

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CAMPUS DE CURITIBA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA
ÊNFASE AUTOMAÇÃO**

MARCO AURÉLIO SCHEID

RODRIGO MARTINS DE BRITO

**SISTEMA DE AUTO SINTONIA PARA CONTROLADOR PID
APLICADO A PLANTAS TÉRMICAS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2011**

MARCO AURÉLIO SCHEID
RODRIGO MARTINS DE BRITO

**SISTEMA DE AUTO SINTONIA PARA CONTROLADOR PID
APLICADO A PLANTAS TÉRMICAS**

Proposta de Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina TCC 2, do Curso de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase Automação do Departamento de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador(a): Cristiano Quevedo
Andrea .

CURITIBA
2011

MARCO AURÉLIO SCHIED

RODRIGO MARTINS DE BRITO

SISTEMA DE AUTO SINTONIA PARA CONTROLADOR PID APLICADO A PLANTAS TÉRMICAS

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Industrial Elétrica com ênfase em Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 31 de outubro de 2011.

Prof. Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Dr.

Coordenador de Curso

Engenharia Industrial Elétrica com ênfase em Automação

Prof. Marcelo de Oliveira Rosa, Dr.

Coordenador dos Trabalhos de Conclusão de Curso

de Engenharia Industrial Elétrica com ênfase em Automação do DAELT

ORIENTAÇÃO

Prof. Cristiano Quevedo Andrea, Dr.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof. Cristiano Quevedo Andrea, Dr.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Marcelo de Oliveira Rosa, Dr.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Marco José da Silva, PhD.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

À Dirceá e Moisés pelo apoio, exemplo de vida e conduta de caráter.

À João Gabriel, Isabella e aos demais familiares que sempre prestaram apoio.

À Martin Breus Méier e Thomaz Weinrich Shiohara, cuja colaboração tornou viáveis algumas etapas do projeto.

Aos verdadeiros amigos que sempre foram honestos, leais e que estiveram presentes nos momentos difíceis.

“Um homem precisa viajar. Por sua conta, não por meio de histórias, imagens, livros ou TV. Precisa viajar por si, com seus olhos e pés, para entender o que é seu. Para um dia plantar as suas próprias árvores e dar-lhes valor. Conhecer o frio para desfrutar o calor. E o oposto. Sentir a distância e o desabrigo para estar bem sob o próprio teto. Um homem precisa viajar para lugares que não conhece para quebrar essa arrogância que nos faz ver o mundo como o imaginamos, e não simplesmente como é ou pode ser. Que nos faz professores e doutores do que não vimos, quando deveríamos ser alunos, e simplesmente ir ver.”

Amyr Klink

RESUMO

SCHEID, Marco A; BRITO, Rodrigo M. de. Compartilhamento da informação e do conhecimento em bibliotecas especializadas. 2011. F91. Trabalho de Conclusão de Curso – Graduação em Engenharia Industrial Elétrica/Automação, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2011.

Este trabalho propõe uma metodologia de sistema de controle aplicado a planta térmica composto de duas malhas. Neste contexto, foram desenvolvidos estudos para o sistema de controle da malha interna, o qual sempre o aproxima de um sistema Tipo 1 (um pólo na origem). Então, com o ajuste do ganho proporcional da malha externa pode-se regular o tempo de resposta em malha fechada da planta térmica, e adicionalmente sempre temos erro nulo. Apresentou-se a fundamentação para plantas térmicas, controle PID e Robusto. Simulações computacionais, utilizando o Matlab Simulink, do sistema de controle robusto ilustram a viabilidade e potencialidade deste método. Por fim, o sistema de controle robusto foi implementado em um dispositivo programável, o qual apresentou bons resultados práticos.

Palavras chave: Sistemas de Controle, Auto Sintonia, PID, Plantas Térmicas.

ABSTRACT

SCHEID, Marco A; BRITO, Rodrigo M. de,. Sharing information and knowledge in specialized libraries. 2011. F91. Completion of Course Work – Undergraduated Course in Industrial Engineering Electrical/ Automation, Federal Technological University of Paraná. Curitiba, 2011.

This paper proposes a methodology of control system, applied to thermal plants, composed of two loops. In this context, studies were performed with a system of internal control loop, which always approximates the controlled plant to a Type 1 system (a pole at the origin). Then, with the adjustment of the proportional gain of external loop, it's able to regulate the thermal plant closed-loop time response, and in addition we always have zero error. A rationale for thermal systems, PID and robust control is presented. Computer simulations using Matlab Simulink, of robust control system illustrates the feasibility and potential of this method. Finally, the robust control system was implemented in a programmable device, which showed good results in practice.

Keywords: Control Systems, Auto-Tuning, PID, Thermal Plants.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1- Diagrama de blocos com a descrição do sistema de controle proposto no presente trabalho.	20
Figura 2.1- Diagrama de Blocos da Configuração Paralela do Controlador PID.	29
Figura.2.2: Diagrama de blocos representativo de um controlador adaptativo indireto	32
Figura 2.3 – Mapeamento de sistemas.	34
Figura 2.4 – Sistema Genérico de Funcionamento Discreto.	35
Figura 3.1 – Simulação de efeito <i>windup</i> , via ferramenta Simulink, do MatLab.	38
Figura 3.2 – Saídas para a simulação de sistema apresentado na Figura 3.1.....	39
Figura 3.3 – Simulação da correção de efeito <i>windup</i> , via ferramenta Simulink, do MatLab.	40
Figura 3.4 – Saídas para a simulação de sistema com correção de <i>windup</i> , apresentado na Figura 3.3.	40
Figura 3.5 – Topologia de Sistema de Controle.	41
Figura 3.6 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Controle, Construído via Simulink – Matlab.	43
Figura 3.7 – Sistema de Controle Simplificado por $T_i T_d$ e $K_p T_i$ muito pequenos.	43
Figura 3.8– Simulação da planta $G(s) = 10 / (100s + 1)$ através da ferramenta rtool do MatLab.	45
Figura 3.9 – Resultado da realocação dos pólos através do rtool do MatLab.	46
Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Bloco do Controlador Robusto.	49
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Bloco do PID.	50
Figura 4.3 – Diagrama de Blocos do Bloco Anti <i>Windup</i>	52
Figura 4.4 – Diagrama de Blocos do Circuito com correção de PWM.	53
Figura 4.5 – Circuito PIC do controlador, aplicado sobre planta RC, constante de tempo de 2200s.	54
Figura 4.6 – Sinal de saída do PIC, em aplicação sobre planta RC, constante de tempo de 2200s, frequência 2kHz e tensão de referência 3V, após o estabelecimento	55
Figura 4.7 – Sinal de saída do PIC, em aplicação sobre planta RC, constante de tempo de 2200s, frequência 2kHz e tensão de referência 3V, após o estabelecimento	55
Figura 4.8 – Circuito do Filtro DC.	56
Figura 4.9 – Circuito Modulador de PWM com período de 4s.	57
Figura 4.10 – Planta Térmica #1 ensaiada para o Controlador Robusto proposto.	58

Figura 4.11 – Planta Térmica #2 ensaiada para o Controlador Robusto proposto....	59
Figura 4.12 – Circuito do Controle Robusto, construído em placa perfurada.....	60
Figura 4.13 – Circuito das Plantas Térmicas, construídas em placa perfurada; em cima, Planta #1; embaixo, #2.	60
Figura 4.14 – Funcionamento do sistema em malha fechada, com a Planta #2.	61
Figura 5.1 – Sinal de saída da Planta Térmica #1, para valor de referência 300mV (30°C), após o estabelecimento.	62
Figura 5.2 – Sinal de saída da Planta Térmica #2, para valor de referência 300mV (30°C), após o estabelecimento.	63
Figura 5.3 – Modelagem de uma planta injetora industrial, formulada utilizando Simulink.....	64
Figura 5.4 – Modelagem de interferências em uma injetora industrial.	64
Figura 5.5 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 100s, ao degrau de 43°C em malha aberta.....	65
Figura 5.6 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 100s, ao degrau de 43°C em malha fechada, sob ação do Controlador Robusto proposto.	65
Figura 5.7 – Detalhe da Figura 5.6, para o trecho de curva após a estabilidade.	66
Figura 5.8 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 43200s, ao degrau de 43°C em malha fechada, sob ação do Controlador Robusto proposto.	67

LISTA DE SIGLAS

B-003	Identificador de sala da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
B-207	Identificador de laboratório da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Termo para corrente contínua
CLP	Controlador Lógico Programável.
DAELT	Departamento Acadêmico de Eletrotécnica – Departamento da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
DC	Sinônimo de corrente contínua, mas com termo em inglês.
IHM	Interface Homem Máquina
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i> – ferramenta computacional
MikroC	<i>C Compiler for Microchip PIC Controllers</i> – ferramenta computacional desenvolvida pela empresa mikroEletronika
MPLAB	<i>Microchip PIC Laboratory</i> – ferramenta computacional para gravação de programas em dispositivo PIC.
P	Proporcional
PI	Proporcional Integral
PIC	Peripheral Interface Controller, dispositivo eletrônico programável
PID	Proporcional, Integral Derivativo
SEMAP	Setor de Manutenção – Setor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Simulink	<i>Simulation and Link</i> – ferramenta do <i>software</i> MatLab
MRAS	<i>Model-Reference Adaptive Systems</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	14
1.1 PROBLEMAS E PREMISSAS	18
1.2 OBJETIVOS	18
1.2.1 Objetivo Geral	18
1.2.2 Objetivos Específicos	19
1.3 JUSTIFICATIVA	20
1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	20
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO	23
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1 SISTEMAS TÉRMICOS	24
2.1.1 Atraso de Transporte e Relação de Padé	26
2.2 CONTROLADOR PID	27
2.2.1 Ação Proporcional	29
2.2.2 Ação Integral	29
2.2.3 Ação Derivativa	30
2.3 AUTO SINTONIA	31
2.3.1 Técnicas Adaptativas	31
2.3.2 Controle Adaptativo	31
2.4 CONTROLE ROBUSTO	33
2.5 REPRESENTAÇÃO DISCRETA	33
2.5.1 Transformada Z	33
2.5.2 Processo Analógico/ Digital	34
2.5.3 Amostragem de um controlador PID	35
3 SIMULAÇÃO DOS SISTEMAS TEÓRICOS	37
3.1 SIMULAÇÃO DE EFEITO <i>WINDUP</i>	37
3.2 SIMULAÇÕES DE SISTEMAS COM CONTROLE ROBUSTO	41
4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO	48
4.1 PROGRAMAÇÃO DO ALGORITMO DE CONTROLE ROBUSTO	48
4.2 CIRCUITO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO	52
4.2.1 CIRCUITO DO PIC	53
4.2.2 FILTRO DC	56
4.2.2 MODULADOR PWM DE 4 SEGUNDOS	56
4.2.3 PLANTAS TÉRMICAS UTILIZADAS	58
4.2 CONSTRUÇÃO DO SISTEMA FÍSICO	59
5 RESULTADOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO	62
5.1 RESULTADOS EM SISTEMAS FÍSICOS REAIS	62
5.2 RESULTADOS EM SIMULAÇÕES DE PLANTAS INDUSTRIAIS	63
5.3 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	67
5.4 PROPOSIÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS	69
6 CONCLUSÃO	70

7 REFERÊNCIAS.....	72
ANEXO A – Diagrama de pinos do microcontrolador PIC 16F877A.....	76

1 INTRODUÇÃO

A auto sintonia, também conhecida como sintonia de demanda ou sintonia de disparo único, consiste em um método onde o usuário faz requisições ao controlador, por meio de uma interface, e este então é sintonizado automaticamente. Ou seja, todos os parâmetros de controle envolvidos na planta são determinados automaticamente, o que elimina um trabalho lento e sujeito a erros. Aström e Hägglund (2006, p.293) apontam que o conceito de auto sintonia em controladores PID pode ser feita combinando técnicas de determinação dinâmica de controle de plantas, com métodos para o cálculo dos parâmetros PID.

Para isso existem três passos necessários:

- Geração de uma perturbação.
- Avaliação da resposta à perturbação.
- Cálculo dos parâmetros do controlador.

O processo de auto sintonização acontece de uma forma análoga em relação à sintonização de um controlador feita manualmente. Para que a resposta dinâmica de uma planta possa ser determinada, ela deve receber algum tipo de perturbação. Tal procedimento pode ser realizado de várias formas, tais como gerar entradas do tipo degrau, pulsos ou ondas senoidais. A consequente avaliação da resposta pode ser resumida como uma simples caracterização ou até incluir a modelagem da planta em estudo.

Aström e Hägglund (2006,p.293) mostram que a experiência industrial aponta esse recurso como altamente útil e desejado. Os conceitos de fundamentação do processo de auto sintonia já são conhecidos há algum tempo. Os controladores PID disponibilizam o uso dessa opção desde a década de 80.

Contudo, a tecnologia tem feito consideráveis avanços nos últimos anos. Isso porque mais recentemente a existência de um *hardware* capaz de conseguir executar os cálculos intensivos inerentes às técnicas de auto sintonia, a preços acessíveis, tornou economicamente viável esse procedimento em aplicações comerciais.

O cenário gerado por esse fenômeno é que, atualmente, praticamente todos os sistemas de controle distribuído e controladores de malha única baseados em

microprocessamento, até mesmo os que visam os nichos menos significativos de mercado, utilizam algum tipo de auto sintonia. Ela pode ser executada dentro de um controlador, ou usando dispositivos externos conectados à malha de controle apenas em uma etapa de sintonia. Os parâmetros do controle são apenas apresentados ao final do procedimento experimental que se realizar sobre a planta. Considerando que os dispositivos devem operar em controladores produzidos por várias empresas diferentes, é necessário que se forneça previamente o máximo possível de informação sobre ele, afim de que se possam ofertar sugestões adequadas para a configuração de parâmetros.

Há várias motivações para o uso de auto sintonia. Se o processo é não linear (ou seja, não apresenta a mesma resposta em um ponto de operação como em outro), e se a planta é operada sob condições amplamente variáveis, então a sintonia dos parâmetros de um controlador deve ser alterada constantemente para conseguir atender as condições de operação. Acontece que quase a totalidade dos processos é não-linear.

A alteração citada anteriormente costuma ser feita utilizando-se uma interface homem máquina, IHM, contendo várias combinações de parâmetros para as diferentes condições de operação. Esse método assume que cada condição pode ser associada com uma combinação específica. Nota-se também que dessa forma depende-se da habilidade de um operador ou instrumentador, para selecionar as entradas corretas no sentido de tratar, da melhor maneira, determinada condição de operação da planta. Seja como for, caso as características sofram mudanças bruscas, ou correspondam a uma situação não categorizada na interface, dificilmente pode-se esperar que uma operação manual desse equipamento atinja resultados satisfatórios.

Outra motivação, completamente distinta, é relativa à obtenção de um procedimento que determine automaticamente um conjunto aceitável de parâmetros de sintonia durante o *startup* ou em uma situação onde o usuário final não disponha de discernimento e conhecimento adequados ou experiência para a sintonização manual de uma malha de controle. Em ambas, o trabalho de um operador pode ser reduzido a níveis ótimos. Sabe-se que sempre deve existir uma pessoa no processo, que observe o comportamento da planta, quando submetida aos parâmetros obtidos no processo de auto sintonia.

Vale ressaltar que mesmo quando se utilizam dispositivos de auto sintonia, é de extrema importância que se forneça informações prévias relacionadas ao comportamento da planta. Nem sempre a atuação deficiente de uma malha de controle pode ser corrigida com a sintonia, é preciso entender a razão do comportamento do processo que se decidiu corrigir.

Dentre essas razões, pode ocorrer que a planta tenha sido projetada com muitas falhas, que lhe confirmam longas constantes de tempo, não linearidades, e longos atrasos de transporte¹. Pode ser também que sensores e atuadores possam estar mal alocados ou montados de forma errada, podendo ter respostas deficientes. São exemplos típicos: termo acoplamentos com carcaças pesadas que fazem suas respostas lentas; válvulas motoras *on/off* com longos tempos para completar a atuação; válvulas que podem ter sofrido um sobre dimensionamento de modo a terem pequenas regiões de atuação; lacunas de sensoriamento largas obtendo-se uma resolução pobre; nível de ruído excessivo no sensor; válvulas com atrito estático elevado; sensores com avaliações erradas devido a contaminações. A possibilidade de haver falhas e desgastes nos equipamentos da planta também é algo a se relevar, visto que em muitos casos a planta atinge um tempo de funcionamento considerável, com uma manutenção ineficaz.

Se uma malha de controle apresenta comportamento insatisfatório, é essencial que primeiro se encontre as razões antes de se tentar a sintonia, caso contrário, o resultado poderá ser mais prejudicial.

Um tipo de planta que merece um cuidado maior, com relação ao processo de controle, é o que emprega processos térmicos. Estes apresentam uma vasta gama industrial de aplicação, tais como processos: de isolamento térmico e de controle de temperatura em ambientes, entre outros. Tratam com variáveis que devem operar com boa precisão e, com o inconveniente de apresentar um tempo de resposta lento, em virtude da estabilização do sistema. Abaixo seguem alguns exemplos que descrevem melhor um bom procedimento de controle:

- O processo de tratamento térmico do leite, sendo os mais comuns, pasteurização e esterilização, deve levar em consideração as ações resultantes sobre algumas variáveis, tais como: enzimas; gorduras; proteínas e lactose. Segundo (UFSC 2011), as temperaturas influem neste processo. Para valores

¹ Atraso de transporte entre sinais de controle de forma a evitar a condução de dois semicondutores, de um mesmo ramo, ao mesmo tempo (SILVA, 2000)

superiores a 75°C e na faixa de 82°C, a fosfatase e o aldeído redutase são destruídos. Os glóbulos de gordura só começam a se separar para valores maiores que 62°C, sendo que variam o tempo de duração dessa separação conforme a temperatura. Já as proteínas solúveis só são desnaturadas a partir de 60°C.

- A aplicação de equipamento para moldagem de polímeros, utilizando técnicas de injeção ou extrusão, também apresenta algumas restrições. De acordo com (LEPCOM, 2011), a temperatura da massa, aglomerado do material em manipulação, deve apresentar valores em um mínimo, de uma forma que se reduza o tempo de resfriamento. No entanto, uma temperatura abaixo de um limiar não completara a plastificação completa, conseqüentemente, proporcionando o aparecimento de tensões residuais no material.

O presente trabalho tem como objetivo explicar mais detalhadamente o processo de auto sintonia, como um todo, abordando a forma de controle conhecida como controle robusto, aplicado a plantas térmicas.

Para efetuar o estudo do método citado no parágrafo anterior, encontrou-se pouca literatura em vernáculo. Por esse motivo, entende-se que o presente trabalho também será útil para contribuir com material sobre o tema, em português. De maneira complementar, o estudo aqui proposto terá caráter prático, afim de implementar e testar o comportamento do método de auto sintonia em dispositivos físicos, verificando o desempenho obtido.

O dispositivo selecionado foi o microcontrolador PIC16F877A. Trata-se de um microcontrolador de 40 pinos, cuja família (PIC16F) apresenta alta durabilidade, memória Flash de desempenho superior, comparada a grande parte dos PICs disponíveis comercialmente, com preço acessível e compatível com uma atividade acadêmica.

Dentre os recursos destacados por seu fabricante, está a tecnologia de nanoWatt, que reduz o consumo de energia durante a operação. Utilizando-se o *clock* da fonte da função *Timer1*, ou do oscilador interno, o consumo de energia durante o processamento pode ser reduzido em até 90%. Pode-se optar também desativar o núcleo, mas mantendo os periféricos ativos, o que gera economia de até 96% no consumo.

Demais características importantes da família componente escolhido são: as opções de modo de oscilação, que permitem ao operador uma gama elevada de escolhas para desenvolver vários tipos de aplicações de *hardware*; monitoramento

do *clock*, que garante funcionamento à prova de falhas nessa funcionalidade; e, o mais importante, num primeiro momento, para este trabalho, um conversor A/D de 10 bits, que permite um tempo de aquisição programado, em que um canal seja selecionado.

1.1 PROBLEMAS E PREMISSAS

A partir dessa introdução, entende-se que a sintonia do controlador PID em aplicações industriais pode ser feita através de um operador qualificado, que realiza o ajuste conforme o desempenho desejado. No entanto, o sistema fica suscetível à sua imperícia, descuido, ações ou omissões capazes de tornar precária a sintonia. Da mesma forma, um operador, por mais ágil que seja, não promove uma sintonia sensível a mudanças de caráter contínuo nas condições da planta; sua atuação sobre a malha de controle aproxima-se mais de uma situação de valores discretos, e não contínuos como melhor seria.

Focando-se, ainda, na planta, e no objeto do controle, percebe-se também que um sistema suscetível aos erros humanos citados, fica também vulnerável a graves danos aos equipamentos, o que obviamente gera prejuízos em uma linha de produção.

Resume-se, portanto, que por conta das perdas, seja por danos a equipamentos, seja por atuação deficiente dos recursos de transformação da linha de produção, a ausência de um sistema de auto sintonia em processos industriais acarreta desnecessários custos elevados.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver com o auxílio de um microcontrolador PIC16F877A, um sistema de auto sintonia de PID, programado com um algoritmo implementando um controlador robusto.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Estudar o método de Controle Robusto, para chegar-se a um algoritmo programável;
- Implementar o algoritmo do método em um microcontrolador PIC16F877A;
- Implementar uma planta térmica didática, e fazer a modelagem matemática de sua função de transferência;
- Propor um controlador PID para a planta térmica implementada;
- Aplicar o controlador PID à planta;
- Aplicar o microcontrolador programado ao sistema;
- Analisar o desempenho do dispositivo, e concluir, mediante os parâmetros de resposta, sobre a confiabilidade e aplicabilidade do dispositivo implementado no ambiente industrial.

O sistema proposto no presente trabalho é representado pelo diagrama de blocos da Figura 1.1. Seguindo-se a Figura, identifica-se as seguintes etapas:

- Etapa 1: Interface com o usuário – através de uma requisição, o usuário emite uma ordem para que o processo de controle tenha início;
- Etapa 2: Microcontrolador – Seguindo a entrada fornecida na Etapa 1, o Microcontrolador seleciona a rotina pré-programada e inicia seu processamento, afim de agir sobre o controle;
- Etapa 3: Controle – É o controle PID inicialmente projetado para o processo que se deseja controlar, empregando a metodologia de Controle Robusto.
- Etapa 4: Planta Térmica – Trata-se da planta sobre a qual se construiu o sistema de controle.
- Etapa 5: Visualização dos Resultados – Por fim, para se verificar a validade, e potencialidade dos métodos empregados, tomam-se os resultados de resposta da planta.

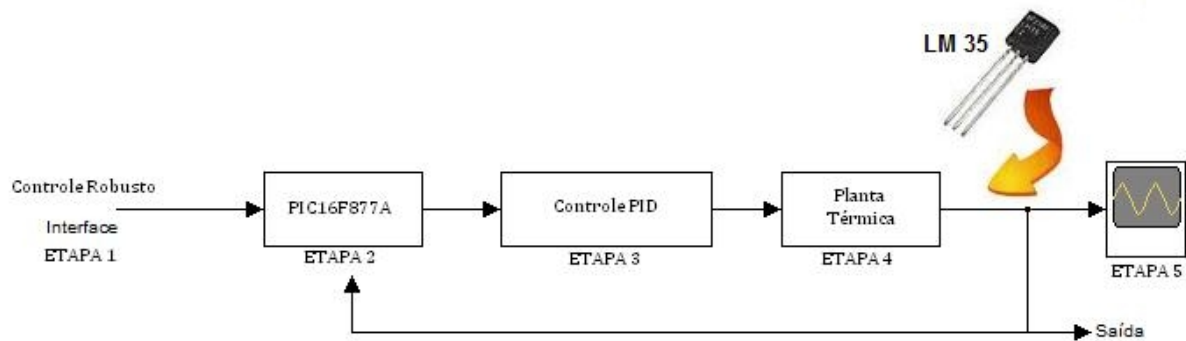


Figura 1.1- Diagrama de blocos com a descrição do sistema de controle proposto no presente trabalho.

1.3 JUSTIFICATIVA

Percebe-se que a sintonia do controlador PID é muito importante, pois a escolha adequada de seus parâmetros torna possível o ajuste suave e preciso das saídas do sistema. Há uma questão econômica relevante atrelada ao sucesso da sintonia do PID, relativa à maximização de lucratividade mediante melhora de rendimento, e redução de custos com malhas de controle precariamente ajustadas, e com pessoal especializado.

Logo, a implementação de um dispositivo que confira ao sistema de controle essa confiabilidade, resulta em uma redução significativa de custos. A execução do projeto proposto se justifica por sua aplicabilidade, e grande perspectiva de aceitação prática, já que o processo de auto sintonia simplifica o trabalho custoso do projeto de um controlador extremamente complexo (para alguns casos).

Não se pode deixar de mencionar o desenvolvimento de tecnologia, outra excelente justificativa do trabalho aqui proposto.

1.4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Para atingir os objetivos da pesquisa, organizaram-se os estudos e atividades laboratoriais em estágios, descritas a seguir.

- **Estágio 1** - A pesquisa bibliográfica, parte fundamental do projeto, e presente em todas as demais etapas, é o passo inicial. Será feita através da bibliografia disponibilizada na biblioteca da instituição, e nas demais

bibliotecas a que se tem acesso, tais como: a da Universidade Federal do Paraná, da Pontifícia Universidade Católica do Paraná, da Universidade Positivo e a Biblioteca Pública do Paraná. Será feita também através do material de pesquisa desenvolvido pelo professor-orientador, Cristiano Quevedo Andréa, Doutor em Engenharia Elétrica, pesquisador nas áreas de Controle Automático de Sistemas Dinâmicos, Controle Digital, Acionamento de Máquinas e Eletrônica de Potência. Outro meio de obtenção de material é o portal do CAPES para periódicos, cujo acesso é disponibilizado pela UTFPR.

- **Estágio 2** - Estudo da planta térmica sobre a qual se fará o controle. Para esta planta será calculada sua função de transferência, e em seguida, propor o sistema de auto sintonia. A escolha por uma planta térmica se deu de forma basicamente aleatória, o que não desmerece as vantagens de se utilizá-la, visto que para muitos processos industriais, laboratoriais e comerciais há o interesse do controle térmico. Afinal, se fazia necessário demonstrar a qualidade do sistema proposto num caso concreto.

A priori, deverá ser um ferro de solda. Sobre ela serão feitos alguns estudos, sobretudo análises de temperatura, níveis de tensão e corrente do sistema térmico em operação. Logo, são requisitados medidores de temperatura e multímetros. O equacionamento e o projeto do controlador PID serão feitos com auxílio do software MATLAB, e da ferramenta Simulink. Os computadores do Laboratório B-207 serão amplamente utilizados nessa etapa.

- **Estágio 3** - Far-se-á o estudo do método escolhido de auto sintonia de PID (Controle Robusto), com o objetivo de se estabelecer um algoritmo. Este será programado em linguagem C, via o software MikroC. O sistema microcontrolado PIC que se pretende desenvolver contará com entradas para: disparo (inicialização) do método a se utilizar e para tomada de referência vinda do controlador atuante sobre a planta, e saídas para a atuação de sintonia que se intenta promover. Logo, estas especificações também constarão no programa a ser desenvolvido. O processo de desenvolvimento do circuito com o PIC será auxiliado pelo software Proteus. Para ser gravado no microcontrolador, será utilizado o software MPLAB, e deverá fazer-se uso

dos gravadores disponibilizados pelo Departamento Acadêmico do presente curso (DAELT), através do SEMAP.

Portanto, a utilização do referido dispositivo implica a necessidade de uma etapa de estudo do funcionamento do mesmo. Poderiam ser utilizados outros dispositivos para o trabalho aqui proposto, a exemplo do CLP. No entanto os custos, sobretudo os de hardware, bem como a disponibilidade dos equipamentos necessários, e a comodidade de já se possuir conhecimento prévio neste componente específico acabou por direcionar a escolha do microcontrolador PIC.

- **Estágio 4** - Para a construção do protótipo serão necessários materiais pertinentes, como: *protoboard*, fontes de tensão, cabos elétricos, resistores, PICs, soquetes, *switchs*, material para solda, placas padrão, e ainda outros. A sala B-003, bem como instalações particulares dos discentes serão utilizados para esse trabalho.
- **Estágio 5** - Verificação do desempenho do sistema. Os critérios a serem adotados serão relativos ao erro estacionário, tempo de estabelecimento e potencial de *overshoot*. Será implementado um sistema de supervisão com monitoramento visual de desempenho.
- **Estágio 6** - Finalmente, a última etapa faz referência à escrita do trabalho em forma adequada conforme a norma de trabalho de conclusão de curso. Inicialmente será realizada uma documentação detalhada apresentando os métodos de pesquisa, a fundamentação teórica, resultados obtidos e as conclusões obtidas.

O MATLAB, bem como o Simulink, serão amplamente utilizados aqui também. Da mesma forma, o laboratório B-207, no qual se dispõe de computadores, bancadas para experimentos com circuitos elétricos, e ferramentas auxiliares como material para soldagem, equipamentos de medição, fontes de alimentação, e uma série de outros dispositivos que auxiliam na execução das práticas laboratoriais necessárias nesse projeto.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho foi montado segundo a seguinte configuração:

- 1ª Parte: Introdução – Nesta parte, o objetivo é contextualizar o projeto, no âmbito acadêmico e social, e demonstrar a relevância do desenvolvimento do trabalho.

- 2ª Parte: Embasamento teórico – Tendo em vista que se trata de um trabalho acadêmico, sua validade depende da existência de teoria previamente estabelecida a respeito do tema tratado pelo projeto. Portanto, nesta parte, o objetivo é apresentar material teórico que demonstre que as atividades que compõem o material estão embasadas em conhecimento científico concreto.

- 3ª Parte: Desenvolvimento do projeto.

- 5ª Parte: Construção do protótipo – Trata-se de uma etapa posterior do trabalho, em que se vai montar um protótipo físico, o PIC programado com rotina do sistema de auto sintonia de Controle Robusto.

- 6ª Parte: Ensaio e relatórios – Estudos realizados no período de projeto, construção, testes e estabelecimento do protótipo da parte 5.

- 7ª Parte: Conclusões – em vista de todo o conjunto de estudos realizados, o que se pode aferir.

- 8ª Parte: Referências Bibliográficas- Apresentação dos materiais utilizados para embasamento da teoria exposta.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 SISTEMAS TÉRMICOS

Considera-se como um sistema térmico aquele em que há envolvida a transferência de calor entre substâncias, ou entre corpos. Para que sejam analisados, podem ser postos em termos de resistência e capacitância térmica. No entanto, quando se trabalha sobre uma situação real, percebe-se que a resistência térmica e a capacitância térmica não podem ser simplificadas por um modelo em que cada uma esteja concentrada, já que usualmente se encontram distribuídos ao longo da substância ou corpo. Quando a precisão é desejável, deve-se modelar o sistema com parâmetros distribuídos.

Em vista da simplificação da análise, admite-se o modelo concentrado. Arbitra-se ainda que as substâncias caracterizáveis pela resistência ao fluxo de calor têm capacitância térmica desprezível, e as caracterizáveis pela capacitância têm resistência desprezível.

Deve-se recordar que há três modos de transmissão de calor: condução, convecção e radiação. Apenas os dois primeiros serão tratados, pois a radiação só é apreciável quando a temperatura do emissor é muito alta em relação à do receptor, e na maioria dos casos presentes em sistemas de controle não se tem esse tipo de condição.

Tanto para condução quanto convecção, é válido que

$$q = K\Delta\theta \quad (2.1)$$

sendo

q = taxa de fluxo de calor, kcal/s,

$\Delta\theta$ = diferença de temperatura, °C,

K = coeficiente, kcal/s °C.

O coeficiente K é dado por

$$K = \frac{kA}{\Delta X}, \quad (2.2)$$

para condução, e

$$K = HA, \quad (2.3)$$

para convecção, sendo,

k = condutividade térmica, kcal/m s °C

A = área normal ao fluxo de calor, m²

ΔX = espessura do condutor, m

H = coeficiente de convecção, kcal/m² s °C

A resistência térmica R pode ser definida como

$$R = \frac{\text{variação na diferença de temperatura, } ^\circ\text{C}}{\text{variação na taxa de fluxo de calor, kcal/s}}.$$

De modo que, tanto para condução como convecção, tem-se

$$R = \frac{d(\Delta\theta)}{dq} = \frac{1}{K}. \quad (2.4)$$

Para ambos os modos de transmissão de calor, os coeficientes são aproximadamente constantes, e a resistência também é constante.

O conceito de capacitância é dado pela relação

$$C = \frac{\text{variação no calor armazenado, kcal}}{\text{variação na temperatura, } ^\circ\text{C}}.$$

ou

$$C = mc, \quad (2.5)$$

no qual

m = massa da substância considerada, kg,

c = calor específico da substância, kcal/kg °C.

2.1.1 Atraso de Transporte e Relação de Padé

Não se pode tratar de plantas térmicas sem analisar a questão do atraso de transporte. Um sistema térmico é identificado como sistema de 1ª ordem, e como tal, do ponto de vista físico, pode ser entendido como um circuito RC, conforme visto na seção anterior. São de primeira ordem também os sistemas pneumáticos, hidráulicos, e uma série de tipos de sensores e instrumentos.

A ação dos sistemas físicos, em geral, possui retardos inerentes, tratados nas funções de transferência através do uso de uma parcela matemática; o atraso de transporte.

Uma função de transferência típica de sistemas dessa ordem é apresentada em (2.6),

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (2.6)$$

em que K é o ganho do sistema e T é a constante de tempo dada por (2.7).

$$T = RC \quad (2.7)$$

Para um dado sistema, conhecer K e T implica identificar o modelo como um todo. Um dos métodos experimentais de obtenção dos mesmos implica em aplicar um degrau de entrada de amplitude A . Para este método, o ganho pode ser expresso pela Equação (2.8).

$$K = \frac{y(\infty) - y(0)}{A}, \quad (2.8)$$

sendo $y(\infty)$ o valor de regime permanente do sinal $y(t)$. A constante de tempo é dada pelo tempo em que a resposta ao degrau atinge 63.2 % da amplitude em regime permanente.

Com esse mesmo método, pode-se estimar também o atraso de transporte (presente em sistemas térmicos), ao se assumir esse atraso seja igual ao espaço de tempo entre a aplicação do degrau, e o início da resposta

Nesse contexto, a aproximação de Padé é um artifício matemático que faz a aproximação de quaisquer atrasos de tempo, por modelos Linearmente Invariantes no Tempo. Aproximações deste tipo são especialmente úteis para modelar efeitos de atraso em sistemas de tempo contínuo (e não discreto). A transformada de Laplace para um atraso de transporte é exponencial. Essa função exponencial é então aproximada por um quociente usando as fórmulas de aproximação de Padé. (MATLAB, 2010)

Trata-se de uma expansão assintótica de uma série de Taylor, que pode conferir uma mais rápida convergência ou divergência para a série, simplesmente rearranjando-a como uma divisão de duas expansões (UNIVERSITY OF COLORADO, 2011).

Essa expansão é dada pela Equação (2.9).

$$P_M^N = \frac{\sum_{k=0}^N a_k x^k}{\sum_{k=0}^M b_k x^k}, \quad (2.9)$$

Como limitações do procedimento, a relação de Padé aplicada a ordens elevadas produz funções de transferência como pólos agrupados. Tal configuração de pólos gera sistemas com alta sensibilidade a perturbações, de modo que deve-se evitar aplicar a relação a ordens superiores a 10 (MATLAB, 2010).

2.2 CONTROLADOR PID

Acompanhando há muito tempo os processos de controle, desde o seu surgimento, o PID é considerado como um dos princípios básicos. Aström (2002,

p.216) estima que atualmente 95% dos processos que empregados em controle de malhas são do tipo PID ou variações muito próximas. A simplicidade e o desempenho fazem com que o controle PID possa ser aplicado nas mais diversas áreas de atuação. Existem diversas maneiras de implementação: um controlador operando de forma isolada, processos hierárquicos distribuídos, controles diretos digitais.

A lei de controle pode ser descrita conforme a expressão (2.10).

$$u(t) = k_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (2.10)$$

sendo:

- $u(t)$ = sinal de controle;
- $e(t)$ = sinal de erro.

. O sinal de controle, $u(t)$, é composto de um somatório de três termos:

- P – Proporcional ao valor do erro;
- I – Proporcional ao valor da integral do erro;
- D – proporcional ao valor derivativo do erro.

Logo existem três parâmetros relativos ao controlador:

- Um valor de ganho k_p ;
- Um termo integral T_i ;
- Um termo derivativo T_d .

O diagrama de blocos que ilustra este controlador é apresentado na Figura 2.1. As três partes integrantes do controle serão melhor explicadas a seguir.

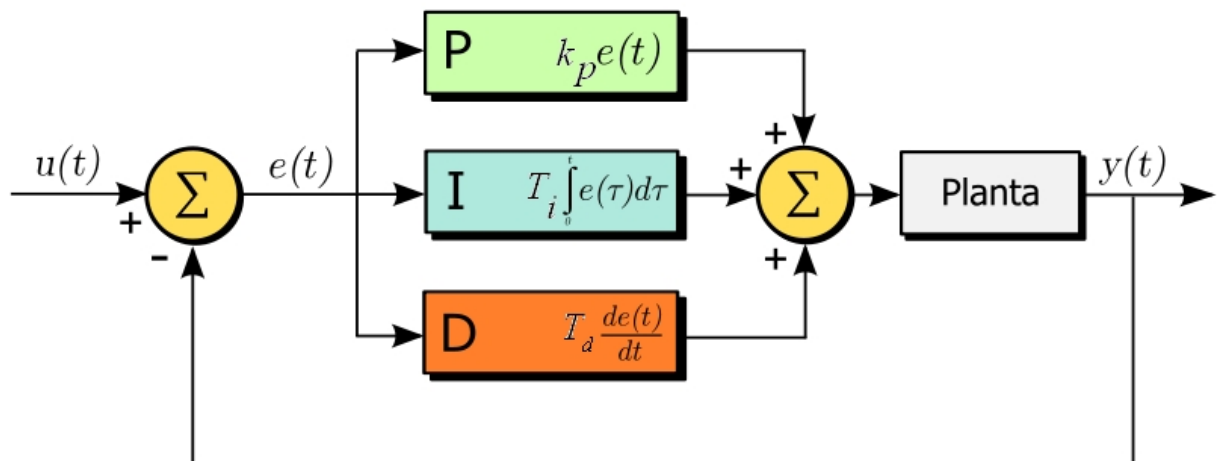


Figura 2.1- Diagrama de Blocos da Configuração Paralela do Controlador PID.

Adaptado de : <http://people.ece.cornell.edu>

2.2.1 Ação Proporcional

Considerando um caso onde existe apenas uma parcela proporcional do controle, a equação (2.10) fica resumida a:

$$u(t) = k_p e(t) + u_r \quad (2.11)$$

A expressão acima demonstra que o valor do sinal de controle depende do ganho proporcional ao erro somado com uma parcela u_r , que representa um erro sistemático do controlador que influencia no sinal de controle, algo semelhante a um ruído interno.

No controle PID, tem como função diminuir o erro de regime, e deixar a resposta mais rápida.

2.2.2 Ação Integral

A principal atribuição da ação integral é garantir que o valor de saída do processo fique preciso com o fixado na entrada, somente para um sistema do Tipo 0, submetido à entrada degrau. Em uma situação onde existe apenas o controle

proporcional, conforme visto anteriormente, sempre há um erro em regime permanente. Se o sistema for um processo, não se tem a modelagem da planta. O integral pode (ressaltando que é uma possibilidade) então levar o erro a zero, mas em processos verifica-se que o integral diminui ou leva-o a zero. O erro nulo depende da entrada da planta.

Com uma ação integral, um erro positivo levará a um incremento no sinal de controle, ao passo que um valor negativo terá a reação contrária. Dessa forma, o controlador possui a capacidade de manipular o erro em regime permanente mantendo este em um valor próximo de zero, para entrada degrau em sistema tipo zero.

A equação que expressa apenas a parcela integral no sinal de controle é dada por:

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (2.12)$$

Em ambos os casos o ganho é considerado como constante com valor igual a 1. Com relação aos valores de tempo integral, pode-se observar que um valor infinito (para esta situação só se tem o proporcional) não é algo interessante pois apresenta um valor de erro de aproximadamente 50%, característica semelhante a um controle puramente proporcional. Com valores finitos, o sistema apresenta uma resposta mais apropriada, sendo que os valores mais altos se aproximam de uma forma mais lenta em relação ao valor de referência, enquanto que os valores menores atuam mais rapidamente, mas com uma oscilação maior.

Como será apresentado na Seção 3.1, fica suscetível ao efeito indesejado de Windup.

2.2.3 Ação Derivativa

(Aström, 2006) Relata que em um processo dinâmico mudanças acontecem de uma forma constante, logo o controlador está sujeito a sofrer variações no seu processo de atuação. A função da ação derivativa torna-se primordial, pois esta possui a capacidade de melhorar a estabilidade ao processo de controle.

A lógica dessa ação pode ser entendida como se o controle seguisse uma proporcionalidade a saída futura. Para conhecer tal valor de saída, um ponto é obtido pela extrapolação da tangente à curva do sinal erro.

A expressão da ação derivativa é dada por:

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (2.13)$$

2.3 AUTO SINTONIA

2.3.1 Técnicas Adaptativas

Segundo Aström e Hägglund (2006,p.295), originalmente as técnicas adaptativas, escalonamento de ganho (*gain scheduling*) e sistemas adaptativos baseados em modelo de referência (*Model-Reference Adaptive Systems – MRAS*), foram desenvolvidas como uma forma de se tratar com parâmetros de uma planta sob mudança constante. A auto sintonia pode ser aplicada empregando qualquer uma destas técnicas, e tem sido apontada como a mais efetiva aplicação.

De uma forma geral, antes da aplicação de uma técnica adaptativa a um processo, deve primeiro analisar suas características, principalmente com relação aos parâmetros (quanto a sua exigência de demanda com relação ao controlador e quanto ao comportamento dinâmico).

2.3.2 Controle Adaptativo

Para o gerenciamento de uma técnica adaptativa se faz necessário o uso de um sistema de gerenciamento de atualização dos parâmetros do controlador. O seu principal papel, expressando de uma maneira simples, consiste em ajustar continuamente os parâmetros de modo que a dinâmica atenuada e as perturbações da planta permaneçam atenuadas. A confiabilidade desse tipo de controlador é grande, tanto que ele é comumente utilizado nos processos em que se tem uma técnica de controle empregando *feedforward*.

Os tipos de controladores adaptativos, ou também chamados controladores contínuos, são baseados em dois métodos: direto e indireto. O primeiro realiza um ajuste analisando os dados contidos na operação de malha fechada, ao passo que o segundo determina os parâmetros indiretamente através de um método de controle aplicado a uma atualização do processo em relação a um modelo já existente. A aplicação de uma sintonização automática emprega uma dessas filosofias de controle adaptativo. A Figura 2.2 ilustra um diagrama de blocos que descreve um controlador adaptativo indireto.

Dentro da área demarcada como regulador de auto sintonia existem dois blocos. O primeiro, estimação de parâmetros, determina os parâmetros do processo, dentro de um modelo, baseando-se em análises feitas nas entradas e saídas. O segundo bloco, projeto de controlador, coleta esses parâmetros e realiza uma manipulação, que pode ser realizada de forma repetitiva ou com *scripts* pré-determinados que montam automaticamente um grupo de dados, e então atribui tarefas ao controlador.

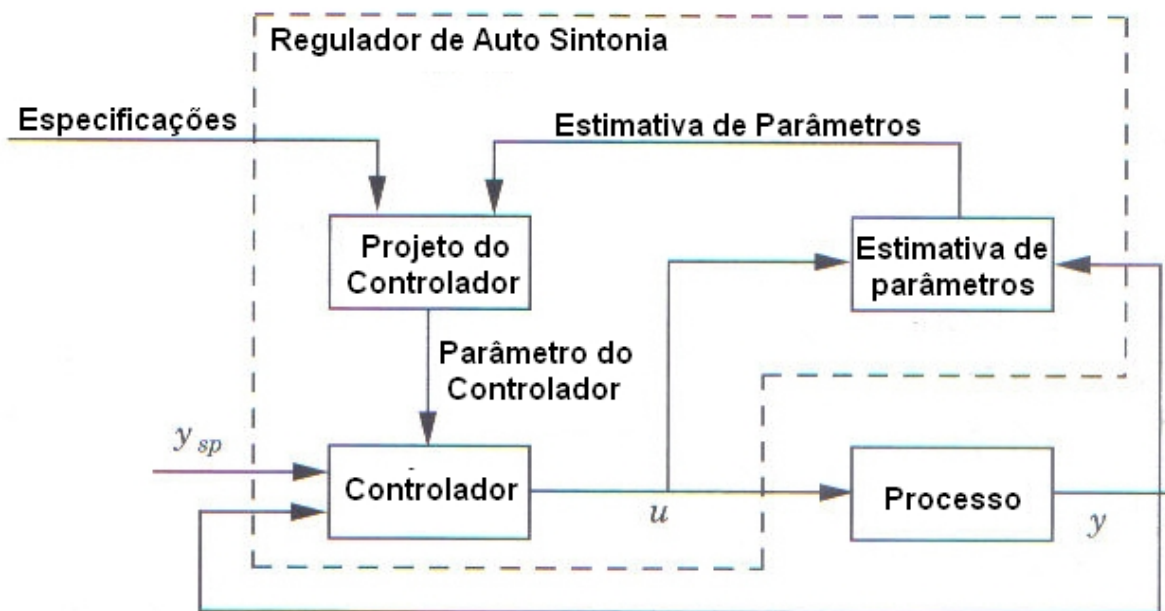


Fig.2.2: Diagrama de blocos representativo de um controlador adaptativo indireto.

Fonte: Adaptado de Aström e Hägglund (2006)

2.4 CONTROLE ROBUSTO

Na construção de um controle, tendo em vista que um sistema apresenta uma parcela estacionária e outra transitória, existem alguns parâmetros importantes a serem determinados. Ao se considerar uma entrada em degrau, torna-se possível conhecer os parâmetros da resposta transitória do sistema, tais como: tempo de subida, tempo de estabelecimento, porcentagem ou potencial de *overshoot*. Ao passo que, para uma excitação do tipo rampa, características do regime estacionário, como os erros de acompanhamento, são observadas.

A retroação, como proposta no presente trabalho, proporciona uma resposta estável ao sistema, mesmo que em efeito de perturbações, erros na modelagem ou de variação de parâmetros sobre o desempenho de um sistema de controle.

Quando se tem, influenciando no sistema, perturbações e ruídos vindos dos sensores, algumas considerações devem ser adicionadas na etapa de projeto para que se tenha um sistema de controle de alto desempenho:

- a. Manter o erro de rastreamento pequeno.
- b. Manter o sinal de saída pequeno, referente a uma perturbação de entrada.
- c. Sensibilidade baixa a erros de modelagem.
- d. Garantir a estabilidade Robusta.
- e. Obter pequena a sensibilidade ao ruído do sensor.

2.5 REPRESENTAÇÃO DISCRETA

2.5.1 Transformada Z

Dentro da teoria de controle, o uso de algumas ferramentas matemáticas é de suma importância, entre essas, podemos destacar a Transformada de Laplace. Essa é aplicada para considerações referentes a sinais contínuos. Quando se aplica Laplace a sinais discretos tem-se a Transformada Z que possibilita uma análise apurada a estes tipos de sinais presentes, por exemplo, em sistemas digitais. Conforme descrito em (Assunção, p.4), aplicando Laplace em um sinal discreto $e^*(t)$, chega-se a:

$$E^*(s) = \sum_{k=0}^{+\infty} e(kT)e^{-kTs} \quad (2.14)$$

Onde:

$$z = e^{sT} \quad (2.15)$$

Consequentemente:

$$E(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} e(kT)z^{-k} \quad (2.16)$$

A Equação (2.16) acima demonstra a transformada Z de $e(kT)$, onde z é uma variável complexa, sendo levado em consideração que a série de potências de z^{-1} é convergente. Destaca-se aqui, entre as várias propriedades da Transformada Z, o conceito em relação ao deslocamento no tempo e a transformada inversa. Estes conceitos podem ser melhores visualizados em (ASSUNÇÃO p.9).

A Figura 2.3 demonstra as relações entre os sistemas no tempo, plano s e plano Z.

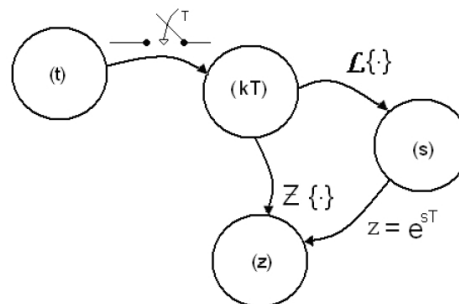


Figura 2.3 – Mapeamento de sistemas.

Fonte: Assunção, 2008

2.5.2 Processo Analógico/ Digital

Em determinadas situações, onde se almeja a implementação de uma metodologia de controle, não se encontram variáveis totalmente contínuas. Podem existir variáveis discretas naturalmente provindas do processo em questão ou

especialmente tratadas levando-se em consideração a alta capacidade de processamento digital na qual se dispõe atualmente.

A Figura 2.4 ilustra um caso onde ocorre um interfaceamento entre sinais contínuos e discretos.

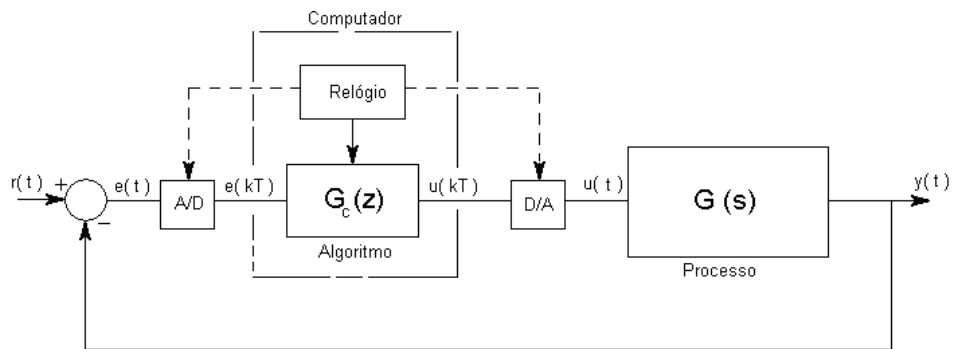


Figura 2.4 – Sistema Genérico de Funcionamento Discreto.

Fonte: Assunção, 2008

Pode-se constatar na Figura 2.4, que existem dois tipos de sinais o contínuo, descrito parcialmente por $G(s)$ e o discreto representado por $G_c(z)$. O sinal $e(t)$ proveniente da diferença entre a saída e a referência $r(t)$ é amostrado segundo uma taxa constante gerada pelo relógio (*clock*), computadorizado (recebendo um tratamento de acordo com o algoritmo implementado) e em seguida novamente transformado no sinal contínuo de saída $u(t)$, repassado ao processo. É importante destacar que, conforme elucida o Teorema de Shannon, a taxa de amostragem do sinal contínuo de entrada (na conversão Analógica/Digital), deve ser suficientemente grande para que não se tenha perda da informação que o sinal carrega. Em outras palavras, as parcelas do sinal a ser tratado têm relação direta com o período (ou a frequência) de amostragem.

2.5.3 Amostragem de um controlador PID

Ainda levando-se em consideração a amostragem de sinais para processos envolvendo sinais contínuos e discretos, pode-se destacar o método de Euler. Este, conforme destaca (PALHARES, p.20), realiza uma aproximação real no tempo para equações diferenciais:

$$\dot{x} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (2.17)$$

Sendo x variável dentro de um intervalo de tempo Δt .

Aproximando a Equação acima, chega-se a:

$$\dot{x} \approx \frac{x(z+1) - x(z)}{T} \quad (\text{versão retangular de avanço}), (2.18)$$

$$\dot{x} \approx \frac{x(z) - x(z-1)}{T} \quad (\text{versão retangular de atraso}), (2.19)$$

Aplicando as aproximações anteriores para os termos diferenciais presentes no controlador PID, descritos pelas equações (2.11), (2.12) e (2.13), chega-se a:

Aproximação proporcional: $u(z) = k_p e(z)$

Aproximação integral: $\frac{u(z) - u(z-1)}{T} = \frac{k_p}{T_i} e(z) \therefore u(z) = u(z-1) + \frac{k_p T}{T_i} e(k)$ (2.20)

Aproximação derivativa: $u(z) = \frac{k_p T_d}{T} (e(k) - e(k-1))$ (2.21)

3 SIMULAÇÃO DOS SISTEMAS TEÓRICOS

3.1 SIMULAÇÃO DE EFEITO *WINDUP*

Um dos problemas a que um sistema de controle integral está sujeito é o efeito *windup*. Trata-se de uma das limitações que um sistema pode apresentar, que acaba se verificando na prática, inclusive em plantas térmicas. Apesar desse caráter prático, pode ser tratado matematicamente.

O efeito de *windup* ocorre quando se tem num sistema de controle uma ação integral, e baseia-se no fenômeno de saturação. A essa, proveniente do sinal de controle, ocorre quando o valor da variável atinge seus valores máximos (positivos e negativos) do atuador. Dessa forma, a malha de realimentação perde a validade, uma vez que o atuador permanecerá no seu limite máximo ou mínimo independentemente da saída do processo. Quando se tem a ação integral, o erro continua sendo integrado, e o termo integral tende a se tornar muito elevado (SILVA, 2000).

Para que o controlador volte a operar na região linear, é preciso se diminuir o termo integral. Para tanto, deve-se esperar que o sinal de erro apresente valores de sinal oposto, e durante um longo período aplicar na entrada do controlador um sinal de erro de sinal oposto. Como consequência, a resposta transitória do sistema tenderá a ficar lenta e oscilatória (vide Figura 3.2).

Considere-se a planta

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + s}, \quad (3.1)$$

que é um motor de corrente contínua, submetida ao efeito integral de um controlador. Para este tipo de motor, a Função de Transferência genérica é dada por:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{E(s)}, \quad (3.2)$$

em que $\theta(s)$ é a posição angular do motor, e $E(s)$ é a tensão na armadura (PINHEIRO, 2008).

A situação tem seu diagrama de blocos exposto na Figura 3.1.

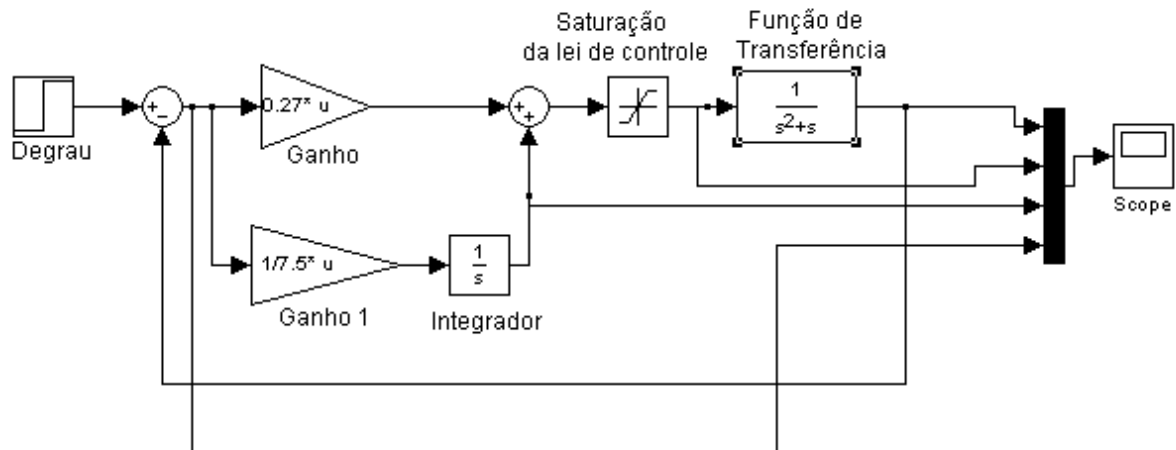


Figura 3.1 – Simulação de efeito *windup*, via ferramenta Simulink, do MatLab.

O resultado da simulação via Simulink é ilustrado na Figura 3.2. Ao momento da primeira saturação, num instante muito próximo a zero, o sinal de erro apresenta o seu valor mais elevado, que decresce até encontrar seu limite inferior, quando volta a sofrer acréscimo, permanecendo nessa oscilação.

A saturação tem um valor máximo invariável, pois um atuador real não pode aumentar seus limites no decorrer da operação, que são inerentes a sua estrutura. O objetivo final de controle do erro não deixa de ocorrer, e o erro fica controlado. Portanto, o que faz do *windup* indesejável não consiste no fato de impossibilitar o sucesso da ação integral, e sim a lentidão e a oscilação da resposta, e também a falta de controle sobre os níveis de energia que acabam atuando no sistema.

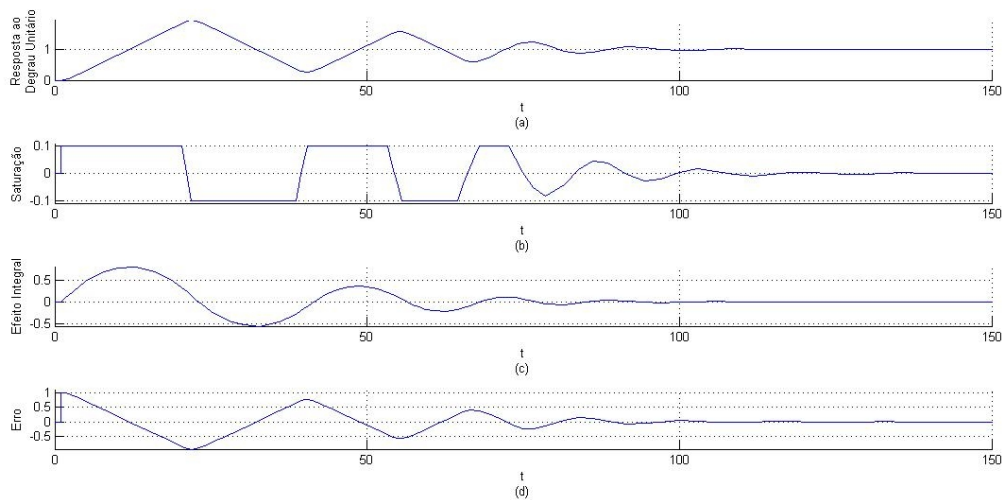


Figura 3.2 – Saídas para a simulação de sistema apresentado na Figura 3.1.

(a) Resposta da Planta ao Degrau Unitário.

(b) Saturação do Atuador

(c) Efeito Integral do Controlador

(d) Erro da Resposta

Uma correção de *windup* é demonstrada com a próxima simulação a se expor, conforme o diagrama de blocos da Figura 3.3. O método utilizado é o intuitivo, mas se baseia na teoria exposta. Consiste em reduzir o sinal da ação integral, retirando-se parcelas de seu valor, para acelerar seu decréscimo.

Efetuada a simulação desse sistema com a mesma ferramenta computacional, as respostas obtidas são as apresentadas na Figura 3.4.

Com as mudanças implementadas, a resposta da planta é mais rápida e menos oscilatória. Pela Figura 3.4, pode-se perceber uma melhora nas condições da saturação, já que o sinal de erro atinge valores muito menores, exigindo muito menos da operação limite do atuador. A componente integral também não mais atinge valores exorbitantes.

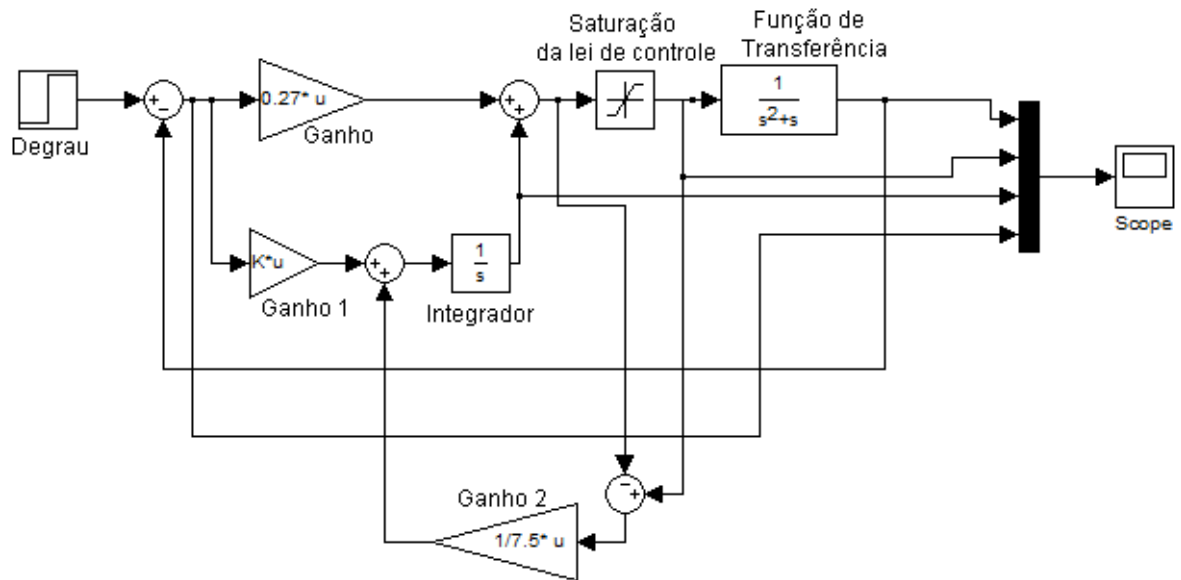


Figura 3.3 – Simulação da correção de efeito *windup*, via ferramenta Simulink, do MatLab.

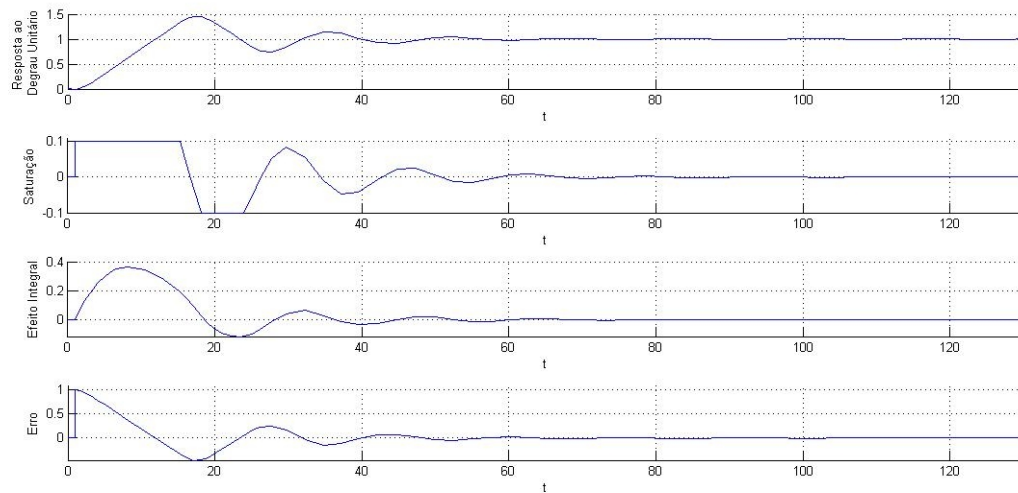


Figura 3.4 – Saídas para a simulação de sistema com correção de *windup*, apresentado na Figura 3.3.

- (a) Resposta da Planta ao Degrau Unitário.
- (b) Saturação do Atuador
- (c) Efeito Integral do Controlador
- (d) Erro da Resposta

3.2 SIMULAÇÕES DE SISTEMAS COM CONTROLE ROBUSTO

O presente trabalho traz uma nova proposição de Controle Robusto, pela qual o erro de regime vem a ser nulo. Considere-se a topologia de sistema de controle da Figura 3.5, a qual se pretende implementar mediante o uso do PIC.

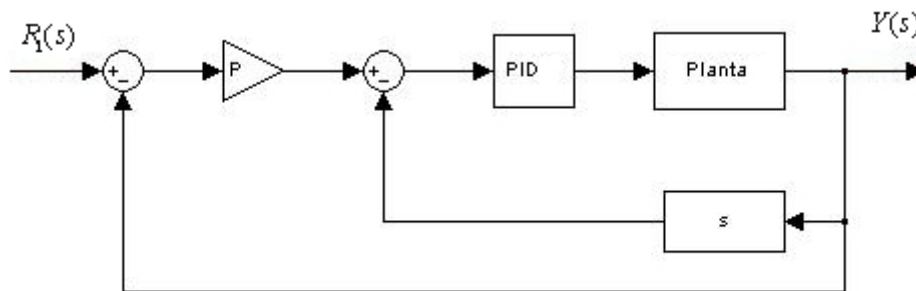


Figura 3.5 – Topologia de Sistema de Controle.

Neste contexto, o projeto de sistema de controle consiste das seguintes etapas:

Etapa 1: Projeto de um PID para que o sistema da malha interna se aproxime de um sistema com pólo na origem.

Etapa 2: Projeto de um controlador proporcional **P** para obter o tempo de estabelecimento desejado.

Etapa 3: Análise da Robustez.

Perceba-se que nada mais é do que de um controlador PID normal, acrescido de um termo derivativo.

Utilizando-se a seguinte planta térmica da Equação (2.6), tem-se o seguinte controlador PID

$$G(s) = K_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s = \frac{T_i T_d s^2 + K_p T_i s + 1}{T_i s} \quad (3.3)$$

Pode-se obter a Função de Transferência da malha interna do diagrama de blocos da Figura 3.6.

$$\frac{Y(s)}{R_1(s)} = \frac{(T_i T_d s^2 + K_p T_i s + 1)(e^{-Ls} K)}{T_i s(\tau s + 1) + (T_i T_d s^2 + K_p T_i s + 1)(e^{-Ls} K)} s \quad (3.4)$$

Para $T_i T_d$ e $K_p T_i$ notavelmente pequenos, pode-se aproximar a Equação (3.1) por

$$\frac{Y(s)}{R_1(s)} = \frac{(e^{-Ls} K)}{T_i s(\tau s + 1) + e^{-Ls} K s} \quad (3.5)$$

Considerando a Relação de Padé de primeira ordem, descrita por:

$$e^{-Ls} = \frac{2 - Ls}{2 + Ls} \quad (3.6)$$

Logo,

$$\frac{Y(s)}{R_1(s)} = \frac{(2 - Ls)K}{s \left[LT_i \tau s^2 + (2T_i \tau + T_i L - LK) s + (2T_i + 2K) \right]}, \quad (3.7)$$

definindo-se uma função de transferência $G_1(s)$, da Equação (3.7), como

$$G_1(s) = \frac{(2 - Ls)K}{\left[LT_i \tau s^2 + (2T_i \tau + T_i L - LK) s + (2T_i + 2K) \right]}, \quad (3.8)$$

Então a Equação (3.7) pode ser reescrita da seguinte maneira

$$\frac{Y(s)}{R_1(s)} = \frac{G_1(s)}{s} \quad (3.9)$$

que é um sistema com pólo na origem. O erro para uma entrada degrau aplicado a uma planta térmica pode ser zero. Assim o Sistema de Controle torna-se o apresentado na Figura 3.7.

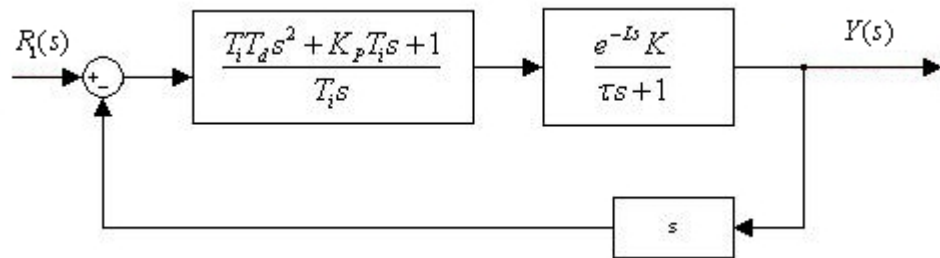


Figura 3.6 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Controle, Construído via Simulink – Matlab.

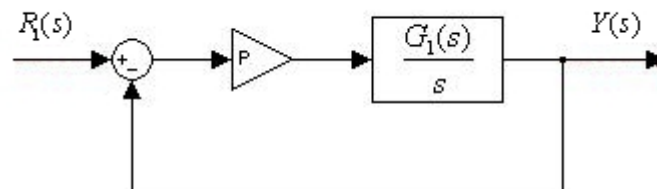


Figura 3.7 – Sistema de Controle Simplificado por $T_i T_d$ e $K_p T_i$ muito pequenos.

Neste caso, considerando o sistema em malha fechada estável, tem-se a constante de erro estático (OGATA, 2003)

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} P \frac{G_1(s)}{s}, \quad K_p \rightarrow \infty, \quad e = \frac{1}{1 + K_p} = 0 \quad (3.10)$$

portanto, tem-se erro nulo para a entrada degrau.

Entretanto, como as plantas térmicas apresentam atraso, é necessário fazer algumas considerações. Afim de uma visualização mais acurada da informação que se intenta transmitir. Tome-se uma planta térmica dada pela seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{10}{100s + 1}. \quad (3.11)$$

Submetendo-o ao sistema de controle apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.5, tem-se

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{PID \cdot G(s)}{1 + PID \cdot G(s)H(s)} = \frac{(T_i T_d s^2 + k_p T_i s + 1)10}{T_i s(100s + 1) + (T_i T_d s^2 + k_p T_i s + 1)10s} \quad (3.12)$$

Tendo em vista o critério estipulado de manter $T_i T_d$ e $K_p T_i$ muito pequenos, arbitrou-se $T_i = 0,01$, $T_d = 0,01$ e $k_p = 0,01$, que por fim nos fornece a função de transferência:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{0,001s^2 + 0,001s + 10}{s(0,001s^2 + 1,001s + 10,01)} \quad (3.13)$$

Utilizando o *software* computacional MATLAB, procedeu-se a análise do sistema de malha fechada através do Método do Lugar das Raízes (*Root Locus*). Os comandos processados foram os seguintes:

```
num=[0.001 0.001 10];
den=[0.001 1.001 10.01 0];
ta=tf(num,den);
rtool(ta)
```

Como resultado, obtém-se a Figura 3.7.

O fato de ter-se escolhido usar a ferramenta de análise do MATLAB rtool ao invés da rlocus, ferramenta que simplesmente plota o *Root Locus* e já nos seria suficiente, é que, para a primeira ferramenta, há a vantagem de se poder “navegar” pelo gráfico, e avaliar situações com o P modificado. Nas Figuras 3.8 e 3.9 apresentam-se algumas dessas configurações obtidas realocando-se os pólos com esse mecanismo.

Observe-se que caso ocorra o aumento de P, o tempo de estabelecimento diminui, pois aumenta-se a parte real do pólo dominante, mas em contrapartida o pólo fica mais perto da instabilidade, tornando a resposta oscilatória.

Para a situação em que se tem $G(s)H(s)$ com pólos reais, o efeito do aumento do P não altera o resultado. O sistema fica mais rápido, porém começa a ficar mais oscilante. Se a planta varia, o que vai se mudar, a fim de tornar o sistema estável, é a faixa de P, uma vez que já se atingiu o erro nulo.

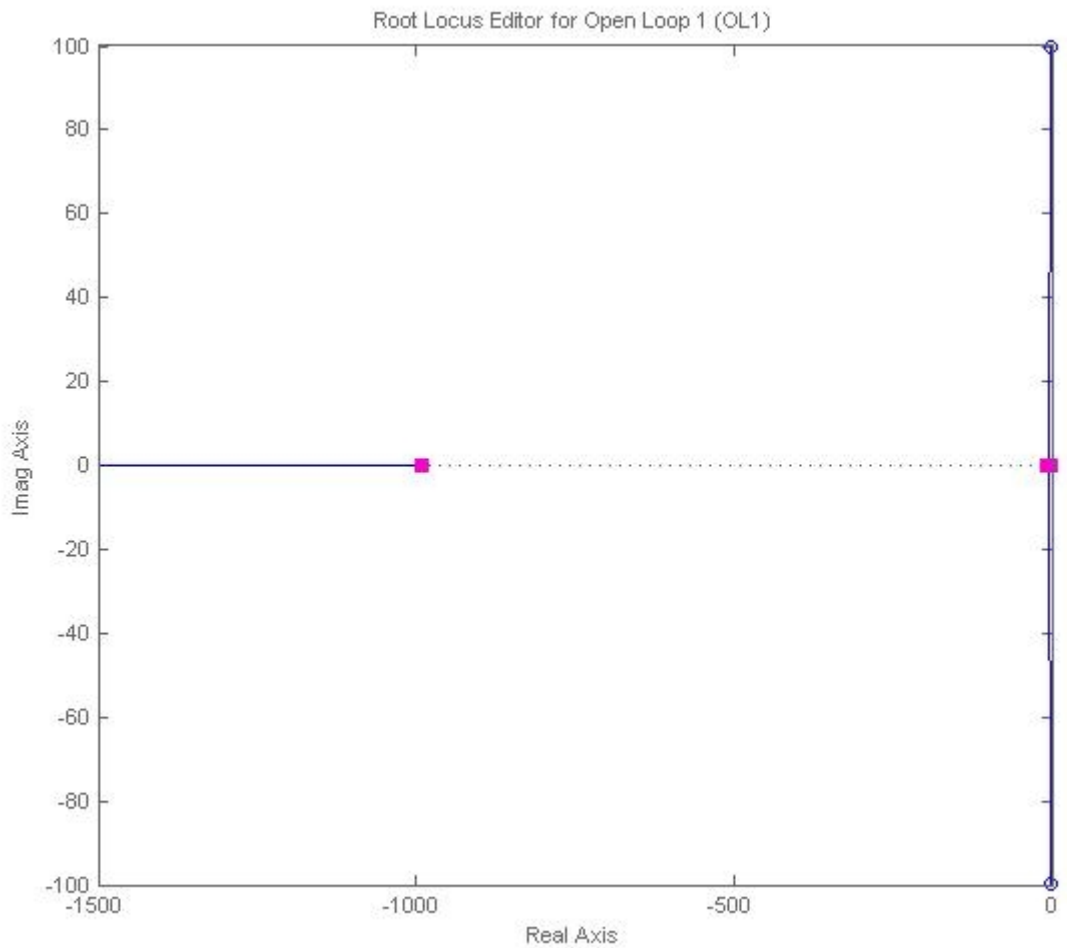


Figura 3.8– Simulação da planta $G(s) = 10 / (100s + 1)$ através da ferramenta rltool do MatLab.

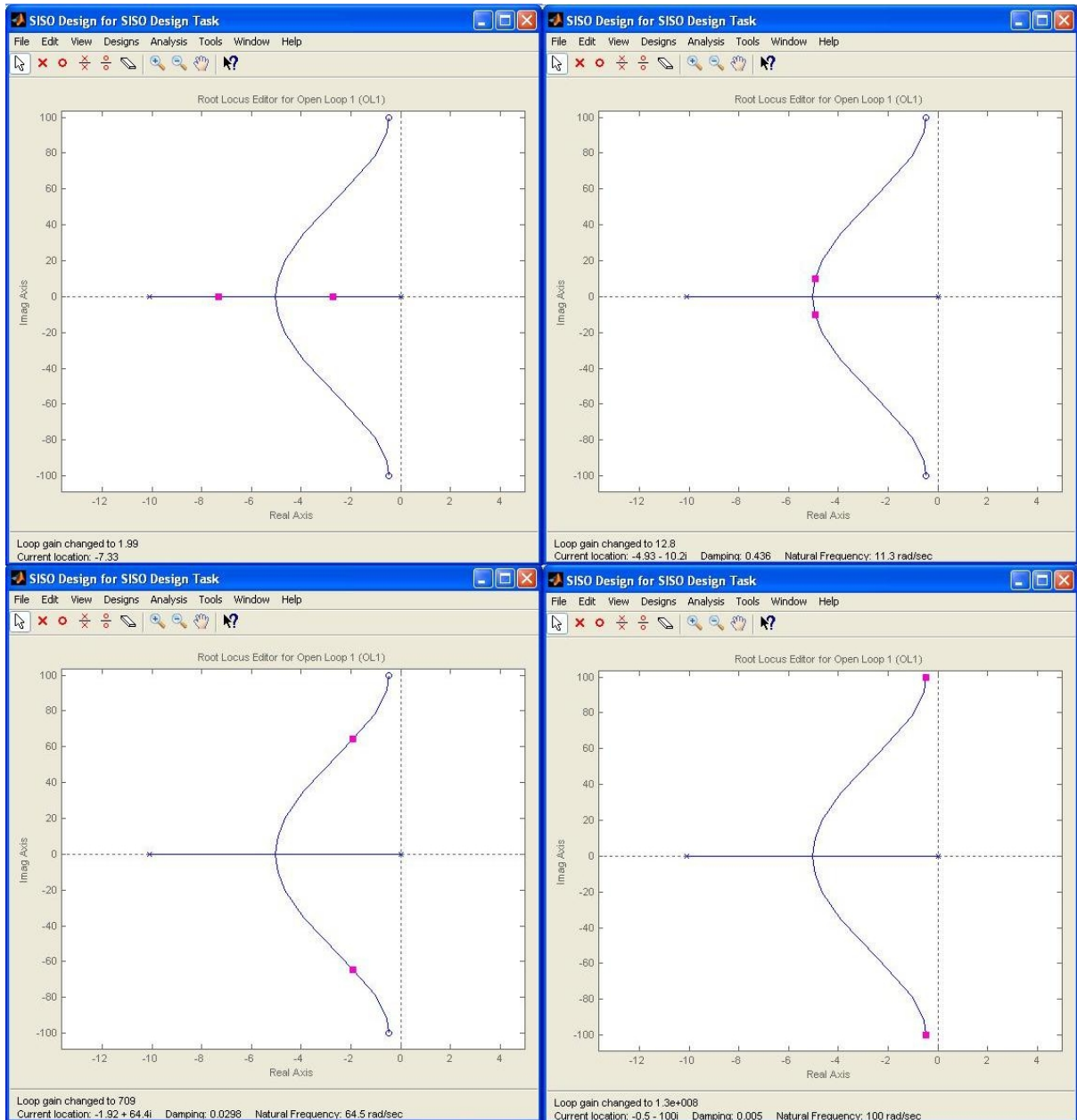


Figura 3.9 – Resultado da realocação dos pólos através do rltool do MatLab.

Com o exposto, pode-se resumir que o controlador robusto aqui proposto possui a topologia da Figura 3.5, e sua implementação fica sujeita a 3 critérios:

- 1) O sistema ao qual se aplica o controle deve ser de 1ª Ordem;
- 2) A resposta do sistema deve ser lenta;
- 3) Os valores arbitrados de T_i , T_d e k_p devem ser muito pequenos, afim de se manter as relações $T_i T_d$ e $K_p T_i$ igualmente muito pequenas.

Garantidos esses critérios, o controle atua aproximando o sistema de tipo 1 de um sistema como o da Equação (3.9), que é do Tipo 0, e para o qual o erro é nulo.

Os valores pequenos dos termos integral, derivativo e proporcional podem tornar a resposta muito lenta. Quando se verifica que o sistema tem uma resposta demasiadamente devagar e se deseja algo mais agilizado, é possível aumentar o valor do termo P, tomando-se o cuidado de não atingir valores muito altos, prevenindo respostas oscilatórias.

Assim sendo, é possível supor que, ajustando os termos do PID conforme o critério estipulado, é possível submeter plantas diferentes, com tempos de resposta distintos, sem necessidade de reconfiguração do controlador, e ainda, sem nem mesmo ser necessário conhecer a função de transferência ou parâmetros do sistema a ser controlado. Tal suposição tem sua validade testada no capítulo 4, no qual se apresenta a implementação do sistema proposto, e apresentação dos resultados obtidos.

4 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO

4.1 PROGRAMAÇÃO DO ALGORITMO DE CONTROLE ROBUSTO

O meio escolhido para implementação do controle proposto na seção 3.2 foi a construção de um circuito, com as rotinas programadas em um microcontrolador PIC 16F877A.

Basicamente, era necessário programar a lógica proposta na Figura 3.5. O algoritmo do bloco do controlador robusto está representado no diagrama de blocos da Figura 4.1.

A lógica empregada para se obter um controlador PID, por sua vez, merece um maior nível de detalhamento. Na Figura 2.1 apresentou-se a configuração paralela do diagrama de blocos do controlador PID.

Para que a rotina de controle seja executada repetidas vezes, em quantidade indefinida, é submetida a uma condição de recorrência (*loop*) sempre verdadeira. Assim sendo, o comportamento da ação controladora não será contínua no tempo, e sim discreta. É verdade que as iterações se dão em intervalos de tempo tão curtos que sua ação pode ser perfeitamente encarada como contínua, mas ainda assim o tratamento matemático deve ser discreto. Para tanto, submetemos os sinais do sistema à Transformada Z.

Segundo a configuração paralela, o algoritmo do bloco PID é dado pelo diagrama de blocos da Figura 4.2.

Note-se que ambos os blocos expostos até aqui dependem de valores do *loop* interior da rotina. Afim de se dispor desses valores, ao final da determinação da saída, os valores de $y(k)$ e $a_3(k)$ são guardados nas variáveis $y(k-1)$ e $a_3(k-1)$, respectivamente. Dessa forma, no início da recorrência, o valor anterior pode ser utilizado para os registros atuais. Vale ressaltar que, no instante de inicialização do circuito, $k=0$, não há valores anteriores. Portanto, antes do programa entrar na etapa de recorrência, ajusta-se $y(k-1) = a_3(k-1) = 0$, para que haja valores reais a serem processados, e evitar um possível *bug* no *software*.

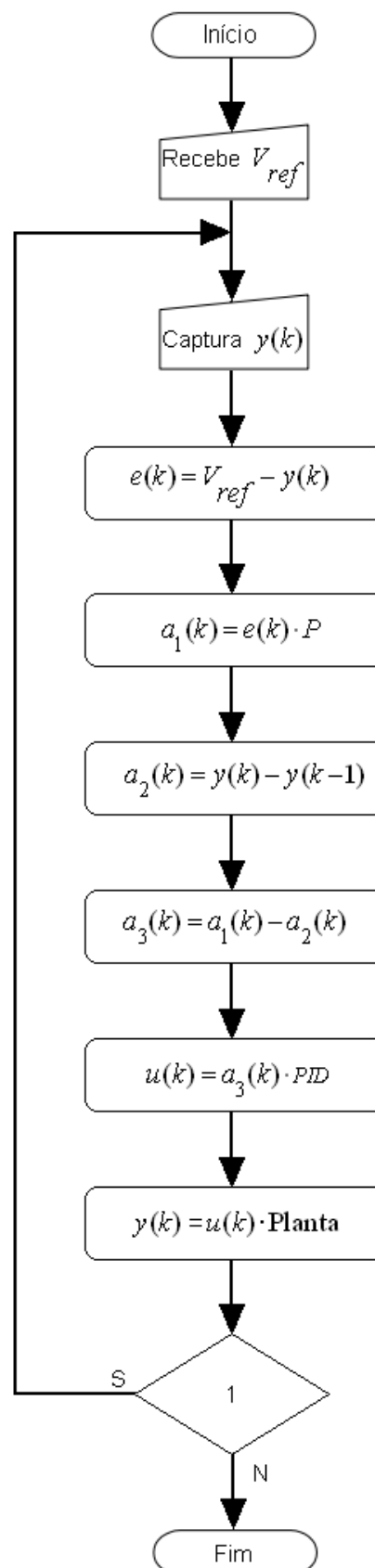


Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Bloco do Controlador Robusto.

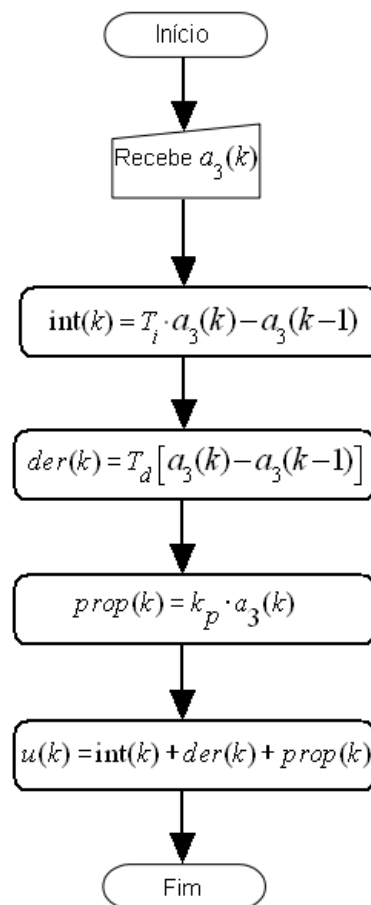


Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Bloco do PID.

Uma vez que o interesse do projeto é controlar uma variável analógica, e as portas microcontrolador trabalham com leituras digitais, foi necessário programar o PIC para operar com o conversor AD disponível na família 16F. Definiram-se as portas A como entrada, configurando todos os canais como digitais, exceto AN0 e a referência interna. Dessa forma, o pino 2 (entrada AN0, *vide Anexo A - Diagrama de pinos do microcontrolador PIC 16F877A*) ficou sendo a entrada do sinal recebido do sistema, referente à variável que se deseja controlar ($y(t)$). (Para melhor visualização da pinagem do PIC16F877A, consultar ANEXO A).

Outra função disponível na família 16F, e aproveitada no presente trabalho, foi à modulação por largura de pulso. O interesse em utilizá-la foi o de criar um trem de pulsos modulado pelo valor de saída $y(t)$; a razão cíclica (*duty cycle*) é o valor digital da saída analógica calculada.

Antes de processar o *loop*, o programa inicializa o PWM, com freqüência de 500 Hz. Trata-se do valor mais baixo possível para a freqüência de oscilação interna do PIC alcançado pelas rotinas de programação utilizadas.

Feita a leitura analógica em AN0, o valor registrado é convertido em termos de tensão, por regra de três simples; sendo o valor máximo de leitura 5V, ele deve corresponder ao valor máximo da resolução do conversor A/D, dado em bits. Esta última informação é obtida pelo *datasheet* fornecido pelo fabricante do microcontrolador. Ou seja,

$$\frac{\text{leitura AD}}{5V} = \frac{y(k)}{1023\text{bits}}. \quad (4.1)$$

A partir dessa transformação, os valores de leitura podem ser tratados como melhor convêm; como valores de tensão. Efetuado o tratamento desejado, segundo a rotina de controle proposta, o valor de saída deve ser transformado para bits novamente. A sintaxe de programação do PWM no PIC considera um valor de *duty cycle* em bits; se a conversão não for realizada, os pulsos serão modulados por um valor completamente fora do esperado.

Um recurso adicional programado leva em conta a seção 3.1. Trata-se de uma rotina simples, para prevenção do efeito de *windup*, simulando uma saturação. É dado pelo diagrama de blocos da Figura 4.3.

Os valores de máximo e mínimo são definidos no instante da programação. O critério é livre, mas obviamente há boas práticas a serem observadas. O valor máximo deve ser consonante com os limites de operação do dispositivo, informado através da folha dados, afinal, o objetivo da rotina anti *windup* é proteger os elementos do circuito. Já o valor de mínimo deve ter magnitude suficiente para se distinguir de um ruído.

Um último elemento da fundamentação teórica contemplado na programação foi o atraso de transporte. Tal efeito foi emulado com a inserção de um *delay* de 100ms a cada final de *loop*.

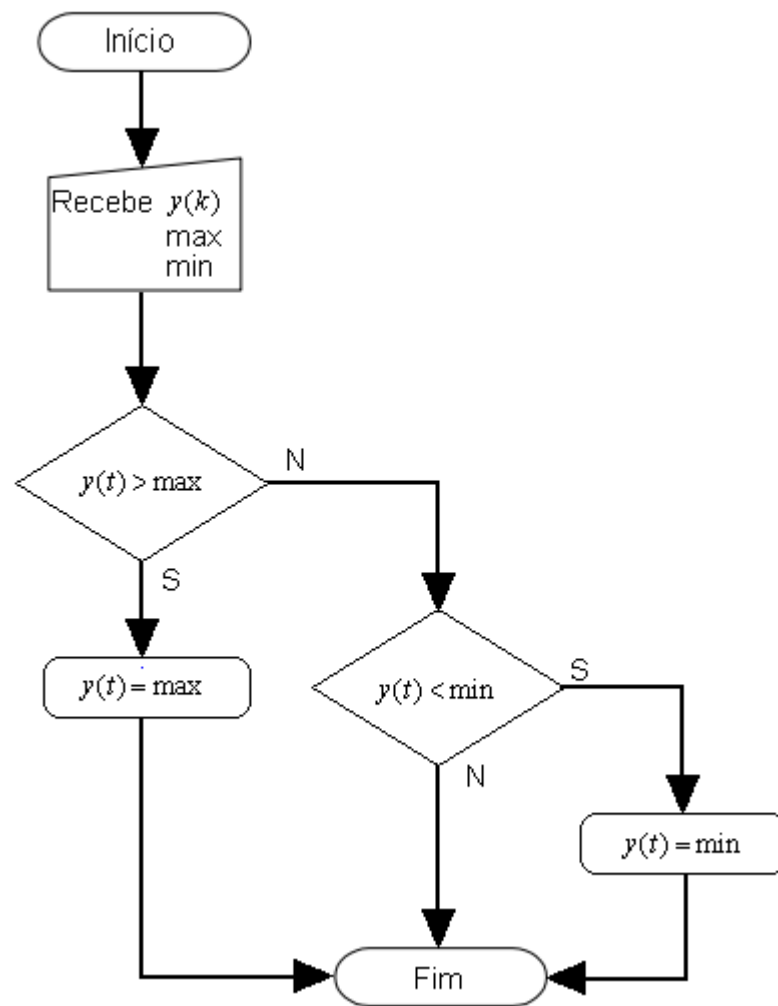


Figura 4.3 – Diagrama de Blocos do Bloco Anti *Windup*.

4.2 CIRCUITO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO

O Controlador Robusto proposto, conforme visto na Seção 3.2, tinha como um de seus critérios, atuar sobre sistemas do Tipo 1. Dentre os tipos de plantas que se encaixam está à planta térmica, objeto específico de estudo do presente trabalho, conforme exposto desde o início. A utilização de plantas térmicas envolve peculiaridades na implementação do sistema físico.

Uma das condições que demandaram etapas de contorno se referia à freqüência do PWM. As plantas térmicas seriam atuadas por chaveamento de relé. Dadas freqüências elevadas de chaveamento, o componente seria submetido a um aquecimento excessivo, danificando-o e comprometendo seu comportamento e

durabilidade. E ainda, plantas térmicas costumam ter tempos de estabelecimento elevados (acima da ordem de segundos), e a frequência de oscilação do sinal de controle deve ser compatível com o sistema em que atua.

Por esses motivos, é necessário trabalhar com valores pequenos de frequência. Conforme visto, o microcontrolador PIC utilizado possui uma limitação em sua frequência mínima, de 500Hz, um valor considerado elevado para as condições propostas no parágrafo anterior.

O PWM com frequência desejável deveria ser gerado externamente ao microcontrolador. Considerando-se que o novo trem de pulsos deveria ter período e nível DC adequados, a alternativa foi filtrar o nível contínuo na saída do PIC (já ajustado pelas rotinas internas), e utilizá-lo como entrada em um circuito modulador baseado em Amplificadores Operacionais. O valor de período escolhido para trabalhar foi o de 4s (ou 0,25Hz).

Expresso em diagrama de blocos, as etapas do circuito são dadas como exposto na Figura 4.4.

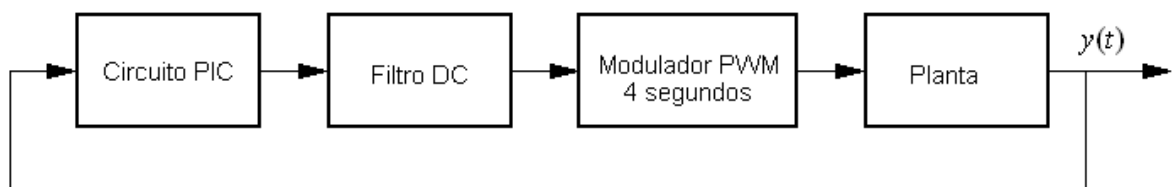


Figura 4.4 – Diagrama de Blocos do Circuito com correção de PWM.

4.2.1 CIRCUITO DO PIC

Em um primeiro momento, a planta utilizada para teste não foi térmica. Devido à série de requisitos de operação da planta térmica, expostos anteriormente, optou-se por um circuito RC. Isso porque também se trata de um sistema Tipo 1, de resposta lenta, porém de implementação mais simplificada. Uma vez que a etapa de ensaio demanda uma série de cuidados e muito trabalho, optar por uma opção simplificada pode facilitar a tarefa.

Na Figura 4.5 encontra-se o esquemático do circuito PIC de teste utilizado.

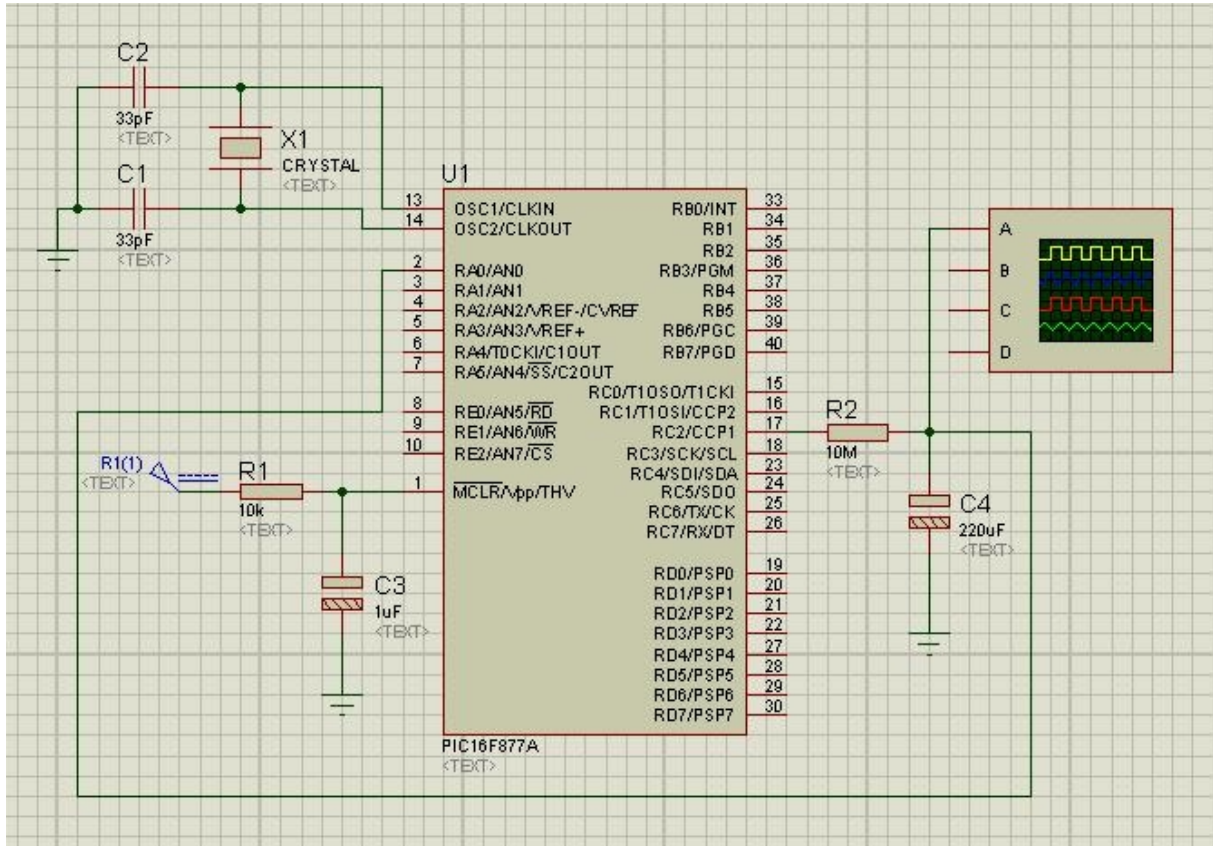


Figura 4.5 – Circuito PIC do controlador, aplicado sobre planta RC, constante de tempo de 2200s.

Para o teste do circuito RC, programou-se o microcontrolador com frequência de 2kHz, já que não havia a necessidade de proteger os componentes das altas frequências, e arbitrou-se uma tensão de referência de 3V. Com auxílio de um osciloscópio, capturou-se o sinal de saída (pinos RC2/CCP1 do PIC16F877A), apresentado na Figura 4.6.

Uma nova planta foi testada nessa mesma configuração de circuito, afim de verificar se a ação de controle teria validade. A segunda planta, também RC, possuía resistor de $10k\Omega$ e capacitor de $100\mu F$, e, portanto, constante de tempo de 1s. O sinal de saída é apresentado na Figura 4.7. Os parâmetros de frequência e tensão de referência não foram alterados.

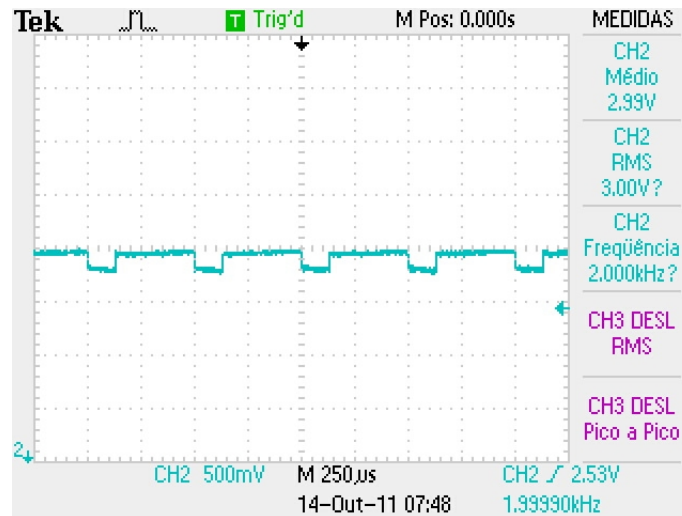


Figura 4.6 – Sinal de saída do PIC, em aplicação sobre planta RC, constante de tempo de 2200s, frequência 2kHz e tensão de referência 3V, após o estabelecimento.

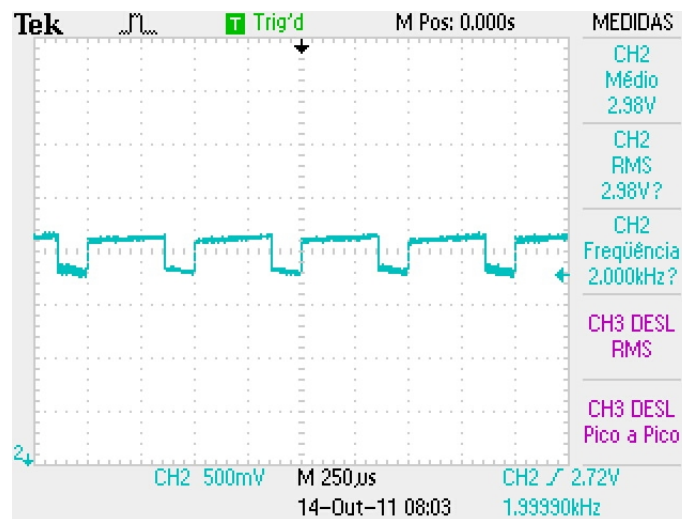


Figura 4.7 – Sinal de saída do PIC, em aplicação sobre planta RC, constante de tempo de 2200s, frequência 2kHz e tensão de referência 3V, após o estabelecimento.

Pelas Figuras relativas aos sinais de saída, é possível perceber um desvio entre o valor esperado e o obtido; para a primeira planta, o erro é de 0,33%, e para a segunda, 0,66%. Tal inconformidade, inferior a 1% em ambos os casos, pode ser atribuídas a fatores como os ruídos a que está submetido o sistema; os ensaios foram realizados sobre montagens em *protoboards*, altamente suscetíveis a sinais indesejados, pequenas fugas de corrente e problemas de condução. Em vista de tais interferências, considera-se aceitável as divergências de valores.

4.2.2 FILTRO DC

Conforme mencionado anteriormente, um dos blocos de circuito necessários é o filtro DC. O filtro utilizado está esquematizado na Figura 4.8. O interesse em sua utilização é tomar o trem de pulsos da saída do PIC 16F877A, e passar a ter apenas um sinal constante de tensão, cujo valor está ajustado de acordo com nosso interesse de controle.

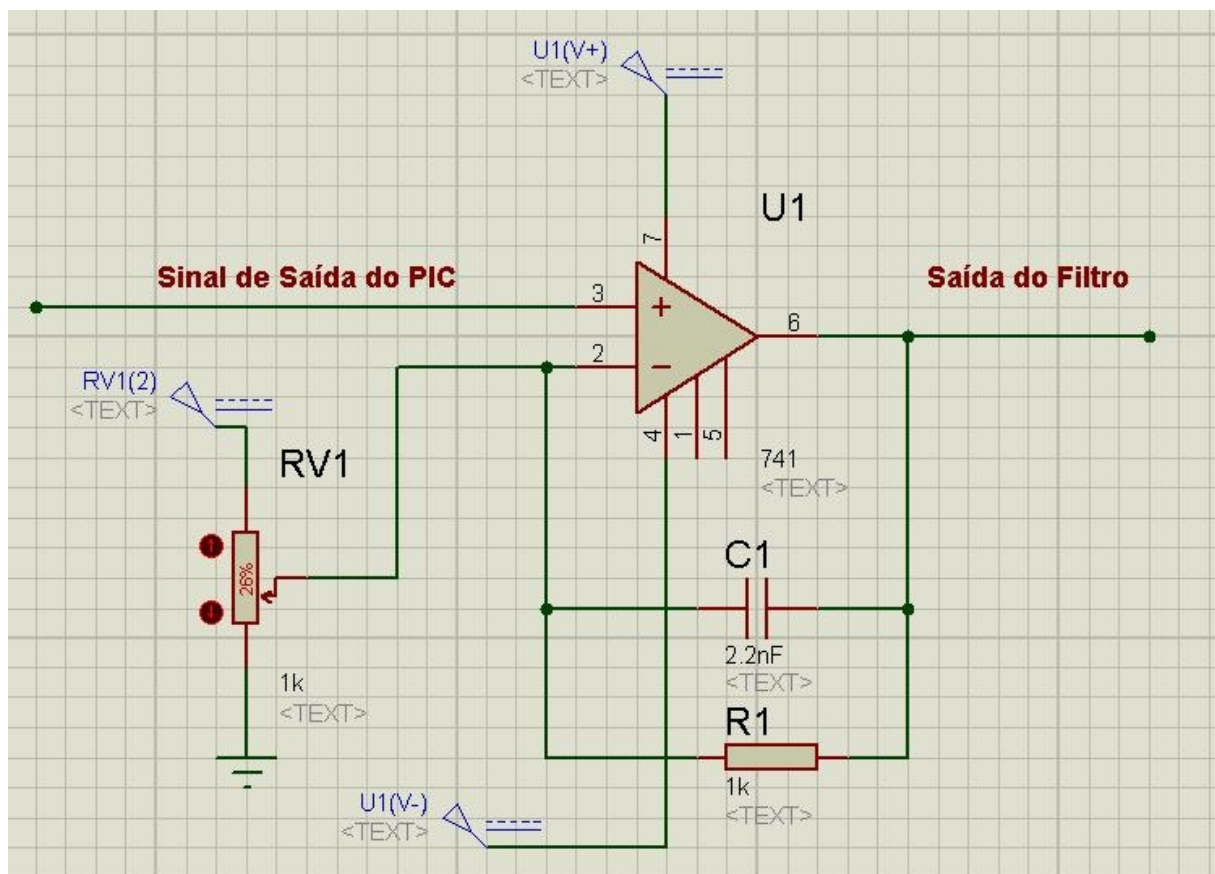


Figura 4.8 – Circuito do Filtro DC.

4.2.2 MODULADOR PWM DE 4 SEGUNDOS

O último bloco auxiliar para permitir a atuação do sinal de controle gerado pelo PIC, em uma planta térmica, é o do circuito modulador, ajustado para fornecer um período de 4 s.

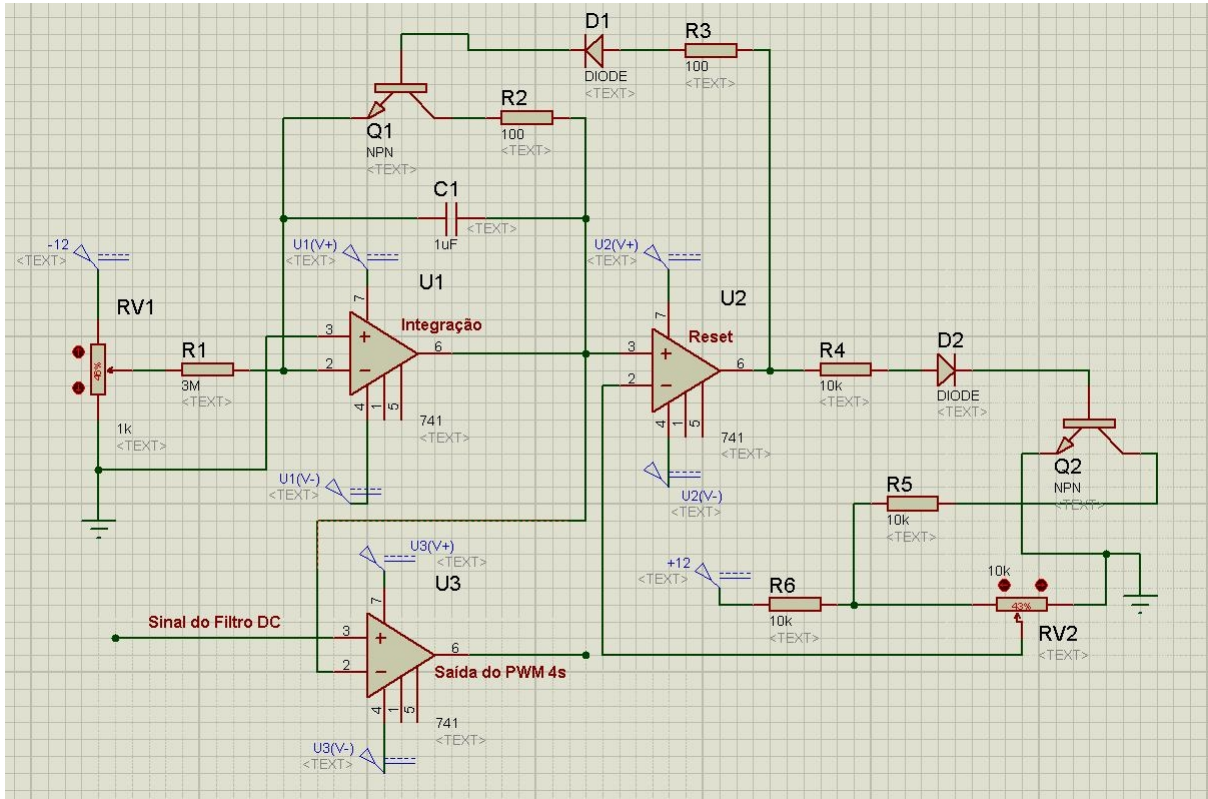


Figura 4.9 – Circuito Modulador de PWM com período de 4s.

A entrada deste circuito recebe o sinal da saída do filtro DC, e seu *output* alimenta a planta térmica. De forma resumida, o modulador opera em 3 etapas:

- Integração
- Reset
- Comparação

A Integração e o Reset atuam em conjunto, produzindo uma onda dente de serra. Esta é comparada com o sinal recebido, neste caso a tensão contínua vinda do Filtro DC, gerando um PWM.

A estrutura do circuito pode ser visto na Figura 4.9. É o ajuste dos potenciômetros ali presentes que determinam o período do trem de pulsos gerado.

4.2.3 PLANTAS TÉRMICAS UTILIZADAS

Foram montadas plantas térmicas simples para os ensaios do controlador proposto, o Controlador Robusto.

A primeira planta submetida ao controle é a apresentada na Figura 4.10. É possível observar na referida imagem que o sinal do PWM gerado no modulador energiza a bobina do relé do circuito, chaveando o mesmo. Com a bobina alimentada, o contato NA se fecha, alimentando o circuito composto por resistores de potência. Portanto, a frequência de chaveamento desse circuito é definida pelo modulador exposto na seção 4.2.2. Os resistores de potência, quando conduzindo, possuem um aquecimento notável, o que nos fornece valores consistentes de temperatura para controlar.

Nesta planta, o interesse é atuar sobre o resistor de $0,47\Omega$ com potência de 10W. Obviamente, o resistor de $4,7\Omega$ 5W também poderia ser o objeto de análise; a escolha se deu arbitrariamente.

A temperatura no componente escolhido é sensoriada por um LM35, cujo sinal de leitura é transmitido à porta AN0 do PIC 16F877A, fechando a malha de controle.

A segunda planta possui seu desenho esquemático na Figura 4.11. Nesta, o componente cuja temperatura é controlada é o resistor 10Ω , com potência de 5W.

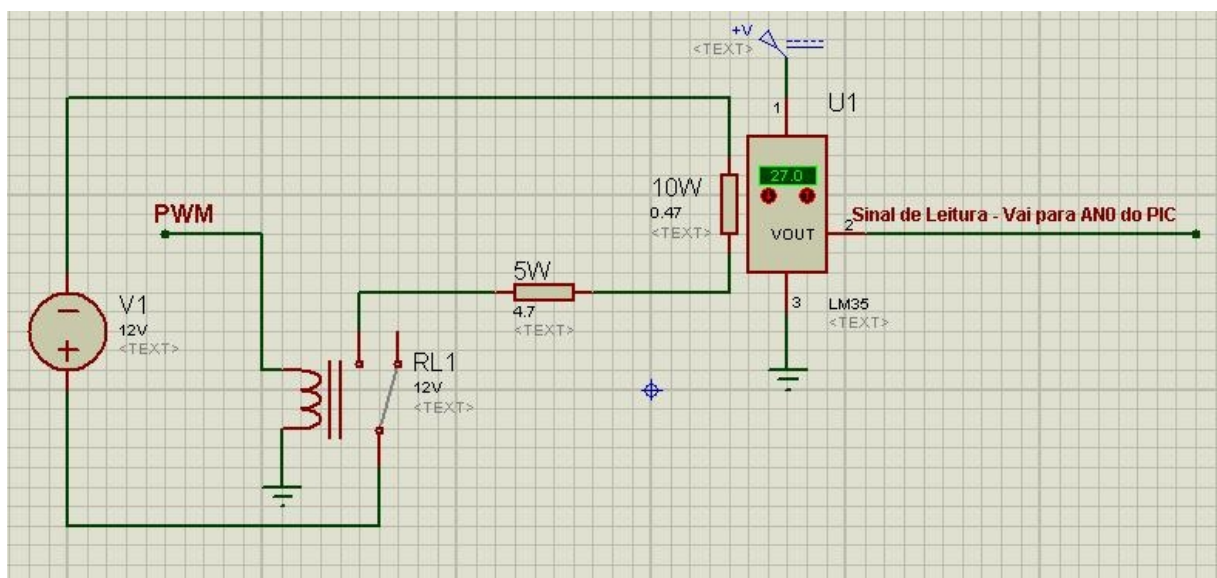


Figura 4.10 – Planta Térmica #1 ensaiada para o Controlador Robusto proposto.

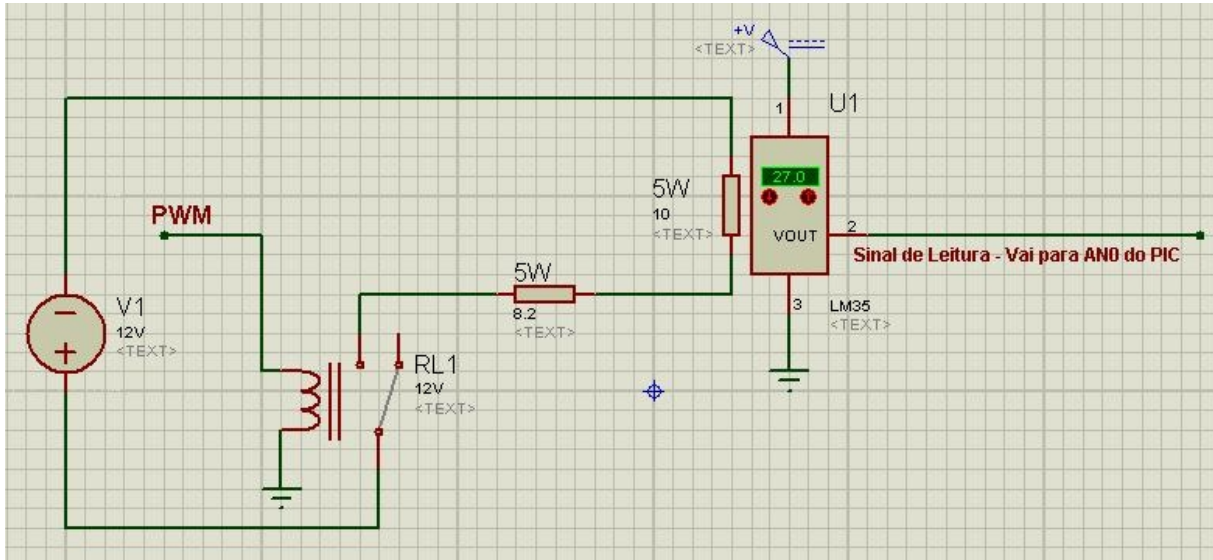


Figura 4.11 – Planta Térmica #2 ensaiada para o Controlador Robusto proposto.

4.2 CONSTRUÇÃO DO SISTEMA FÍSICO

Seguindo as considerações expostas até aqui no presente Capítulo, construiu-se o sistema proposto. O controlador foi montado com o layout que pode ser visto na Figura 4.12. Além do circuito do PIC, em uma mesma placa perfurada montou-se o filtro e o modulador.

As plantas térmicas foram implementadas em placas exclusivas. Cada estrutura foi dotada de um suporte no qual é possível encaixar o módulo de controle, de modo que o sensor LM35, posicionado na extremidade da placa de controle, fique em posição para monitorar o componente.

Na Figura 4.13 encontram-se registros das placas desenvolvidas para cada planta.

Escolheu-se construir os módulos dessa forma, para ressaltar a característica de comodidade que o controle proposto possui. A comodidade maior consiste em não ser necessário grandes estudos a respeito da planta que se pretende controlar, cálculo de sua função de transferência, etc. Buscou-se denotar essa praticidade também através de uma configuração em que fica fácil posicionar o controlador em relação à planta de interesse.

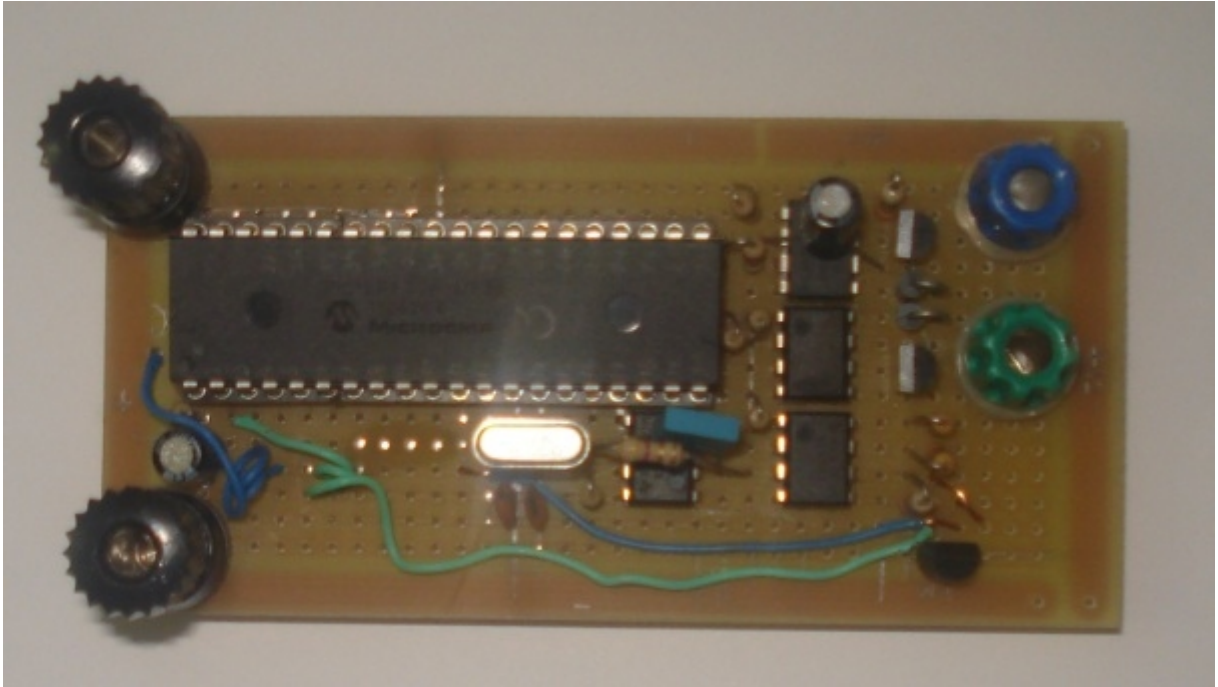


Figura 4.12 – Circuito do Controle Robusto, construído em placa perfurada.

Encaixando os módulos e conectando os condutores de alimentação e controle, o sistema é colocado em funcionamento. Como exemplo, o funcionamento da planta #2 é mostrado na Figura 4.14.

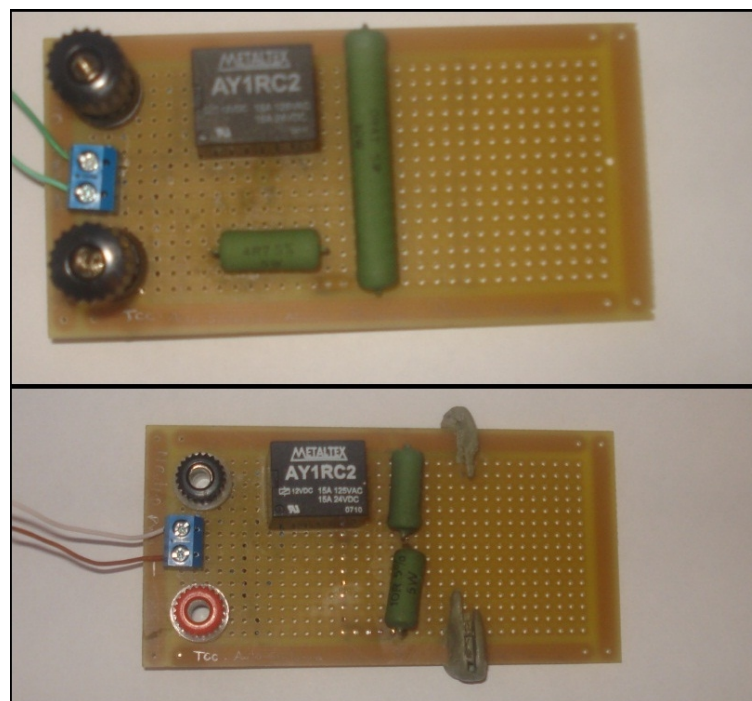


Figura 4.13 – Circuito das Plantas Térmicas, construídas em placa perfurada; em cima, Planta #1; embaixo, #2.

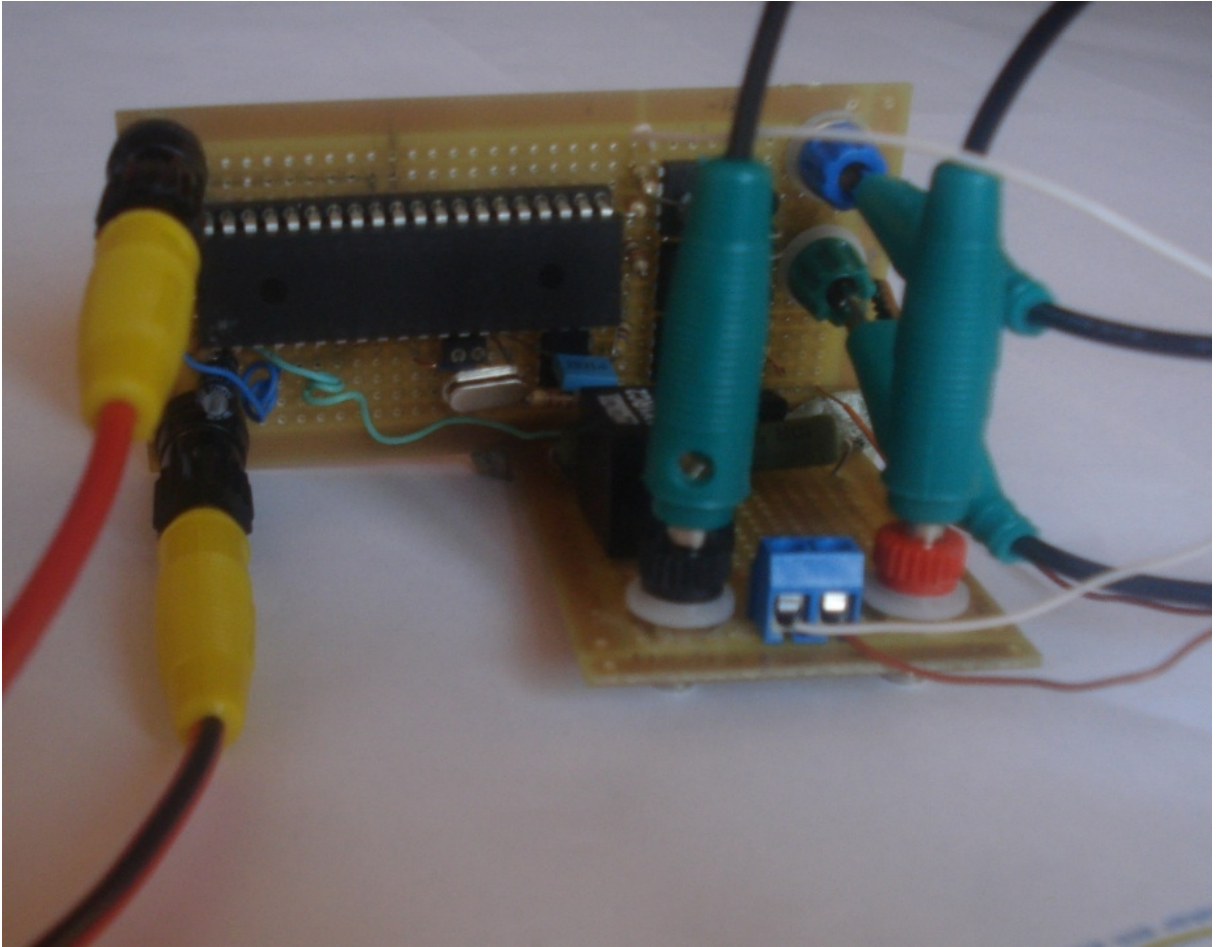


Figura 4.14 – Funcionamento do sistema em malha fechada, com a Planta #2.

5 RESULTADOS DA IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ROBUSTO

5.1 RESULTADOS EM SISTEMAS FÍSICOS REAIS

Os sistemas foram construídos conforme a topologia exposta na Figura 4.4, e segundo os procedimentos detalhados no Capítulo 4. Para trabalhar, estipulou-se como temperatura de referência 30°C. Dessa forma, o controle tinha por *standard* a tensão de 300mV em sua leitura.

Uma vez que o objetivo era demonstrar que, de fato, o Controle Robusto proposto na seção 3.2 atua da mesma forma, independente da planta, desde que obedecidos os critérios estipulados, ambas as plantas apresentadas na seção 4.2.3 foram submetidas à mesma referência.

Para a primeira planta, o sinal resultante da atuação do controle, no período após ter ocorrido o estabelecimento, é apresentado na Figura 5.1. Para a segunda planta, o resultado é o da Figura 5.2.

Os valores dos termos integral, proporcional e derivativo utilizados foram os mesmos expostos na seção 3.2, bem como o ganho P de 0,1,

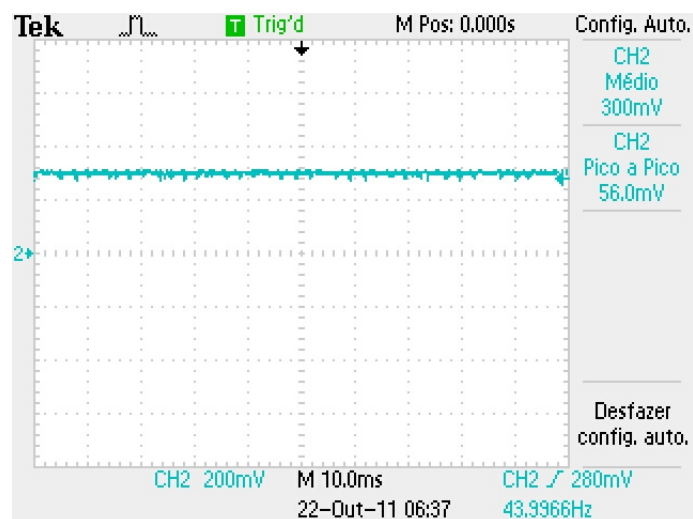


Figura 5.1 – Sinal de saída da Planta Térmica #1, para valor de referência 300mV (30°C), após o estabelecimento.

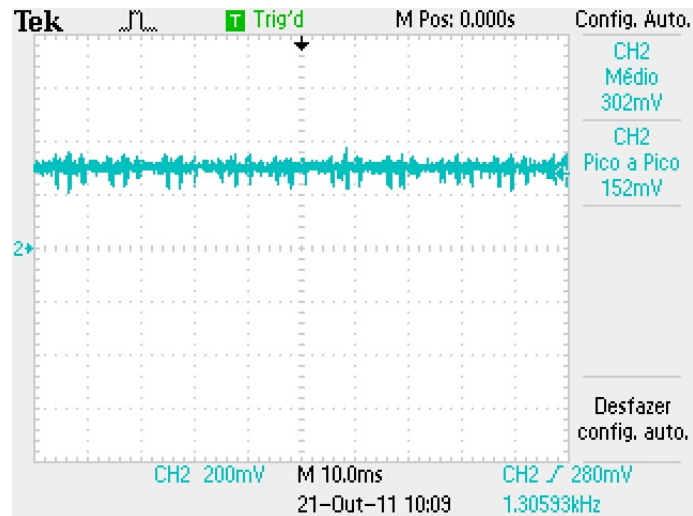


Figura 5.2 – Sinal de saída da Planta Térmica #2, para valor de referência 300mV (30°C), após o estabelecimento.

5.2 RESULTADOS EM SIMULAÇÕES DE PLANTAS INDUSTRIAIS

Algumas considerações foram feitas, afim de avaliar a validade do controlador proposto no presente trabalho. Se a aplicação do algoritmo se desse apenas em ambiente simulatório, sua validade prática seria, basicamente, questionável, e o presente projeto seria inconclusivo. Por isso de ter-se trabalhado com plantas térmicas reais, em um sistema real. No entanto, fica razoável constatar que, as plantas propostas, dificilmente correspondem a sistemas práticos, que se encontre em ambiente industrial. Uma vez que no escopo do projeto expôs-se o interesse de colaborar na mitigação de problemas em ambiente industrial, o trabalho perderia seu sentido caso se limitasse a plantas de perfil exclusivamente acadêmico.

Portanto, recorreu-se à simulação, porém utilizando modelagens correspondentes a sistemas existentes.

Foi fornecido pelo professor orientador um bloco desenvolvido utilizando o *software* Simulink. Neste material, havia uma modelagem de uma injetora, descrita através de uma função de transferência Tipo , dotada de um critério de saturação, atraso de transporte e um artifício para mimetizar as interferências ocasionadas por ruídos e *Off-Set*. A Figura 5.3 apresenta o modelo aqui descrito.

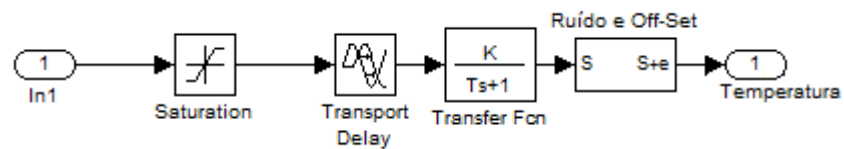


Figura 5.3 – Modelagem de uma planta injetora industrial, formulada utilizando Simulink.

O bloco que implementa as interferências é o identificado como “Ruído e Off-Set”, da Figura 5.3, e tem sua estrutura detalhada na Figura 5.4, em que uma constante é inserida, referindo-se à temperatura ambiente, e um gerador de números aleatórios confere ao sistema os sinais errantes que podem surgir num sistema real.

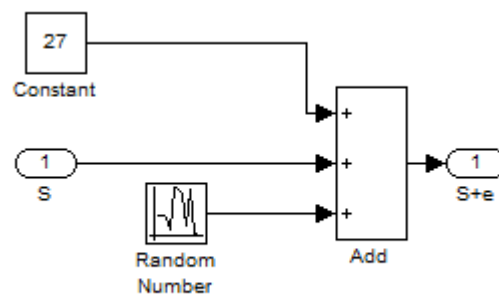


Figura 5.4 – Modelagem de interferências em uma injetora industrial.

Para um primeiro estudo do comportamento do sistema, supôs-se uma planta com constante de tempo de 100 segundos. A ela se aplicou um degrau de 43 °C. Trata-se de um valor plenamente arbitrário, mas que segue um único critério; ser maior que a temperatura ambiente definida, afinal, numa situação real a temperatura da injetora será, no mínimo, igual à do ambiente em que está.

Os parâmetros do controlador PID e o ganho P tiveram seus valores mantidos, em relação aos valores utilizados nos ensaios das plantas físicas.

Consolidada a simulação, obteve-se o *output* apresentado na Figura 5.5. O resultado apresenta um erro inadmissível, e justifica a aplicação de uma ação de controle.

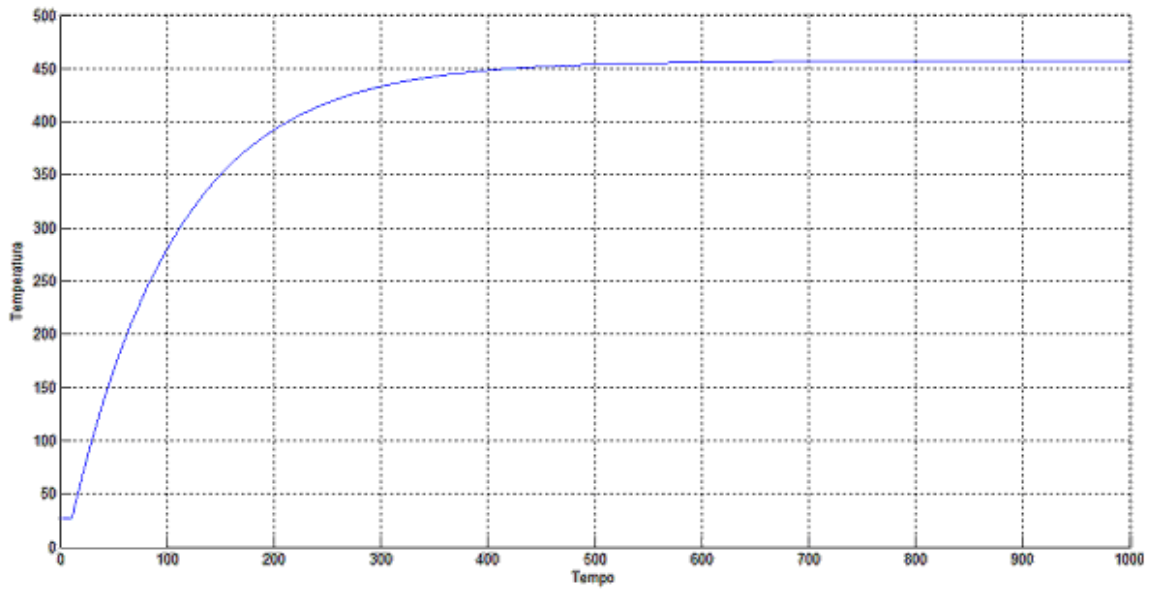


Figura 5.5 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 100s, ao degrau de 43°C em malha aberta.

Conforme a topologia da Figura 3.5, submeteu-se essa mesma planta a um degrau de igual magnitude. O resultado encontra-se na Figura 5.6.

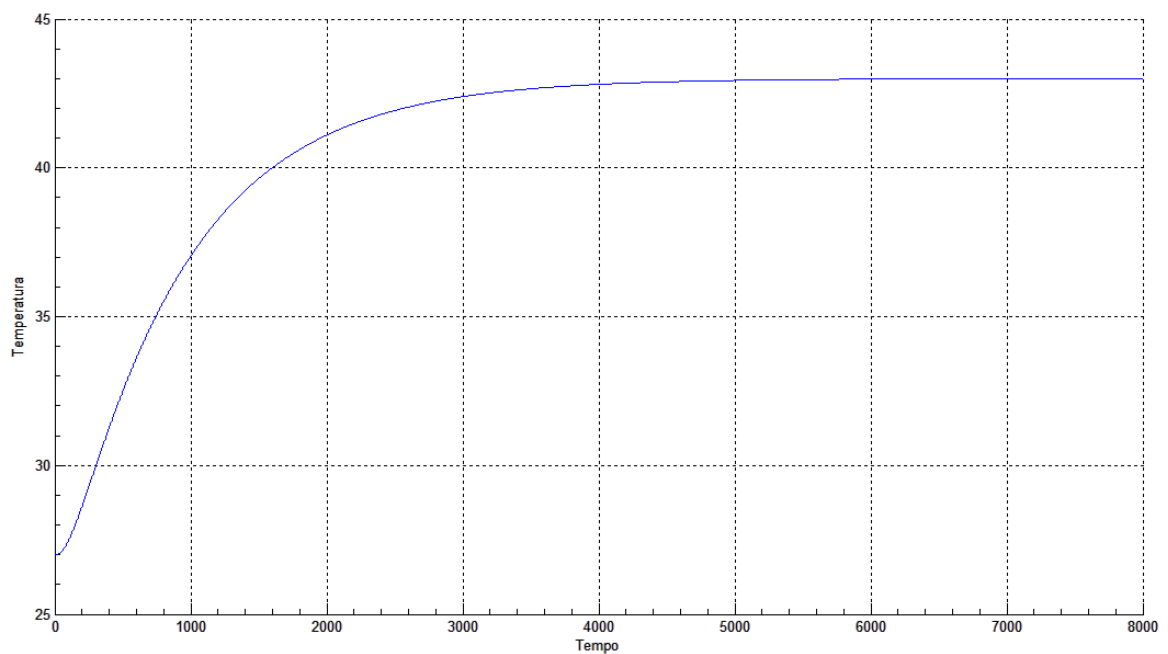


Figura 5.6 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 100s, ao degrau de 43°C em malha fechada, sob ação do Controlador Robusto proposto.

A melhoria é nítida, e o resultado é um sistema confiável. A Figura 5.7 possui em detalhe o trecho de curva pós estabilização.

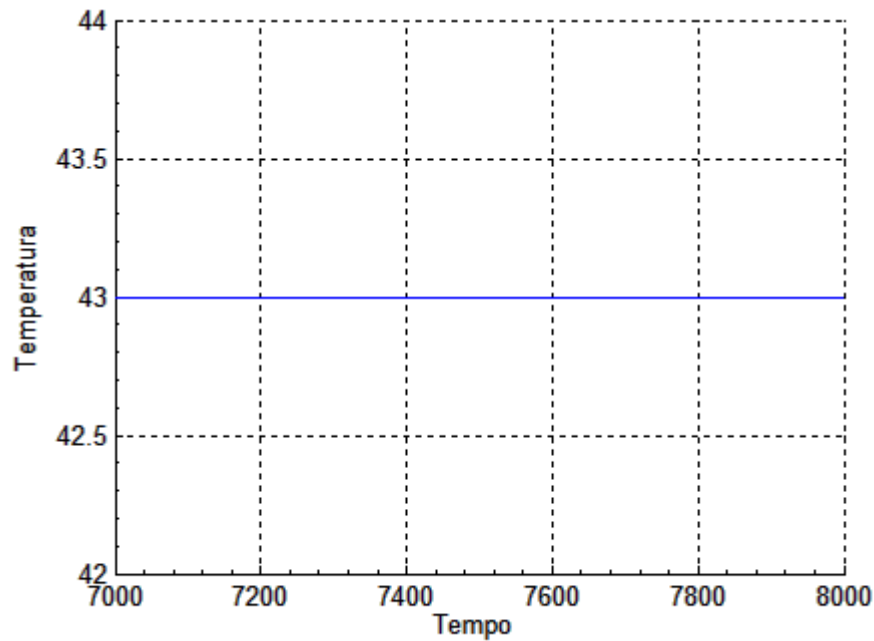


Figura 5.7 – Detalhe da Figura 5.6, para o trecho de curva após a estabilidade.

Uma das vantagens do ambiente simulatório, de que se vai tirar proveito neste projeto, é se dar ao luxo de experimentar plantas muito lentas. Para o próximo procedimento a ser exposto, considerou-se uma planta com constante de 43.200s, ou 12h. Tratando-se de injetoras industriais, o período é bastante razoável; há muitos casos em que este tempo pode ser superado em muito.

O procedimento é rigorosamente o mesmo da simulação anterior, e seu resultado está presente na Figura 5.8.

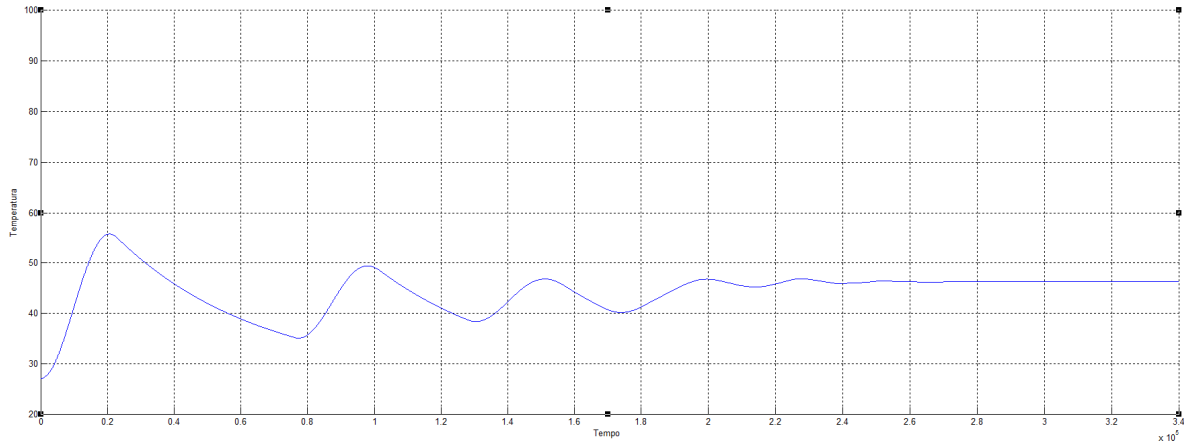


Figura 5.8 – Curva de resposta do modelo de injetora, com constante de tempo de 43200s, ao degrau de 43°C em malha fechada, sob ação do Controlador Robusto proposto.

5.3 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Manter o valor do ganho P em 0,1 foi uma opção, a fim de evidenciar o efeito deste parâmetro dentro da ação de controle proposta. Isso porque, ficou evidenciado no Capítulo 3 que os termos T_i , T_d e k_p devem ser pequenos para que permitam que a Equação (3.9) seja válida, mas em relação à utilidade de P ainda havia carência de clareza.

O primeiro fator que fica fácil de observar é o atraso que ele gera na resposta. Por se tratar de um valor, por definição, pequeno, a planta terá um comportamento mais lento.

Na simulação, a planta de 100s passou a obter estabilidade em torno dos 6.000s; para a de 43.200s, em torno de 270.000s é que a planta se estabilizou. Considerando que no segundo caso passamos de 12h para 75h, a variação é extremamente relevante. Daí a importância de se ajustar ao menos esse parâmetro em função da velocidade da planta. Em nossos exemplos, especificamente, era um dado sempre conhecido, o que nem sempre acontece para todas as plantas industriais que se possa encontrar. Mas é possível tomar uma planta completamente desconhecida, submetê-la ao presente algoritmo de controle, avaliar suas taxas de variação no tempo, identificar sua velocidade e então decidir a respeito de um acréscimo no valor de P, a fim de que haja melhoria no tempo de resposta. Essa

verificação pode, inclusive, ser implementada através de um algoritmo que o execute automaticamente, o que é uma oportunidade de projeto futuro.

Contudo, conforme comentado, e cujo estudo de detalhamento é exposto na Seção 3.2, o valor do ganho em questão também não pode alcançar magnitude tal que ocasione afastamento dos pólos do sistema, em relação à origem, de modo a trazer ao sistema uma condição de instabilidade.

Merece destaque, ainda, o comportamento da planta de 43.200s. Note-se que sua resposta não possui o mesmo comportamento. Isso denota que o incremento no valor do ganho não apenas melhora a velocidade, sendo desejável em sistemas notavelmente lentos, mas é um imperativo para esses mesmos sistemas, para que se mantenha os pólos na faixa de estabilidade.

A definição dessa faixa de estabilidade demanda um estudo posterior, aprofundado, a respeito do comportamento nos pólos para esse controle robusto.

Nas plantas físicas ensaiadas os resultados foram satisfatórios. A primeira planta efetivamente alcançou o erro nulo em sua estabilidade, conforme a modelagem matemática propunha. Já para o sinal apresentado para a segunda (Figura 5.2), houve um pequeno desvio, inferior a 1%.

Considera-se tal inconformidade como completamente aceitável. Por se tratar de um sistema acionado por um circuito elétrico, estava sujeito às já citadas interferências oriundas de sinais parasitas e ruídos. A qualidade dos componentes do circuito e dos equipamentos de medição também prejudicam um funcionamento e aferição completamente confiáveis. Além disso, sendo também um sistema térmico, há outras fontes de erro. A temperatura ambiente influencia, e num espaço físico sujeito a correntes de ar, como era o laboratório utilizado, tal parâmetro era completamente inconstante. Seria necessário dispor de uma atmosfera controlada e isolada para minimizar essa interferência. O elemento sensor LM35, também têm influência direta. Além da planta estar sujeita aos fatores do ambiente, o sensor também estava. E ainda, seu funcionamento, estando condicionado ao estabelecimento do equilíbrio térmico, poderia ser prejudicado pelo seu posicionamento em relação à fonte de calor que sensoriava.

Levando-se em conta a quantidade de interferências a que esses sistemas estavam sujeitos, e resultados com erros tão pequenos, fica evidente que, de fato, o controle funciona, de maneira robusta e confiável. Se observarmos que nas

simulações, onde não há esses elementos, as respostas possuíam erro de regime nulo, essa conclusão fica mais do que embasada.

Apesar de todas as ressalvas feitas, e os estudos complementares ainda necessários, é razoável concluir que o Controle Robusto proposto neste projeto é válido, e que é possível aplicá-lo tendo-se pouco ou quase nenhum conhecimento a respeito da planta a ser colocada em malha fechada, desde que se respeite os 3 critérios da Seção 3.2, e se mantenha os pólos dentro de uma faixa de estabilidade.

5.4 PROPOSIÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Nota-se que o presente projeto abre um caminho natural para o estudo, desenvolvimento e implementação de um sistema que, tomando o algoritmo de controle apresentado, proceda uma fase prévia de reconhecimento da planta.

Nesta, o objetivo seria identificar a taxa de variação da resposta da planta ao estímulo, em função do tempo, estipulando critérios para definir em que perfil de velocidade o sistema se encaixa, e a partir daí propor algoritmos que ajustem o ganho P de acordo com a agilidade de resposta verificada.

Um outro possível caminho a partir do trabalho aqui desenvolvido, seria implementar outras rotinas de auto sintonia em dispositivos computacionais de baixo custo. Quais sejam essas rotinas, a lógica fuzzy, o relé realimentado, o controlador robusto clássico, entre outros, podendo prover, inclusive, módulos que ofereçam ao usuário a seleção do método.

Isto aumentaria a familiaridade de usuários em ambiente industrial, com os sistemas de auto sintonia, permitindo sua disseminação e consolidação como filosofia de controle padrão, o que não seria nenhum exagero, em vista dos benefícios que as técnicas de auto sintonia demonstram em detrimento de outras.

Uma aferição definitiva da validade do Controlador Robusto só pode ser feita através de um estudo detalhado dos pólos, e de sua movimentação em função da variação dos parâmetros de ação de controle. O nível de aprofundamento que essa pesquisa demanda justifica uma tese de mestrado, fugindo do escopo de um trabalho de conclusão de curso de graduação.

6 CONCLUSÃO

A presença de processos térmicos dentro de um ambiente industrial é relativamente vasta, conseqüentemente, métodos de controle realizados de uma forma apropriada são necessários.

Um dos principais métodos de controle utilizados, não somente em aplicações térmicas, é o controle PID. A realimentação empregada no processo possibilita um refinamento do tratamento do erro em questão, que relacionado às características proporcional, integral e derivativa, compõem o controle. Para que a filosofia de realimentação para monitoramento ocorra de uma forma ideal, uma boa calibragem dos parâmetros de um controlador é indispensável. O grande problema é que, na maioria das vezes, a determinação dos parâmetros do controlador torna-se difícil devido a características e variáveis da planta em questão ou até mesmo a falta de conhecimento de um operador.

A proposta de sistemas robustos representa uma boa opção para a resolução de tais problemas. Ela possibilita baixa necessidade de determinação dos parâmetros do controlador.

O controle robusto proporciona ao controlador uma atuação sólida. A constante presença de um dos pólos da função de transferência em zero, possibilita um tratamento de erro no sistema adequado. Conforme pode ser visto, tanto nas implementações reais, como nas simulações feitas, a resposta no domínio do tempo apresenta-se sólida para uma grande variação do ganho. É importante ressaltar que existe um valor limite onde a instabilidade é alcançada, todavia, a utilização de uma lógica aplicada ao sistema de controle pode prevenir que essa região seja extravasada.

Baseado no que foi descrito anteriormente, mesmo que uma planta térmica possua um comportamento com diversas variáveis a se considerar, tais como: longo tempo de acomodação, perturbações, atrasos de transporte, a auto sintonia baseado no controle robusto tem plenas condições de satisfazer um controle adequado do processo.

Pôde-se levantar 3 premissas básicas para a implementação do Controle Robusto Proposto:

- 1) O sistema ao qual se aplica o controle deve ser de 1ª Ordem;
- 2) A resposta do sistema deve ser lenta;
- 3) Os valores arbitrados de T_i , T_d e k_p devem ser muito pequenos, afim de se manter as relações $T_i T_d$ e $K_p T_i$ igualmente muito pequenas.

Entendeu-se também que a disponibilidade de dispositivos computacionais a preços acessíveis, como é o caso do microcontrolador, é um forte aliado na implementação de um sistema de controle com auto sintonia. Saindo um pouco do âmbito restrito deste projeto, essa disponibilidade de que se trata nesse parágrafo significa também um auxílio importante para quaisquer estudos e desenvolvimentos envolvendo a auto sintonia, e portanto um método importante e de vanguarda para a evolução desse conceito.

7 REFERÊNCIAS

- ASSUNÇÃO, Edvaldo. **Controle Digital**. 2008. 154f. Apostila. Ilha Solteira: UNESP, 2008.
- ASTRÖM, Karl J; HÄGGLUND, Tore. **Advanced PID Control**. Lund: ISA – *Instrumentation, Systems, and Automation Society*, 2006.
- ASTROM, Karl J. **PID Control, lectures**. Notas de Aula. Los Angeles: *Department of Mechanical and Environmental from University of California*, 2002.
- BERNHARDSSON, Bo; ASTRÖM, Karl J. **Control System Design – LQG, lectures**. Notas de Aula. Lund: *Department of Automatic Control LTH from Lund University*, 2010.
- CARDOSO, Patrick Magalhães. **Estudo, Proposta e Avaliação de Novas Metodologias de Sintonia Automática de Controladores PID baseadas no Ensaio do Relé Realimentado**. 2002. 163 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia: UFU, 2002.
- COELHO, Antonio A. R. **Preditor de Smith para o Controle de Sistemas com Atraso de Transporte**. Notas de aula. Florianópolis: UFSC, 1998. Disponível em: < www.das.ufsc.br/~aarc/ensino/graduacao/.../Lab_Preditor_Smith.doc > Acessado em: 17 jun. 2011, 08.46.
- COLORADO, University of. **Padé Approximation**. Notas de aula. Boulder: *University of Colorado*, 2011. Disponível em: < http://amath.colorado.edu/courses/7400_001/2011Spr/Pade.pdf > Acessado em: 16 jun. 2011, 23.15.
- DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Sistemas de Controle Moderno**. 8.ed. São Paulo: LTC, 2001.
- HAYKIN, Simon; VEEN, Barry V. **Sinais e Sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 1999.

IME. **Modelagem Matemática de Sistemas Térmicos**. Notas de Aula. Rio de Janeiro: IME, 2010. Disponível em:

<

http://www.ime.usp.br/~oda/contents/01Matem%E1tica/01Sistemas%20Din%E2mico/s/12_Modelagem_Mat_Sist_Term.pdf> Acessado em: 17 jun. 2011, 00.43.

INCROPERA, Frank P.; DEWITT, David P. **Fundamentos de Transferência de Calor**. 4. Ed. Cidade do México: Prentice Hall, 1999.

JUNIOR, Paulo E. da S.; ALEX, Cristiano. **Processamento de Polímeros**. Belo Horizonte: LEPCOM – UFMG, 2008. Disponível em:

<<http://www.demet.ufmg.br/docentes/rodrigo/processamento.htm>>. Acessado em: 31 mai.2011, 00:33.

MATLAB. **HELP- Padé**. Tópicos de ajuda do *software* Matlab. Natick: MathWorks, 2010.

MICROCHIP. **PIC16F87XADatasheet**. Chandler: 2006.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 3.ed. São Paulo: LTC, 2002.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 4.ed. São Paulo: Pearson Brasil, 2003.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 5.ed. Nova Déli: Asoke K. Ghosh, 2005.

PALHARES, Reinaldo M. **Controle de Sistema Lineares**. Notas de aula. Belo Horizonte: UFMG, 2011. Disponível em:

<http://www.cpdee.ufmg.br/~palhares/aula21_csl.pdf>

PALM, III, William John. **Control Systems Engineering**. Rhode Island: *University of Rhode Island*, 1986.

PINHEIRO, José Renes. **Modelagem de Motores CC**. Notas de aula. Santa Maria: UFSM, 2008. Disponível em:

<<http://www.ufsm.br/gepoc/renes/Templates/arquivos/elc1031/ELC1031.L2.5.pdf>>

Acessado em: 15 jun. 2011, 01:23.

RUGE, Ilber Adonayt Ruge. **Metodo Basico Para Implementar un Controlador Digital PID en un Microcontrolador PIC Para Desarrollo de Aplicaciones s Bajo Costo** . Fusagasuga: GITEINCO, 2010. Disponível em:

< http://www.edutecne.utn.edu.ar/microcontrol_congr/industria/MTODOB~1.PDF>

Acessado em: 28 set. 2011, 20:30.

SILVA, João Manoel Gomes da. **Desempenho em Regime Transitório**. Notas de aula. Porto Alegre: UFRGS, 2000. Disponível em:

< <http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node13.html>> Acessado em: 16 jun. 2011, 22:10.

SILVA, João Manoel Gomes da. **Wind-up da ação integral**. Notas de aula. Porto Alegre: UFRGS, 2000. Disponível em:

<<http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node31.html>> Acessado em: 15 jun. 2011, 02:40.

SILVA, Samuel da. **Análise de Resposta Transiente e Permanente de Sistemas Dinâmicos**. Foz do Iguaçu: Centro de Engenharias e Ciências Exatas da Universidade Estadual do Oeste do Paraná, 2008. Disponível em:

< <http://www.foz.unioeste.br/~samsilva/arquivos/VIB/Aula5.pdf>> Acessado em: 15 jun. 2011, 21:30.

TROFINO, Alexandre. **Controle Robusto**. 2000. 153f. Apostila. Florianópolis: UFSC, 2000.

TZAFESTAS, Spyros G. **Real Time Microcomputer Control of Industrial Process**. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1990.

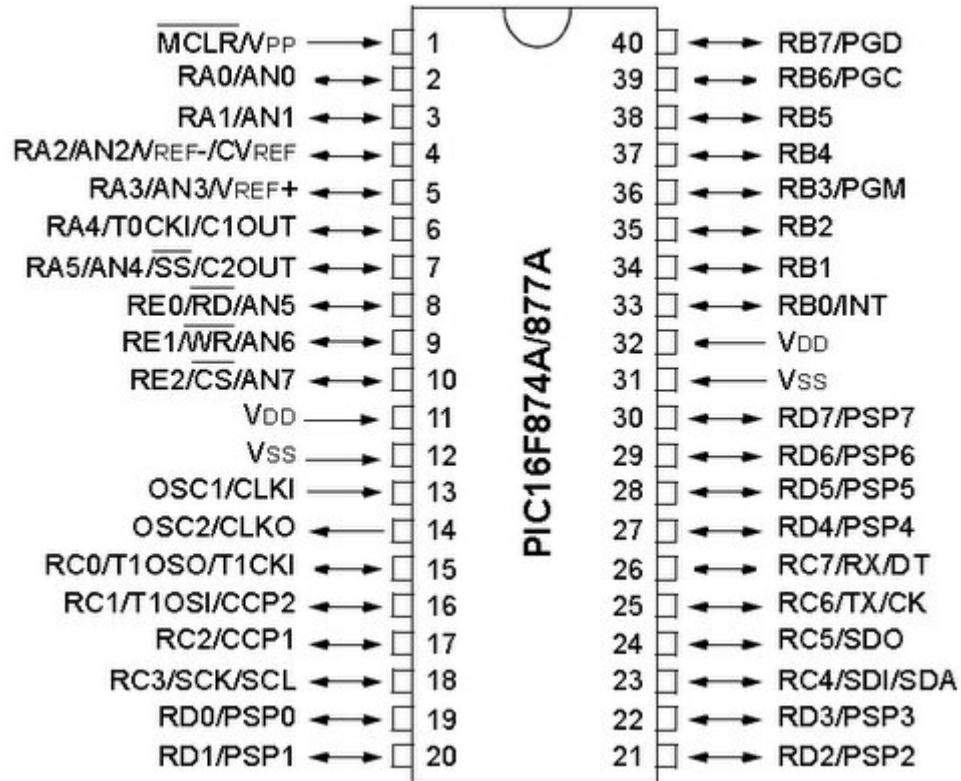
USFC. **Tratamento Térmico do Leite**. Florianópolis: UFSC, 2009. Disponível em: <http://www.eng.ufsc.br/disci/eqa5216/material_didatico/Tratamento_termico_08.pdf>. Acessado em: 31 mai.2011, 01:22.

UTFPR. **Normas para elaboração de Trabalhos Acadêmicos**. Curitiba: UTFPR, 2008.

YU, Cheng-Ching. ***Autotuning of PID controllers: a relay feedback approach***. 2.ed. Londres: Springer-Verlag, 2006.

ANEXO A – Diagrama de pinos do microcontrolador PIC 16F877A

40-Pin PDIP



Descritivo dos pinos do microcontrolador PIC 16F877A

Fonte: Datasheet do fabricante (MICROCHIP)