de amostragem mínimo de  $150 \mu\text{s}$  e controle de processos com tempo de resposta igual ou superior a  $10 \text{ ms}$ .

O deslocamento automático da faixa de ajuste dos parâmetros do controlador em função do tempo de amostragem, é outra característica importante que dá a este controlador a flexibilidade necessária ao controle de processos industriais e de manufatura.

## ABSTRACT

The use of digital controllers have become embraced when concerning about industrial processes control. This work presents a simple, robust and efficient PID digital controller that looks for attending a general purpose controllers range.

This controller is based on the 8051 micro controllers family's. Practical and simulated tests performed with analog and digital process simulators of low and medium power electronic systems, verify its high performance and simplified processing.

One of main advantages observed in this controller is the algorithm small size, which has particular characteristics such as: minimum sampling time of 150  $\mu$ s and capability of controlling processes with response time of 10 ms, or higher.

Another important feature is the automatic shifting of controller parameters adjusting range, which gives to this controller the necessary flexibility to industrial processes and manufacturing control.

ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO</b>	<b>Pág.</b>
1.1 INTRODUÇÃO.....	(01)
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO.....	(03)
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	(06)
<b>CAPÍTULO 2 - CONTROLADOR PID</b>	<b>Pág.</b>
2.1 CONTROLADOR PID.....	(08)
2.2 AJUSTE DOS PARAMETROS DE UM CONTROLADOR PID.....	(09)
2.3 CONTROLADOR PID DIGITAL.....	(13)
2.4 DISCRETIZAÇÃO DA LEI DE CONTROLE.....	(14)
<b>CAPÍTULO 3 - ALGORÍTMO PID DIGITAL</b>	<b>Pág.</b>
3.1 PROPOSTA FUNCIONAL.....	(18)
3.2 PRECISÃO E FUNDO DE ESCALA.....	(19)
3.3 OPERAÇÕES ARITMÉTICAS.....	(20)
3.4 MEMÓRIA INTEGRAL.....	(21)
3.5 TEMPO DE AMOSTRAGEM.....	(22)
3.6 FAIXA DE AJUSTE DOS PARAMETROS.....	(23)
<b>CAPÍTULO 4 - PROJETO DO CONTROLADOR PID</b>	<b>Pág.</b>
4.1 SOFTWARE DO CONTROLADOR PID.....	(26)
4.2 HARDWARE DO CONTROLADOR PID.....	(31)

# CONTROLADOR PID MICROPROCESSADO

---

<b>CAPÍTULO 5 - SÍNTESE DO SISTEMA DE CONTROLE</b>	<b>Pág.</b>
5.1 SÍNTESE DO PROCESSO A SER CONTROLADO.....	(36)
5.2 SÍNTESE DO CONTROLADOR PID DIGITAL.....	(39)
5.3 SÍNTESE PARA OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA.....	(40)
<b>CAPÍTULO 6 - RESULTADOS OBTIDOS</b>	<b>Pág.</b>
6.1 RESULTADOS OBTIDOS EM SIMULAÇÃO.....	(44)
6.2 PRIMEIRO EXEMPLO.....	(46)
6.3 SEGUNDO EXEMPLO.....	(48)
6.4 RESULTADOS OBTIDOS NA PRÁTICA.....	(51)
6.5 PRIMEIRO EXEMPLO.....	(53)
6.6 SEGUNDO EXEMPLO.....	(60)
6.7 TERCEIRO EXEMPLO.....	(67)
<b>CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO DO TRABALHO</b>	<b>Pág.</b>
7.1 CONCLUSÃO.....	(74)
7.2 SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS.....	(75)

# CONTROLADOR PID MICROPROCESSADO

---

<b>APÊNDICE A - PROGRAMA CONTROLADOR PID</b>	<b>Pág.</b>
A.1 LISTAGEM DO PROGRAMA CONTROLADOR PID.....	(77)
A.2 VARIÁVEIS E CONSTANTES UTILIZADAS PELO PROGRAMA.....	(83)
<b>APÊNDICE B - ESQUEMAS DOS CIRCUITOS</b>	<b>Pág.</b>
B.1 CONTROLADOR PID DIGITAL.....	(84)
B.2 SIMULADOR ANALÓGICO DO PROCESSO.....	(86)
B.3 INTERFACE A/D E D/A.....	(88)
<b>APÊNDICE C - SIMULADORES DIGITAIS</b>	<b>Pág.</b>
C.1 SIMULADOR DIGITAL DO SISTEMA DE CONTROLE.....	(90)
C.2 SIMULADOR DIGITAL DO PROCESSO.....	(91)
C.3 LISTAGEM DO PROGRAMA SIMULADOR.....	(91)
<b>APÊNDICE D - CONTROLE DIGITAL DE FONTES CHAVEADAS</b>	<b>Pág.</b>
D.1 FONTES CHAVEADAS.....	(93)
D.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	(94)
<b>APÊNDICE E - REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA</b>	<b>Pág.</b>
E.1 REFERÊNCIAS.....	(96)
E.2 BIBLIOGRAFIA.....	(97)

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 2 - CONTROLADOR PID

Pág.

- Figura (01) *Diagrama vetorial do controlador PID.....*(11)  
Figura (02) *Composição física do sistema.....*(13)

CAPÍTULO 3 - ALGORITMO PID DIGITAL

Pág.

- Figura (03) *Ilustração da representação binária.....*(19)  
Figura (04) *Ilustração da rotina de multiplicação.....*(21)

CAPÍTULO 4 - PROJETO DO CONTROLADOR PID

Pág.

- Figura (05) *Diagrama em blocos do algoritmo PID.....*(27)  
Figura (06) *Hardware do controlador PID usando 8031 AH.....*(32)  
Figura (07) *Hardware do controlador PID usando 8051 AH.....*(34)  
Figura (08) *Hardware do controlador PID usando 8751 AH.....*(35)

CAPÍTULO 5 - SÍNTESE DO SISTEMA DE CONTROLE

Pág.

- Figura (09) *Diagrama em blocos do simulador analógico.....*(37)  
Figura (10) *Ação PID emulada em microcomputador.....*(40)  
Figura (11) *Ação PID sintetizada em microcomputador.....*(41)  
Figura (12) *Ação PID implementada no microcontrolador.....*(42)

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS OBTIDOS

RESULTADOS OBTIDOS EM SIMULAÇÃO

PRIMEIRO EXEMPLO	Pág.
Figura (13) <i>Simulador digital operando em malha aberta.....</i>	(45)
Figura (14) <i>Simulador digital com realimentação negativa.....</i>	(45)
Figura (15) <i>Modelo com realimentação negativa PID, <math>K_p = 1</math>.....</i>	(46)
Figura (16) <i>Sistema com realimentação negativa PID, <math>K_p = 1</math>....</i>	(47)
Figura (17) <i>Sistema com realimentação negativa PID, <math>K_p = 4</math>....</i>	(47)
SEGUNDO EXEMPLO	Pág.
Figura (18) <i>Simulador digital operando em malha aberta.....</i>	(48)
Figura (19) <i>Simulador digital com realimentação negativa.....</i>	(48)
Figura (20) <i>Modelo com realimentação negativa PID, <math>K_p = 1</math>.....</i>	(49)
Figura (21) <i>Sistema com realimentação negativa PID, <math>K_p = 1</math>....</i>	(50)
Figura (22) <i>Sistema com realimentação negativa PID, <math>K_p = 4</math>....</i>	(50)

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS OBTIDOS

RESULTADOS OBTIDOS NA PRÁTICA

PRIMEIRO EXEMPLO	Pág.
Figura (23) <i>Simulador digital operando em malha aberta.....</i>	(53)
Figura (24) <i>Simulador digital com realimentação negativa.....</i>	(53)
Figura (25) <i>Simulador analógico operando em malha aberta.....</i>	(54)
Figura (26) <i>Simulador analógico com realimentação negativa... </i>	(55)
Figura (27) <i>Sistema com realimentação negativa PID, T=10ms... </i>	(56)
Figura (28) <i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=10ms. </i>	(57)
Figura (29) <i>Sistema com realimentação negativa PID, T=20ms... </i>	(58)
Figura (30) <i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=20ms. </i>	(59)
SEGUNDO EXEMPLO	Pág.
Figura (31) <i>Simulador digital operando em malha aberta.....</i>	(60)
Figura (32) <i>Simulador digital com realimentação negativa.....</i>	(60)
Figura (33) <i>Simulador analógico operando em malha aberta.....</i>	(61)
Figura (34) <i>Simulador analógico com realimentação negativa... </i>	(62)
Figura (35) <i>Sistema com realimentação negativa PID, T=7.5ms.. </i>	(63)
Figura (36) <i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=7.5ms </i>	(64)
Figura (37) <i>Sistema com realimentação negativa PID, T=15ms... </i>	(65)
Figura (38) <i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=15ms. </i>	(66)

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS OBTIDOS

RESULTADOS OBTIDOS NA PRÁTICA

TERCEIRO EXEMPLO

Pág.

Figura (39)	<i>Simulador digital operando em malha aberta.....</i>	(67)
Figura (40)	<i>Simulador digital com realimentação negativa.....</i>	(67)
Figura (41)	<i>Simulador analógico operando em malha aberta.....</i>	(68)
Figura (42)	<i>Simulador analógico com realimentação negativa... </i>	(69)
Figura (43)	<i>Sistema com realimentação negativa PID, T=5ms....</i>	(70)
Figura (44)	<i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=5ms..</i>	(71)
Figura (45)	<i>Sistema com realimentação negativa PID, T=10ms... </i>	(72)
Figura (46)	<i>Protótipo com realimentação negativa PID, T=10ms.</i>	(73)

CAPÍTULO 7 - CONCLUSÃO DO TRABALHO

# CONTROLADOR PID MICROPROCESSADO

---

## APÊNDICE A - PROGRAMA CONTROLADOR PID

## APÊNDICE B - ESQUEMAS DOS CIRCUITOS

Pág.

- Figura (47) *Esquema elétrico do controlador PID*.....(85)  
Figura (48) *Esquema elétrico do simulador analógico*.....(87)  
Figura (49) *Esquema elétrico da interface A/D e D/A*.....(89)

## APÊNDICE C - SIMULADORES DIGITAIS

Pág.

- Figura (50) *Simulador digital do sistema de controle*.....(90)  
Figura (51) *Simulador digital do processo*.....(91)

## APÊNDICE D - CONTROLE DIGITAL DE FONTES CHAVEADAS

Pág.

- Figura (52) *Contr. PID digital + Contr. P analógico*.....(95)

## APÊNDICE E - REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA

---

## CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 INTRODUÇÃO

Os controladores do tipo PID, têm sido largamente utilizados no controle de processos industriais desde a década de 30, e sua simplicidade e popularidade levaram aos estudos realizados por ZIEGLER-NICHOLS [01], em 1942, onde foram estabelecidos os primeiros métodos de ajuste das constantes proporcional, integral e derivativa. Em 1981, estudos realizados por MARSILI-LIBERLLI [02], levaram ao ajuste ótimo dos parâmetros de um controlador PID.

Como controlador analógico, segundo MERRIT [03], o controlador do tipo PID tem acompanhado o grande avanço da teoria de controle e da tecnologia eletrônica ocorridos até 1977, incorporando mudanças em sua estrutura convencional, garantindo sua eficácia e robustez.

Com o grande avanço tecnológico ocorrido nas últimas duas décadas, os projetos na área de sistemas de controle foram direcionados aos sistemas lineares com dados amostrados, com a grande vantagem de se trabalhar com controle digital, surgindo assim a possibilidade de se implementar um controlador PID digital, utilizando as novas técnicas e dispositivos eletrônicos disponíveis.

Neste trabalho, utiliza-se a técnica digital baseada nos microcontroladores dedicados, devido aos diversos recursos disponíveis nestes dispositivos, e às facilidades apresentadas para implementação de um sistema de controle digital simples mas plenamente confiável.

---

### VANTAGENS OBTIDAS COM A TÉCNICA DIGITAL

a) Aumento de sensibilidade, onde valores de grande potência podem ser controlados por sinais de baixo nível.

b) Uso direto de transdutores digitais, aumentando a imunidade a ruídos e não-linearidades.

c) Implementação exata das leis de controle, garantindo a confiabilidade necessária aos sistemas de controle.

d) Controle simultâneo de vários sinais, através da comunicação digital local e remota.

### DESVANTAGENS OBSERVADAS COM A TÉCNICA DIGITAL

a) Aumento da complexidade e do custo dos projetos devido à mudança na representação numérica utilizada.

b) Em certas abordagens de projeto pode haver degradação da margem de estabilidade.

c) Inviabilidade de se controlar processos com constantes de tempo muito pequenas.

Esta última desvantagem revela a principal preocupação deste trabalho, que procura apresentar uma possível solução para este problema, utilizando algoritmos simplificados e com tempo de execução reduzido, mantendo as características básicas de um controlador do tipo PID.

Diversos estudos e projetos envolvendo os controladores PID, utilizando diferentes técnicas de digitalização foram realizados, como é o caso de um projeto de controlador PID digital proposto por KRIKELIS e FASSOIS [04], em 1984.

---

Sem a utilização de técnicas de auto-ajuste, um controlador tem sua aplicação restrita ao processo particular para o qual é projetado, pois na prática, o ajuste dos parâmetros de um controlador do tipo PID é baseado na experiência do operador ou em regras de ajuste, as quais procuram mais assegurar a estabilidade do processo, do que lhe impor um comportamento específico.

O primeiro trabalho voltado para os controladores adaptativos foi feito por KALMAN [05], em 1958. No entanto, somente nos anos 70 é que as teorias de controle tornaram-se adequadas e a tecnologia apropriada.

HOOPES [06], em 1983, propôs o auto-ajuste para um controlador PID com parâmetros generalizados, cancelando parte da dinâmica do sistema, de modo a este comportar-se em malha fechada como um sistema de primeira ordem.

## 1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

Uma vez definido o processo a ser controlado, o próximo passo é selecionar um controlador adequado. Um controlador proporcional seria a primeira escolha devido à sua simplicidade, pois este tipo de controlador não possui elementos dinâmicos, e a variável de controle é diretamente proporcional ao sinal de erro, que indica quanto a variável a ser controlada difere do valor de referência.

A constante de proporcionalidade deste controlador define a largura da banda proporcional. Quanto maior o valor desta constante, maior será a sensibilidade do controlador, e menor será o sinal de erro admitido pelo mesmo. O ajuste incorreto desta cons-

---

tante pode provocar um deslocamento de fase de  $180^\circ$ , tornando o sistema instável.

O controlador proporcional não é adequado às aplicações que necessitem de uma largura de banda muito elevada, e não garante erro de regime nulo. Nestes casos, um controlador que combine as ações proporcional e integral é mais recomendado, pois este tipo de controlador admite um deslocamento na banda proporcional, garantindo erro de regime nulo. O tempo de resposta da parcela integral depende da constante de integração, que deverá ser ajustada de modo a melhorar o desempenho do controlador, pois uma constante de integração muito grande pode saturar o controlador.

Uma das maneiras de melhorar a resposta a transientes é adicionar ao controle proporcional integral uma parcela dependente da taxa de variação do sinal de erro. A parcela derivativa permite ao controlador antecipar grandes variações no sinal de erro. A constante derivativa também deverá ser ajustada de modo a melhorar o desempenho do controlador, pois uma constante derivativa muito grande pode deixar o sistema instável.

Tomando-se como referência o trabalho realizado por KRIKELIS e FASSOIS [04], em 1984, onde um controlador PID digital foi projetado utilizando-se a arquitetura 8085, o programa desenvolvido para o controlador PID tinha um tempo de execução de 10 ms, que é relativamente alto, quando comparado com os resultados obtidos neste trabalho, onde o tempo de execução do algoritmo é da ordem de  $150 \mu\text{s}$ , incluindo o tempo de conversão analógico para digital, pois o conversor A/D trabalha em paralelo com o algoritmo PID.

O principal objetivo deste trabalho é desenvolver um contro-

---

lador PID digital microcontrolado de alto desempenho, no que diz respeito ao tempo de amostragem mínimo utilizado. Deste modo, procura-se utilizar um algoritmo simplificado, com tempo de execução reduzido, mantendo-se o desempenho, robustez e eficácia inerentes aos controladores PID.

Devido à sua simplicidade, o controlador PID digital desenvolvido neste trabalho possui uma série de limitações, quando comparado com os controladores desenvolvidos a partir de critérios de otimização e ajuste ótimo dos parâmetros, mas mantém um desempenho satisfatório, como pode ser observado nos resultados obtidos através de simulações digitais e testes práticos.

Além do tempo de amostragem, outra preocupação diz respeito às aplicações deste controlador. Optou-se pelo desenvolvimento de um controlador PID digital para uso geral com ajuste de parâmetros manual, dependendo do processo a ser controlado. Devido às características do algoritmo implementado, o ajuste dos parâmetros do controlador depende do tempo de amostragem selecionado pelo operador, garantindo uma larga faixa de ajuste, que confere a este controlador a flexibilidade dos controladores de uso geral.

A faixa de operação na entrada e saída deste controlador é fixa e os valores de referência para entrada e saída são mantidos no meio da faixa de operação. Deste modo, torna-se necessário utilizar circuitos auxiliares construídos a partir de amplificadores operacionais para adequar o controlador ao processo que se deseja controlar.

---

## 13 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

**CAPÍTULO 1:** Neste capítulo apresenta-se a introdução ao trabalho, com um breve levantamento histórico sobre os controladores PID e os objetivos que nortearam a realização do projeto.

**CAPÍTULO 2:** Neste capítulo discutem-se de modo abrangente os controladores PID analógicos e digitais, enfatizando-se o método de ajuste de parâmetros descrito por SHINSKEY [07]. A composição física do sistema de controle e a discretização das ações de controle proporcional, integral e derivativa, voltada para implementação de um algoritmo de controle adequado aos objetivos deste trabalho, também são assuntos discutidos neste capítulo.

**CAPÍTULO 3:** Os principais problemas enfrentados no decorrer do desenvolvimento do protótipo deste controlador PID digital microcontrolado são discutidos em detalhes neste capítulo. A precisão e o fundo de escala resultantes da representação binária em 8 bits, as operações aritméticas executadas pelo algoritmo, a memória integral limitada pela capacidade do sistema digital, o tempo de amostragem mínimo permitido, o ajuste dos parâmetros do controlador PID e o escalonamento da faixa de ajuste destes parâmetros provocado pela mudança do período de amostragem, foram os principais problemas encontrados e deram ao controlador características próprias.

**CAPÍTULO 4:** O algoritmo de controle PID elaborado neste trabalho é apresentado neste capítulo na forma de diagrama em blocos. As tarefas realizadas em cada bloco funcional são descritas em detalhes, permitindo uma melhor compreensão do algoritmo como um to-

---

do. O software do controlador PID digital é apresentado no APÊNDICE-A, escrito na linguagem Assembler do microcontrolador 8031 AH. O hardware do controlador PID digital também é discutido neste capítulo, bem como algumas variações possíveis devido aos diferentes microcontroladores que compõem a família 8051. No APÊNDICE-B apresenta-se o circuito completo do protótipo desenvolvido.

**CAPÍTULO 5:** Neste capítulo, apresenta-se a síntese do processo a ser controlado, utilizado nos testes práticos e nas simulações. Um programa simulador que executa as mesmas operações realizadas pelo algoritmo PID é utilizado neste capítulo, para implementação do sistema operando em malha fechada. Para o levantamento de resultados, consideram-se três formas diferentes para síntese de operação em malha fechada, discutidas detalhadamente neste capítulo. No APÊNDICE-C encontra-se um diagrama em blocos do programa simulador, utilizando o TUTSIM.

**CAPÍTULO 6:** Os resultados obtidos em simulação digital feita em microcomputador, utilizando o simulador digital do sistema composto pelo processo a ser controlado mais o controlador PID digital operando em malha fechada, são apresentados neste capítulo. Juntamente com os resultados obtidos através da simulação digital, apresentam-se os resultados práticos utilizando-se o simulador analógico do processo a ser controlado e o controlador PID digital microcontrolado.

**CAPÍTULO 7:** As conclusões, as sugestões para novos trabalhos a serem realizados e as possíveis aplicações deste controlador PID digital, fazem parte dos assuntos discutidos neste capítulo.

---

## CAPÍTULO 2 CONTROLADOR PID

### 2.1 CONTROLADOR PID

A combinação das ações proporcional, integral e derivativa pode melhorar consideravelmente o desempenho de um sistema no que diz respeito a determinados aspectos como: estabilidade, sobre-sinal, erro de regime, tempo de subida e tempo de acomodação.

A função de transferência de um controlador PID ideal pode ser representada pela seguinte expressão:

$$G_c(S) = K_p + K_i/S + K_d \cdot S \quad (01)$$

Onde  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  são as constantes de ajuste do controlador, representando as ações de controle proporcional, integral e derivativa, respectivamente. Reescrevendo a expressão anterior em função dos tempos de integração ( $T_i$ ) e derivação ( $T_d$ ), chega-se ao seguinte resultado:

$$G_c(S) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right] \quad (02)$$

O ajuste dos parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  pode melhorar a resposta do sistema, mas por outro lado, pode causar respostas indesejáveis. Assim, é preciso haver algum critério de ajuste desses parâmetros, e o critério utilizado neste trabalho baseia-se num método de ajuste empírico descrito por SHINSKEY [07].

Quanto à sua aplicação, o controlador PID pode, na maioria

das vezes, alcançar os objetivos de controle pré-determinados, sendo considerado como um controlador para propósitos gerais.

Outro fato que deve ser levado em consideração nos controladores PID, diz respeito à discussão existente entre o estudo do controlador PID ideal e o controlador PID real. Este último, procura adequar algumas considerações de ordem prática à teoria existente. Em controladores PID analógicos, a aplicação da ação derivativa é normalmente associada a um filtro, evitando-se valores elevados do sinal de controle quando aparecem perturbações de alta frequência, no processo que está sendo controlado. Neste caso, a ação derivativa com filtragem é dada pela seguinte expressão:

$$G_d = \left[ \frac{T_d S}{1 + \alpha T_d S} \right] \quad (03)$$

A função de transferência de um controlador PID analógico real é representada pela expressão apresentada a seguir:

$$G_c(S) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i S} + \frac{T_d S}{1 + \alpha T_d S} \right] \quad (04)$$

Os valores práticos de  $\alpha$  estão na faixa de 0.1 a 0.3 [08].

Em controladores PID digitais a utilização deste filtro pode não ser necessária, pois a discretização dos sinais, feita pelo processo de amostragem periódica, constitui-se num filtro para as altas frequências.

## 2.2 AJUSTE DOS PARÂMETROS DE UM CONTROLADOR PID

O ajuste dos parâmetros de um controlador PID, visando alcançar os objetivos finais de controle, descrito por SHINSKEY [07], define que o ponto ótimo de operação do controlador PID é aquele no qual a contribuição de fase do controlador se anula para a frequência natural do processo que está sendo controlado.

Considerando-se o comportamento dos controladores proporcional, integral e derivativo trabalhando com sinais senoidais, pode-se visualizar como este método de ajuste pode ser aplicado.

O controlador proporcional não introduz desvio de fase em um sinal senoidal do tipo:

$$x(t) = A \text{ sen}(2\pi f_0 t) \quad (05)$$

Onde  $f_0$  corresponde à frequência do sinal senoidal.

O ganho deste tipo de controlador é dado por:

$$G_p = K_p \quad (06)$$

O controlador integral introduz um desvio de fase de  $-90^\circ$ , para qualquer frequência de trabalho, e o ganho deste tipo de controlador é dado por:

$$G_i = \frac{\tau_o}{2\pi T_i} \quad (07)$$

Onde  $\tau_o$  corresponde ao período do sinal senoidal.

O controlador derivativo introduz um desvio de fase de  $+90^\circ$ , para qualquer frequência de trabalho, e o ganho deste tipo de controlador é dado por:

$$G_d = \frac{2\pi T_d}{\tau_o} \quad (08)$$

Para um controlador PID que combina as três ações de controle descritas acima (proporcional, integral e derivativa), pode-se representar o ganho total  $G_c$  como sendo o módulo do vetor resultante dos três vetores  $G_p$ ,  $G_i$  e  $G_d$ .

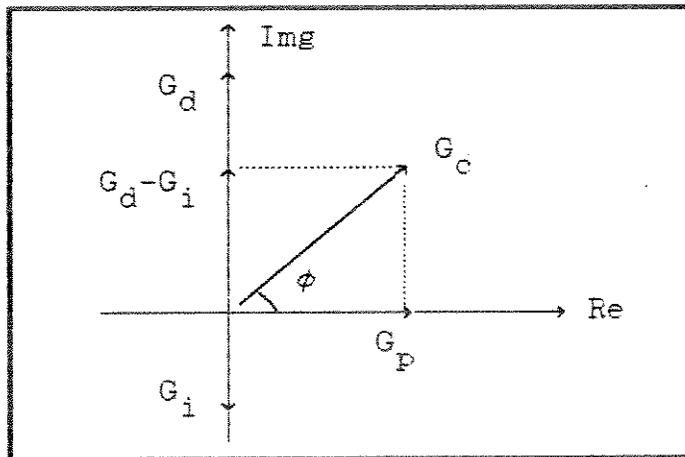


Figura (01) Diagrama vetorial do controlador PID.

O desvio de fase equivalente é representado por  $\phi$ , indicando o desvio de fase em relação ao sinal de entrada.

O ponto ótimo de operação do controlador é aquele no qual a contribuição de fase do controlador corresponde a um desvio de fase igual a zero grau. Isto ocorre quando o ganho da parcela pro-

porcional for igual ao ganho da parcela integral, ou seja:

$$\frac{\tau_o}{2\pi T_i} = \frac{2\pi T_d}{\tau_o} \quad (09)$$

$$T_i T_d = \frac{\tau_o^2}{4\pi^2} \quad (10)$$

Tomando-se por base as expressões apresentadas acima, pode-se ajustar a constante de proporcionalidade  $K_p$  e as constantes de tempo  $T_i$  e  $T_d$  de acordo com a rotina descrita por SHINSKEY [07] :

a) Com o tempo de integração máximo ( $T_i$  máximo) e tempo de derivação mínimo ( $T_d$  mínimo), perturba-se o processo e ajusta-se a constante de proporcionalidade, deixando o sistema oscilar na frequência natural.

b) Medindo o período de oscilação  $\tau_o$ , ajusta-se  $T_i$  e  $T_d$  de modo que a expressão apresentada a seguir seja satisfeita.

$$T_i = T_d = \frac{\tau_o}{2\pi} \quad (11)$$

c) Reajusta-se a constante de proporcionalidade para obter o menor tempo de resposta e o maior amortecimento possíveis.

Estes ajustes podem ser feitos a partir de uma análise do comportamento do processo a ser controlado.

Conhecendo-se as características do processo (frequência natural, tempo de acomodação, tempo de atraso e sobre-sinal), obtém-se facilmente o seu período de oscilação, calcula-se os valores de  $T_i$  e  $T_d$  e ajusta-se o valor de  $K_p$ .

### 2.3 CONTROLADOR PID DIGITAL

Uma ação de controle PID pode ser obtida na forma digital de diferentes maneiras, dependendo da análise matemática utilizada e da estratégia de implementação adotada.

A análise matemática aplicada aos sistemas de tempo discreto, é o método da transformada "z", e a estratégia de implementação é a resolução de equações de diferença. Neste trabalho, estas ferramentas não são utilizadas, pois implicariam numa série de dificuldades de ordem prática, descritas no decorrer do projeto.

A figura a seguir representa a composição física do sistema de controle utilizado, onde a variável de controle  $x(t)$  substitui a variável de controle  $G_c(t)$ , mencionada anteriormente.

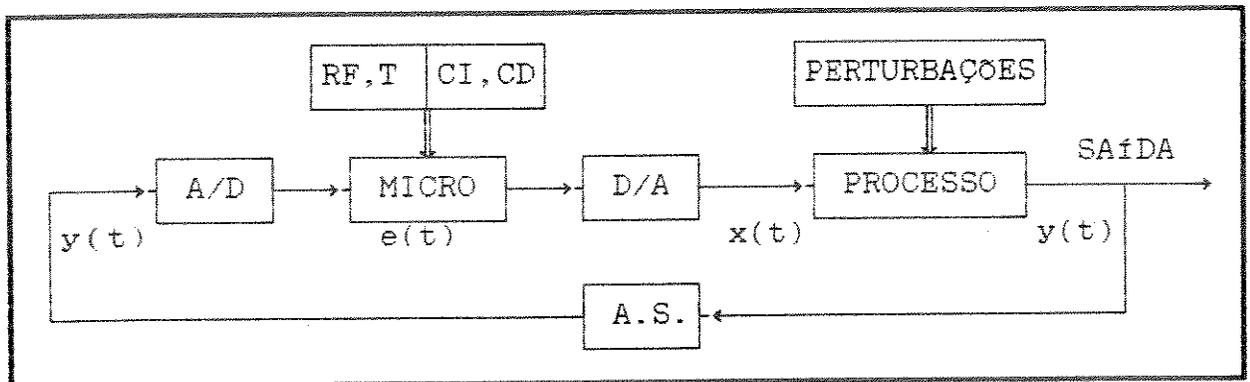


Figura (02) Composição física do sistema.

- A.S. => amostrador e segurador.
- A/D => conversor A/D e circuito de entrada.
- D/A => conversor D/A e circuito de saída.
- RF,T => valor de referência e tempo de amostragem.
- CI,CD => constante integral e constante derivativa.

MICRO => microcontrolador 8031 e algoritmo PID.  
PROCESSO => sistema genérico a ser controlado.  
PERTURBAÇÕES => interferências alheias ao processo.

A cada intervalo de tempo T (período de amostragem), a variável de saída do processo é amostrada e convertida para um valor digital que é lido pelo microcontrolador.

O microcontrolador compara o valor lido com o valor de referência e estabelece um sinal de erro, que é tratado pelo algoritmo PID. O resultado deste tratamento corresponde ao sinal de controle, que é convertido para um valor analógico, e tem a função de manter o valor da variável de saída igual ao valor de referência.

## 2.4 DISCRETIZAÇÃO DA LEI DE CONTROLE

A expressão apresentada a seguir representa as ações de controle proporcional, integral e derivativo:

$$X(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) \cdot dt + K_d \cdot [d e(t)/dt] \quad (12)$$

$X(t)$  => entrada do processo (sinal de controle).

$e(t)$  => entrada do controlador (sinal de erro).

Esta expressão pode ser discretizada de forma apropriada para elaboração do algoritmo PID, desenvolvido neste trabalho, utilizando a integração retangular e a derivação triangular [09] [10].

---

### CONTROLE PROPORCIONAL

Neste tipo de controlador o sinal de controle é diretamente proporcional ao sinal de erro, que representa o quanto a variável a ser controlada difere do valor de referência.

O controlador proporcional é caracterizado pelo pequeno tempo de resposta, quando a constante proporcional é elevada, e pela existência de um erro de regime que afeta significativamente a controlabilidade do sistema.

A expressão a seguir descreve a ação proporcional:

$$X_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (13)$$

Na forma discreta esta expressão pode ser escrita como segue:

$$X_p(KT) = K_p \cdot e(KT) \quad (14)$$

Onde  $e(KT)$  é o sinal de erro discretizado.

### CONTROLE INTEGRAL

Este tipo de controlador tem por função integrar o sinal de erro  $e$ , quando associado ao controle proporcional, garante um erro de regime nulo.

A ação integral pode ser descrita pela seguinte expressão:

$$X_i(t) = K_i \cdot [\int e(t) dt] \quad (15)$$

---

Na forma discreta, utilizando a integração retangular, esta expressão pode ser escrita como segue:

$$X_i(KT) = X_i(KT-T) + K_i(e(KT).T) \quad (16)$$

Onde  $X_i(KT-T)$  é o valor da integral acumulada.

### CONTROLE DERIVATIVO

O controle derivativo responde à taxa de variação do sinal de erro e permite ao controlador uma ação antecipativa, podendo produzir uma correção do sistema antes que o sinal de erro torne-se demasiadamente grande.

Quando adicionado ao controle proporcional, o controlador derivativo aumenta a sensibilidade do sistema.

A ação derivativa do controlador pode ser descrita pela expressão a seguir:

$$X_d(t) = K_d.(d e(t)/dt) \quad (17)$$

Na forma discreta, utilizando a derivação triangular, esta expressão pode ser escrita como segue:

$$X_d(KT) = K_d. \left[ \frac{e(KT)-e(KT-T)}{T} \right] \quad (18)$$

Onde  $e(KT-T)$  é o sinal de erro no período anterior.

CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL E DERIVATIVO

O controlador PID pode ser obtido combinando-se as três ações de controle vistas. Isoladamente, estas ações de controle apresentam uma série de problemas, mas combinadas apresentam características próprias que garantem robustez e eficiência.

O controle PID pode ser descrito pela expressão abaixo:

$$X(t) = X_p(t) + X_i(t) + X_d(t) \quad (19)$$

Na forma discreta esta expressão pode ser escrita em função dos instantes de amostragem, igualmente espaçados (KT).

$$X(KT) = X_p(KT) + X_i(KT) + X_d(KT) \quad (20)$$

Substituindo os resultados obtidos anteriormente:

$$X(KT) = K_p e(KT) + \left\{ X_i(KT-T) + K_i \left[ e(KT)T \right] \right\} + \left\{ K_d \left[ \frac{e(KT) - e(KT-T)}{T} \right] \right\} \quad (21)$$

Esta expressão descreve o tratamento dado pelo algoritmo de controle PID adotado neste projeto, e também pode ser reescrita em função de  $T_i$  e  $T_d$ .

$$X(KT) = K_p \left\{ e(KT) + \left[ X_i(KT-T) + \left( \frac{e(KT)T}{T_i} \right) \right] + \left[ T_d \left( \frac{e(KT) - e(KT-T)}{T} \right) \right] \right\} \quad (22)$$

---

## CAPÍTULO 3 ALGORÍTMO PID DIGITAL

### 3.1 PROPOSTA FUNCIONAL

Para elaboração do algoritmo PID, as ações de controle proporcional, integral e derivativa, equacionadas anteriormente, são obtidas a partir de uma série de limitações impostas pela representação binária adotada, visando o desempenho do sistema.

Entre estas limitações destacam-se as seguintes:

- a) Precisão e Fundo de Escala.
- b) Operações Aritméticas.
- c) Memória Integral.
- d) Tempo de Amostragem.
- e) Ajuste de Parâmetros.

Como o objetivo deste trabalho é desenvolver um controlador digital de alto desempenho, no que diz respeito ao tempo de execução do algoritmo, alguns parâmetros devem ser considerados.

O microcontrolador 8031 AH, utilizado no projeto, é um dispositivo eletrônico com arquitetura de 8 bits, 12 MHz, 64 Kbytes de memória de dados e 64 Kbytes de memória de programa.

Possui ainda dentro destas características gerais, uma memória ROM interna de 4 Kbytes (disponível na versão 8051 AH), uma memória RAM interna de 128 bytes, um canal de comunicação serial, dois temporizadores/contadores de 16 bits, quatro portas de I/O de 8 bits, interrupção com estrutura "nesting" e um poderoso conjunto de instruções.

Os conversores ADC 0802 e DAC 08, também possuem arquitetura

de 8 bits, e tempo de conversão A/D de 100  $\mu$ s, e tempo de conversão D/A de 80 ns, respectivamente.

Com base nestes parâmetros, optou-se pela representação em 8 bits para todas as constantes e variáveis envolvidas no algoritmo, o que trouxe uma série de limitações e características próprias ao sistema.

### 3.2 PRECISÃO E FUNDO DE ESCALA

Tomando-se como parâmetro a representação binária de apenas 8 bits, a solução mais adequada encontrada e que satisfaz o objetivo deste trabalho foi a seguinte:

Os dois bits mais significativos de cada byte são utilizados para representação inteira, e os seis bits menos significativos de cada byte são utilizados para representação decimal.

Deste modo, a precisão dos cálculos efetuados pelo algoritmo PID corresponde ao valor  $2^{-6} = (15,625 \times 10^{-3})$ , e o fundo de escala corresponde ao valor  $2^{+1} + 2^0 + 2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} + 2^{-4} + 2^{-5} + 2^{-6} = (3,984375)$ .

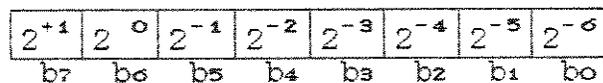


Figura (03) Ilustração da representação binária.

Considerando-se que os valores de fundo de escala dos conversores A/D e D/A sejam iguais ao valor de fundo de escala utilizado

---

no algoritmo PID, o valor gerado pelo conversor A/D satisfaz à representação utilizada no algoritmo PID, e pode ser utilizado diretamente, sem que nenhum cálculo de escalonamento seja previamente efetuado. A mesma facilidade se verifica durante a conversão D/A, o que contribui para o tempo de processamento.

### 3.3 OPERAÇÕES ARITMÉTICAS

Durante as operações aritméticas efetuadas pelo algoritmo PID vários cuidados devem ser tomados, devido à representação adotada.

As somas e subtrações podem ser efetuadas diretamente, utilizando-se as instruções do próprio microcontrolador, sem que nenhum erro seja introduzido, pois a nova representação não interfere nestas operações.

Nas multiplicações e divisões esta facilidade não ocorre, e uma rotina de multiplicação se faz necessária para que as multiplicações e divisões sejam efetuadas dentro da nova representação, e de acordo com o conjunto de instruções do microcontrolador. A solução encontrada para este problema está descrita a seguir:

Sabendo-se que no microcontrolador 8031 AH, a multiplicação envolve dois registradores (A e B), onde A é o multiplicando, B é o multiplicador e BA o resultado da operação com 16 bits, a rotina completa envolveria uma multiplicação de A por B (MUL AB), um mascaramento dos seis bits menos significativos do registrador A (ANL A,0C0H), uma operação lógica "ou" entre A e B (ORL A,B) e dois deslocamentos de 1 bit para esquerda no registrador A (RL A).

Esquemáticamente a rotina de multiplicação pode ser melhor

compreendida através da ilustração apresentada a seguir, que mostra esta rotina executada passo a passo.

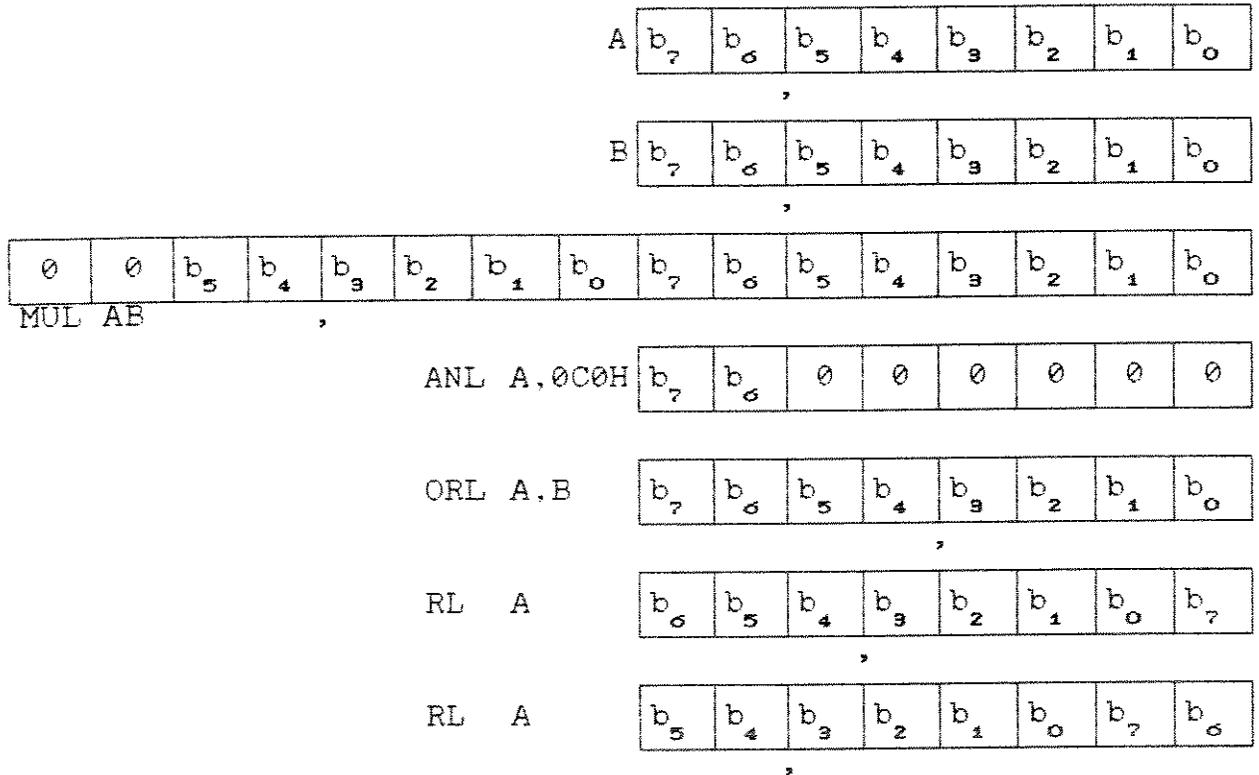


Figura (04) Ilustração da rotina de multiplicação.

### 3.4 MEMÓRIA INTEGRAL

Para implementação da lei de controle discretizada, o valor da integral acumulada é mantido em um registrador de 8 bits, que é limitado pelo valor de fundo de escala utilizado no algoritmo PID (3,984375).

Considerando-se que a constante de integração seja aplicada após o cálculo da integral do sinal de erro, verifica-se que a

---

capacidade de memória integral fica limitada em um valor muito pequeno, prejudicando o desempenho do sistema.

Para minimizar este problema, aplica-se a constante integral antes de incrementar-se o valor da memória integral. Este artifício melhora a capacidade da memória integral, mas diminui a sensibilidade do controlador, pois o valor do erro de regime tende a aumentar. Aumentando-se o valor da constante de integração pode-se melhorar o erro de regime.

### 3.5 TEMPO DE AMOSTRAGEM

Como a proposta de trabalho exige um algoritmo de alto desempenho no que diz respeito ao seu tempo de execução, o tempo mínimo gasto na execução do algoritmo é  $150 \mu\text{s}$ . Desta forma, o período de amostragem pode ser ajustado de acordo com processo, considerando normalmente 50 amostras por período de oscilação natural ( $\tau_n$ ).

Dado que o tempo de amostragem ( $T$ ) depende basicamente do tempo de processamento do algoritmo, sua ordem de grandeza ( $150 \mu\text{s}$ ), pode não ser compatível com a precisão utilizada nos cálculos efetuados pelo algoritmo PID.

Este problema pode ser evitado, combinando-se as constantes de tempo integral e derivativa ( $T_i$  e  $T_d$ ), com o tempo de amostragem. Deste modo, pode-se incluir o valor de  $T$  nos cálculos através das constantes CI e CD, utilizadas no algoritmo, mas isto acaba limitando o valor de ajuste das constantes de tempo  $T_i$  e  $T_d$ .

Elevando-se as constantes CI e CD ao quadrado, pode-se melhorar a faixa de ajuste dos parâmetros do controlador.

### 3.6 FAIXA DE AJUSTE DOS PARÂMETROS

No algoritmo PID implementado, são utilizadas as constantes CI e CD, que se relacionam com as constantes  $K_i$  e  $K_d$ , e com os tempos de integração  $T_i$  e derivação  $T_d$ , da seguinte maneira:

$$K_p = 1.0 \text{ (ajuste externo)} \quad (23)$$

$$T_i = T/(CI)^2 \quad (24)$$

$$T_d = (CD)^2.T \quad (25)$$

$$K_i = K_p/T_i \quad (26)$$

$$K_d = K_p.T_d \quad (27)$$

As constantes CI e CD aparecem elevadas ao quadrado para garantir um melhor ajuste dos parâmetros do controlador, pois a faixa de ajuste melhora sensivelmente, como pode ser observado na comparação apresentada a seguir:

a) Para CI e CD não elevadas ao quadrado.

Faixa variando de  $(1.562 \times 10^{-2})$  até  $(3.984 \times 10^0)$

b) Para CI e CD elevadas ao quadrado.

Faixa variando de  $(2.441 \times 10^{-4})$  até  $(1.587 \times 10^{+1})$

Por outro lado, quando as constantes CI e CD são elevadas ao quadrado, o tempo de execução do algoritmo aumenta em 20 %, pois duas multiplicações precisam ser executadas. Dependendo do processo a ser controlado, o tempo de amostragem pode ter maior importância do que o ajuste das constantes.

Nos testes práticos deste controlador, são utilizadas duas versões para o algoritmo PID, uma com CI e CD elevadas ao quadrado, e outra com CI e CD não elevadas ao quadrado.

Pode-se notar que o tempo de amostragem influi decisivamente nos valores de  $T_i$  e  $T_d$  e, dependendo do processo a ser controlado, o valor de T deve ser alterado de modo a permitir o ajuste correto dos parâmetros do controlador.

Apresenta-se a seguir uma análise do controlador PID digital, com as constantes CI e CD elevadas ao quadrado, destacando-se a influência do tempo de amostragem no ajuste dos parâmetros, e mostrando-se as limitações do controlador no que diz respeito à escolha do tempo de amostragem mais adequado ao processo.

a) Para  $T = 200 \mu s$  e  $K_p = 1.0$ , tem-se:

$T_i \Rightarrow$  variando de  $(8.192 \times 10^{-1})$  até  $(1.260 \times 10^{-5})$

$T_d \Rightarrow$  variando de  $(4.882 \times 10^{-8})$  até  $(3.175 \times 10^{-3})$

$K_i \Rightarrow$  variando de  $(1.220 \times 10^0)$  até  $(7.937 \times 10^{+4})$

$K_d \Rightarrow$  variando de  $(4.882 \times 10^{-8})$  até  $(3.175 \times 10^{-3})$

$$(T_i \cdot T_d)_{\text{MÁX}} = (2.601 \times 10^{-03}) \quad (28)$$

$$(T_i \cdot T_d)_{\text{MÍN}} = (6.151 \times 10^{-13}) \quad (29)$$

b) Para  $T = 500 \mu s$  e  $K_p = 1.0$ , tem-se:

$T_i \Rightarrow$  variando de  $(2.048 \times 10^0)$  até  $(3.150 \times 10^{-5})$

$T_d \Rightarrow$  variando de  $(1.220 \times 10^{-7})$  até  $(7.937 \times 10^{-3})$

$K_i \Rightarrow$  variando de  $(4.882 \times 10^{-1})$  até  $(3.175 \times 10^{+4})$

$K_d \Rightarrow$  variando de  $(1.220 \times 10^{-7})$  até  $(7.937 \times 10^{-3})$

$$(T_i \cdot T_d)_{MAX} = (1.625 \times 10^{-02}) \quad (30)$$

$$(T_i \cdot T_d)_{MIN} = (3.843 \times 10^{-12}) \quad (31)$$

c) Para  $T = 1.0 ms$  e  $K_p = 1.0$ , tem-se:

$T_i \Rightarrow$  variando de  $(4.096 \times 10^0)$  até  $(6.301 \times 10^{-5})$

$T_d \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-7})$  até  $(1.587 \times 10^{-2})$

$K_i \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-1})$  até  $(1.587 \times 10^{+4})$

$K_d \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-7})$  até  $(1.587 \times 10^{-2})$

$$(T_i \cdot T_d)_{MAX} = (6.500 \times 10^{-02}) \quad (32)$$

$$(T_i \cdot T_d)_{MIN} = (1.538 \times 10^{-11}) \quad (33)$$

d) Para  $T = 10 ms$  e  $K_p = 1.0$ , tem-se:

$T_i \Rightarrow$  variando de  $(4.096 \times 10^{+1})$  até  $(6.301 \times 10^{-4})$

$T_d \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-6})$  até  $(1.587 \times 10^{-1})$

$K_i \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-2})$  até  $(1.587 \times 10^{+3})$

$K_d \Rightarrow$  variando de  $(2.441 \times 10^{-6})$  até  $(1.587 \times 10^{-1})$

$$(T_i \cdot T_d)_{MAX} = (6.500 \times 10^{00}) \quad (34)$$

$$(T_i \cdot T_d)_{MIN} = (1.538 \times 10^{-09}) \quad (35)$$

---

## CAPÍTULO 4 PROJETO DO CONTROLADOR PID

### 4.1 SOFTWARE DO CONTROLADOR PID

O software que executa o algoritmo PID está baseado na arquitetura do microcontrolador 8031 AH, e necessita de aproximadamente 150 ciclos de máquina para sua execução. Como o tempo de processamento depende da frequência de trabalho do microcontrolador, o quadro apresentado a seguir mostra a dependência do tempo de processamento com relação à frequência de trabalho.

FREQUENCIA DE TRABALHO	8 MHz	12 MHz	16 MHz	32 MHz
TEMPO DE PROCESSAMENTO	200 $\mu$ s	150 $\mu$ s	100 $\mu$ s	50 $\mu$ s

Para frequências acima de 16 MHz, os demais componentes de hardware devem ser levados em conta, como é o caso do conversor ADC 0802 que trabalha em paralelo com o software de controle, o qual tem seu tempo de execução mínimo associado ao tempo de conversão, que não pode ser inferior a 100  $\mu$ s.

Apresenta-se a seguir o diagrama em blocos do algoritmo PID, destacando-se as partes principais do programa escrito em linguagem "assembler", cuja listagem completa encontra-se no APÊNDICE-A deste trabalho.

Neste diagrama pode-se verificar a possibilidade da ocorrência de não-linearidades, provocadas pela representação binária, quando são feitos os testes da memória integral e da variável de controle.

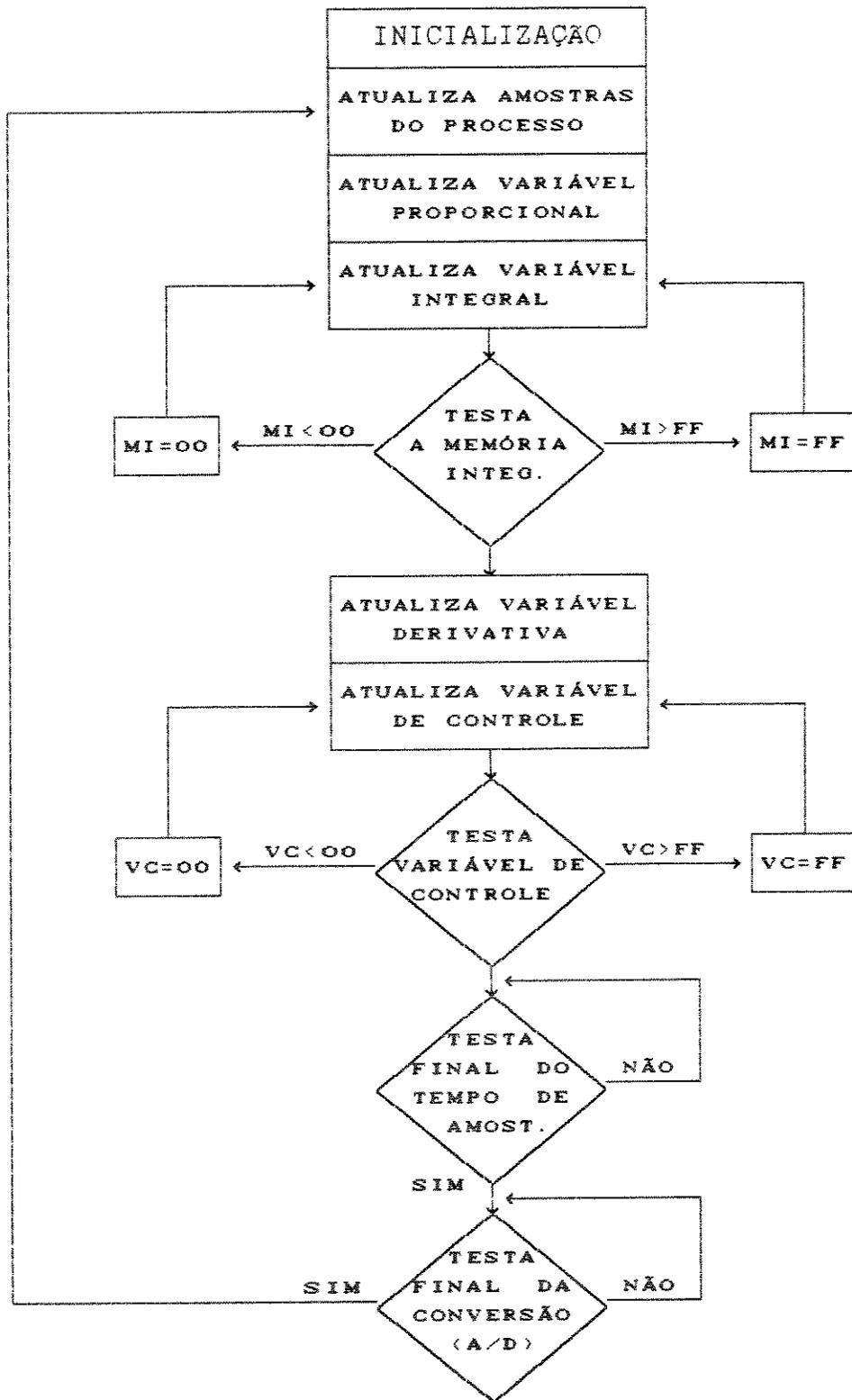


Figura (05) Diagrama em blocos do algoritmo PID.

---

A cada bloco deste diagrama está associada uma rotina, em linguagem de máquina, que executa uma série de tarefas. Uma descrição detalhada destas tarefas permite uma melhor compreensão do algoritmo PID, no que diz respeito às limitações existentes. A utilização de um microcontrolador de 16 bits pode melhorar sensivelmente o desempenho deste algoritmo.

### INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA PID

A inicialização do sistema consiste em programar o microcontrolador de modo que suas características satisfaçam às necessidades do sistema de controle implementado. Nesta etapa são inicializados os seguintes parâmetros:

- a) Vetores de tratamento das interrupções.
- b) Registros de controle das interrupções.
- c) Registros de controle dos temporizadores.
- d) Constantes utilizadas no algoritmo PID.
- e) Variáveis utilizadas no algoritmo PID.

### ATUALIZAÇÃO DAS AMOSTRAS DO PROCESSO

Durante a execução do algoritmo PID, dois registradores são utilizados, um para armazenar o valor da amostra atual e outro para armazenar o valor da amostra anterior. A cada período de amostragem estes valores são atualizados, para que um novo valor da variável de controle seja gerado.

---

### ATUALIZAÇÃO DA VARIÁVEL PROPORCIONAL

A variável proporcional é o produto do sinal de erro pela constante proporcional. O sinal de erro é a diferença entre o valor atual da variável controlada e o valor de referência, e a constante proporcional é unitária, devendo ser alterada externamente. A cada período de amostragem o sinal de erro é atualizado, e um novo valor da variável proporcional é gerado.

### ATUALIZAÇÃO DA VARIÁVEL INTEGRAL

O valor da variável integral é atualizado a cada período de amostragem, e resulta da multiplicação do sinal de erro pela constante integral. O resultado desta multiplicação é somado ou subtraído ao valor da memória integral, dependendo da polaridade do sinal de erro. O valor da variável integral depende do período de amostragem utilizado, devido às limitações da representação numérica adotada.

### VERIFICAÇÃO DA MEMÓRIA INTEGRAL

Como a capacidade da memória integral é limitada, uma rotina de erro se encarrega de verificar quando esta capacidade é ultrapassada, e mantém o valor da memória integral no seu limite máximo ou no seu limite mínimo. Quando esta rotina de erro é ativada, ocorre uma não-linearidade na variável de controle, que pode ser evitada com o ajuste correto do tempo de amostragem.

---

### ATUALIZAÇÃO DA VARIÁVEL DERIVATIVA

A variável derivativa é obtida calculando-se o incremento da variável controlada, a cada período de amostragem, e aplicando a constante derivativa. O valor deste incremento corresponde à diferença entre o valor atual e o valor anterior da variável controlada, e depende do tempo de amostragem.

### ATUALIZAÇÃO DA VARIÁVEL DE CONTROLE

Dado que a variável de controle é composta pelas três ações de controle, o seu valor pode ser calculado somando-se ou subtraindo-se os valores das variáveis proporcional, integral e derivativa, ao valor de referência. Um dos registradores do microcontrolador 8031 AH, trabalhando como um indicador de eventos, acusa se as parcelas proporcional, integral e derivativa devem ser somadas ou subtraídas, durante o cálculo da variável de controle.

### VERIFICAÇÃO DA VARIÁVEL DE CONTROLE

Da mesma forma que a memória integral, a variável de controle possui um limite máximo e um limite mínimo, que devem ser respeitados. Portanto, uma rotina de tratamento de erro deve ser utilizada para garantir estes limites e, por consequência, um ajuste correto do tempo de amostragem deve ser efetuado para evitar a ocorrência de não-linearidades, provocadas pela execução da rotina de erro.

### TESTA FINAL DO TEMPO DE AMOSTRAGEM

Dado que o final de cada período de amostragem é sinalizado por um pedido de interrupção, ocorre que, somente após esta sinalização o algoritmo será executado novamente, garantindo que a frequência de trabalho do controlador obedeça um ajuste externo, previamente estabelecido.

### TESTA FINAL DA CONVERSÃO A/D

A conversão A/D e a execução do algoritmo PID são tarefas simultâneas. A sinalização do final da conversão A/D tem prioridade sobre a sinalização do final do tempo de amostragem, garantindo a integridade das variáveis calculadas. Um novo período de amostragem só começa depois que a conversão A/D esteja concluída.

## 4.2 HARDWARE DO CONTROLADOR PID

O hardware do controlador PID digital utilizado no protótipo é baseado na arquitetura 8031 AH, mas outras estruturas apresentadas neste trabalho também podem ser utilizadas para melhorar o desempenho do sistema.

A utilização de uma arquitetura de 16 bits pode melhorar sensivelmente o controlador PID, pois as limitações discutidas anteriormente deixariam de existir. Por outro lado, o custo do controlador aumentaria consideravelmente.

O microcontrolador de 16 bits mais adequado seria da família 8096, haja visto a semelhança estrutural existente nos elementos

de hardware e software destes microcontroladores. Portanto, o algoritmo utilizado na arquitetura de 8 bits pode ser utilizado na arquitetura de 16 bits com pequenas alterações.

DESCRICÃO DO PROTÓTIPO E OUTRAS SUGESTÕES

A figura apresentada a seguir mostra genericamente o hardware do controlador PID, utilizando o microcontrolador 8031 AH.

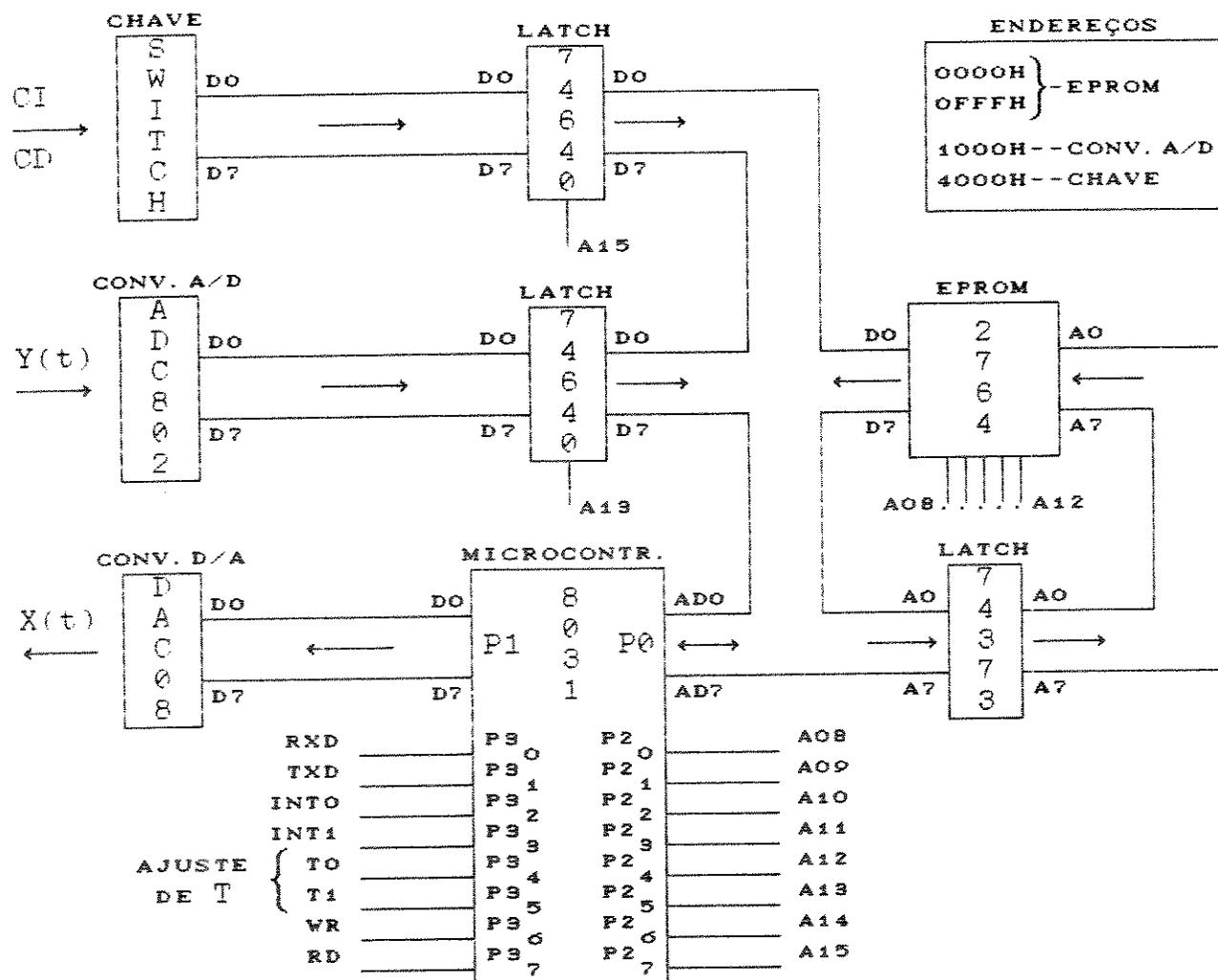


Figura (06) Hardware do controlador PID usando 8031 AH.

O conversor A/D ADC 0802 está ajustado de modo a permitir uma variação de  $0\text{ V } (00000000)_2$  a  $4\text{ V } (11111111)_2$  para a variável  $y(t)$ , que representa o sinal a ser processado. Esta faixa permite utilizar a representação numérica adotada anteriormente, mantendo-se a mesma precisão e o mesmo fundo de escala.

O conversor D/A DAC 08 também opera na faixa de  $0\text{ V}$  a  $4\text{ V}$ , o que simplifica o controlador, pois não é necessário mudar a representação numérica durante a execução do algoritmo de controle.

O microcontrolador 8031 AH não possui memória de programa interna, como o 8051 AH, que apresenta todas as funções do primeiro, mais uma memória de programa interna de 4 Kbytes, que permite a gravação do algoritmo PID e a consequente simplificação do hardware do controlador.

Com o microcontrolador 8051 AH, elimina-se a memória EPROM 2764 A e os três LATCH's 74LS640, que fazem a demultiplexação do barramento de dados/endereços, o controle de acesso ao conversor ADC 0802 e o ajuste constantes de tempo  $T_i$  e  $T_d$ , através de uma chave binária de oito bits. Nesta nova configuração de hardware todas as 4 portas de I/O do microcontrolador ficam disponíveis para o programador.

Utilizando-se o microcontrolador 8031 AH, a memória EPROM 2764 A fica sub-utilizada devido ao tamanho reduzido do programa que executa o algoritmo PID e ocupa apenas 300 bytes. Na verdade, conforme a proposta funcional, o objetivo deste trabalho é desenvolver um controlador digital de alto desempenho, no que diz respeito ao tempo de execução do algoritmo, e isto pode ser obtido utilizando-se apenas o microcontrolador 8051 AH.

Desta forma, o hardware do controlador PID fica reduzido ao microcontrolador, conversor A/D, conversor D/A e os circuitos de clock, reset, chaves e alimentação.

Dos recursos disponíveis no 8051 AH, somente a interface serial full-duplex não é utilizada. Além disso, outras atividades podem ser implementadas no algoritmo de controle, dependendo das necessidades do sistema a ser controlado. Os circuitos de proteção são sempre necessários e podem ser integrados ao microcontrolador.

A figura a seguir mostra genericamente o hardware do controlador PID, utilizando o microcontrolador 8051 AH.

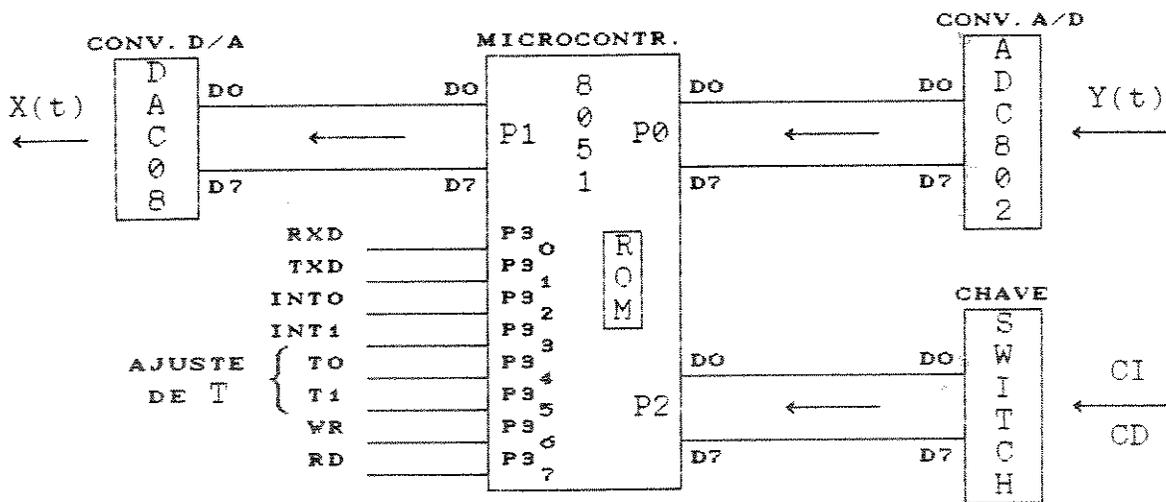


Figura (07) Hardware do controlador PID usando 8051 AH.

Uma terceira versão de microcontrolador, a 8751 AH, que também pode ser utilizada, representa uma excelente ferramenta de desenvolvimento, pois possui internamente uma EPROM de 4 Kbytes no lugar da memória ROM encontrada no microcontrolador 8051 AH. Esta memória EPROM, incorporada ao microcontrolador, pode ser apagada e

regravada inúmeras vezes, durante o desenvolvimento do algoritmo de controle.

As vantagens oferecidas com a utilização do microcontrolador 8751 AH, são as mesmas apresentadas com a utilização do microcontrolador 8051 AH, sendo que, uma vez desenvolvido o hardware e o software do controlador, basta substituir o 8751 AH pelo 8051 AH devidamente programado pelo fabricante.

A figura a seguir mostra genericamente o hardware do controlador PID, utilizando o microcontrolador 8751 AH.

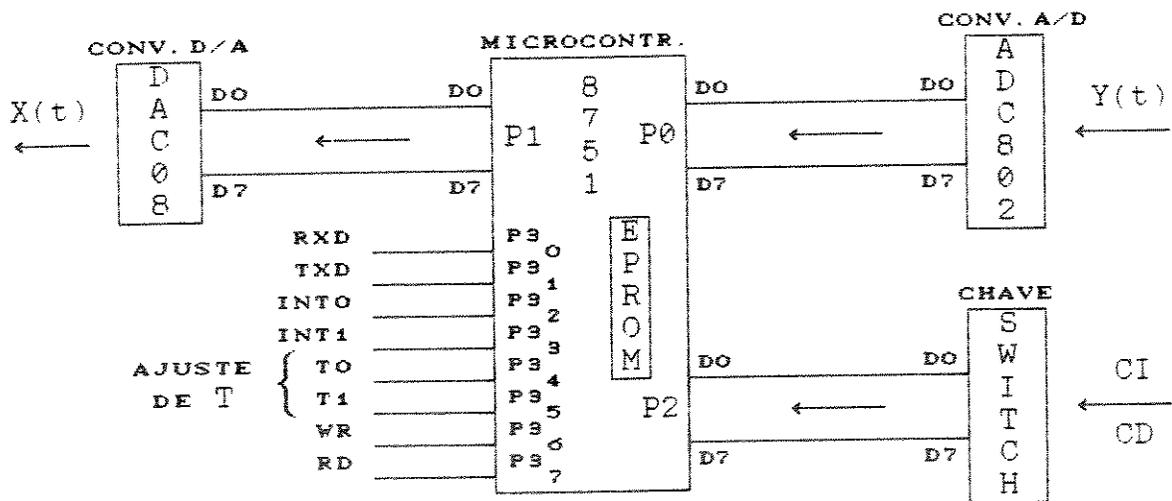


Figura (08) Hardware do controlador PID usando 8751 AH.

## CAPÍTULO 5 SÍNTESE DO SISTEMA DE CONTROLE

### 5.1 SÍNTESE DO PROCESSO A SER CONTROLADO

Para avaliar o desempenho do controlador PID digital, utiliza-se um simulador analógico implementado com amplificadores operacionais, que sintetiza a seguinte função de transferência:

$$G_p(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n.S + \omega_n^2} \quad (36)$$

A partir da expressão  $G_p(S)$ , chega-se ao seguinte resultado:

$$X(S) \left[ \omega_n^2 \right] = Y(S) \left[ S^2 + 2\zeta\omega_n.S + \omega_n^2 \right] \quad (37)$$

Para dar continuidade à síntese desta função de transferência, cria-se uma variável fictícia de saída ( $Z$ ), para obrigar que a equação diferencial característica deste processo caia no caso de funções de transferência que não possuem zeros.

$$\omega_n^2.X = \ddot{Y} + 2\zeta\omega_n.\dot{Y} + \omega_n^2.Y \quad (38)$$

$$X = \ddot{Z} + 2\zeta\omega_n.\dot{Z} + \omega_n^2.Z \quad (39)$$

$$\ddot{Z} = -2\zeta\omega_n.\dot{Z} - \omega_n^2.Z + X \quad (40)$$

$$Y = \omega_n^2.Z \quad (41)$$

Desta forma, a partir das expressões da variável de entrada  $x(t)$  e da variável de saída  $y(t)$ , obtidas em função da variável fictícia  $z(t)$ , pode-se montar uma rede de integradores, multiplicadores e somadores, que simule o circuito compreendido entre a entrada e a saída deste processo.

**SIMULADOR ANALÓGICO DO PROCESSO**

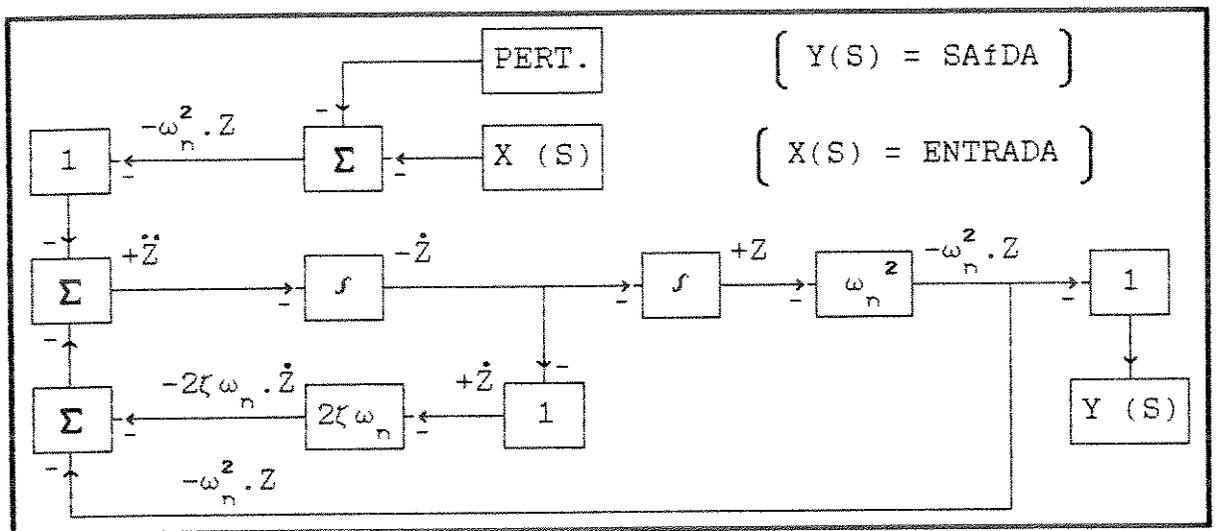


Figura (09) Diagrama em blocos do simulador analógico.

O simulador analógico implementado permite avaliar na prática o desempenho do controlador PID, mas também é interessante fazer esta avaliação utilizando-se um simulador digital implementado em microcomputador, onde diversas situações podem ser criadas com a maior facilidade, sem os problemas de ordem prática encontrados nos circuitos analógicos. Neste trabalho, o simulador analógico utilizado apresenta uma série de limitações principalmente na res-

---

posta em frequência, que impede a utilização deste simulador em processos cuja frequência natural ultrapasse os 20 rd/s.

Por outro lado, a utilização de um simulador digital de processos permite avaliar o comportamento de um processo sujeito à ação de um controlador do tipo PID, sem as limitações encontradas no simulador analógico utilizado neste trabalho.

Este simulador digital, obtido com auxílio do programa aplicativo TUTSIM, próprio para simulação digital, é composto de blocos funcionais devidamente interligados, que isoladamente executam as mesmas funções descritas pelos amplificadores operacionais do simulador analógico, e em conjunto representam a função de transferência  $G_p(S)$ .

Fazendo uma análise da resposta transitória do processo a um degrau unitário como perturbação, chega-se a uma série de curvas que representam as possibilidades de ajuste do simulador digital conforme os valores dos parâmetros utilizados, e cuja participação nas características do processo é a seguinte:

- a) O parâmetro  $\omega_n^2$  modifica a frequência natural do processo.
- b) O parâmetro  $2\zeta\omega_n$  interfere no coef. de amortecimento.

Com o simulador digital pode-se avaliar o comportamento do simulador analógico, e mostrar como o ajuste dos parâmetros interfere na resposta do processo, mas não podem-se simular situações presentes apenas em montagens práticas, como por exemplo: a precisão de ajuste dos potenciômetros, as limitações de ganho dos amplificadores operacionais e o ajuste do "off set" da tensão de entrada. Estas situações práticas limitam o valor de  $\omega_n^2$ .

---

## 5.2 SÍNTESE DO CONTROLADOR PID DIGITAL

O controlador PID digital implementado pelo algoritmo de controle e executado pelo microcontrolador 8031 AH, pode ser sintetizado em microcomputador, utilizando-se o mesmo programa aplicativo empregado na síntese do processo.

Os blocos funcionais executam isoladamente os diversos passos envolvidos nos cálculos das parcelas proporcional, integral e derivativa da mesma forma que cada uma destas parcelas é calculada no algoritmo de controle, procurando reproduzir fielmente a atuação do controlador PID. Além disso, para utilizar a mesma precisão e fundo de escala usados no algoritmo, são efetuados truncamentos no início e no final dos cálculos. Estes truncamentos procuram reproduzir os efeitos da conversão A/D e da representação numérica adotada.

O tempo de amostragem também pode ser reproduzido adotando-se um passo de simulação menor que o tempo de amostragem, e um segurador de ordem zero, que mantém o valor das variáveis durante o tempo de amostragem. O valor do passo de simulação utilizado é dez vezes menor que o tempo de amostragem.

Portanto, o controlador PID digital sintetizado em microcomputador procura acompanhar todas as características presentes no controlador real, e representa uma ferramenta de análise bastante eficiente, que permite avaliar criteriosamente o comportamento do controlador PID digital, antes de sua implementação prática, o que demanda uma série de cuidados.

### 5.3 SÍNTESE PARA OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA

Para efeito de análise de desempenho, a síntese do sistema de controle, composto pelo processo a ser controlado mais o controlador PID, pode ser obtida de três maneiras diferentes, e os resultados desta análise são apresentados no próximo capítulo.

#### AÇÃO PID EMULADA (MODELO)

Este primeiro modo de compor o sistema de controle utiliza o simulador digital do processo a ser controlado mais um bloco funcional do programa aplicativo, utilizado nas simulações, que emula uma ação de controle PID, cujas características de implementação e cálculo, são as mesmas utilizadas pelo algoritmo PID desenvolvido neste trabalho.

O conjunto, assim constituído, permite executar uma ação de controle PID, em malha fechada, e avaliar o comportamento ideal do sistema, sujeito a perturbações.

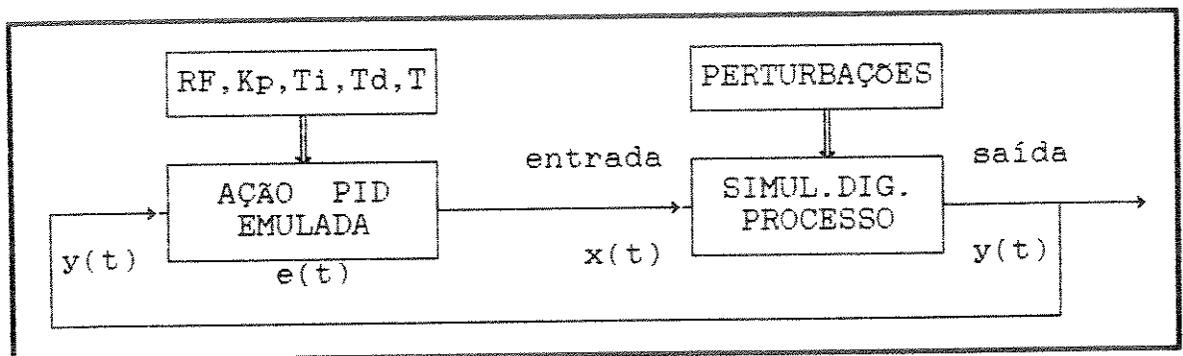


Figura (10) Ação PID emulada em microcomputador.

**AÇÃO PID SINTETIZADA (SISTEMA)**

Esta segunda forma de compor o sistema de controle utiliza o simulador digital do processo mais o controlador PID sintetizado em microcomputador, com auxílio do programa aplicativo utilizado nas simulações, reproduzindo a atuação do controlador PID.

O conjunto assim constituído permite executar uma ação de controle PID em malha fechada, e avaliar o comportamento real do sistema sujeito a perturbações, além de comparar os resultados obtidos com uma ação PID emulada, que representa o sistema de controle na sua forma ideal e contínua no tempo afetado apenas pelo passo de simulação. O sistema de controle com ação PID sintetizada representa o sistema de controle na sua forma real e discretizada, mostrando os efeitos da digitalização e da representação numérica utilizada.

A frequência natural do processo, utilizando-se o simulador digital, não é um fator limitante e pode-se avaliar o desempenho do controlador PID atuando no seu limite de frequência.

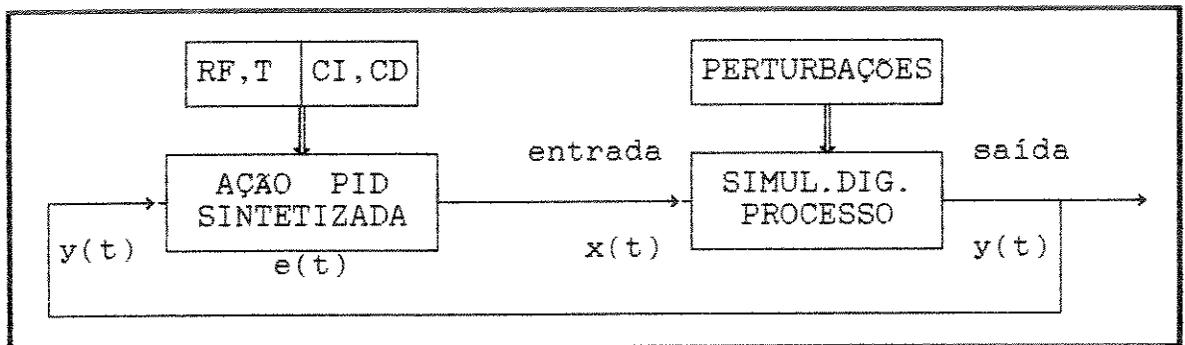


Figura (11) Ação PID sintetizada em microcomputador.

**AÇÃO PID IMPLEMENTADA (PROTÓTIPO)**

Esta terceira maneira de compor o sistema de controle utiliza o simulador analógico do processo a ser controlado, mais o controlador PID implementado com o microcontrolador 8031 AH, que executa o algoritmo PID desenvolvido neste trabalho.

O conjunto assim constituído permite executar uma ação de controle PID em malha fechada, e avaliar o comportamento prático do sistema sujeito a um degrau unitário como perturbação, além de comparar os resultados ideais e reais obtidos nas simulações com os resultados práticos obtidos com o protótipo.

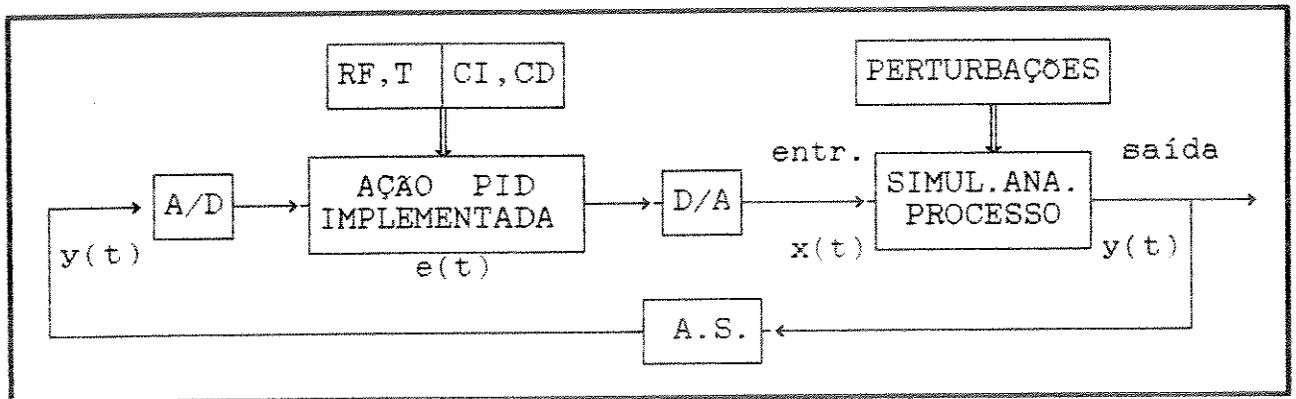


Figura (12) Ação PID implementada no microcontrolador.

Esta última forma de implementação diz respeito à montagem de um protótipo do sistema, dando prioridade ao controlador PID, composto pelo microcontrolador (8031 AH), uma memória EPROM (2764 A), um conversor A/D (ADC 0802), um conversor D/A (DAC 08) e demais componentes. Uma descrição detalhada do software e do hardware utilizados no protótipo encontram-se no APÊNDICE-A e no APÊN-

---

DICE-B, respectivamente.

O simulador analógico implementado é bastante simples, sendo composto basicamente por amplificadores operacionais do tipo LM 348 e LF 353, apresentando uma resposta em frequência relativamente pobre, quando comparada com a resposta em frequência do controlador PID.

A implementação de um simulador analógico mais adequado pode ser interessante para uma avaliação mais detalhada do sistema, no que diz respeito à otimização da ação de controle PID, a partir de algoritmos recursivos, procurando obter o ajuste automático dos parâmetros do controlador.

Como a proposta deste trabalho se limita ao desenvolvimento de um algoritmo PID de alto desempenho com relação ao seu tempo de execução, procurou-se simplificar o projeto do simulador analógico, haja visto que o simulador digital mais o controlador PID, sintetizados em microcomputador, permitem avaliar satisfatoriamente o desempenho do sistema.

No próximo capítulo, os resultados obtidos nas simulações e nos testes práticos, utilizando-se as três diferentes maneiras de síntese para operação em malha fechada, são apresentados. Posteriormente, as conclusões tiradas a partir destes resultados, bem como as sugestões para melhorar o desempenho do controlador e as propostas de novos trabalhos a serem realizados, também serão comentadas detalhadamente.

---

## CAPÍTULO 6 RESULTADOS OBTIDOS

### 6.1 RESULTADOS OBTIDOS EM SIMULAÇÃO

Apresentam-se a seguir os resultados obtidos com a simulação digital em microcomputador, utilizando-se o simulador digital do processo, sujeito a um degrau unitário como perturbação.

Para efeito de simulação do sistema composto pelo simulador digital do processo mais o controlador PID, operando em malha fechada, dois métodos diferentes são empregados:

O primeiro utiliza um bloco funcional que emula uma ação PID de uso geral, e o segundo utiliza um conjunto de blocos funcionais que sintetiza, no microcomputador, o controlador PID implementado com base na arquitetura do microcontrolador 8031 AH.

No primeiro exemplo, na etapa de ajuste do processo é utilizada uma frequência natural ( $\omega_n = 250$  rd/s) que corresponde à um ajuste no controlador PID, de modo a realizar-se em média 50 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 25$  ms), utilizando-se um tempo de amostragem ( $T = 500$   $\mu$ s).

No segundo exemplo, na etapa de ajuste do processo é utilizada uma frequência natural ( $\omega_n = 125$  rd/s) que corresponde à um ajuste no controlador PID, de modo a realizar-se em média 50 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 50$  ms), utilizando-se um tempo de amostragem ( $T = 1000$   $\mu$ s).

A taxa de amortecimento utilizada no primeiro exemplo vale ( $\zeta = 0.25$  s), e no segundo, ( $\zeta = 0.10$  s).

6.2 PRIMEIRO EXEMPLO

AJUSTE DO PROCESSO:  $(\omega_n^2 = 62500)$   $(2\zeta\omega_n = 125)$

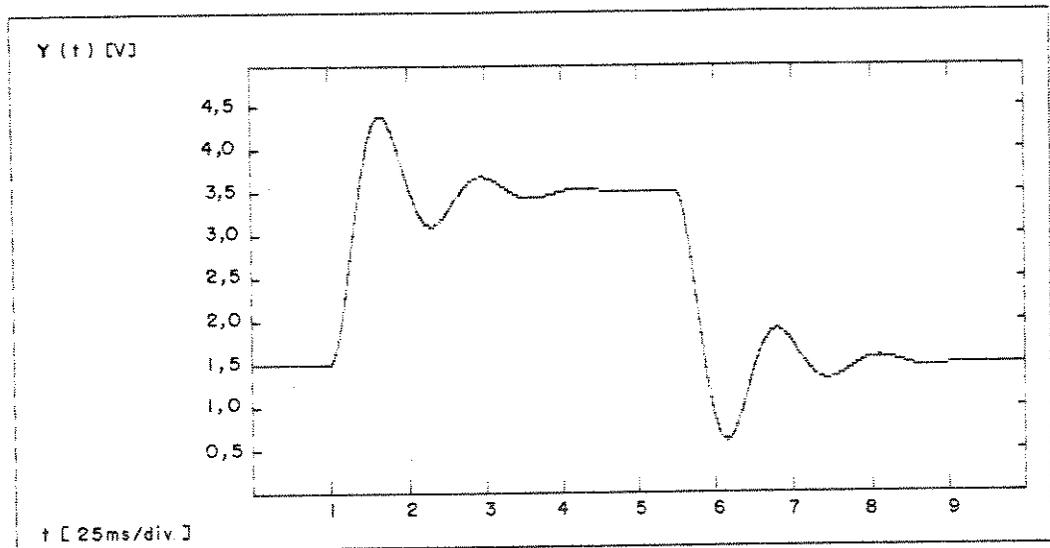


Figura (13) *Simulador digital operando em malha aberta.*

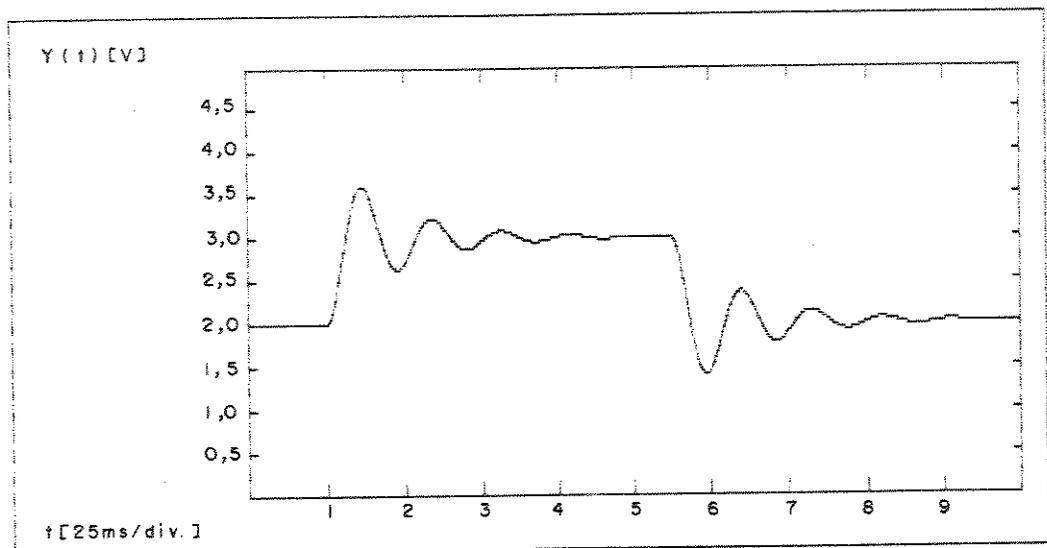


Figura (14) *Simulador digital com realimentação negativa.*

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 500 \mu s$ )

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 25 \text{ ms}$ ), tem-se:

$$T_i \cdot T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2} \quad T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

Portanto:  $T_i \cdot T_d \approx 16 \times 10^{-6}$  e  $T_i = T_d = 4 \text{ ms}$

CONSIDERANDO: ( $K_p = 1$ )

$$K_i = K_p / T_i = 250$$

$$K_d = K_p \cdot T_d = 0.004$$

$$CI = (T/T_i)^{1/2}$$

$$CD = (T_d/T)^{1/2}$$

$$CI = 3.4375 \times 10^{-1}$$

$$CD = 2.8125 \times 10^0$$

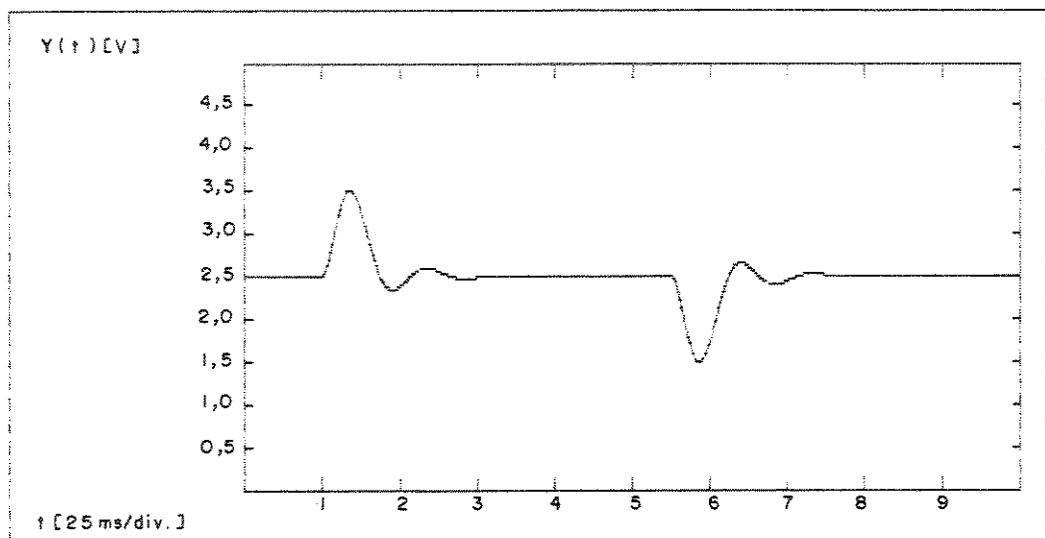


Figura (15) Modelo com realimentação negativa PID,  $K_p = 1$ .

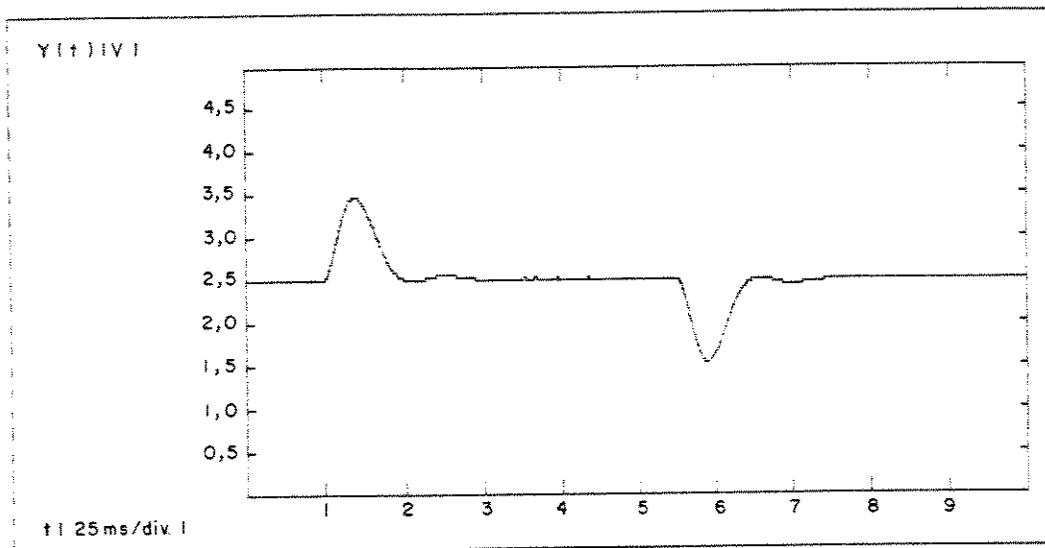


Figura (16) Sistema com realimentação negativa PID,  $K_p = 1$ .

CONSIDERANDO: ( $K_p = 4$ )

$$K_i = K_p / T_i = 1000$$

$$K_d = K_p \cdot T_d = 0.016$$

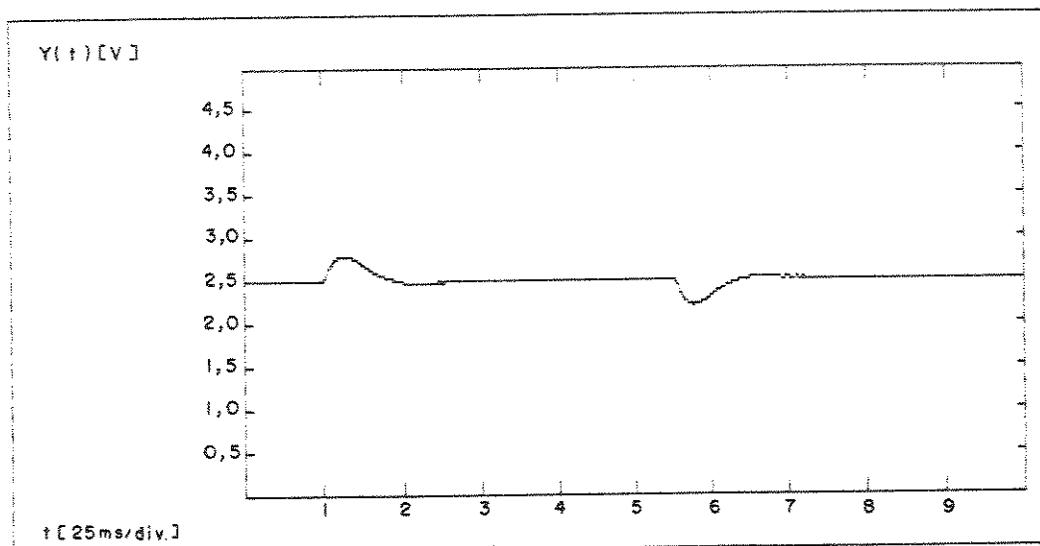


Figura (17) Sistema com realimentação negativa PID,  $K_p = 4$ .

6.3 SEGUNDO EXEMPLO

AJUSTE DO PROCESSO:  $(\omega_n^2 = 15625)$   $(2\zeta\omega_n = 25)$

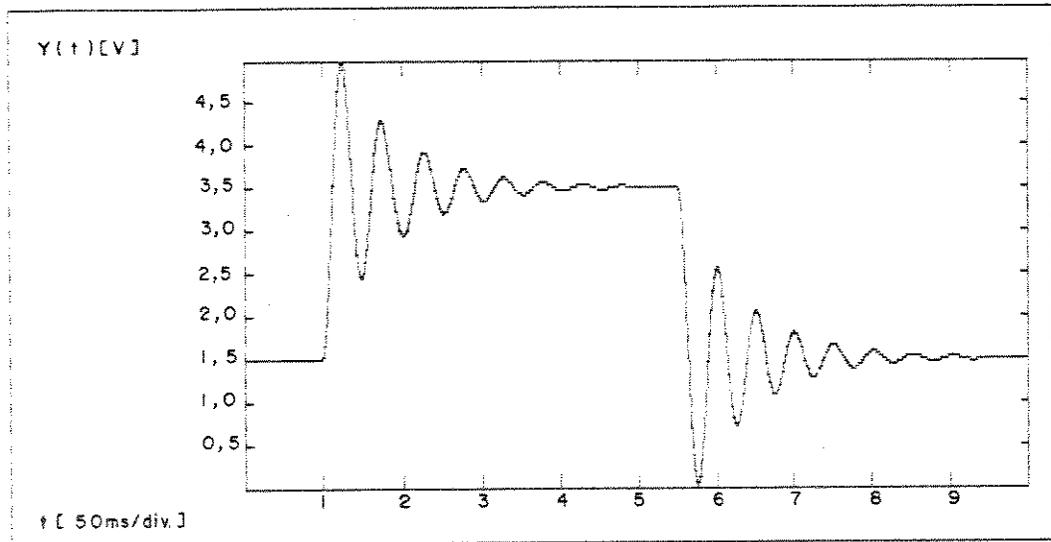


Figura (18) *Simulador digital operando em malha aberta.*

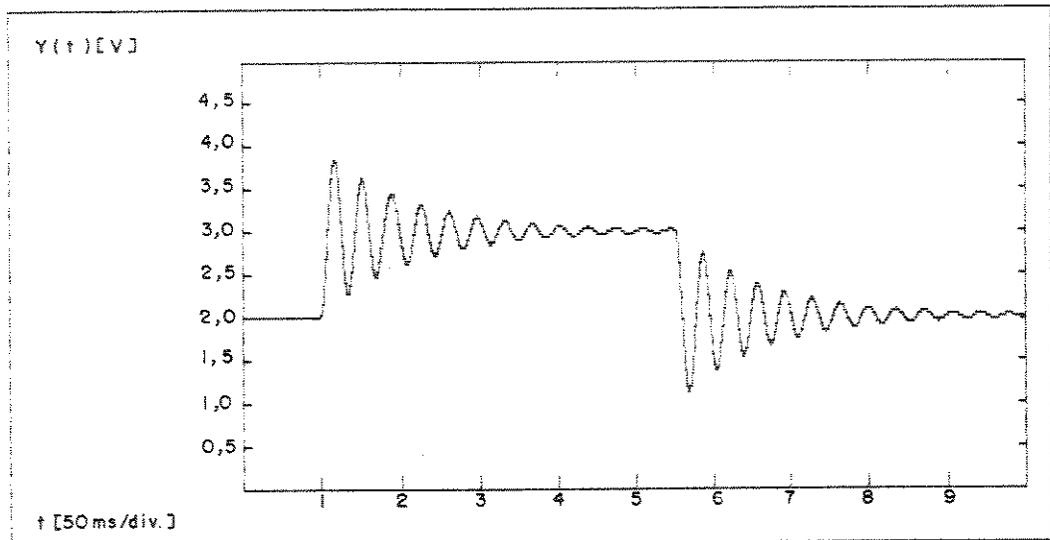


Figura (19) *Simulador digital com realimentação negativa.*

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 1000 \mu\text{s}$ )

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 50 \text{ ms}$ ), tem-se:

$$T_i \cdot T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2} \quad T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

Portanto:  $T_i \cdot T_d \simeq 64 \times 10^{-6}$  e  $T_i = T_d = 8 \text{ ms}$

CONSIDERANDO: ( $K_p = 1$ )

$$K_i = K_p / T_i = 125$$

$$K_d = K_p \cdot T_d = 0.008$$

$$CI = (T/T_i)^{1/2}$$

$$CD = (T_d/T)^{1/2}$$

$$CI = 3.4375 \times 10^{-1}$$

$$CD = 2.8125 \times 10^0$$

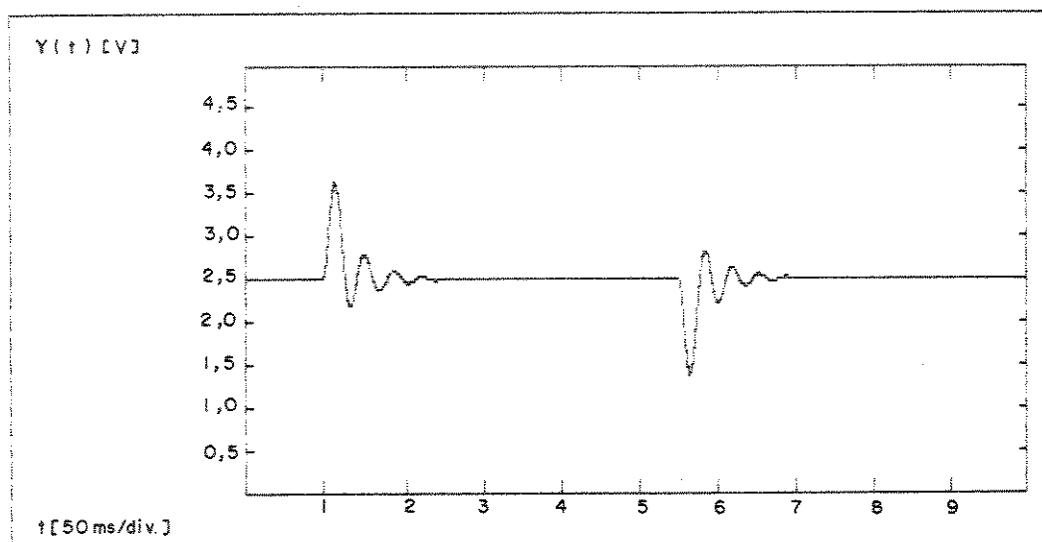


Figura (20) Modelo com realimentação negativa PID,  $K_p = 1$ .

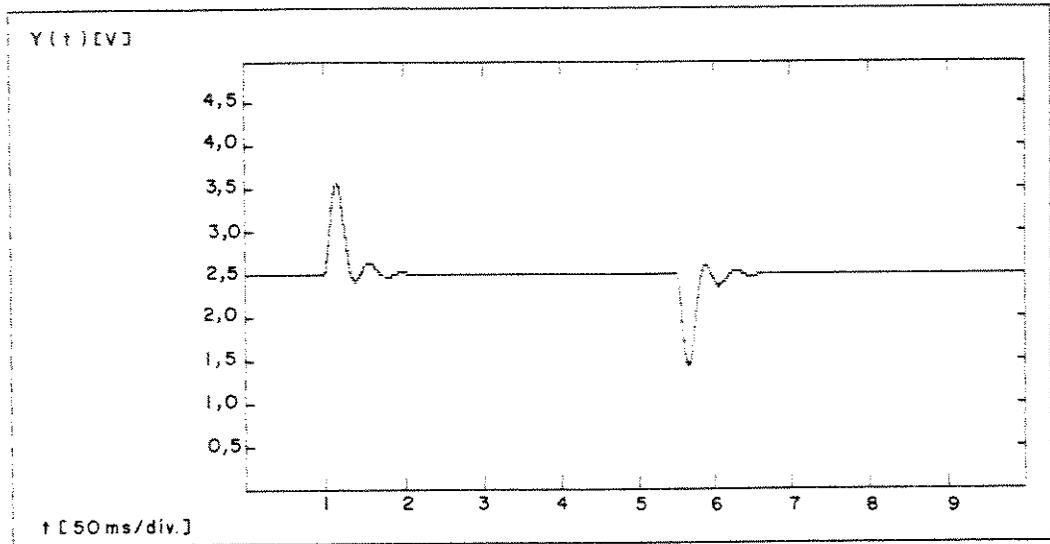


Figura (21) Sistema com realimentação negativa PID,  $K_p = 1$ .

CONSIDERANDO: ( $K_p = 4$ )

$$K_i = K_p / T_i = 500$$

$$K_d = K_p \cdot T_d = 0.032$$

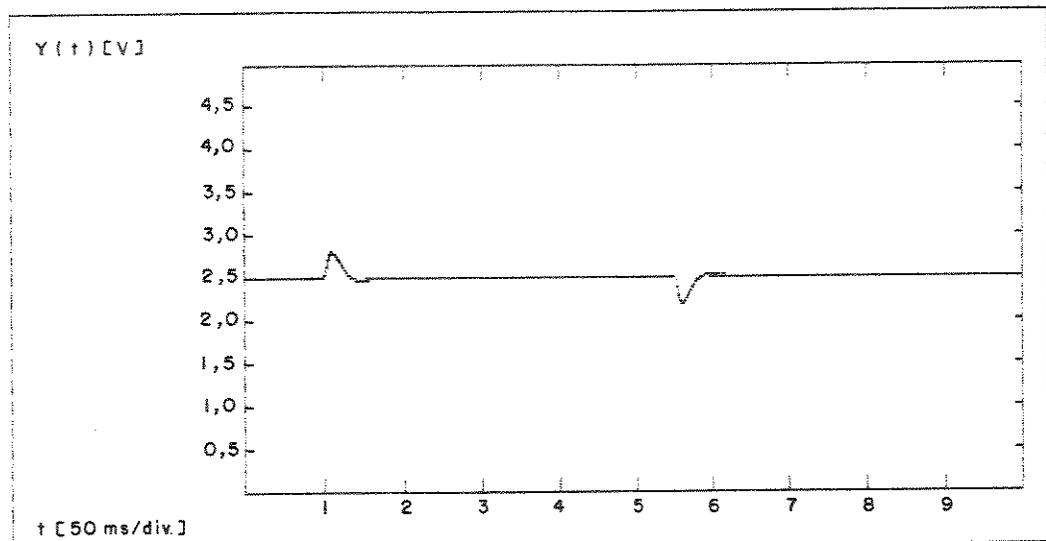


Figura (22) Sistema com realimentação negativa PID,  $K_p = 4$ .

## 6.4 RESULTADOS OBTIDOS NA PRÁTICA

Apresentam-se a seguir os resultados obtidos na prática utilizando-se um traçador X-Y e o protótipo desenvolvido neste trabalho. Estes resultados práticos podem ser comparados com os resultados teóricos obtidos com a simulação em microcomputador.

No primeiro exemplo, na etapa de ajuste do processo é utilizada uma frequência natural ( $\omega_n = 10$  rd/s), que corresponde a um ajuste no controlador PID, de modo a realizar-se em média, 62 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 628$  ms), utilizando-se um tempo de amostragem de ( $T = 10.0$  ms), no algoritmo PID com as constantes CI e CD elevadas ao quadrado, e um tempo de amostragem de ( $T = 20.0$  ms), no algoritmo PID com as constantes CI e CD não elevadas ao quadrado, de modo a realizar-se em média, 31 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 628$  ms).

No segundo exemplo, na etapa de ajuste do processo é utilizada uma frequência natural ( $\omega_n = 15$  rd/s), que corresponde a um ajuste no controlador PID, de modo a realizar-se em média, 56 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 420$  ms), utilizando-se um tempo de amostragem de ( $T = 7.5$  ms), no algoritmo PID com as constantes CI e CD elevadas ao quadrado, e um tempo de amostragem de ( $T = 15.0$  ms), no algoritmo PID com as constantes CI e CD não elevadas ao quadrado, de modo a realizar-se em média, 28 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 420$  ms).

---

No terceiro exemplo, na etapa de ajuste do processo é utilizada uma frequência natural ( $\omega_n = 20 \text{ rd/s}$ ), que corresponde a um ajuste no controlador PID, de modo a realizar-se em média, 62 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 314 \text{ ms}$ ), utilizando-se um tempo de amostragem de ( $T = 5.0 \text{ ms}$ ), no algoritmo PID com as constantes CI e CD elevadas ao quadrado, e um tempo de amostragem de ( $T = 10 \text{ ms}$ ), no algoritmo PID com as constantes CI e CD não elevadas ao quadrado, de modo a realizar-se em média, 31 amostras por período de oscilação do processo ( $\tau_n = 314 \text{ ms}$ ).

Nos três exemplos apresentados a seguir, para cada resultado obtido com a simulação digital em microcomputador, apresenta-se o respectivo resultado obtido com o teste prático realizado com o protótipo, permitindo que uma análise comparativa possa ser realizada facilmente.

Nestes exemplos não foram efetuadas variações na constante proporcional ( $K_p$ ), sendo que o valor da mesma foi mantido ( $K_p = 1.0$ ), durante todos os testes realizados. A nível de protótipo, não é possível e nem é interessante, ajustar o valor desta constante no próprio algoritmo, pois a representação binária seria comprometida.

Deste modo, o ajuste desta constante deve ser feito a partir de circuitos externos, utilizando-se amplificadores operacionais. Os mesmos circuitos externos usados para equalizar a variável controlada e a variável de controle, podem realizar o ajuste do ganho proporcional mais adequado ao sistema.

6.5 PRIMEIRO EXEMPLO

AJUSTE DO PROCESSO:  $(\omega_n^2 = 100)$   $(2\zeta\omega_n = 3)$

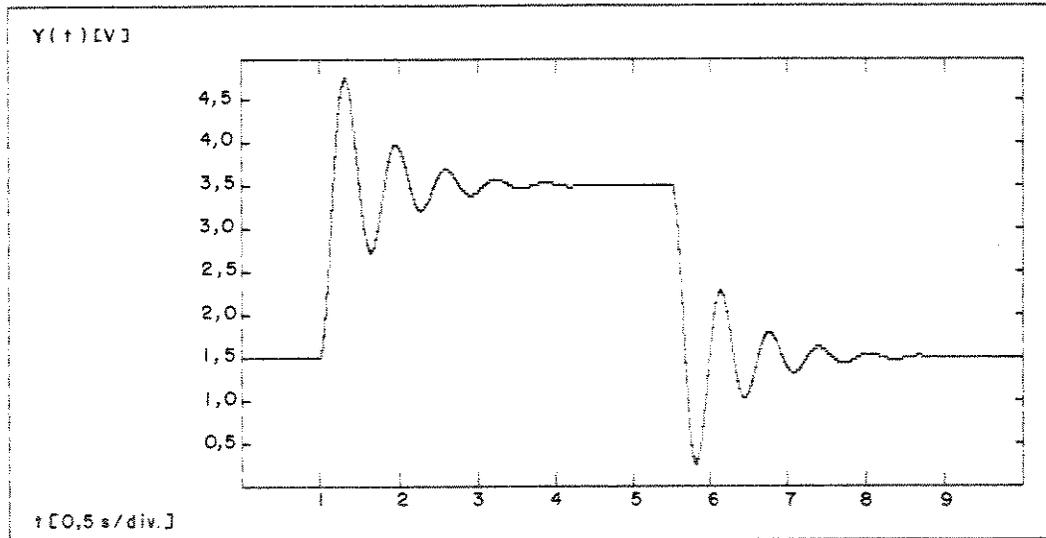


Figura (23) *Simulador digital operando em malha aberta.*

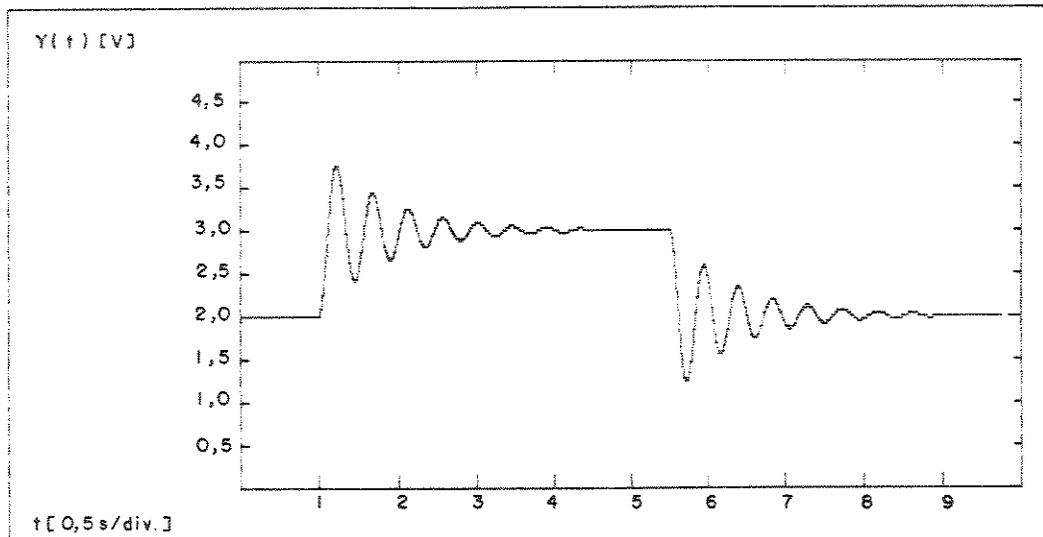


Figura (24) *Simulador digital com realimentação negativa.*

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 10 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15)$$

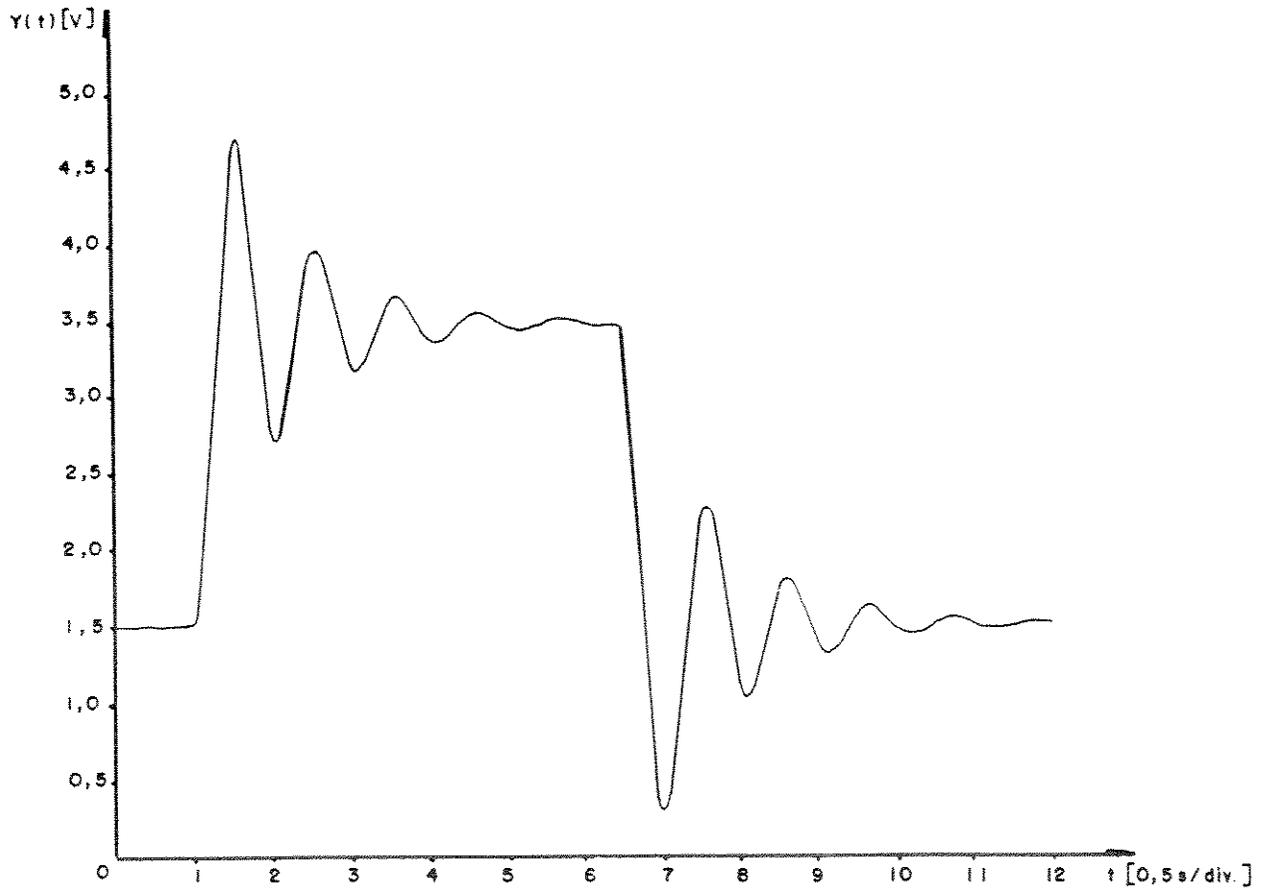


Figura (25) Simulador analógico operando em malha aberta.

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$(\omega_n = 10 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15)$

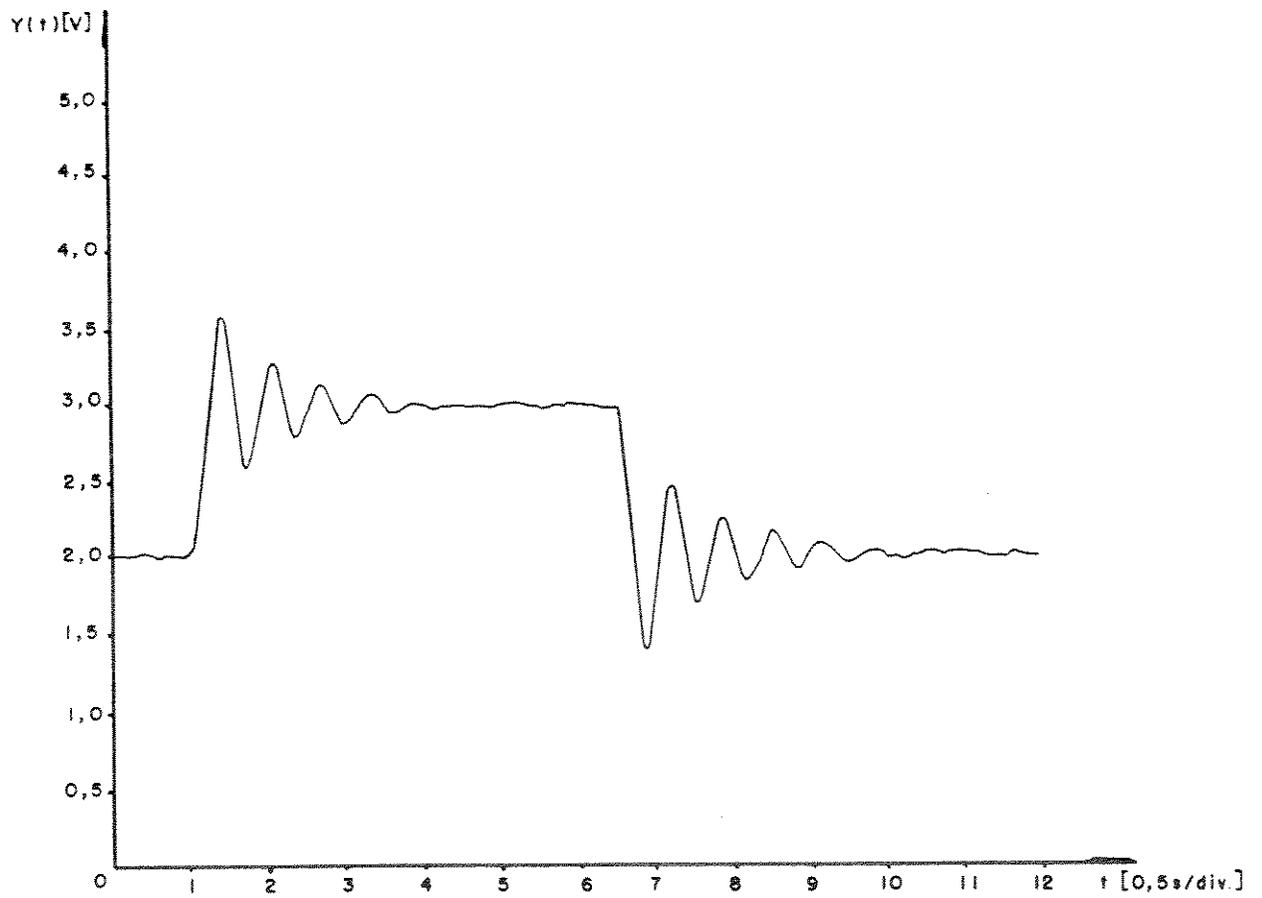


Figura (26) Simulador analógico com realimentação negativa.

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 10 \text{ ms}$ ) e ( $K_P = 1$ )

$$CI = 0.375 \Rightarrow (18)_{16}$$

$$CD = 3.000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI)^2 = 0.0711 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD)^2 = 0.0900 \text{ s}$$

$$T_i \cdot T_d = 0.0064 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.628 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i \cdot T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2}$$

$$T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i \cdot T_d \approx 0.01 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i = T_d = 0.10 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

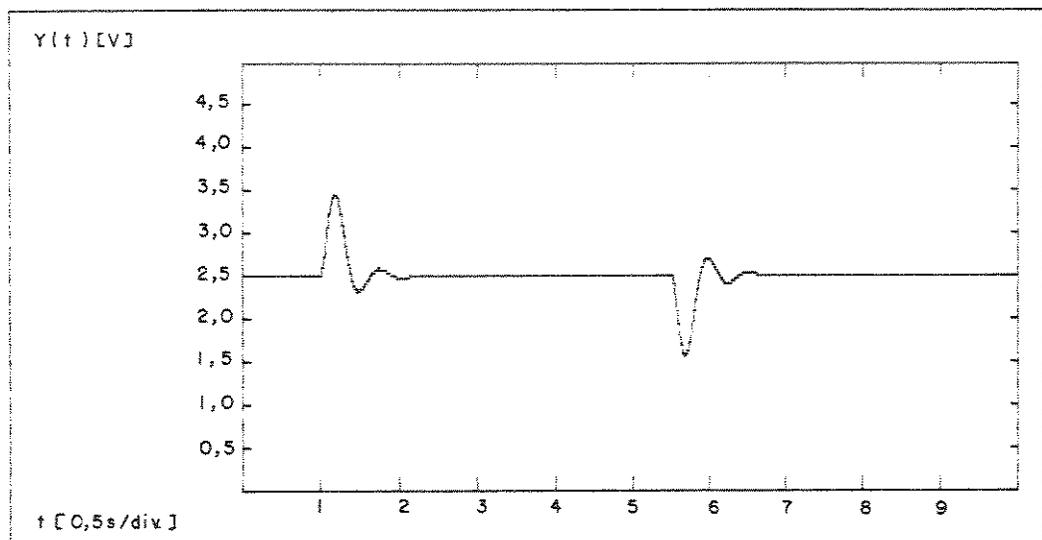


Figura (27) Sistema com realimentação negativa PID,  $T=10\text{ms}$ .

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$(\omega_n = 10 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15) \quad (T = 10 \text{ ms})$

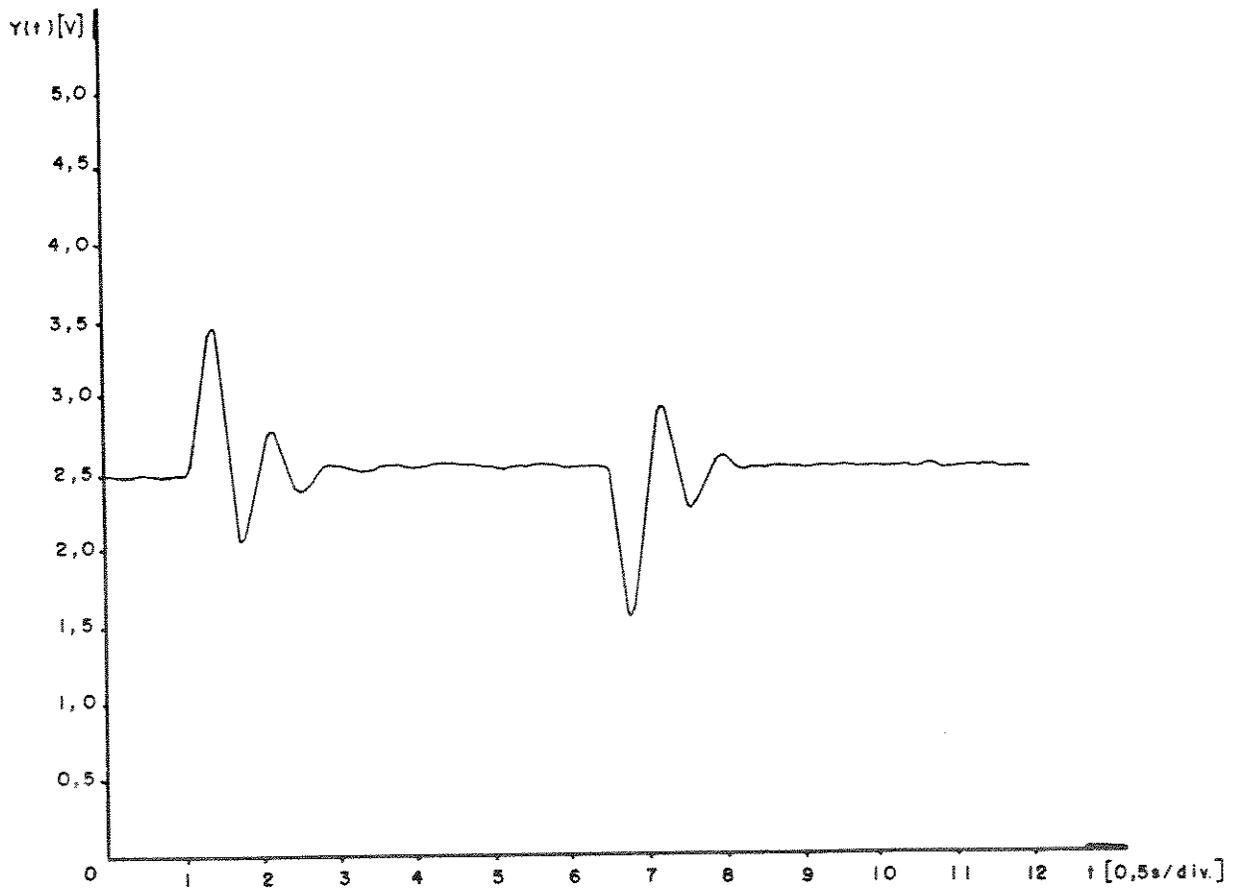


Figura (28) Protótipo com realimentação negativa PID,  $T=10\text{ms}$ .

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: (T = 20 ms) e (K<sub>p</sub> = 1)

$$CI = 0.1875 \Rightarrow (0C)_{16}$$

$$CD = 3.000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI) = 0.107 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD) = 0.060 \text{ s}$$

$$T_i.T_d = 0.0064 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.628 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i.T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2}$$

$$T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i.T_d \approx 0.01 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i = T_d = 0.10 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

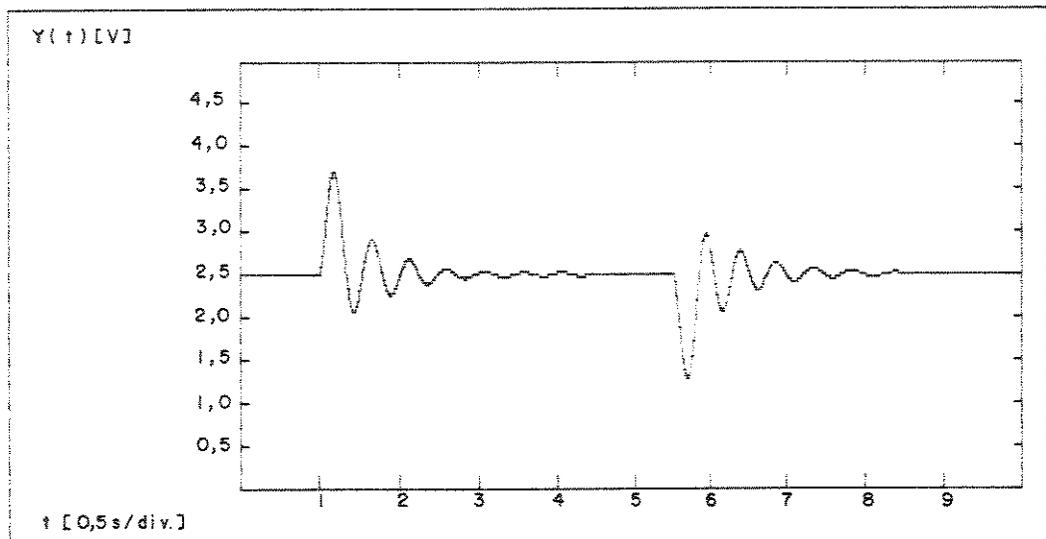


Figura (29) Sistema com realimentação negativa PID, T=20ms.

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

( $\omega_n = 10 \text{ rd/s}$ ) ( $\zeta = 0.15$ ) ( $T = 20 \text{ ms}$ )

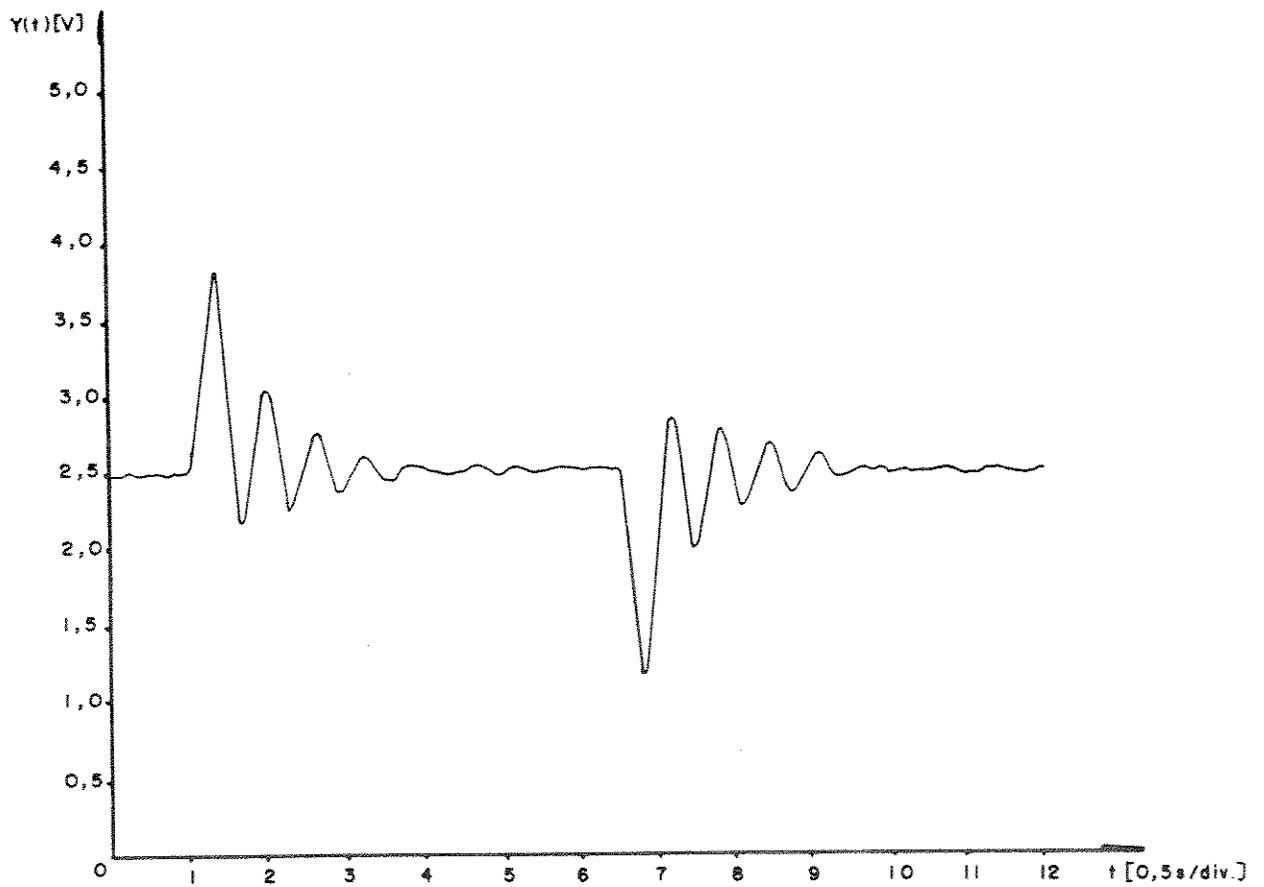


Figura (30) Protótipo com realimentação negativa PID, T=20ms.

6.6 SEGUNDO EXEMPLO

AJUSTE DO PROCESSO:  $(\omega_n^2 = 225)$   $(2\zeta\omega_n = 4.5)$

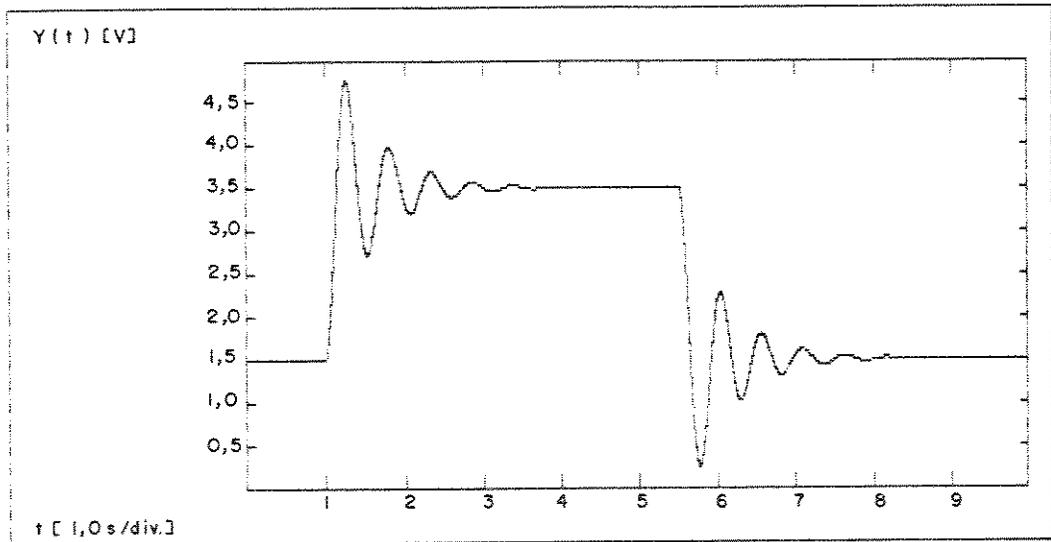


Figura (31) *Simulador digital operando em malha aberta.*

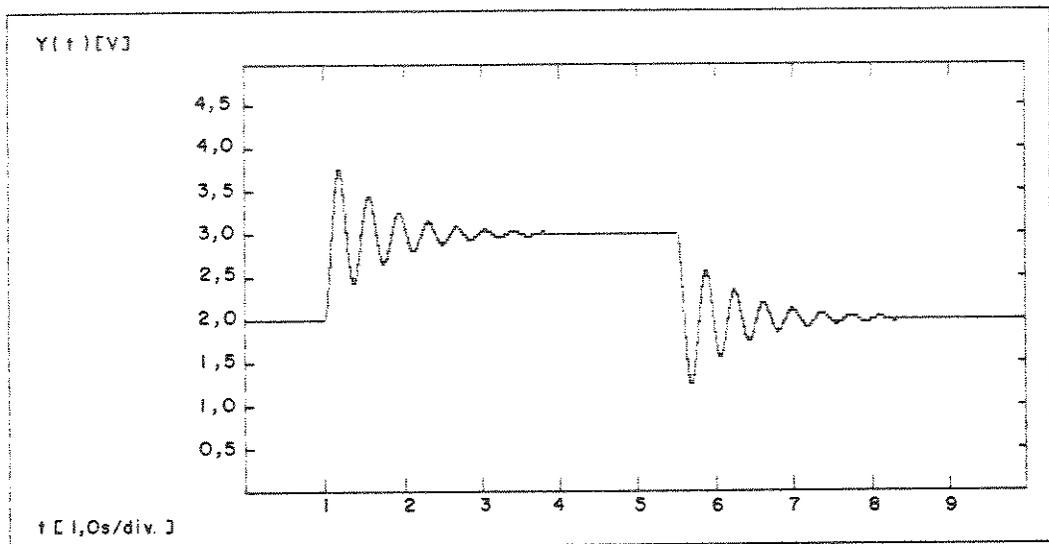


Figura (32) *Simulador digital com realimentação negativa.*

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 15 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15)$$

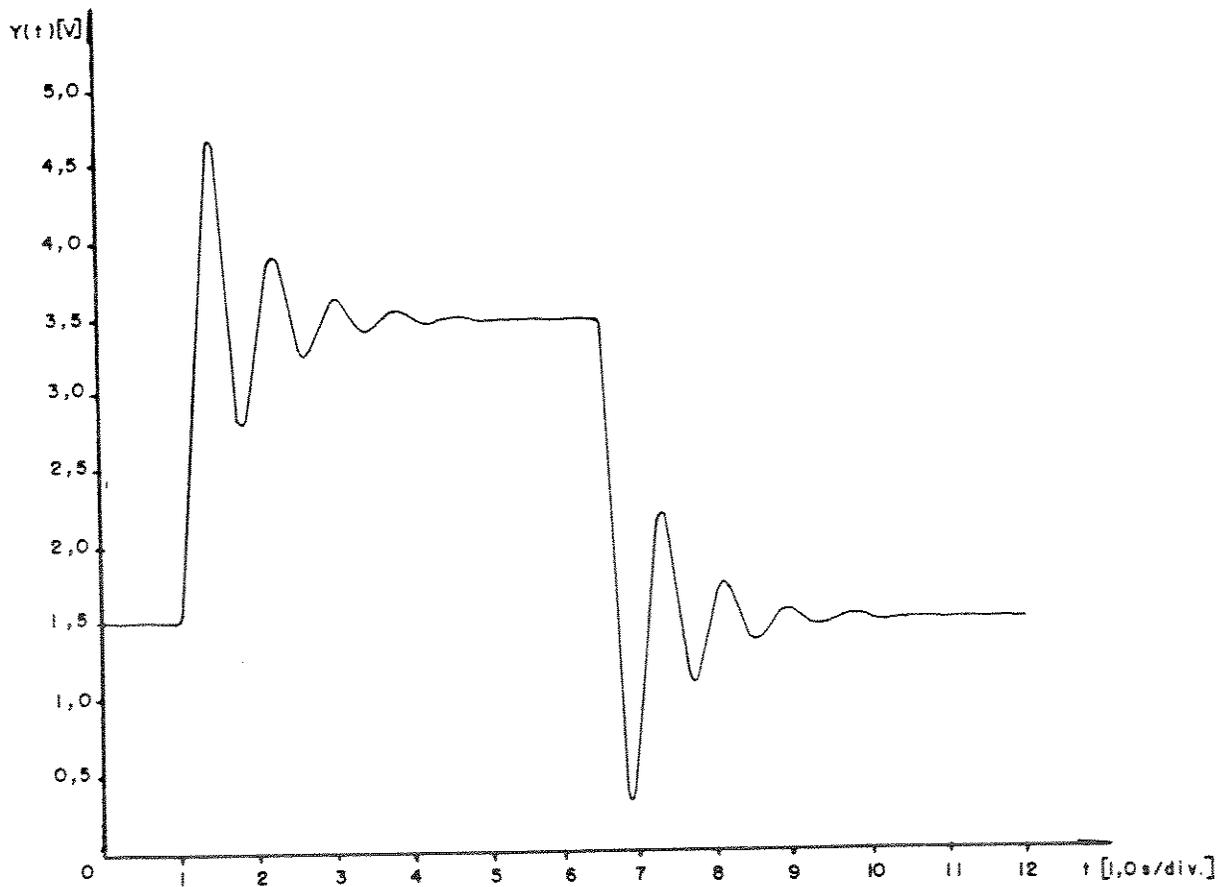


Figura (33) Simulador analógico operando em malha aberta.

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 15 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15)$$

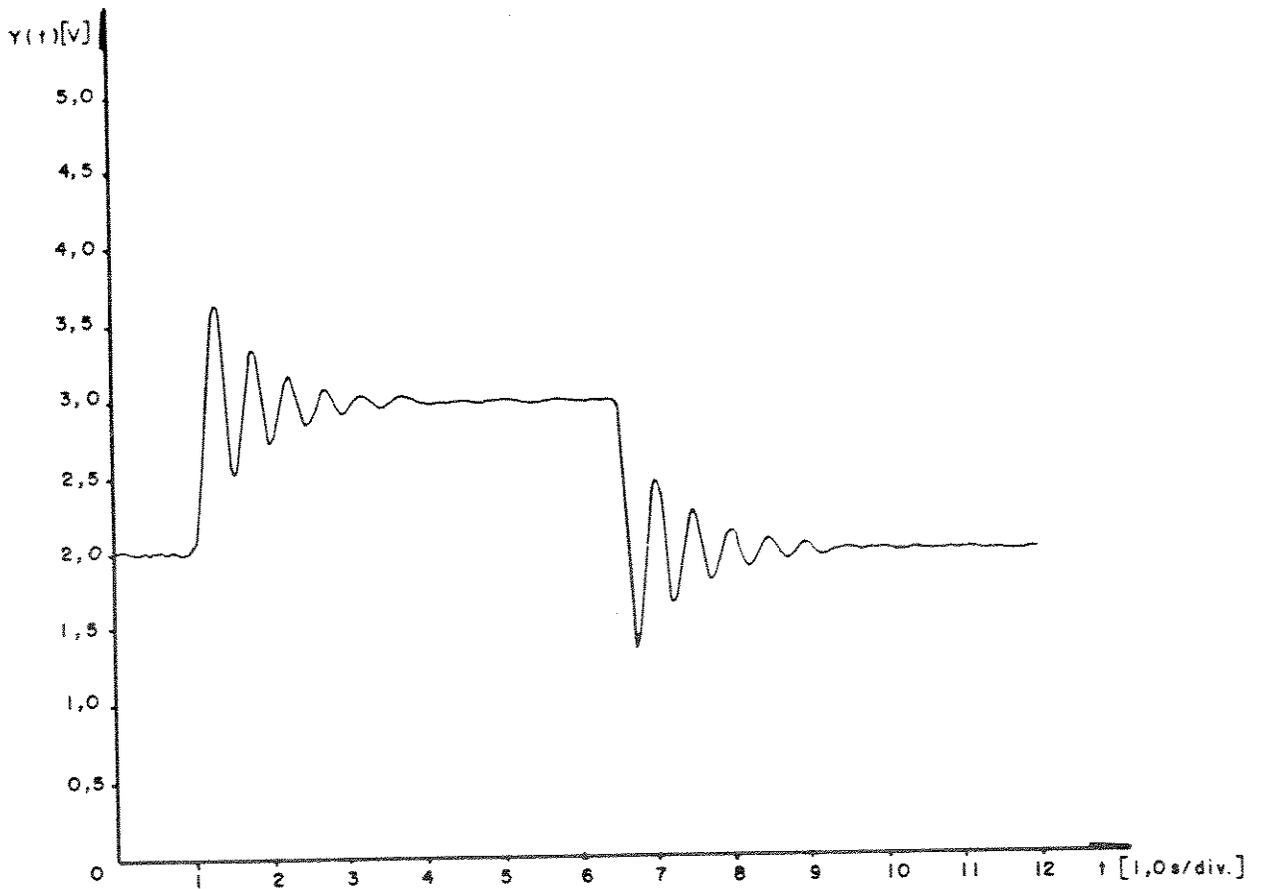


Figura (34) Simulador analógico com realimentação negativa.

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 7.5 \text{ ms}$ ) e ( $K_P = 1$ )

$$CI = 0.375 \Rightarrow (18)_{16}$$

$$CD = 3,000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI)^2 = 0.0533 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD)^2 = 0.0675 \text{ s}$$

$$T_i.T_d = 0.0036 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.420 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i.T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2} \quad T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i.T_d \approx 0.0044 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i=T_d = 0.0660 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

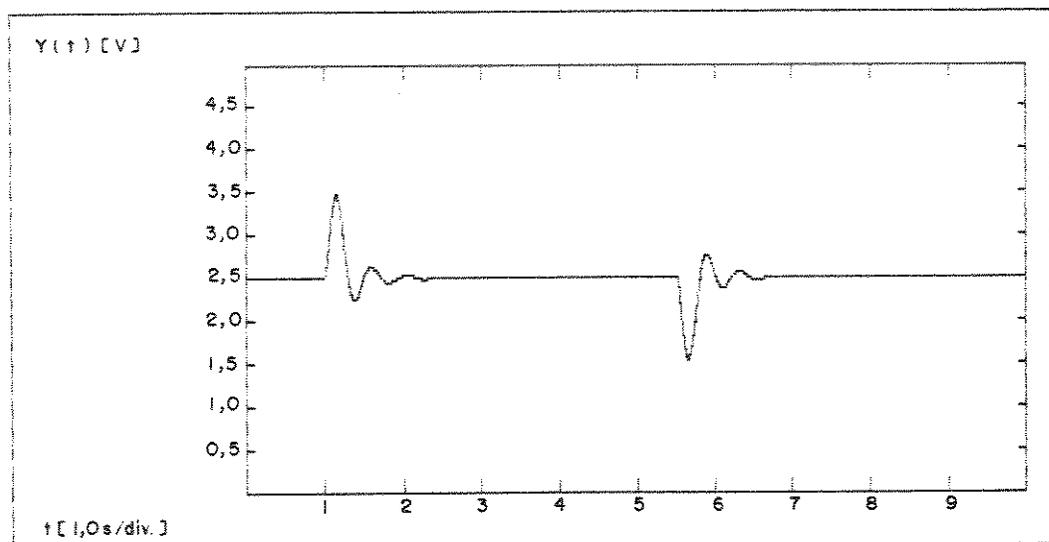
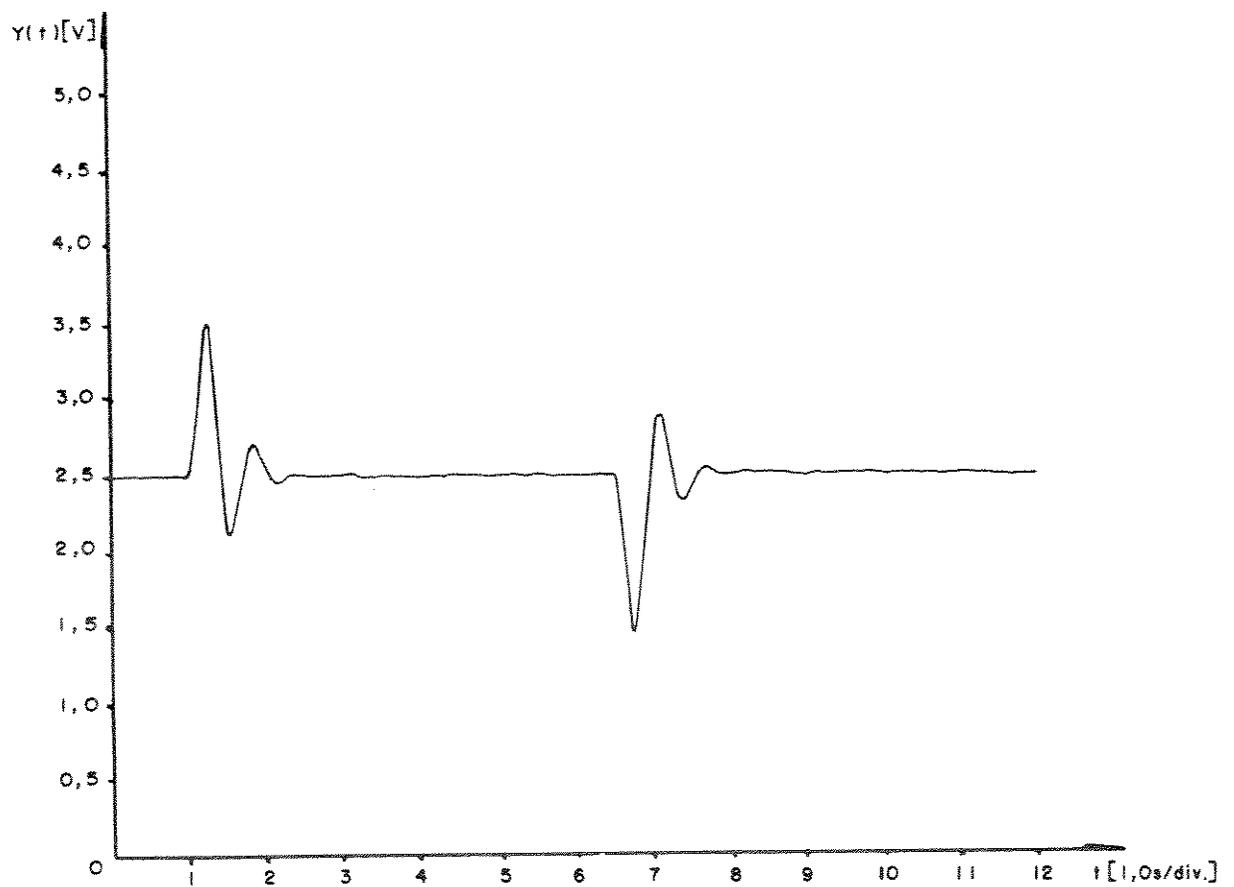


Figura (35) Sistema com realimentação negativa PID,  $T=7.5\text{ms}$ .

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

 $(\omega_n = 15 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.15) \quad (T = 7.5 \text{ ms})$ Figura (36) Protótipo com realimentação negativa PID,  $T=7.5\text{ms}$ .

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 15 \text{ ms}$ ) e ( $K_p = 1$ )

$$CI = 0.1875 \Rightarrow (OC)_{16}$$

$$CD = 3.000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI) = 0.080 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD) = 0.045 \text{ s}$$

$$T_i.T_d = 0.0036 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.420 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i.T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2}$$

$$T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i.T_d \simeq 0.0044 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i = T_d = 0.0660 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

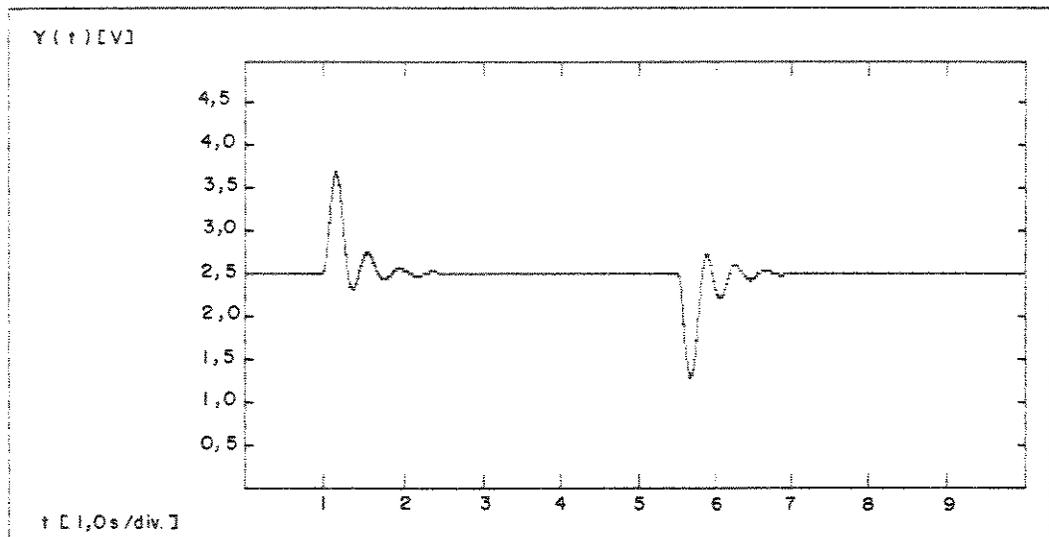


Figura (37) Sistema com realimentação negativa PID, T=15ms.

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

( $\omega_n = 15 \text{ rd/s}$ ) ( $\zeta = 0.15$ ) ( $T = 15 \text{ ms}$ )

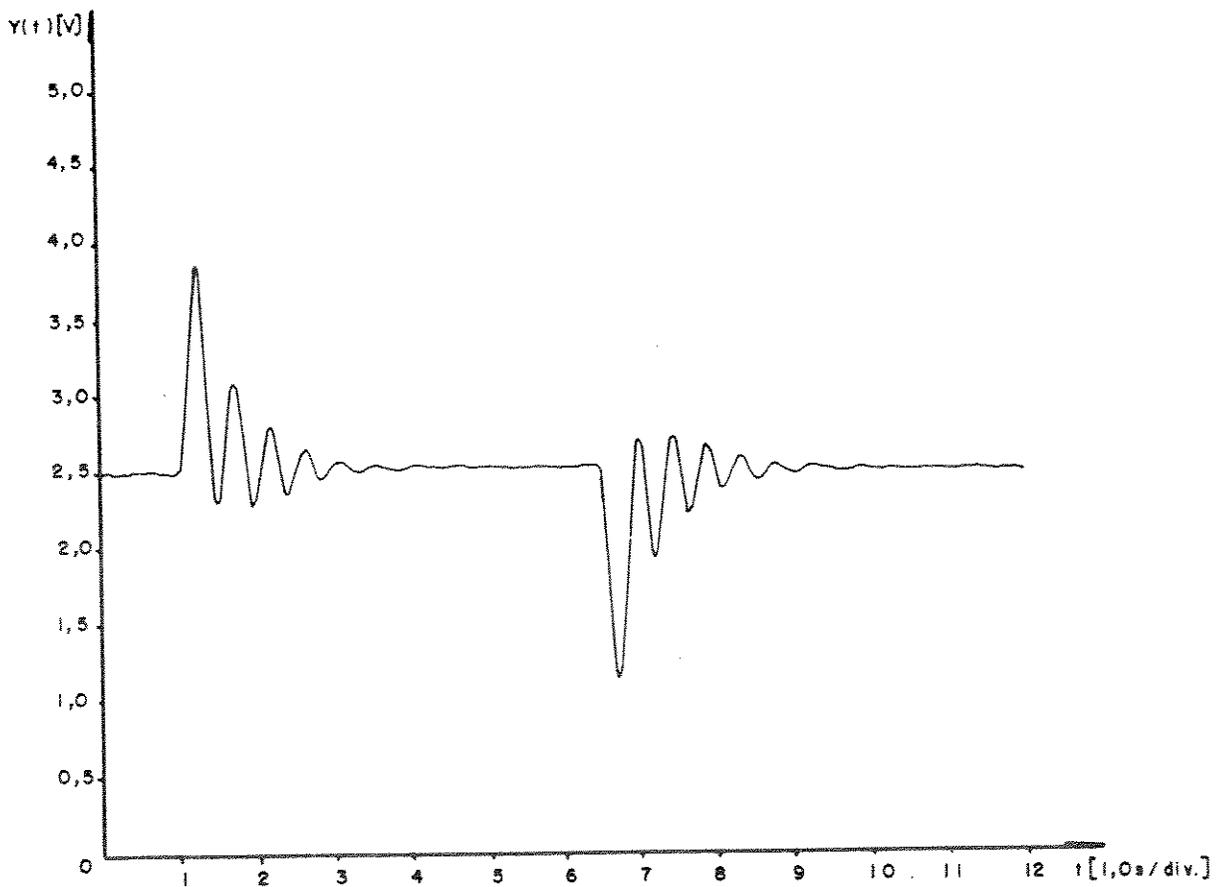


Figura (38) Protótipo com realimentação negativa PID, T=15ms.

6.7 TERCEIRO EXEMPLO

AJUSTE DO PROCESSO:  $(\omega_n^2 = 400)$   $(2\zeta\omega_n = 2)$

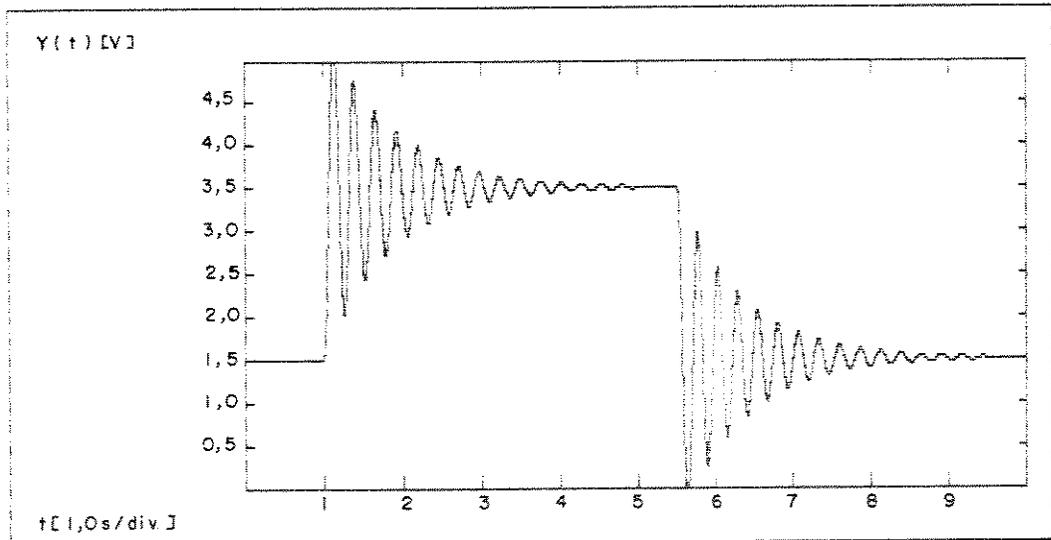


Figura (39) Simulador digital operando em malha aberta.

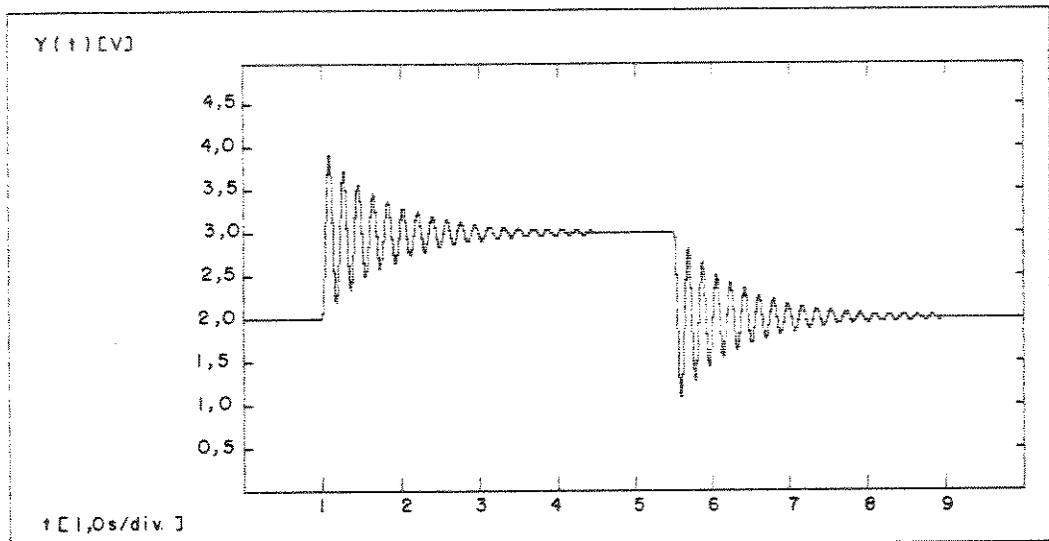
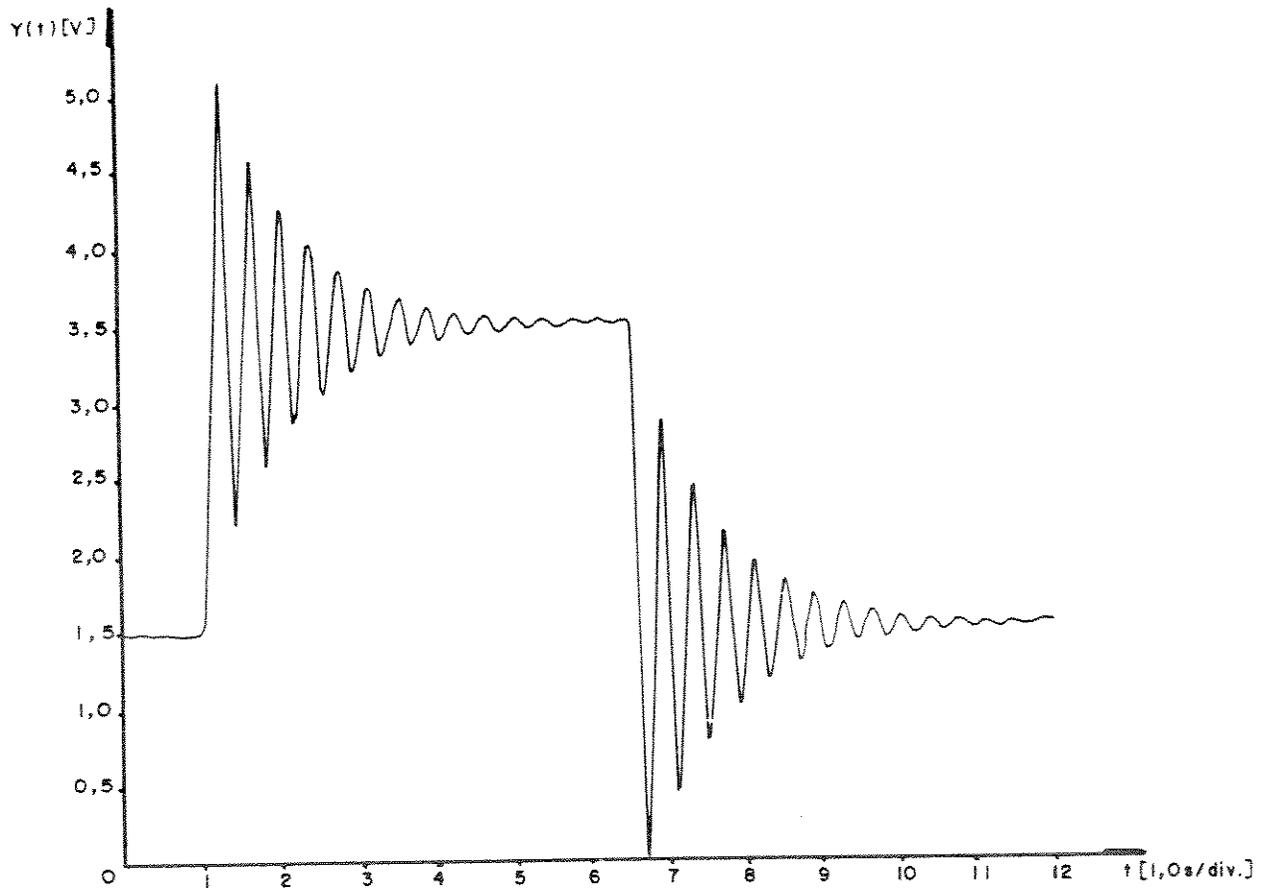


Figura (40) Simulador digital com realimentação negativa.

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 20 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.05)$$

Figura (41) *Simulador analógico operando em malha aberta.*

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 20 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.05)$$

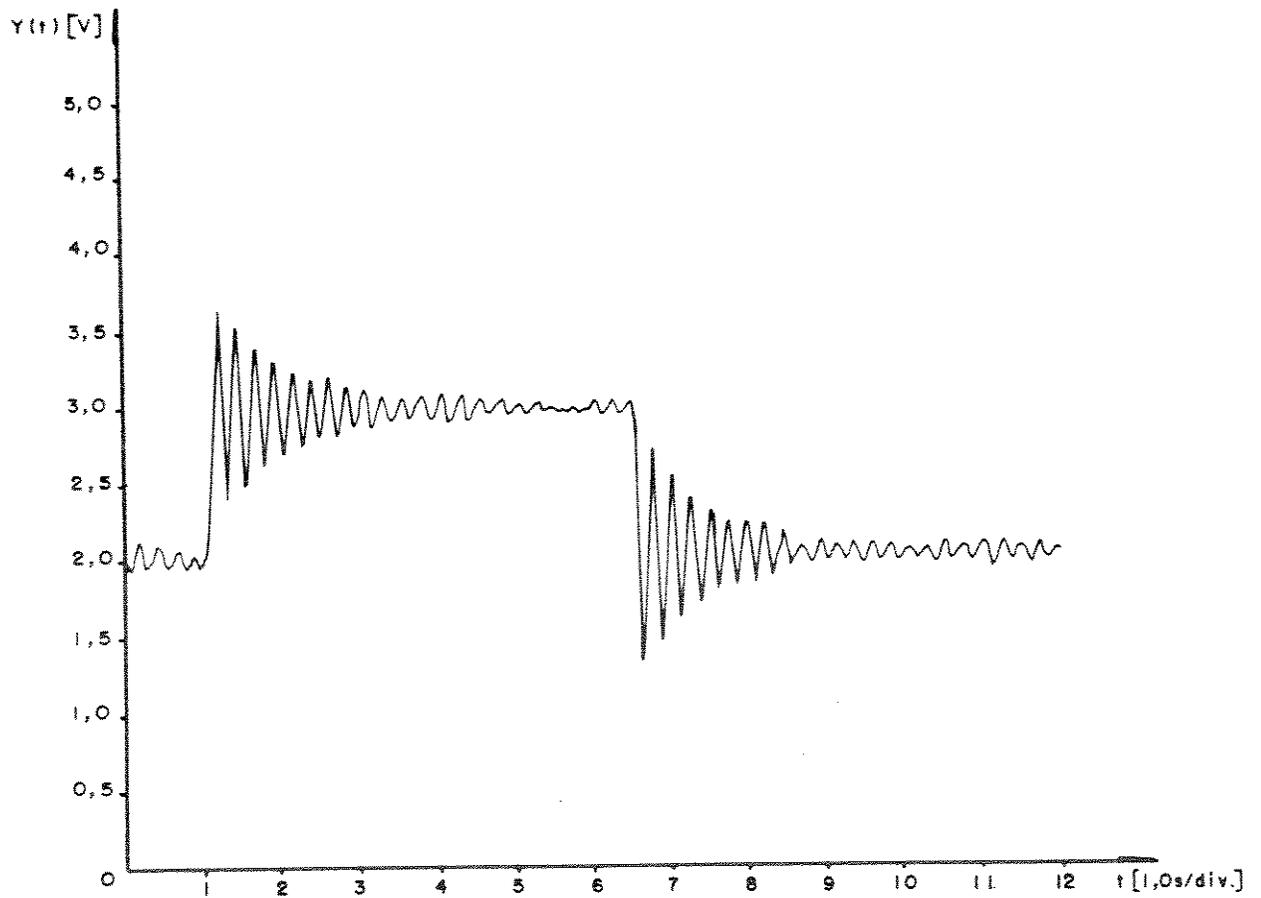


Figura (42) Simulador analógico com realimentação negativa.

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: ( $T = 5 \text{ ms}$ ) e ( $K_p = 1$ )

$$CI = 0.375 \Rightarrow (18)_{16}$$

$$CD = 3,000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI)^2 = 0.0356 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD)^2 = 0.0450 \text{ s}$$

$$T_i.T_d = 0.0016 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.314 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i.T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2}$$

$$T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i.T_d \approx 0.0025 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i=T_d = 0.0500 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

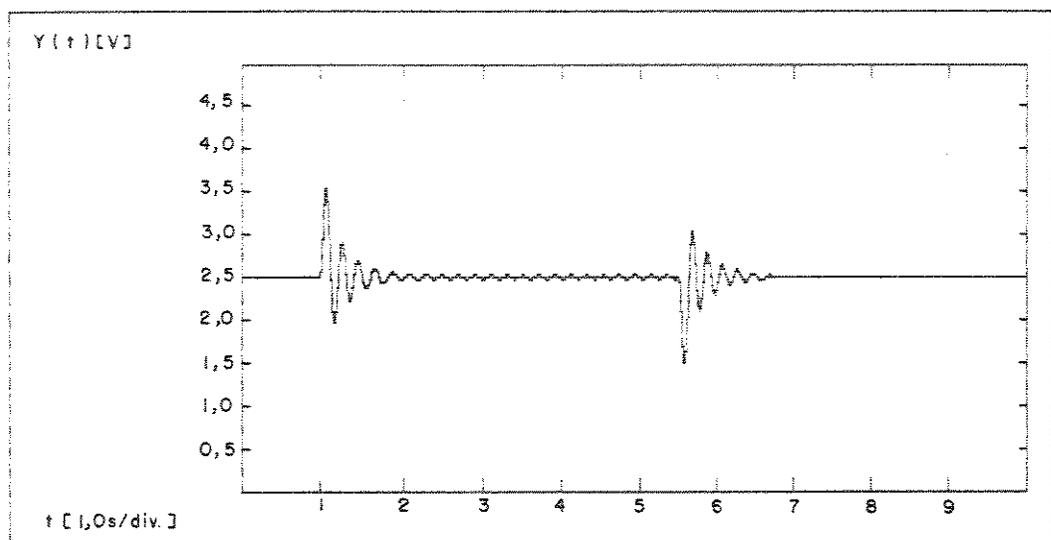


Figura (43) Sistema com realimentação negativa PID, T=5ms.

## CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$$(\omega_n = 20 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.05) \quad (T = 5 \text{ ms})$$

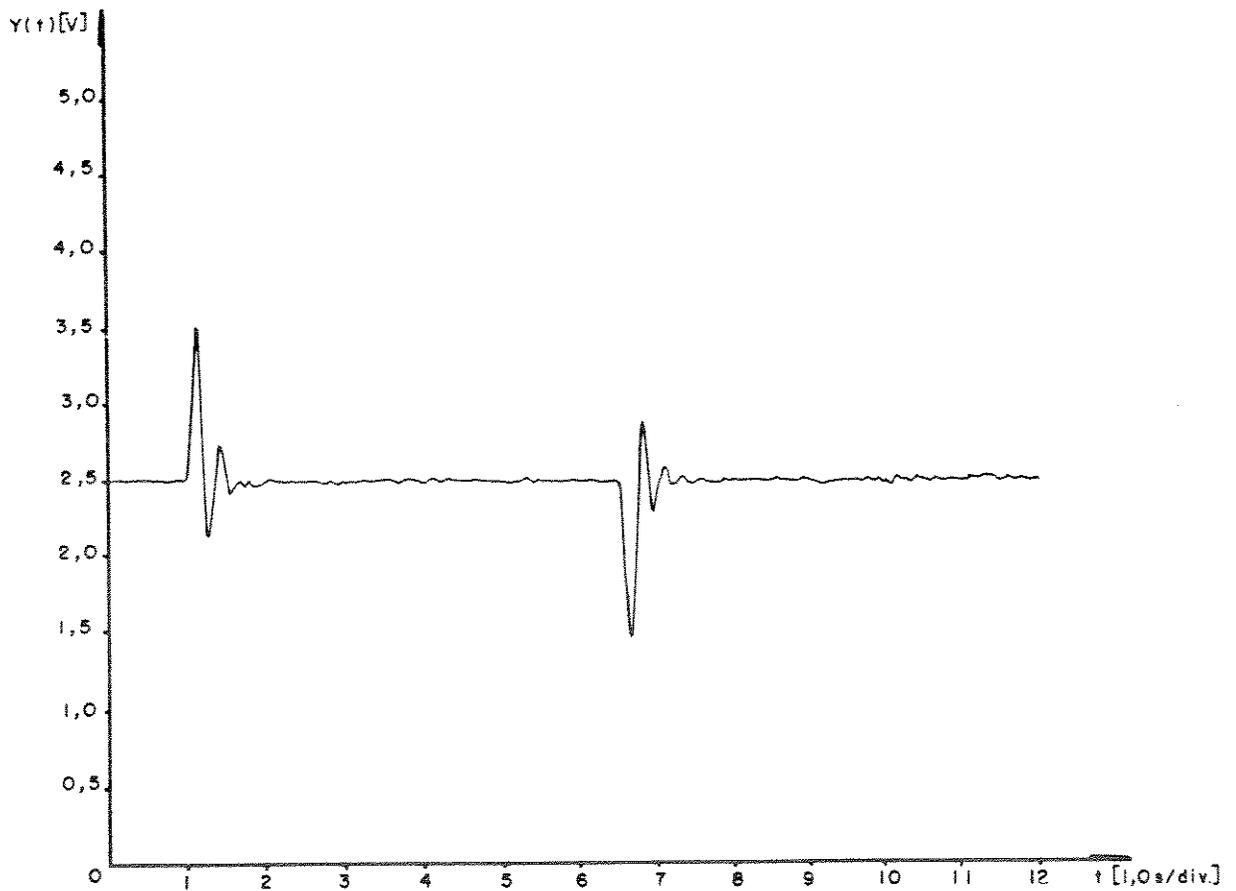


Figura (44) Protótipo com realimentação negativa PID,  $T=5\text{ms}$ .

AJUSTE DO CONTROLADOR PID: (T = 10 ms) e (K<sub>p</sub> = 1)

$$CI = 0.1875 \Rightarrow (0C)_{16}$$

$$CD = 3,000 \Rightarrow (C0)_{16}$$

$$T_i = T/(CI) = 0.054 \text{ s}$$

$$T_d = T.(CD) = 0.030 \text{ s}$$

$$T_i.T_d = 0.0016 \quad (\text{ajuste obtido no controlador})$$

Para um período de oscilação ( $\tau_n = 0.314 \text{ s}$ ), tem-se:

$$T_i.T_d = \frac{\tau_n^2}{4\pi^2} \quad T_i = T_d = \frac{\tau_n}{2\pi}$$

$$T_i.T_d \approx 0.0025 \quad (\text{valor calculado})$$

$$T_i = T_d = 0.0500 \text{ s} \quad (\text{valor calculado})$$

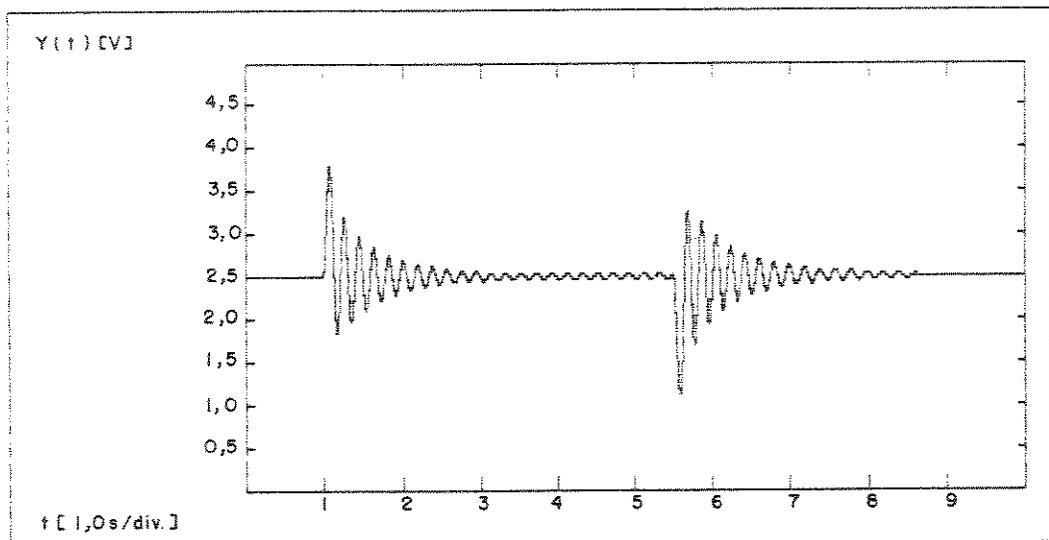


Figura (45) Sistema com realimentação negativa PID, T=10ms.

CURVA OBTIDA NO TRAÇADOR X-Y

$(\omega_n = 20 \text{ rd/s}) \quad (\zeta = 0.05) \quad (T = 10 \text{ ms})$

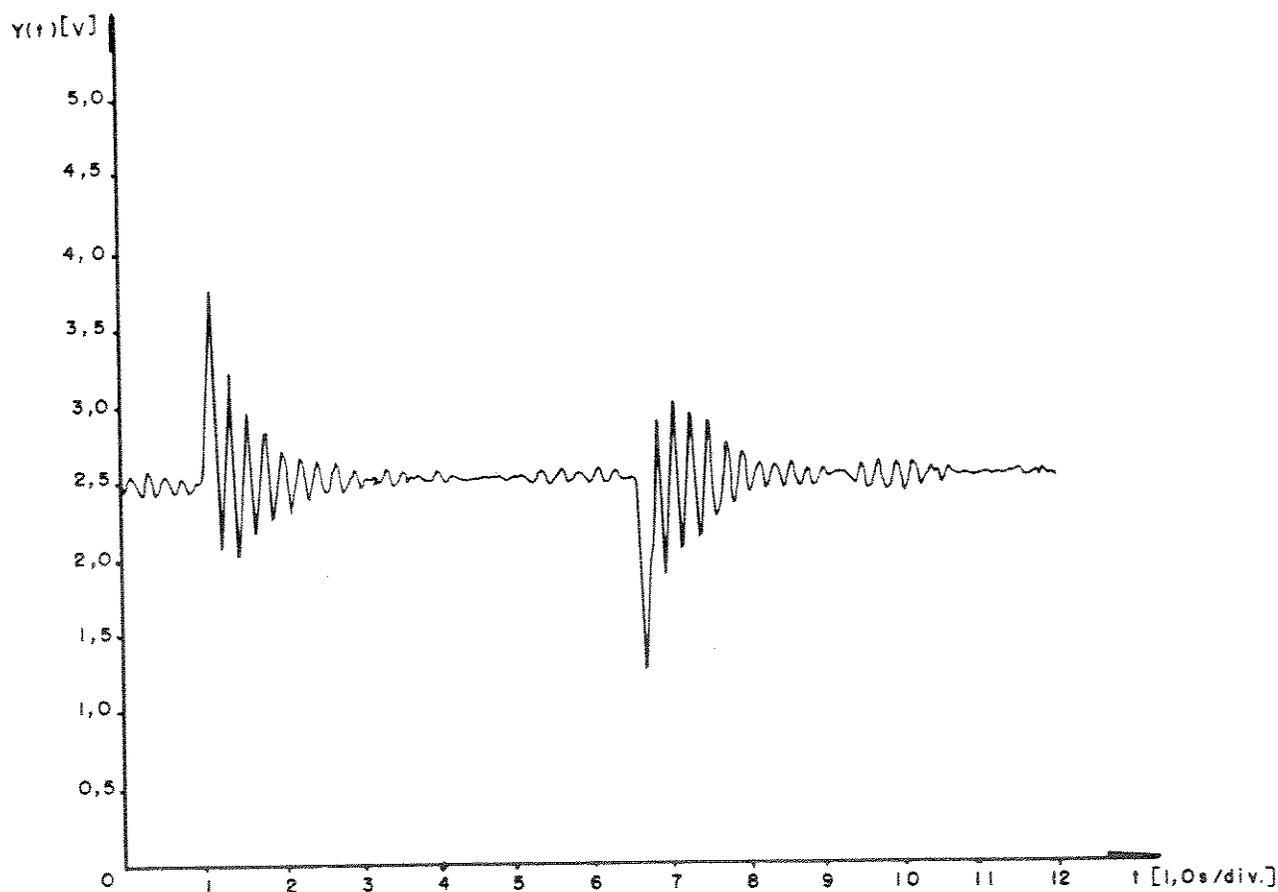


Figura (46) Protótipo com realimentação negativa PID, T=10ms.

---

## CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO DO TRABALHO

### 7.1 CONCLUSÃO

O principal objetivo deste trabalho foi estudar a viabilidade de se construir um controlador PID digital com características próprias no que diz respeito ao tempo de execução do algoritmo, simplicidade, robustez e confiabilidade.

Os resultados obtidos revelam que o controlador desenvolvido neste trabalho possui as características desejadas, e o desempenho obtido nos testes simulados e práticos demonstram a eficiência do mesmo. Os testes realizados permitiram avaliar o comportamento de vários sistemas compostos por diferentes processos, sujeitos à ação do controlador PID digital.

Nos testes simulados em microcomputador, utilizando-se o simulador digital do processo a ser controlado, pode-se observar a flexibilidade de ajuste dos parâmetros do controlador, os quais estão relacionados com o tempo de amostragem utilizado. Esta característica também pode ser observada nos testes práticos realizados, utilizando-se o simulador analógico do processo.

No protótipo desenvolvido, o tempo de execução do algoritmo determina o tempo de amostragem mínimo. Nos testes realizados, o menor tempo de amostragem utilizado foi 500  $\mu$ s, mas o limite do protótipo está em torno de 150  $\mu$ s.

Para obter uma sintonia fina do controlador é preciso fazer uma correção no tempo de amostragem, para selecionar a faixa de ajuste das constantes integral e derivativa, mais adequada.

---

Para o bom desempenho do controlador, o número mínimo de amostras necessárias está em torno de 50 amostras por período de oscilação natural do processo. Para o protótipo desenvolvido, o limite máximo para frequência natural do processo a ser controlado está em torno de 628 rd/s, não havendo limite mínimo, devido à possibilidade de ajuste do tempo de amostragem para qualquer valor acima de 150  $\mu$ s.

Pode-se concluir portanto, que este controlador possui as características fundamentais dos controladores PID de uso geral, perdendo apenas a característica de pequeno tempo de resposta, devido às limitações de tempo de amostragem e ajuste da constante proporcional, quando aplicado a processos com frequência natural superior a 628 rd/s.

Este tipo de controlador pode ser utilizado em uma série de sistemas de controle onde o erro de regime, a confiabilidade e a robustez sejam parâmetros importantes, como é o caso do controle de processos industriais e acionamentos de máquinas elétricas.

## 7.2 SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS

Novos trabalhos, envolvendo controladores PID digitais, utilizando-se a técnica de projeto desenvolvida neste trabalho, podem ser realizados a partir de uma arquitetura de 16 bits, baseada nos microcontroladores da família INTEL 8096.

As vantagens imediatas oferecidas pela arquitetura de 16 bits estão relacionadas com as limitações de precisão, fundo de escala, memória integral, período de amostragem e capacidade aritmética

---

apresentadas pela arquitetura de 8 bits, melhorando significativamente o desempenho do controlador.

Considerando-se ainda que, as famílias de microcontroladores 8051 e 8096 possuem semelhanças consideráveis de hardware e software, a técnica desenvolvida em 8 bits pode ser facilmente utilizada em 16 bits, ou seja, a representação binária e o algoritmo de controle seriam mantidos na sua essência, mas os conversores A/D e D/A deveriam ser substituídos, devido às novas características de precisão e fundo de escala. Conversores A/D e D/A de 12 bits seriam os mais adequados à nova configuração.

Levando-se em conta o tempo de processamento obtido neste trabalho, utilizando-se componentes eletrônicos mais rápidos, poderia-se reduzir o mesmo à metade, mas o custo do controlador aumentaria consideravelmente. Esta consideração é válida tanto para uma arquitetura de 8 bits, como para uma arquitetura de 16 bits, onde o tempo de processamento seria da mesma ordem de grandeza, mas com capacidade de processamento muito superior.

Para obter-se um controle mais eficiente em vários aspectos, poderia-se utilizar uma associação de controladores adequada ao processo que se desejasse controlar. Um exemplo desta estratégia de controle é mencionada no APÊNDICE-D, onde uma associação do controlador PID digital com um controlador proporcional analógico, é utilizada para controlar uma fonte chaveada.

## APÊNDICE A PROGRAMA CONTROLADOR PID

## A.1 LISTAGEM DO PROGRAMA CONTROLADOR PID

Apresenta-se a seguir a listagem correspondente ao programa elaborado em linguagem "assembly", do microcontrolador 8031 AH, onde podem-se identificar as interrupções utilizadas para dar início ao algoritmo (INT 0), e comandar o conversor A/D (INT 1); as interrupções utilizadas pelos temporizadores para ajustar o tempo de amostragem de acordo com o processo a ser controlado; a inicialização das variáveis e constantes utilizadas pelo programa e a inicialização do sistema.

Nesta listagem também estão destacadas as rotinas que atualizam as variáveis proporcional, integral e derivativa, como também a rotina que atualiza a saída PID e as rotinas de tratamento de erro, que monitoram os pontos do programa onde podem ocorrer problemas de "overflow" (cálculos que ultrapassam a capacidade de representação numérica previamente estabelecida).

```
ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1
OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ
ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC
```

LOC	OBJ	LINE	SOURCE
0000		1	ORG 0000H ;RESET
0000	802E	2	SJMP INI
		3	
0003		4	ORG 0003H ;INT 0
0003	D231	5	SETB 031H
0005	32	6	RETI
		7	
000B		8	ORG 000BH ;T/C 0
000B	D2D1	9	SETB 0D1H

ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1  
 OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC

LOC	OBJ	LINE	SOURCE	
000D	32	10	RETI	
		11		
0013		12	ORG 0013H	;INT 1
0013	C2B1	13	CLR 0B1H	
0015	32	14	RETI	
		15		
001B		16	ORG 001BH	;T/C 1
001B	D2D1	17	SETB 0D1H	
001D	32	18	RETI	
		19		
0030		20	ORG 0030H	;INICIO
		21		
0030	7880	22	INI: MOV R0,#80H	;RF
0032	793F	23	MOV R1,#3FH	;CT
0034	7A80	24	MOV R2,#80H	;CI
0036	7B80	25	MOV R3,#80H	;CD
0038	7C00	26	MOV R4,#00H	;VP
003A	7D00	27	MOV R5,#00H	;VI
003C	7E00	28	MOV R6,#00H	;VD
003E	7F80	29	MOV R7,#80H	;MI
		30		
0040	752080	31	MOV 20H,#80H	;V0
0043	752280	32	MOV 22H,#80H	;V1
		33		
0046	752400	34	MOV 24H,#00H	;DD
0049	752600	35	MOV 26H,#00H	;SG
		36		
004C	7521C0	37	MOV 21H,#0C0H	;CA
004F	752300	38	MOV 23H,#000H	;CB
0052	7525FF	39	MOV 25H,#0FFH	;CC
		40		
0055	758150	41	MOV SP,#050H	;INICIALIZA
0058	75A8EF	42	MOV IE,#0EFH	;SISTEMA
005B	75B8EF	43	MOV IP,#0EFH	
005E	759080	44	MOV P1,#080H	
		45		
0061	758855	46	MOV TCON,#55H	;INICIALIZA
0064	758966	47	MOV TMOD,#66H	;CONTADOR
0067	758AE0	48	MOV TL0,#0E0H	
006A	758CE0	49	MOV TH0,#0E0H	
006D	758BF0	50	MOV TL1,#0F0H	
0070	758DF0	51	MOV TH1,#0F0H	
		52		
0073	C2B0	53	CLR 0B0H	;INICIALIZA
0075	D2B0	54	SETB 0B0H	;CONVERSAO
0077	3031FD	55	TMP: JNB 031H,TMP	
007A	C231	56	CLR 031H	

ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1  
 OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC

LOC	OBJ	LINE	SOURCE
		57	
007C	901000	58	PID: MOV DPTR,#1000H ; ATUALIZA
007F	E0	59	MOVX A,@DPTR ; AMOSTRA
0080	F4	60	CPL A
0081	852220	61	MOV 20H,22H
0084	F522	62	MOV 22H,A
		63	
0086	D2B1	64	SETB 0B1H ; ATUALIZA
0088	C2B0	65	CLR 0B0H ; CONVERSAO
008A	D2B0	66	SETB 0B0H
		67	
008C	904000	68	MOV DPTR,#4000H ; ATUALIZA
008F	E0	69	MOVX A,@DPTR ; CONSTANTES
0090	F4	70	CPL A
0091	10E003	71	JBC 0E0H,CTE
0094	FA	72	MOV R2,A
0095	8001	73	SJMP LB0
0097	FB	74	CTE: MOV R3,A
		75	
0098	C3	76	LB0: CLR C ; ATUALIZA
0099	E522	77	MOV A,22H ; VARIAVEL
009B	98	78	SUBB A,R0 ; PROPORCIONAL
009C	5002	79	JNC LB1
009E	F4	80	CPL A
009F	04	81	INC A
00A0	9234	82	LB1: MOV 34H,C
00A2	F524	83	MOV 24H,A
00A4	FC	84	MOV R4,A
		85	
00A5	C3	86	CLR C ; ATUALIZA
00A6	E524	87	MOV A,24H ; VARIAVEL
00A8	8AF0	88	MOV B,R2 ; INTEGRAL
00AA	A4	89	MUL AB
00AB	72F6	90	ORL C,0F6H
00AD	72F7	91	ORL C,0F7H
00AF	5002	92	JNC TS1
00B1	89F0	93	MOV B,R1 ; ERRO
00B3	5521	94	TS1: ANL A,21H
00B5	45F0	95	ORL A,B
00B7	23	96	RL A
00B8	23	97	RL A
00B9	8AF0	98	MOV B,R2
00BE	A4	99	MUL AB
00BC	72F6	100	ORL C,0F6H
00BE	72F7	101	ORL C,0F7H
00C0	5002	102	JNC TS2
00C2	89F0	103	MOV B,R1 ; ERRO

ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1  
 OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC

LOC	OBJ	LINE	SOURCE
00C4	5521	104	TS2: ANL A,21H
00C6	45F0	105	ORL A,B
00C8	23	106	RL A
00C9	23	107	RL A
00CA	F524	108	MOV 24H,A
		109	
00CC	C3	110	CLR C ; ATUALIZA
00CD	EF	111	MOV A,R7 ; MEMORIA
00CE	203404	112	JB 34H, LB2 ; INTEGRAL
00D1	2524	113	ADD A,24H
00D3	8002	114	SJMP LB3
00D5	9524	115	LB2: SUBB A,24H
00D7	10D764	116	LB3: JBC 0D7H, ER1 ; ERRO
00DA	FF	117	ER5: MOV R7,A
00DB	98	118	SUBB A,R0
00DC	5002	119	JNC LB4
00DE	F4	120	CPL A
00DF	04	121	INC A
00E0	9235	122	LB4: MOV 35H,C
00E2	FD	123	MOV R5,A
		124	
00E3	C3	125	CLR C ; ATUALIZA
00E4	E522	126	MOV A,22H ; VARIAVEL
00E6	9520	127	SUBB A,20H ; DERIVATIVA
00E8	5002	128	JNC LB5
00EA	F4	129	CPL A
00EB	04	130	INC A
00EC	9236	131	LB5: MOV 36H,C
00EE	8BF0	132	MOV B,R3
00F0	A4	133	MUL AB
00F1	72F6	134	ORL C,0F6H
00F3	72F7	135	ORL C,0F7H
00F5	5002	136	JNC TS3
00F7	89F0	137	MOV B,R1 ; ERRO
00F9	5521	138	TS3: ANL A,21H
00FB	45F0	139	ORL A,B
00FD	23	140	RL A
00FE	23	141	RL A
00FF	8BF0	142	MOV B,R3
0101	A4	143	MUL AB
0102	72F6	144	ORL C,0F6H
0104	72F7	145	ORL C,0F7H
0106	5002	146	JNC TS4
0108	89F0	147	MOV B,R1 ; ERRO
010A	5521	148	TS4: ANL A,21H
010C	45F0	149	ORL A,B
010E	23	150	RL A

ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1  
 OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC

LOC	OBJ	LINE	SOURCE	
010F	23	151	RL	A
0110	FE	152	MOV	R6,A
		153		
0111	C3	154	CLR	C ; ATUALIZA
0112	E8	155	MOV	A,R0 ; SAIDA
0113	203403	156	JB	34H, LB6 ; PID
0116	9C	157	SUBB	A,R4
0117	8001	158	SJMP	LB7
0119	2C	159	LB6: ADD	A,R4
011A	10D72D	160	LB7: JBC	0D7H, ER2 ; ERRO
011D	203503	161	JB	35H, LB8
0120	9D	162	SUBB	A,R5
0121	8001	163	SJMP	LB9
0123	2D	164	LB8: ADD	A,R5
0124	10D723	165	LB9: JBC	0D7H, ER2 ; ERRO
0127	203603	166	JB	36H, LBA
012A	9E	167	SUBB	A,R6
012B	8001	168	SJMP	LBB
012D	2E	169	LBA: ADD	A,R6
012E	10D719	170	LBB: JBC	0D7H, ER2 ; ERRO
0131	F590	171	ER6: MOV	P1,A
		172		
0133	20B1FD	173	LBC: JB	0B1H, LBC ; CONTROLA
0136	30D1FD	174	LBD: JNB	0D1H, LBD ; TEMPO
0139	C2D1	175	CLR	0D1H
013B	02007C	176	LJMP	PID
		177		
013E	98	178	ER1: SUBB	A,R0 ; ERRO
013F	10D704	179	JBC	0D7H, ER3
0142	E523	180	MOV	A,23H
0144	8094	181	SJMP	ER5
0146	E525	182	ER3: MOV	A,25H
0148	8090	183	SJMP	ER5
		184		
014A	98	185	ER2: SUBB	A,R0 ; ERRO
014B	10D704	186	JBC	0D7H, ER4
014E	E523	187	MOV	A,23H
0150	80DF	188	SJMP	ER6
0152	E525	189	ER4: MOV	A,25H
0154	80DB	190	SJMP	ER6
		191		
		192	END	

ISIS-II MCS-51 MACRO ASSEMBLER V2.1  
 OBJECT MODULE PLACED IN :F0:PIDXX.OBJ  
 ASSEMBLER INVOKED BY: ASM51 PIDXX.SRC

## SYMBOL TABLE LISTING

N A M E	T Y P E	V A L U E	A T T R I B U T E S
B.	D ADDR	00F0H	A
CTE.	C ADDR	0097H	A
ER1.	C ADDR	013EH	A
ER2.	C ADDR	014AH	A
ER3.	C ADDR	0146H	A
ER4.	C ADDR	0152H	A
ER5.	C ADDR	00DAH	A
ER6.	C ADDR	0131H	A
IE	D ADDR	00A8H	A
INI.	C ADDR	0030H	A
IP	D ADDR	00B8H	A
LB0.	C ADDR	0098H	A
LB1.	C ADDR	00A0H	A
LB2.	C ADDR	00D5H	A
LB3.	C ADDR	00D7H	A
LB4.	C ADDR	00E0H	A
LB5.	C ADDR	00ECH	A
LB6.	C ADDR	0119H	A
LB7.	C ADDR	011AH	A
LB8.	C ADDR	0123H	A
LB9.	C ADDR	0124H	A
LBA.	C ADDR	012DH	A
LBE.	C ADDR	012EH	A
LBC.	C ADDR	0133H	A
LBD.	C ADDR	0136H	A
P1	D ADDR	0090H	A
PID.	C ADDR	007CH	A
SP	D ADDR	0081H	A
TCON	D ADDR	0088H	A
TH0.	D ADDR	008CH	A
TH1.	D ADDR	008DH	A
TL0.	D ADDR	008AH	A
TL1.	D ADDR	008BH	A
TMOD	D ADDR	0089H	A
TMP.	C ADDR	0077H	A
TS1.	C ADDR	00B3H	A
TS2.	C ADDR	00C4H	A
TS3.	C ADDR	00F9H	A
TS4.	C ADDR	010AH	A

REGISTER BANK(S) USED: 0

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS FOUND

---

## A.2 VARIÁVEIS E CONSTANTES UTILIZADAS PELO PROGRAMA

- RF => Sinal de referência ou "set-point" do controlador.
- CT => Constante utilizada na multiplicação binária.
- CI => Constante associada ao tempo de integração  $T_i$ .
- CD => Constante associada ao tempo de derivação  $T_d$ .
- VP => Variável correspondente à parcela proporcional.
- VI => Variável correspondente à parcela integral.
- VD => Variável correspondente à parcela derivativa.
- MI => Variável associada à memória integral.
- V0 => Amostra anterior da variável controlada.
- V1 => Amostra atual da variável controlada.
- DD => Diferença entre amostra atual e sinal de referência.
- CA => Constante utilizada na multiplicação binária.
- CB => Limite mínimo da representação binária.
- CC => Limite máximo da representação binária.
- SG => Registro que indica se as parcelas VP, VI e VD devem ser somadas ou subtraídas à variável de controle PID.

---

## APÊNDICE B ESQUEMAS DOS CIRCUITOS

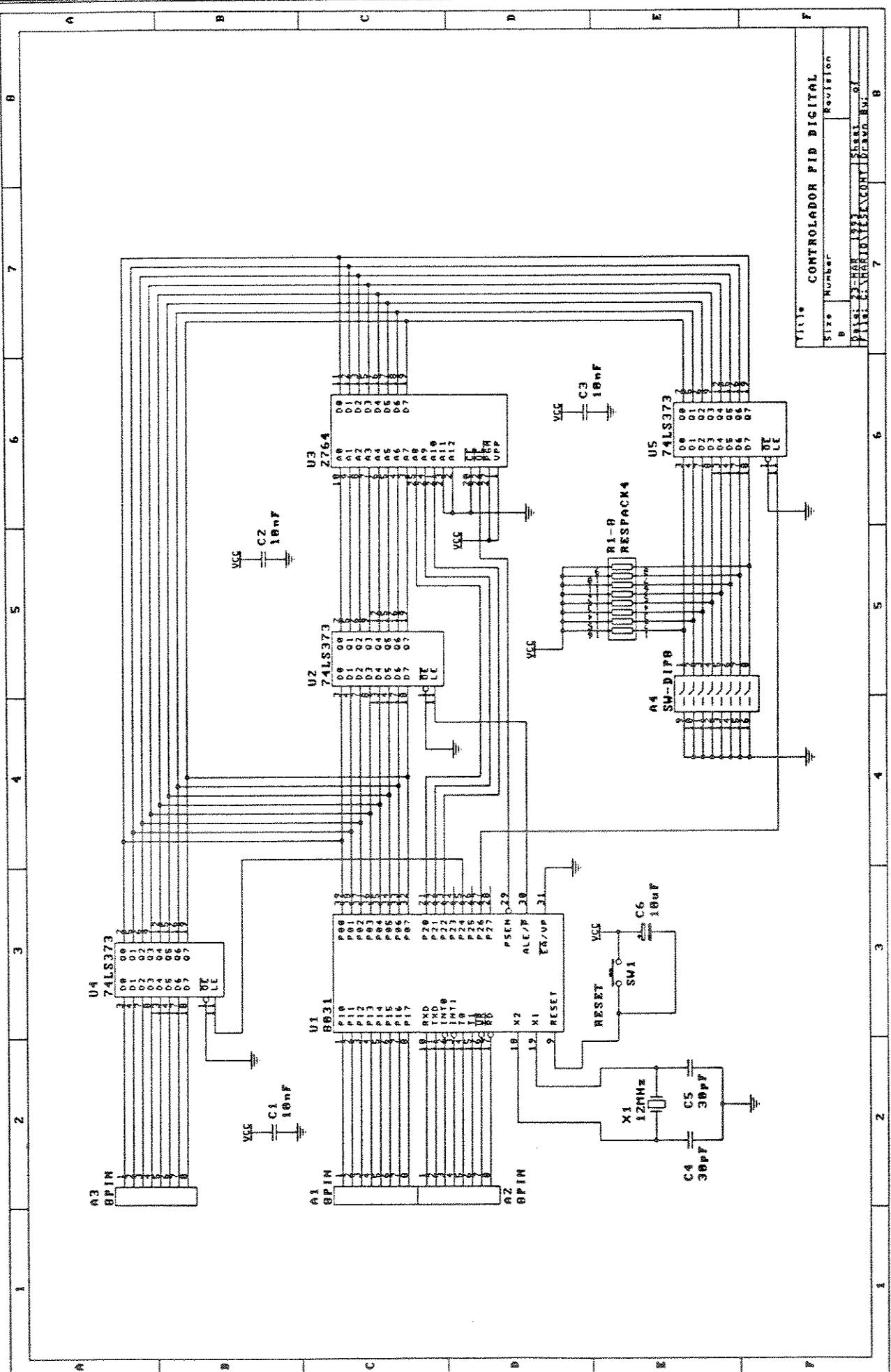
### B.1 CONTROLADOR PID DIGITAL

#### PRINCIPAIS COMPONENTES ELETRÔNICOS UTILIZADOS:

Microcontrolador INTEL 8031AH	(01 pç)
Memória EPROM 2764A	(01 pç)
Latch 74LS373	(03 pç)
Dip-Switch 8 BITS	(01 pç)
Cristal de 12 MHz	(01 pç)

Figura (47) *Esquema elétrico do controlador PID.*

(encontra-se na próxima página)



VIII\* CONTROLADOR PID DIGITAL

Size	Number	Revision
0		
PALA: 22-HAR 1991 PROJ: CENHARINTEKCONTROLADPID.DWG. BW. 01		
7	7	B

---

## B.2 SIMULADOR ANALÓGICO DO PROCESSO

### PRINCIPAIS COMPONENTES ELETRÔNICOS UTILIZADOS:

Amplificador Operacional LM348N	(02 pç)
Amplificador Operacional LF353N	(01 pç)
Potenciômetro Multivoltas	(02 pç)
Capacitor Tântalo	(02 pç)

Figura (48) *Esquema elétrico do simulador analógico.*

(encontra-se na próxima página)



---

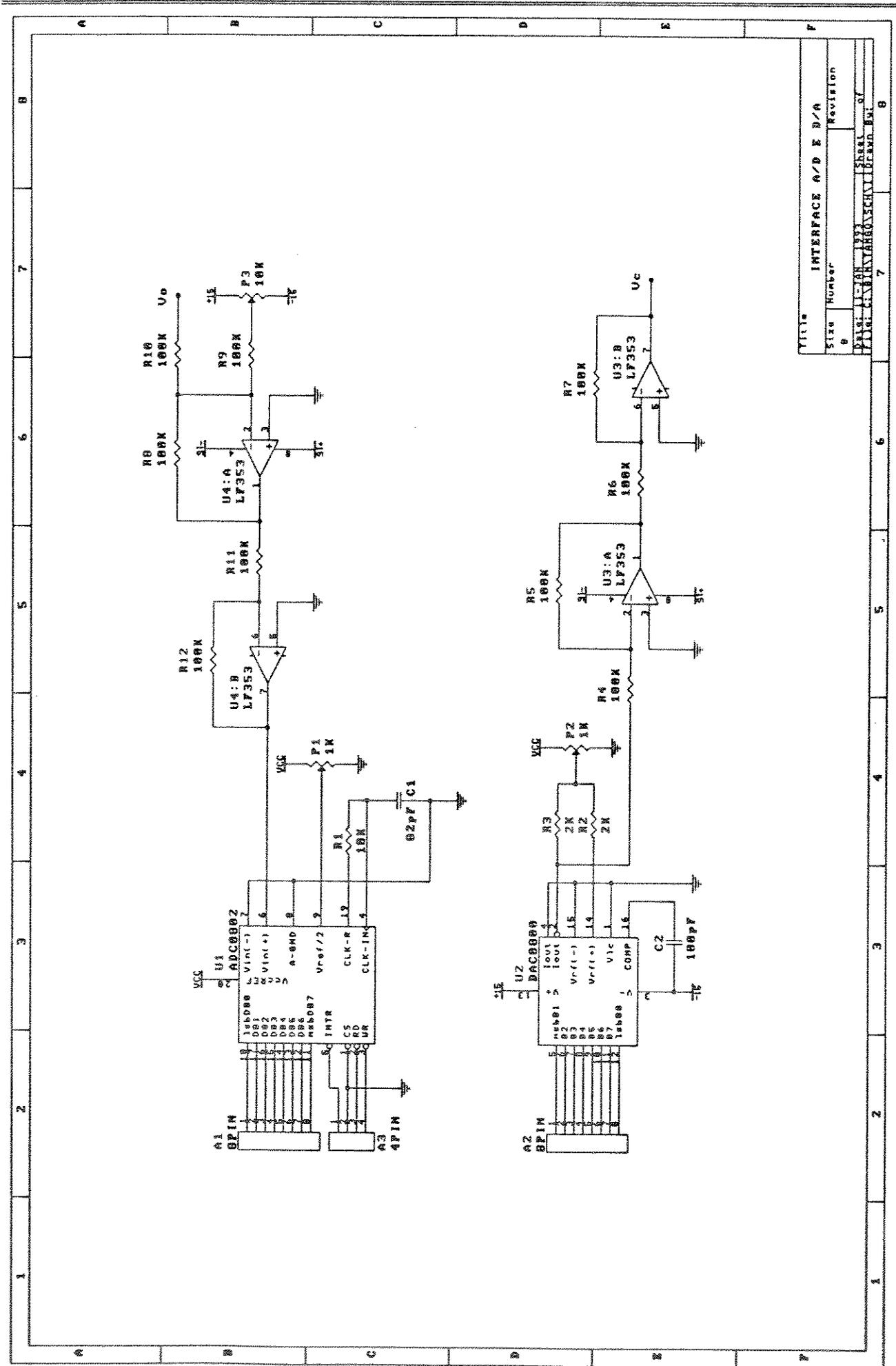
### B.3 INTERFACE A/D E D/A

#### PRINCIPAIS COMPONENTES ELETRÔNICOS UTILIZADOS:

Conversor ADC0802L	(01 pç)
Conversor DAC08CP	(01 pç)
Amplificador Operacional LF353N	(02 pç)
Potenciômetro Multivoltas	(03 pç)

Figura (49) *Esquema elétrico da interface A/D e D/A.*

(encontra-se na próxima página)



TITULO		INTERFACE A/D E D/A	
Size	Number	Revision	
0			
PAGE		7	
DESIGNER		SILVANO	
CHECKED		SILVANO	
DATE		11-10-1977	
DRAWN		SILVANO	
SCALE		1:1	
SHEET		7	
OF		8	

APÊNDICE C SIMULADORES DIGITAIS

C.1 SIMULADOR DIGITAL DO SISTEMA DE CONTROLE

Os diagramas apresentados a seguir descrevem o simulador digital do sistema de controle, implementado a partir de um programa aplicativo denominado TUTSIM.

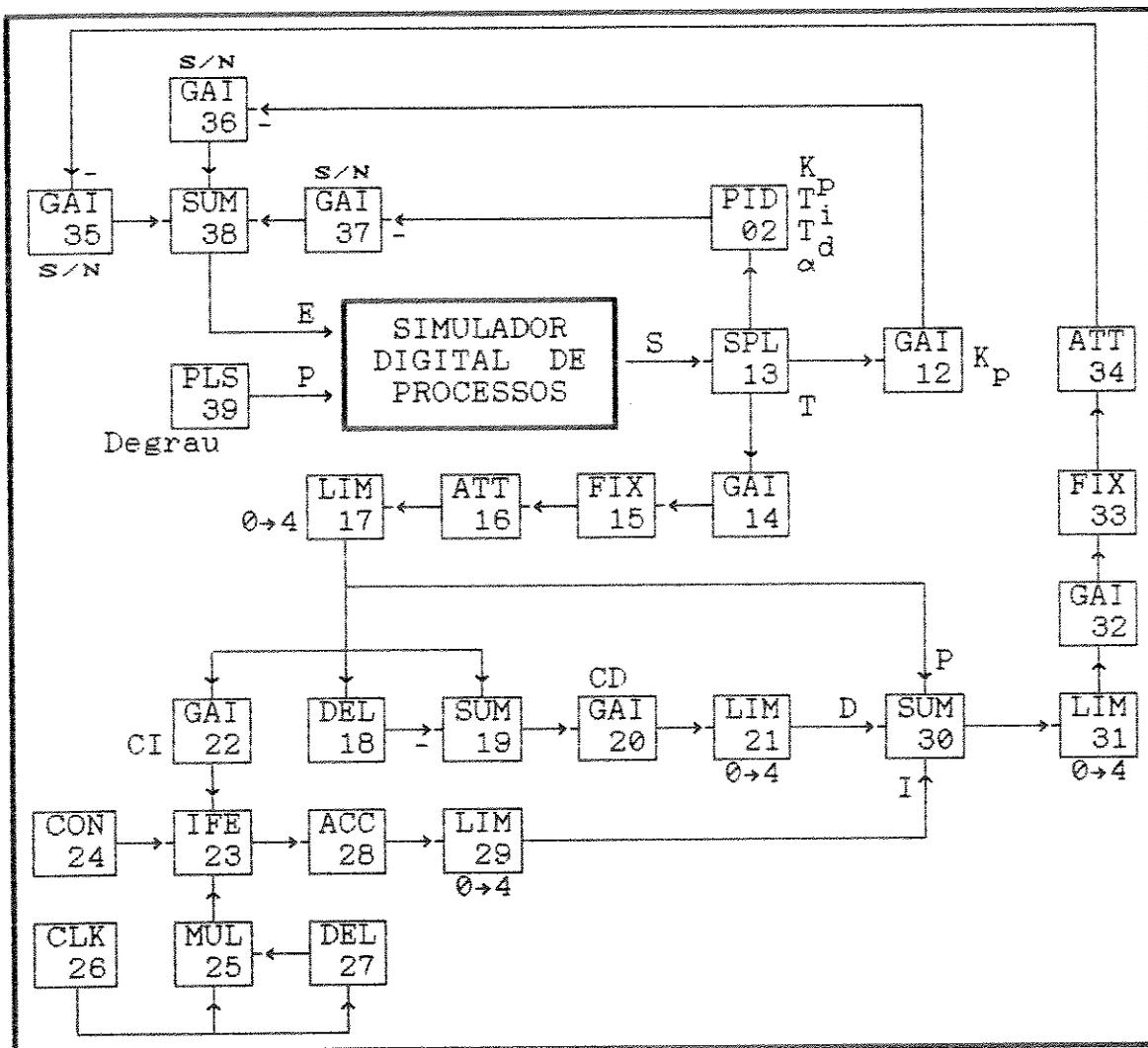


Figura (50) Simulador digital do sistema de controle.

C.2 SIMULADOR DIGITAL DO PROCESSO

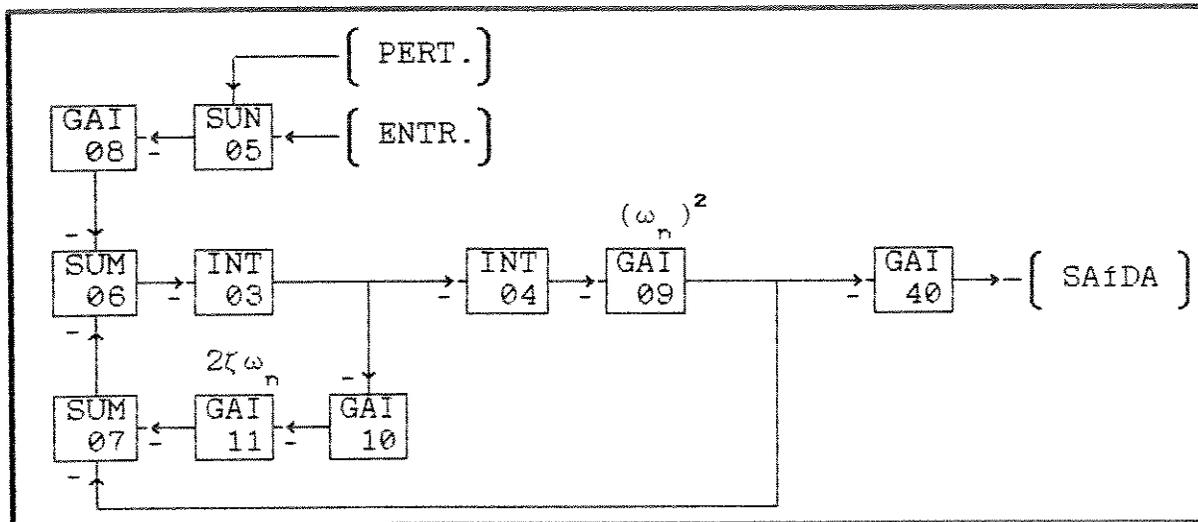


Figura (51) Simulador digital do processo.

C.3 LISTAGEM DO PROGRAMA SIMULADOR

Model File: SISTEMA.SIM  
Date: 27 / 11 / 1992

Tempo	1	TIM		
(Kp)	2	PID	13	
(Ti)				
(Td)				
(α)				
0.0000				
0.0000				
0.0000	3	INT	-6	
0.0000	4	INT	-3	
	5	SUM	38	39
	6	SUM	-7	-8
	7	SUM	-9	-11
1.0000	8	GAI	-5	
(ωn)²	9	GAI	-4	
1.0000	10	GAI	-3	
(2ζωn)	11	GAI	-10	
(Kp)	12	GAI	13	
1.0(T)	13	SPL	40	
64.0000	14	GAI	13	
	15	FIX	14	

Model File: SISTEMA.SIM

Date: 27 / 11 / 1992

64.0000	16 ATT	15		
0.0000	17 LIM	16		
4.0000				
10.0000	18 DEL	17		
1.0(T)				
0.0000				
	19 SUM	17	-18	
(CD)	20 GAI	19		
0.0000	21 LIM	20		
4.0000				
(CI)	22 GAI	17		
	23 IFE	25	22	24
0.0000	24 CON			
	25 MUL	26	27	
1.0(T)	26 CLK			
4.0000	27 DEL	26		
0.4(T)				
0.0000				
0.0000	28 ACC	23		
0.0000	29 LIM	28		
4.0000				
	30 SUM	17	21	29
0.0000	31 LIM	30		
4.0000				
64.0000	32 GAI	31		
	33 FIX	32		
64.0000	34 ATT	33		
(S/N)	35 GAI	-34		
(S/N)	36 GAI	-12		
(S/N)	37 GAI	-2		
	38 SUM	35	36	37
Atraso	39 PLS			
Duração				
Amplit.				
1.0000	40 GAI	-9		

---

## APÊNDICE D    CONTROLE DIGITAL DE FONTES CHAVEADAS

### D.1   FONTES CHAVEADAS

Dada uma fonte de energia elétrica em corrente contínua, existem basicamente duas alternativas para se fornecer esta energia à carga de modo controlado: conversão linear e conversão chaveada. A primeira baseia-se na presença de um regulador em série ou em paralelo com a carga, que na maioria das aplicações é um transistor operando na região ativa e através do controle de sua corrente de base, controla-se a tensão de saída do conversor.

Neste tipo de conversão, quanto maior diferença entre as tensões de entrada e saída, maior a perda de potência no elemento regulador, o que limita a eficiência abaixo de 60 %. A conversão chaveada é realizada por meio de um elemento regulador que opera como uma chave. Considerando-se que a chave seja ideal, estando aberta ou fechada, conforme uma razão de trabalho ("duty-cycle") que determina o tempo de ligado e desligado, pode-se controlar o fluxo de energia entregue à carga.

Na prática, existe perda de eficiência devido à implementação real apresentar perdas no elemento chaveador, normalmente um transistor Bipolar ou transistor FET, operando em corte e saturação. Observa-se deste modo que a eficiência é alta, em torno de 80 %, mas necessita-se de elementos de filtro para que a energia pulsada não seja entregue à carga. Isto é obtido com um filtro passa-baixas L-C.

---

## D.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Ao se projetar um regulador chaveado, a escolha da estratégia de controle e do compensador adequado para atingir-se o desempenho desejado são de fundamental importância. Uma solução interessante e bastante eficiente em termos de sistemas industriais são os controladores PID, largamente utilizados em sistemas eletrônicos.

Nas últimas décadas, vários estudos foram realizados sobre a modelagem matemática dos conversores chaveados, onde apresentaram-se diferentes métodos de análise e síntese de controladores, sendo que em nenhum dos casos foi citada a aplicação de um controlador do tipo PID digital.

Avaliando-se a utilização de um controlador PID digital aplicado a um conversor Forward com controle de modulação em largura de pulso [11], e comparando-se os resultados obtidos com um controle padrão do tipo proporcional de ganho elevado, pode-se chegar às seguintes conclusões:

a) *Regulação Estática*: A regulação estática melhora sensivelmente, pois com o controle padrão do tipo proporcional o valor da regulação estática é de aproximadamente 1.0 %, e com o controle PID digital o valor diminui para 0.1 %, ou seja, cerca de 10 vezes menor, devido a ação integral, que atua diretamente no erro de regime permanente, sendo muito superior à ação proporcional de ganho elevado, normalmente utilizada nas fontes chaveadas comerciais.

b) *Regulação Dinâmica*: Considerando-se a dinâmica da fonte utilizada nos testes, verifica-se que o controlador PID digital não possui um tempo de resposta adequado ao período de oscilação

natural do conversor, pois o mesmo possui uma frequência natural de aproximadamente 3075 rd/s, sendo 5 vezes maior que o valor admitido pelo controlador (628 rd/s). Para solucionar esta deficiência do controlador, utiliza-se uma malha proporcional em paralelo com o controlador PID digital. Esta associação permite que o sistema de controle resultante apresente uma regulação dinâmica em torno de 5 %, sendo igual à apresentada pelo controle proporcional de ganho elevado. O ganho da malha proporcional utilizada em paralelo com o controlador PID digital não deve ultrapassar o valor 2.0, pois deste modo, a ação proporcional analógica não interfere na ação PID digital.

**AÇÃO DE CONTROLE IMPLEMENTADA PARA FONTE CHAVEADA**

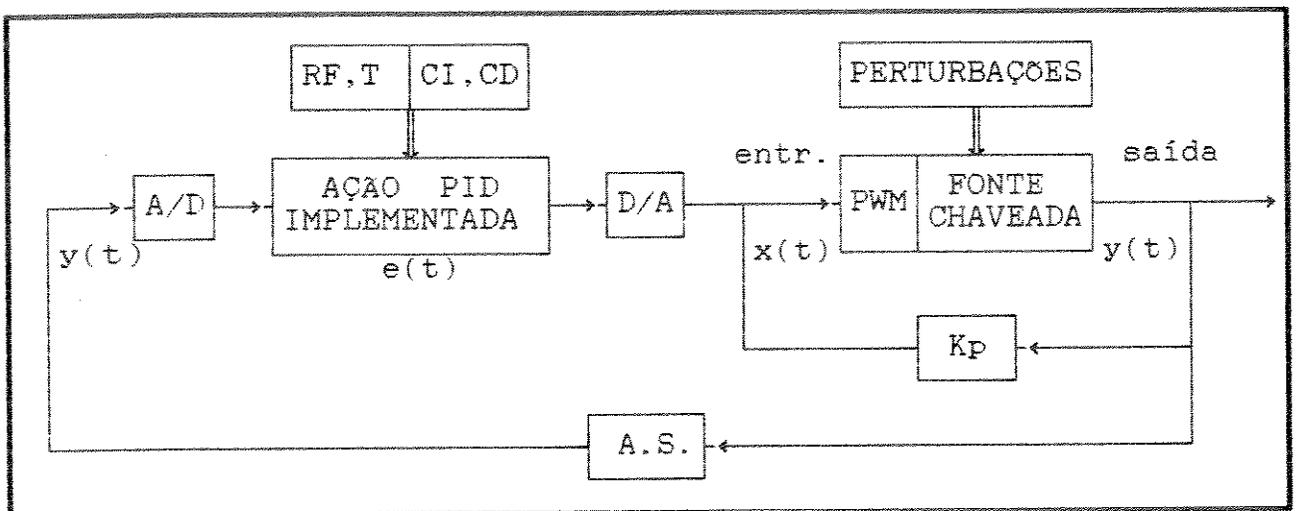


Figura (52) Contr. PID digital + Contr. P analógico.

---

## APÊNDICE E REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA

### E.1 REFERÊNCIAS

- [01] - ZIEGLER, J.G. & NICHOLS, N.B. "*Optimum Setting for Automatic Controllers*", Transactions of the ASME, Vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [02] - MARSILI-LIBERLLI, S. "*Optimal Design of PID Regulators*", International Journal of Control, Vol. 33, pp. 601-616, 1981.
- [03] - MERRIT, R. "*Electronic Controller Survey*", Instrumentation Technology, Vol. 24, pp.43-62, 1977.
- [04] - KRIKELIS, N.J. & FASSOIS, S.D. "*Microprocessor Implementation of PID Controllers and Lead-Lag Compensators*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 31, 1984.
- [05] - KALMAN, R.E. "*Design of a Self Optimising Control System*", Transactions of the ASME, pp. 468-478, 1958.
- [06] - HOOPES, H.S. "*A Self Tuning Controller*", ISA Transactions, Vol. 22, pp. 49-58, 1983.
- [07] - SHINSKEY, I.G. "*Process Control Systems*", McGraw Hill, Cap. 1-4, pp. 3-122, 1963.

- 
- [08] - OGATA, K. *"Modern Control Engineering"*, New Jersey, Prentice Hall, Cap. 5, pp. 155-193, 1970.
- [09] - FRANKLIN, G.F. *"Digital Control of Dynamic Systems"*, New York, Addison Wesley, 1982.
- [10] - HOUPIS, C.H. & LAMONT, G.B. *"Digital Control Systems"*, McGraw Hill, International Student Edition, 1985.
- [11] - ALVES, A.F. *"Modelagem e Análise de um Conversor DC/DC Chaveado com Controle PID Digital Microcontrolado"*, Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, USP - São Carlos, 1993.

## E.2 BIBLIOGRAFIA

- [01] - GRUITER, A.F. *"Amplificadores Operacionais Fundamentos e Aplicações"*, McGraw Hill, 1988.
- [02] - LANDO, R.A. & ALVES, S.R. *"Amplificador Operacional"*, Editora Érica, 1983.
- [03] - KUO, B.C. *"Sistemas de Controle Automático"*, Prentice Hall do Brasil, 1982.

- 
- [04] - OGATA, K. *"Engenharia de Controle Moderno"*, Prentice Hall do Brasil, 1982.
- [05] - CASTRUCCI, P. & BATISTA, L. *"Controle Linear Método Básico"*, Edgard Blucher, Vol. 1, 1991.
- [06] - CASTRUCCI, P. & CURTI, R. *"Sistemas Não-Lineares"*, Edgard Blucher, Vol. 2, 1981.
- [07] - CASTRUCCI, P. & SALES, R. *"Controle Digital"*, Edgard Blucher, Vol. 3, 1990.
- [08] - FROHR, F. & ORTTENBURGER, F. *"Técnicas de Controle Eletrônico"*, Siemens-Nobel, 1990.
- [09] - BOYLESTAD, R. & NASHESKY, L. *"Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos"*, Prentice Hall do Brasil, 1982.
- [10] - SILVA JR, V.P. *"Microcontrolador 8051 Hardware e Software"*, Editora Érica, 1990.
- [11] - BERTUCCI NETO, V. *"Desenvolvimento de Controladores PID"*, Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, USP - São Carlos, 1990.

- 
- [12] - BATISTA, J.C. "*Controlador PID Auto-Ajustável*", Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 1985.
- [13] - AVILEZ FILHO, O.V. "*Projeto e Construção de um Controlador de Temperatura para Fornos de Difusão*", Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 1978.
- [14] - PHILLIPS, C.L. & NAGLE, H.T. "*Digital Control System Analysis and Design*", Prentice Hall International, 1984.
- [15] - HOUPIS, C.H. & LAMONT, G.B. "*Digital Control Systems - Theory, Hardware e Software*", McGraw Hill, 1987.
- [16] - OPPENHEIM, A.V. & SCHAFER, R.W. "*Digital Signal Processing*", Prentice Hall International, 1975.
- [17] - AUSLANDER, D.M. "*Direct Digital Process Control - Practice and Algorithms for Microprocessor Application*", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, pp. 199-208, 1978.
- [18] - AYLOR, J.H. "*Design and Application of a Microprocessor PID Predictor Controller*", IEEE Transactions on Industrial Electr. and Control Instr., Vol. 27, pp. 133-137, 1980.

- 
- [19] - SYDNEY, C.A. & CHO, C.H. *"Advances in Microprocessors Based Controllers"*, Proceedings of the ISA Conference and Exhibit, pp. 20-23, 1980.
- [20] - TEXAS *"The TTL Data Book for Design Engineers"*, Texas Instruments Incorporated, 1976.
- [21] - NATIONAL *"Linear Data Book"*, National Semiconductor Corporation, 1980.
- [22] - TEXAS *"Interface Circuits Data Book"*, Texas Instruments Incorporated, 1987.
- [23] - PHILIPS *"Integrated Circuits - Linear Products Data Handbook"*, Philips Electronic Components and Materials Division, 1988.
- [24] - SIEMENS *"Microcomputer Components - 8051 Family of Single Chip Microcomputers - User's Manual"*, Icotron S.A. Indústria de Componentes Eletrônicos, 1981.
- [25] - TUTSIM USER'S MANUAL *"Program for Engineering Design and Optimization by Simulation of Continuous Dynamics Systems"*, 1987.