

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
Campus DIVINÓPOLIS
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

Ângelo Eugênio de Oliveira Franco

CONTROLE AUTOMÁTICO DE UM PROCESSO TÉRMICO COM MÚLTIPLAS ENTRADAS E
MÚLTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE MODERNO



Divinópolis
2013

Ângelo Eugênio de Oliveira Franco

CONTROLE AUTOMÁTICO DE UM PROCESSO TÉRMICO COM MÚLTIPLAS ENTRADAS E
MÚLTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE MODERNO

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao Colegiado de Graduação em Engenharia Mecatrônica como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico.

Eixo de Formação: Modelagem e Controle de Processos, Circuitos Elétricos e Eletrônicos, Projeto e Automação, Materiais e Processos de Fabricação.

Orientador: Valter Júnior de Souza Leite

Co-orientador: João Carlos de Oliveira



Divinópolis
2013

Ângelo Eugênio de Oliveira Franco

Candidato a Engenheiro Mecatrônico

CEFET/MG *Campus* Divinópolis

CONTROLE AUTOMÁTICO DE UM PROCESSO TÉRMICO COM MÚLTIPLAS ENTRADAS E
MÚLTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE MODERNO

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso
apresentada ao Colegiado de Graduação em Enge-
nharia Mecatrônica como parte dos requisitos exi-
gidos para a obtenção do título de Engenheiro Me-
catrônico.

Área de concentração: Modelagem e Controle de
Processos.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Valter Júnior de Souza Leite

CEFET/MG *Campus* Divinópolis

Prof. Dr. Sandro Trindade Gonçalves

CEFET/MG *Campus* Divinópolis

Prof. Mestre Cícero Lefort Borges

CEFET/MG *Campus* Divinópolis

Prof. Mestre Alberto Pena Lara

CEFET/MG *Campus* Divinópolis

Divinópolis

2013

DEDICO ESTE TRABALHO AOS
MEUS PAIS ADÉRCIO E MARIA DA
GLÓRIA, QUE ME APOIARAM DU-
RANTE TODA VIDA, E AO MEU FI-
LHO VINÍCIUS, QUE ME INSPIRA E
MOTIVA A SEGUIR EM FRENTE ME-
DIANTE QUALQUER ADVERSIDADE.

Agradecimentos

Agradeço,

aos pensadores, que desde épocas remotas ousaram aventurar-se pelos caminhos do conhecimento, deixando para nós o seu legado.

À minha família que sempre me apoiou durante toda a minha vida.

À todos os professores que contribuíram para minha formação, em especial ao meu orientador Valter, pelo apoio e incentivo durante esses anos de pesquisa.

Aos colegas de curso, que tornaram esta batalha mais divertida.

A todos que contribuíram direta e indiretamente para o meu desenvolvimento.

Se eu vi mais longe, foi por estar de pé sobre ombros de gigantes.

Isaac Newton

Resumo

Este trabalho de conclusão de curso trata do desenvolvimento de um controlador, utilizando técnicas de controle moderno, capaz de controlar um sistema térmico multivariável por intermédio de uma interface computacional.

Palavras-chave: Controle Moderno. Modelagem Matemática. Realimentação de estados. Estimação de estados.

Abstract

This essay is about a design of a controller using modern control techniques, to control a multivariable thermal system via a computer interface.

Key-words: Modern Control. Mathematical Modeling. State Feedback. State Estimator.

Sumário

Lista de Figuras	xxiv
Lista de Tabelas	xxv
Lista de Acrônimos e Notação	xxvii
1 Introdução	1
1.1 Relevância	1
1.2 Motivação	2
1.3 Definição do Problema	2
1.4 Objetivos	3
1.5 Estado da Arte	3
1.6 Fundamentação Teórica	3
1.6.1 Método da Resposta Complementar	3
1.6.2 Aproximação de Padé	4
1.6.3 Índices de Desempenho	5
1.7 Metodologia	6
2 Descrição do Protótipo	7
2.1 Introdução	7
2.2 Descrição Física do Protótipo	7
2.3 Descrição dos Circuitos	11
2.3.1 Fonte de alimentação	11
2.3.2 Circuito de potência	11
2.3.3 Circuito de aquisição	12
2.4 Interface Computacional	13
2.4.1 Aquisição e tratamento de sinais	13
2.4.2 Referência	14
2.4.3 Controlador	15
2.4.4 Habilitação e envio de sinais	16
2.4.5 Armazenamento e visualização	16
2.5 Calibração dos Sensores	17

2.6	Calibração do Circuito de Potência	21
3	Modelagem do Protótipo	27
3.1	Obtenção do Modelo	27
3.2	Validação	30
3.3	Representação por Função de Transferência	42
3.3.1	Funções de Transferência de 1ª Ordem com Modelo do Acoplamento Retroativo	42
3.3.2	Funções de Transferência de 1ª Ordem sem Modelo do Acoplamento Retroativo	42
3.3.3	Aproximação de Padé de 1ª Ordem	42
3.3.4	Funções de Transferência de 2ª Ordem com Modelo do Acoplamento Retroativo	43
3.3.5	Funções de Transferência de 2ª Ordem sem Modelo do Acoplamento Retroativo	43
3.4	Representação no Espaço de Estados	44
3.4.1	Espaço de Estados Modelo de 1ª Ordem	44
3.4.2	Espaço de Estados Modelo de 2ª Ordem	44
4	Síntese dos Controladores	45
4.1	Seguimento de Referência e Rejeição à Perturbação	45
4.2	Estimador de Estados	46
4.3	Realimentação por Estimação de Estados	49
4.4	Projeto do controlador	50
4.4.1	Comando <i>place</i>	51
4.4.2	Alocação de polos por LMI - Método de Lyapunov	51
4.4.3	Alocação de polos por LMI - Finsler	52
4.4.4	Determinação de K_a diagonal	53
4.5	Controladores Obtidos	54
5	Experimentos	57
5.1	Definição dos Parâmetros	57
5.2	Experimentos de Controle para Regulação	57
5.2.1	Experimento de Rejeição à Perturbação	61
5.3	Experimento de Seguimento de Referência	66
5.3.1	Experimentos adicionais de Seguimento de Referência	74
5.3.2	Acoplamento Retroativo	80
6	Conclusão e Propostas de Continuidade	83
6.1	Conclusão	83
6.2	Resultados	83
6.3	Dificuldades enfrentadas	84
6.4	Propostas de Continuidade	85

A	Diagramas Eléctricos	87
B	Interface Computacional	91
C	Algoritmos	93
C.1	Obtenção do Controlador	93
C.2	LMI Lyapunov	101
C.3	LMI Finsler	102
C.4	Obtenção do Modelo	104
C.5	Calibração dos Sensores	109
C.6	Validação	112
	Bibliografia	117

Lista de Figuras

2.1	Visão Geral do Protótipo	8
2.2	Atuador 1 - Ventilador axial e detalhe da parede dupla com isolamento	9
2.3	Sensor 2 e Atuador 1	9
2.4	Aquisição e Tratamento de Sinais	13
2.5	Referência	14
2.6	Controlador	15
2.7	Habilitação e envio de sinais	16
2.8	Calibração Estática Sensor 1	18
2.9	Calibração Estática Sensor 2	19
2.10	Calibração Estática Sensor 3	19
2.11	Calibração Estática Sensor 4	20
2.12	Calibração Estática Sensor 5	20
2.13	Função de Transferência Disparo 1	22
2.14	Função de Transferência Disparo 2	23
2.15	Função de Transferência Disparo 3	23
2.16	Função de Transferência Disparo 4	24
2.17	Calibração Estática Disparo 1	24
2.18	Calibração Estática Disparo 2	25
2.19	Calibração Estática Disparo 3	25
2.20	Calibração Estática Disparo 4	26
3.1	Resposta ao degrau a ser modelada	28
3.2	Método da Resposta Complementar	29
3.3	Resposta ao degrau do modelo obtido	30
3.4	Ganho Modelo	31
3.5	Constante de Tempo Modelo	31
3.6	Validação G_{01}	32
3.7	Validação G_{11}	33
3.8	Validação G_{21}	33
3.9	Validação G_{31}	34
3.10	Validação G_{12}	34
3.11	Validação G_{22}	35

3.12	Validação G_{32}	35
3.13	Validação G_{23}	36
3.14	Validação G_{33}	36
3.15	Resposta ao Degrau G_{01}	37
3.16	Resposta ao Degrau G_{11}	38
3.17	Resposta ao Degrau G_{21}	38
3.18	Resposta ao Degrau G_{31}	39
3.19	Resposta ao Degrau G_{12}	39
3.20	Resposta ao Degrau G_{22}	40
3.21	Resposta ao Degrau G_{32}	40
3.22	Resposta ao Degrau G_{23}	41
3.23	Resposta ao Degrau G_{33}	41
4.1	Diagrama de Blocos da Realimentação de Estados com Modelo Interno	45
4.2	Estimador de Estados em Malha Fechada	47
4.3	Estimador de Estados em Malha Fechada	48
4.4	Realimentação por Estimação de Estado	49
4.5	Lugar das Raízes para $[A+B[K_p \ K_a]]$	54
5.1	Regulação K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	59
5.2	Regulação K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	59
5.3	Regulação K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	60
5.4	Regulação K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	60
5.5	Rejeição a Perturbação K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	62
5.6	Rejeição a Perturbação K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	62
5.7	Rejeição a Perturbação K_5 - Detalhe Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	63
5.8	Rejeição a Perturbação K_5 - Detalhe Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	63
5.9	Rejeição a Perturbação K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	64
5.10	Rejeição a Perturbação K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	64
5.11	Rejeição a Perturbação K_{10} - Detalhe Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	65
5.12	Rejeição a Perturbação K_{10} - Detalhe Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	65

5.13	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	68
5.14	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	68
5.15	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	69
5.16	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	69
5.17	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau Descendente - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	70
5.18	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau Descendente - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta . .	70
5.19	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	71
5.20	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	71
5.21	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Ascendente - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	72
5.22	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Ascendente - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta . . .	72
5.23	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Descendente - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	73
5.24	Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Descendente - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta . . .	73
5.25	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+2^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	75
5.26	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+2^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	75
5.27	Seguimento de Referência K_{10} - Degrau $+2^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	76
5.28	Rejeição a Perturbação K_{10} - Degrau $+2^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	76
5.29	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+5^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	78
5.30	Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+5^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta	78
5.31	Seguimento de Referência K_{10} - Degrau $+5^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	79
5.32	Rejeição a Perturbação K_{10} - Degrau $+5^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta	79
5.33	Acoplamento Retroativo da Câmara ₂ para Câmara ₁ K_5 - Degrau $+10^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta .	81

5.34	Acoplamento Retroativo da Câmara ₂ para Câmara ₁ K_{10} - Degrau $+10^{\circ}C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta . .	81
A.1	Fonte de Alimentação	87
A.2	Circuito de Potência	88
A.3	Circuito de Aquisição	89
B.1	Visão Geral	92

Lista de Tabelas

2.1	Calibração dos Sensores $T(v_t) = mv_t + b$	18
2.2	Calibração dos Circuitos de Potência $V(v_t) = mv_t + b$	22
5.1	Temperaturas de referência para experimento	66
5.2	Temperaturas de referência para experimento	74
5.3	Temperaturas de referência para experimento degrau de $+ 10^{\circ}C$	77

Lista de Acrônimos e Notação

LMI	Linear Matrix Inequality (desigualdade matricial linear)
LFT	Linear Fractional Transformation (transformação linear fracionária)
LPV	Linear Parameter-Varying (linear com parâmetros variantes)
IQC	Integral Quadratic Constraint (restrição de integral quadrática)
\star	indica bloco simétrico nas LMIs
$L > 0$	indica que a matriz L é simétrica definida positiva
$L \geq 0$	indica que a matriz L é simétrica semi-definida positiva
A	notação para matrizes (letras maiúsculas do alfabeto latino)
A'	($'$), pós-posto a um vetor ou matriz, indica a operação de transposição
\mathbb{R}	conjunto dos números reais
\mathbb{Z}	conjunto dos números inteiros
\mathbb{Z}_+	conjunto dos números inteiros não negativos
\mathbb{N}	conjunto dos números naturais (incluindo o zero)
\mathbf{I}	matriz identidade de dimensão apropriada
$\mathbf{0}$	matriz de zeros de dimensão apropriada
$g!$	símbolo ($!$), denota fatorial, isto é, $g! = g(g-1) \cdots (2)(1)$ para $g \in \mathbb{N}$
N	especialmente utilizada para denotar o número de vértices de um politopo
n	especialmente utilizada para representar a ordem uma matriz quadrada
Δ_N	simplex unitário de N variáveis
α	especialmente utilizada para representar as incertezas de um sistema

Introdução

1.1 Relevância

No âmbito industrial faz-se necessário controlar as variáveis que afetam o produto final no decorrer de um determinado processo. Este pode contar com diversas etapas as quais devem atender a condições adequadas à obtenção do produto final. É neste âmbito que se aplica o estudo de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. Portanto, a obtenção de um controlador capaz de lidar com os atuadores presentes no processo (entradas) e com as condições adequadas a cada etapa (saídas) é importante na qualidade do produto final. Pode-se citar como exemplos de processos com múltiplas entradas e múltiplas saídas: tratamento térmico; fundição; injeção de plásticos e alumínio; químicos e petroquímicos dentre outros.

Mediante a necessidade de se estudar o comportamento de sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas, como os anteriormente citados, foi desenvolvido um protótipo baseado em características de outros dois protótipos existentes e utilizados em disciplinas do eixo Modelagem e Controle de Processos do curso de Engenharia Mecatrônica do CEFET Campus Divinópolis, já cursadas por este proponente. Trata-se de um protótipo de um sistema térmico que conta com sete câmaras, nas quais se encontram atuadores (resistências de aquecimento e um ventilador axial) e medidores (retroalimentação). O protótipo em questão, ao final do Trabalho de Conclusão de Curso aqui proposto, poderá ser utilizado com fins didáticos, por exemplo em disciplinas do eixo de Modelagem e Controle de Processo: Análise de Sistemas Lineares, Teoria de Controle, Controle Digital, Controle Moderno e Sinais e Sistemas.

A escolha de técnicas de controle moderno se deu a partir da verificação, durante o curso da disciplina de Controle Moderno, que tais técnicas possuem relativa simplicidade quando comparadas às técnicas de controle clássico para a sintonia dos parâmetros do controlador.

1.2 Motivação

A motivação para a escolha do tema do presente trabalho de conclusão de curso veio da experiência vivida e do conteúdo estudado principalmente nas disciplinas do eixo de Modelagem e Controle de Processos.

Comecei a me envolver com o eixo de Modelagem e Controle de Processos em 2009, quando me juntei ao grupo de estudos em modelagem e controle de processos, assumindo o trabalho de iniciação científica que vinha sendo desenvolvido pelo colega Jônatas Vinícius, *Estabilidade e controle de sistemas com atrasos*. Este trabalho teve continuidade quando em 2010 a minha bolsa de iniciação científica foi renovada com o trabalho: *Estabilidade e controle de sistemas com atrasos: introdução de desempenho no controle de sistemas vibratórios*.

Paralelo a esse desenvolvimento, cursei as disciplinas do eixo de Modelagem e Controle de Processos. Durante esse período me envolvi com o estudo de processos térmicos, em especial, com um protótipo didático desenvolvido em Simeão [2009], porém tal protótipo, devido a sua magnitude, possui uma resposta temporal lenta e alguns experimentos podem durar várias horas.

Em resposta as dificuldades ocasionadas pelo primeiro protótipo estudado, mediante os conhecimentos já desenvolvidos na área de eletrônica, e executando o determinado no plano de curso das disciplinas de Sinais e Sistemas, Controle Digital e Controle Moderno, partiu-se para a reformulação de um protótipo de processo térmico de pequenas proporções, até então abandonado. Deste, reformou-se a estrutura física, desenvolveram-se os circuitos eletrônicos assim como os controladores digitais.

Através dos estudos desenvolvidos no novo protótipo, foi possível identificar uma série de inconvenientes presentes no mesmo, desde a grande suscetibilidade a variações da temperatura externa à falhas nos circuitos de acionamento. Foi baseado nos inconvenientes identificados e na contribuição que um protótipo de processo térmico robusto e confiável para o desenvolvimento das disciplinas do eixo Modelagem e Controle de Processos, bem como o meu interesse por Controle Moderno, que surgiu o presente Trabalho de Conclusão de Curso.

1.3 Definição do Problema

O objetivo de um sistema de controle é fazer com que a saída y seja mantida em um valor desejável, através da manipulação da entrada da planta u . O problema da regulação é manipular u de forma a contrabalancear o efeito das perturbações d . O problema de seguimento de referência consiste em manipular u de forma a manter a saída próxima a um sinal de referência r . Portanto, faz-se necessário que o erro $e = y - r$ seja pequeno. O algoritmo para ajustar u de acordo com as informações disponíveis é o controlador K . Para se projetar um controlador K eficiente, é necessário obter informações sobre as perturbações esperadas e a referência a ser

seguida, além de um modelo da planta G e um modelo das perturbações G_d . Desta forma a saída y é descrita da forma:

$$y = G + G_d \quad (1.1)$$

Para esta forma de descrição da planta podem ocorrer erros devido a imprecisões nos modelos (G , G_d) ou ainda, os parâmetros do sistema podem mudar com o tempo ocasionando alterações nos modelos, além disso os modelos podem mudar com o ponto de operação utilizado. Em particular, imprecisões em G podem causar problemas pois a planta faz parte da malha de realimentação. Este é o caso do processo em questão portanto serão estudadas técnicas de controle capazes de lidar com este tipo de problema.

1.4 Objetivos

Este Trabalho de Conclusão de Curso tem como objetivo central desenvolver um controlador retroalimentado automático capaz de regular a temperatura nas diversas câmaras de um protótipo de processo térmico sujeito à ação de atuadores.

Os objetivos secundários são, a construção do *Protótipo para Modelagem e Controle de Sistemas Térmicos*, e o desenvolvimento de uma interface computacional capaz de integrar o controlador e o protótipo.

1.5 Estado da Arte

Até o presente momento podem ser encontrados vários estudos que utilizam protótipos de processos térmicos para estudo laboratorial, nestes termos podem ser citados o *Sistema de Controle de Vazão e Temperatura do Ar*, utilizado em Oliveira [2008], que se encontra no Laboratório de Controle de Processos Industriais do Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Federal de Minas Gerais. Outro protótipo com características semelhantes é o Protótipo para Estudos de Sistemas com Atrasos nos Estados, utilizado em Simeão [2009], localizado no Laboratório de Sinais e Sistemas do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais Campus Divinópolis.

O projeto de sistemas de controle é amplamente estudado na engenharia e para o presente trabalho foi adotado Chen [1999] como bibliografia principal.

1.6 Fundamentação Teórica

1.6.1 Método da Resposta Complementar

O método da resposta complementar é aplicável a sistemas de segunda ordem sobreamortecidos com atraso puro de tempo ou de primeira ordem com atraso puro de tempo, representados, respectivamente pelas seguintes equações:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-\theta s}}{(\tau_1 + 1)(\tau_2 + 1)} \quad (1.2)$$

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau_1 + 1} \quad (1.3)$$

O método da Resposta Complementar pressupõe uma entrada em degrau e a sua respectiva saída. Considerando os dados de entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ normalizados, a curva $\ln(1 - \frac{y(t)}{u(t)})$ lineariza a resposta do degrau tal que a constante de tempo dominante do sistema τ_1 possa ser calculada a partir do inverso da inclinação da assíntota aquela curva. Temos, assim:

$$\ln(1 - \frac{y(t)}{u(t)}) = -\frac{1}{\tau_1}t + \ln(\frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}) = at + b \quad (1.4)$$

equação da reta onde a é inclinação da assíntota e b é o deslocamento na ordenada. A constante de tempo dominante é calculada usando:

$$\ln[\frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}e^{\frac{t}{\tau_1}}(1 - \frac{y(t)}{u(t)})] = \ln[e^b e^{\frac{t}{\tau_1}}] = -\frac{1}{\tau_1}t + \ln(\frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}) = ct + d \quad (1.5)$$

equação da reta onde c é inclinação da nova assíntota e d é o deslocamento na ordenada. A constante de tempo τ_2 é calculada usando:

$$\tau_2 = -\frac{1}{c} \quad (1.6)$$

1.6.2 Aproximação de Padé

A aproximação de Padé consiste em se obter uma função racional $G_{m,n}(s)$ de menor ordem que exiba uma resposta temporal bastante semelhante aquela obtida a partir da função de transferência original:

$$G(s) \approx G_{m,n}(s) \quad (1.7)$$

$$G_{m,n}(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 s + 1}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 s + 1}$$

Isto é feito garantindo-se que os valores das funções $G(s)$ e $G_{m,n}(s)$ e de suas derivadas sucessivas em relação a s , no ponto $s = 0$, sejam iguais a:

$$\begin{aligned} G(0) &= G_{m,n}(0) \\ \dot{G}(0) &= \dot{G}_{m,n}(0) \\ \ddot{G}(0) &= \ddot{G}_{m,n}(0) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (1.8)$$

Desta forma, a aproximação de Padé é útil não apenas para aproximar atrasos puros de tempo, mas também para simplificar quaisquer funções de transferência de alta ordem.

1.6.3 Índices de Desempenho

Um índice de desempenho é uma medida quantitativa do desempenho de um sistema e é escolhido de modo que ênfase seja dada para as especificações de sistema importantes.

Um sistema é considerado um sistema de controle ótimo quando os parâmetros do sistema são ajustados de modo que o índice alcance um extremo, geralmente um valor mínimo. Para ser útil, o índice de desempenho deve ser um número sempre positivo ou zero. Então, o melhor sistema é definido como o sistema que minimiza esse índice.

- ISE Integral do erro quadrático (*Integral of the Square of the Error*)

É definido como:

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (1.9)$$

O limite superior T é um tempo finito escolhido um tanto arbitrariamente de modo que a integral se aproxime de um valor de regime permanente. É usualmente conveniente escolher T como o tempo de acomodação T_s . Esse critério de erro irá discriminar sistemas excessivamente superamortecidos e excessivamente subamortecidos. O valor mínimo da integral ocorre para um valor de compromisso do amortecimento. Esse índice de desempenho é facilmente adaptado para medidas práticas porque um circuito quadrático é obtido prontamente. Além disso, o erro quadrático é matematicamente conveniente para propósitos analíticos e computacionais.

- IAE Integral do módulo do erro (*Integral of the Absolute magnitude of the Error*)

É definido como:

$$IAE = \int_0^T |e^2(t)|dt \quad (1.10)$$

Esse índice é particularmente útil para estudos de simulações computacionais.

- ITAE Integral do tempo multiplicado pelo módulo do erro (*Integral of Time multiplied by Absolute Error*)

É definido como:

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (1.11)$$

Esse índice foi proposto com o objetivo de reduzir a contribuição do erro inicial elevado para o valor da integral de desempenho, bem como para enfatizar erros ocorrendo posteriormente na resposta.

- ITSE integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático (*Integral of Time multiplied by the Square Error*)

É definido como:

$$ITSE = \int_0^T te^2(t)dt \quad (1.12)$$

O índice de desempenho ITAE fornece a melhor seletividade dos índices de desempenho; isto é, o valor mínimo da integral é prontamente discernível à medida que os parâmetros do sistema são variados. A forma geral da integral de desempenho é:

$$I = \int_0^T f(e(t), r(t), y(t), t)dt \quad (1.13)$$

na qual f é uma função do erro, entrada, saída e tempo.

1.7 Metodologia

O desenvolvimento do Trabalho de Conclusão de Curso se deu mediante a execução das seguintes etapas:

1. Construção do *Protótipo para Modelagem e Controle de Sistemas Térmicos*.
 - (a) Desenvolvimento da estrutura física, envolvendo processos de usinagem: corte, fresamento, furação e montagem.
 - (b) Desenvolvimento e instalação dos circuitos eletrônicos de alimentação, potência e aquisição.
 - (c) Instalação de sensores e atuadores.
2. Desenvolvimento inicial da interface computacional para aquisição de dados.
3. Calibração dos sensores e circuitos de potência.
4. Aquisição de dados provenientes dos sensores de temperatura.
5. Obtenção de um modelo matemático do protótipo, assim como uma representação na forma de matriz de transferência e também, de forma equivalente, uma descrição no espaço de estados.
6. Elaboração do Relatório Parcial.
7. Definição das técnicas de controle a serem aplicadas na obtenção do controlador para o protótipo.
8. Desenvolvimento da interface computacional, adequando-a a estrutura do controlador definido na etapa anterior.
9. Execução de testes de desempenho no controlador obtido.
10. Elaboração do Relatório Final.
11. Defesa do Trabalho de Conclusão de Curso.

Descrição do Protótipo

2.1 Introdução

A decisão de desenvolver o *Protótipo para Modelagem e Controle de Sistemas Térmicos* partiu da necessidade de um protótipo em escala reduzida, com resposta temporal relativamente rápida, robusto tanto em relação a variações na temperatura do ambiente externo quanto a ruídos na aquisição dos dados, bem como em reproduzir o sinal de controle gerado computacionalmente.

Essa necessidade adveio do protótipo desenvolvido em Simeão [2009], o qual foi utilizado no decorrer de algumas das disciplinas do eixo de Modelagem e Controle de Processos, e também, no protótipo em pequena escala, recuperado e desenvolvido por mim e pelo companheiro de curso Paulo Vitor Souza, com o propósito de cumprir as atividades propostas no plano de curso das disciplinas de Teoria de Controle, Sinais e Sistemas, Controle Digital e Controle Moderno. Esse protótipo de pequena escala foi inicialmente desenvolvido em uma atividade de Iniciação Científica Júnior, por um aluno do curso Técnico em Eletromecânica do Campus Divinópolis - CEFET-MG.

2.2 Descrição Física do Protótipo

O protótipo em questão, consiste em um sistema de aquecimento de ar conforme apresentado na **figura 2.1**, sua estrutura externa possui seção retangular de $150 \times 150 \times 1000$ mm e seção interna de $120 \times 120 \times 1000$ mm, ambas em alumínio. O interstício às paredes interna e externa é preenchido com poliuretano expandido, o que propicia isolamento térmico entre o interior e exterior do protótipo, tornando-o robusto em relação a variações abruptas da temperatura do ambiente externo, esta estrutura pode ser observada na **figura 2.2**. A parte superior do protótipo possui um vidro de $8 \times 150 \times 1000$ mm o qual permite a visualização do interior. Na parte interna existem oito câmaras separadas por paredes duplas de alumínio com dimensão de $120 \times 70 \times 10$ mm, dispostas de forma intercalada, fixadas ora à parte inferior ora à parte superior do mesmo, desta forma o fluxo de ar em seu interior é forçado a circular ora de forma ascendente, ora de forma descendente.

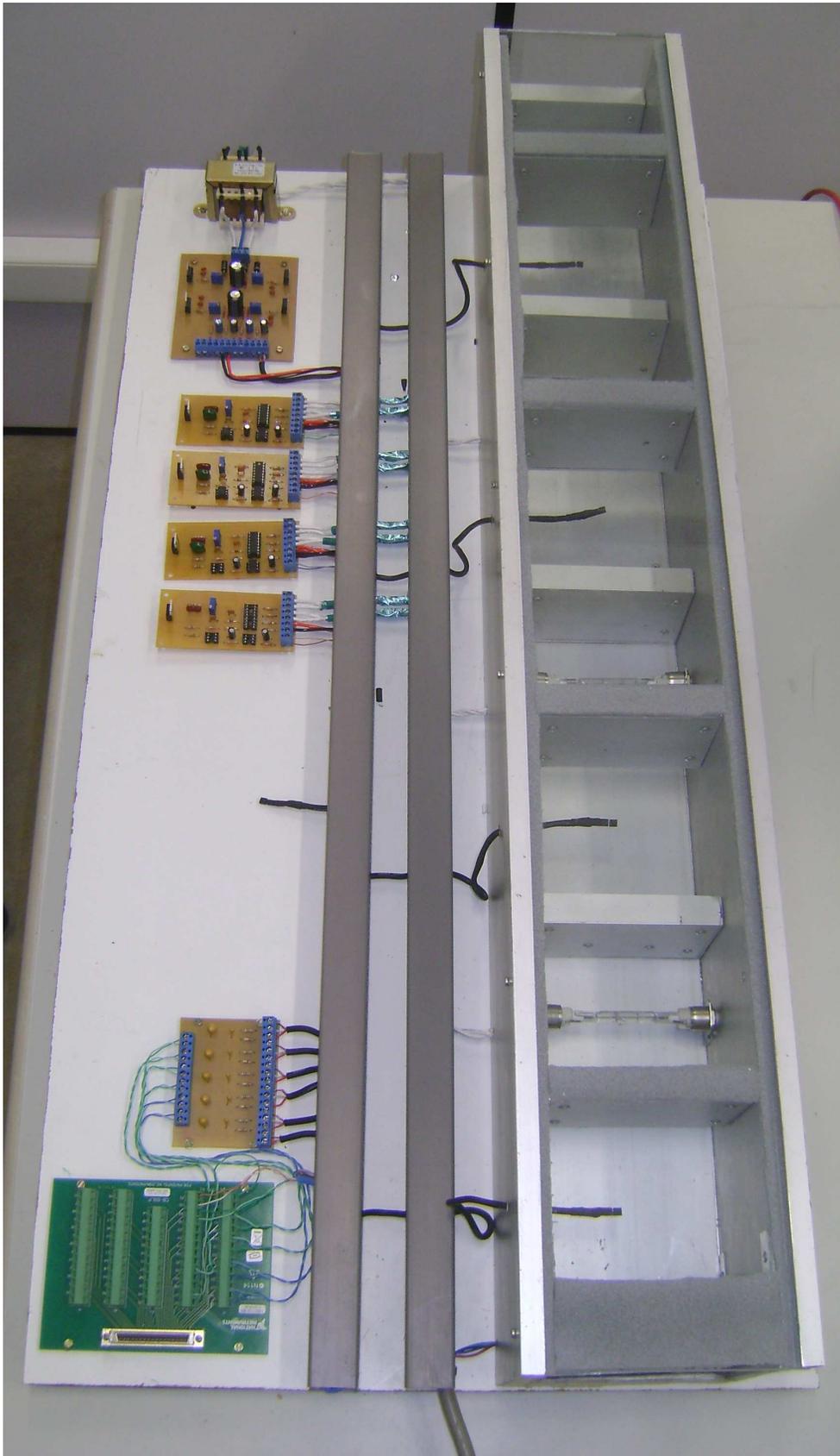


Figura 2.1: Visão Geral do Protótipo

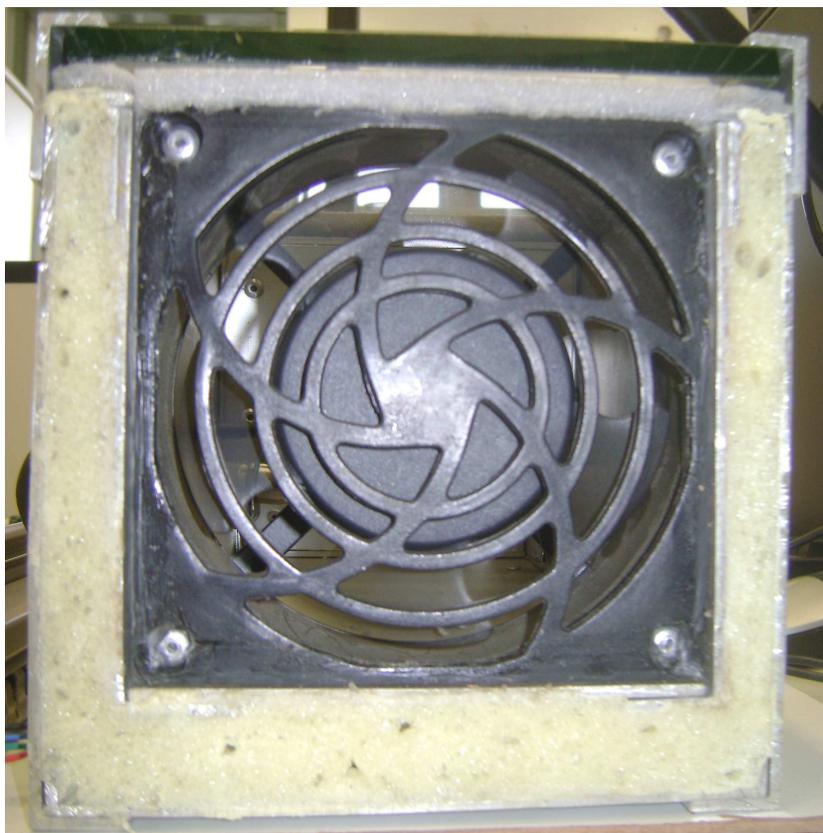


Figura 2.2: Atuador 1 - Ventilador axial e detalhe da parede dupla com isolamento

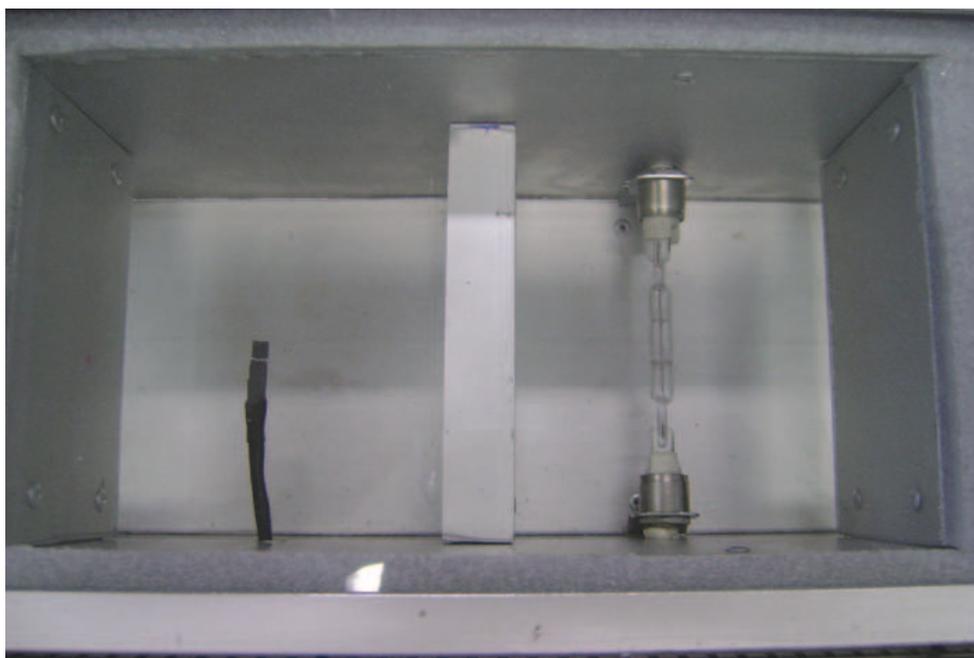


Figura 2.3: Sensor 2 e Atuador 1

As câmaras em questão são descritas como:

- Câmara 1 - é a primeira câmara do protótipo na qual estão presentes:

Atuador 1 - apresentado na **figura 2.2**, ventilador axial, 120×120 mm alimentado com uma tensão alternada variável de 0 a $220V_{ac}$ responsável por propelar o ar externo através do interior do protótipo.

Sensor 2 - sensor de temperatura *LM35*, transistor encapsulado utilizado na conversão de temperatura em sinais elétricos, responsável por fazer a aquisição da temperatura da câmara de admissão. Um dos sensores presentes no protótipo pode ser visto na **figura 2.1**, na câmara da parte esquerda.

- Câmaras 2, 4 e 6

Atuadores 2, 3 e 4 - Na **figura 2.3**, no lado direito, é apresentado o atuador típico que consiste em uma lâmpada halógena palito $150 W$ alimentada com uma tensão variável de 0 a $220 V_{ac}$, responsável por aquecer o fluxo de ar no interior do protótipo.

- Câmaras 3, 5 e 7

Sensores 3, 4 e 5 - sensor de temperatura conforme descrito no sensor 2. A instalação desses sensores pode ser vista na **figura 3.1**, em detalhe, na figura 1.3, lado esquerdo.

- Câmara 8: Exaustão - esta é a câmara pela qual o fluxo de ar é expelido retornando ao meio externo.

A temperatura do ambiente externo ao protótipo é adquirida pelo Sensor 1, localizado próximo a placa de aquisição de dados.

Os sinais de tensão, entradas e saídas, provenientes dos circuitos eletrônicos instalados no protótipo caracterizam as variáveis de entrada e saída do processo da seguinte forma:

1. Variáveis de entrada:

- (a) Vazão volumétrica de ar, controlada pela rotação do ventilador axial. Um sinal de tensão contínua é enviado à placa de potência que por sua vez controla a tensão fornecida ao atuador o que define a velocidade de rotação do mesmo. A amplitude do sinal de controle bem como a tensão de saída são apresentadas na seção 2.6 deste capítulo.

- (b) Temperatura do ar dentro das câmaras 3, 5 e 7, controlada pela potência dissipada nos Atuadores 2, 3 e 4. Um sinal de tensão contínua é enviado a placa de potência dos respectivos atuadores que por sua vez controla a tensão fornecida aos mesmos, desta forma obtém-se a variação da potência dissipada nos atuadores e respectivo aquecimento do fluxo de ar que passa pelos mesmos. A relação entre amplitude do sinal de controle e a tensão de saída são apresentadas na seção 2.5 deste capítulo.

2. Variáveis de saída:

- (a) Temperatura de nas Câmaras 3, 5 e 7. Nas seções de trabalho foram instalados sensores LM35 que possuem uma relação tensão de saída/temperatura da ordem de $+10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Os sinais elétricos em tensão desses sensores são enviados a placa de aquisição de dados localizada em um computador. Um controlador desenvolvido em *Matlab* envia os sinais de comando através da interface externa da placa de controle *PCI 6221* da *National Instruments*.

2.3 Descrição dos Circuitos

Para atender a demanda de energia elétrica, acionar os atuadores mediante sinal de controle e filtrar analogicamente os sinais provenientes dos sensores, foram desenvolvidos três circuitos eletrônicos:

2.3.1 Fonte de alimentação

A fonte de alimentação é do tipo linear, alimentada por uma tensão de $220 V_{ac}$. Para fornecer alimentação aos circuitos do protótipo, e visando implementações futuras, foram estabelecidas as seguintes saídas:

1. saída positiva 1 regulável de 0 a $15V_{cc}$.
2. saída positiva 2 regulável de 0 a $15V_{cc}$.
3. saída negativa 1 regulável de 0 a $-15V_{cc}$.
4. saída negativa 2 regulável de 0 a $-15V_{cc}$.

A capacidade de corrente total nas saídas da fonte de alimentação é limitada pela capacidade de corrente na saída do transformador em 1A.

O diagrama elétrico do circuito é apresentado na **figura A.1** na qual pode-se observar que as saídas positivas são reguladas pelos LM317 (U1 e U3) sendo o nível de tensão ajustado pelos resistores variáveis RV1 e RV3. As saídas negativas são reguladas pelos LM337 (U2 e U4) sendo o nível de tensão ajustado pelos resistores variáveis RV2 e RV4. Para os circuitos desenvolvidos, estipulou-se o nível de tensão de saída em 5V para alimentação dos sensores LM35 e 15V para a alimentação dos TCA785 presentes nos circuitos de potência.

2.3.2 Circuito de potência

O diagrama elétrico do circuito de potência é apresentado na **figura A.2**, esse circuito tem o propósito de acionar os atuadores mediante tensão de referência proveniente do controlador.

Um sinal de tensão contínua é aplicado na entrada do opto-acoplador 4N25 (U1 pinos 1 e 2). Este opto-acoplador, trabalhando na região linear, provém separação física entre o sinal de controle e o próximo estágio do circuito de potência. A saída do opto-acoplador fornece

uma tensão de referência, contínua, ao TCA785 (U2 pino 11), circuito integrado dedicado, utilizado para acionamento de triacs.

No TCA 785 a tensão de referência é comparada com uma forma de onda dente de serra em fase com a tensão alternada da rede elétrica, sempre que a tensão da onda dente de serra é maior que a tensão de referência, um pulso com duração de 30ms é gerado nas saídas Q1 e Q2 do TCA785 (pinos 14 e 15).

O pulso gerado no TCA785 é aplicado na entrada de outro opto-acoplador MOC3021 (U3 pinos 1 e 2), este provém separação física entre o sinal de saída do TCA785 e o terceiro estágio do circuito de potência. A saída do MOC3021 gera um pulso no gate do triac BT139 (U4 pino 3) que por sua vez permite a passagem de corrente através dos terminais T1 e T2 (pinos 1 e 2) energizando a carga (atuadores do protótipo) conectada na saída do circuito de potência.

O terceiro estágio do circuito de potência conta com dois filtros *anti-snobber*, responsáveis por reduzir o efeito de picos de tensão provenientes dos acoplamentos das cargas ligadas na saída, um deles (R8 e C5) protege o acoplamento de saída do MOC3021 e o outro (R9 e C6) protege o acoplamento do BT139.

Esta configuração, apesar de acrescentar dois opto-acopladores, provê isolamento ôhmico entre os três estágios do circuito de potência, desta forma, o sinal de controle pode ser gerado a partir de qualquer circuito ou dispositivo capaz de acionar o opto-acoplador do primeiro estágio, assim como o estágio de potência pode ser substituído para acionar cargas diferentes das utilizadas para o protótipo.

2.3.3 Circuito de aquisição

O diagrama elétrico do circuito de aquisição é apresentado na **figura A.3**, esse circuito foi desenvolvido com o objetivo de ser a interface entre a fonte de alimentação, os sensores de temperatura LM35 e a placa de aquisição da *National Instruments* PCI6221. Usada no computador utilizado com o protótipo desenvolvido.

A tensão de alimentação proveniente da fonte de alimentação ($0V_{cc}$ e $5V_{cc}$) é recebida nos bornes de entrada (J6), então é direcionada ao sensor de temperatura LM35 através dos bornes de alimentação (J5), que também tem a função de receber o sinal de saída do sensor LM35. Em seguida o sinal da saída do sensor LM35 passa por um filtro passa-baixas (R10 e C10), responsável por atenuar ruídos de alta frequência presentes no sinal recebido. O circuito conta com um terminador (R1 e C1), responsável por reduzir o efeito de ruídos eletromagnéticos sobre o cabeamento de sinal. Por fim o sinal é enviado a placa de aquisição da *National Instruments* PCI6221 através do borne de saída (J7).

2.4 Interface Computacional

Para operar o protótipo utilizou-se o programa *MatLab* no qual desenvolveu-se a interface computacional, apresentada na **figura B.1**, através do *Simulink* e os pacotes *Real Time Windows Target* e uma placa para aquisição e envio de dados da *National Instruments* modelo PCI-6221. Esta interface pode ser dividida, conforme função, nas seguintes partes: aquisição e tratamento de sinais, referência, controlador, habilitação e envio de dados e armazenamento e visualização, a serem descritas a seguir.

2.4.1 Aquisição e tratamento de sinais

Esse conjunto de blocos é responsável por adquirir os sinais analógicos provenientes do protótipo, compatibilizar a taxa de aquisição com a taxa de processamento no computador, aplicar a calibração estática e filtrar os sinais. Tais funções são desempenhadas pelos blocos descritos a seguir:

- Entrada analógica

Responsável por adquirir o sinal analógico proveniente do protótipo, a uma taxa de 100 *Hz* e com amplitude de entrada compatível com o mesmo de $-1 V_{cc}$ a $1 V_{cc}$.

- Compatibilizador de aquisição

Responsável por compatibilizar a taxa de aquisição com a taxa de processamento dos sinais.

- Calibração

Responsável por aplicar calibração estática $T(v_t) = mv_t + b$, na qual $T(v_t)$ é a temperatura corrigida, v_t é o sinal de tensão adquirido na saída do sensor, e os parâmetros m e b são os obtidos a partir do ajuste por mínimos quadrados que foram apresentados na **tabela 2.1**.

- Filtro

Filtro digital passa baixa, projetado com o objetivo de reduzir o ruído de alta frequência presente no sinal medido. Esse filtro foi projetado com ganho unitário e polos 100 vezes mais rápidos que os polos do sistema em malha fechada, desta forma sua ação não interfere na dinâmica do protótipo.

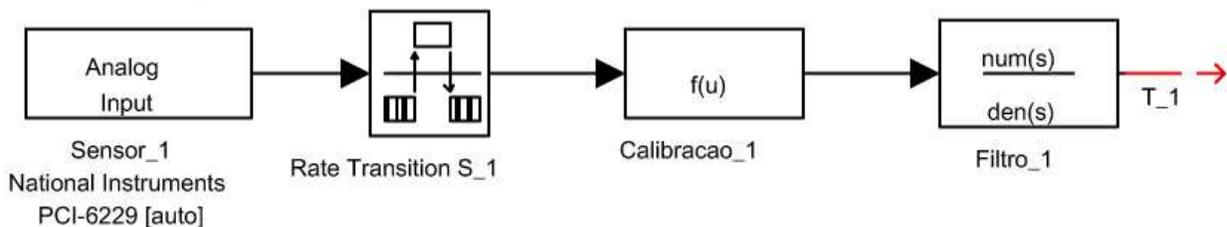


Figura 2.4: Aquisição e Tratamento de Sinais

2.4.2 Referência

Esse conjunto de blocos é responsável por estabelecer a referência a ser seguida e prover o sinal de erro ao controlador, é composto pelos blocos:

- TrefX.1
É a referência de realimentação, utilizada para ensaios em malha aberta.
- TrefX.2
É a referência responsável por estabelecer o ponto de operação desejado. É o *set point*.
- TrefX.3
É a referência responsável por alterar o ponto de operação em certos intervalos de tempo, é utilizado na realização de ensaios programados não monitorados.
- SWX.0
Chave comutadora do sinal de realimentação.
- SWX.1
Chave comutadora do sinal de referência.
- Somador
Responsável por subtrair do sinal de referência o sinal de realimentação, provendo em sua saída o sinal de erro.

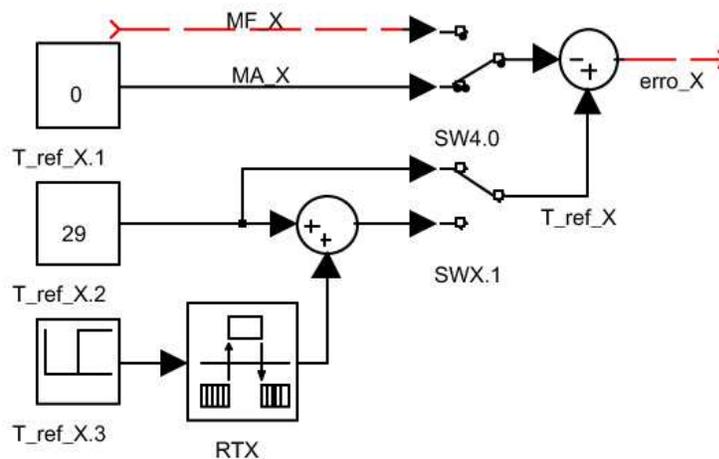


Figura 2.5: Referência

2.4.3 Controlador

Esse conjunto de blocos tem a função de, mediante sinal de referência, realimentação e erro, estabelecer o sinal de controle a ser aplicado no sistema. É composto dos seguintes blocos:

- Integrador

Responsável por integrar o sinal de erro.

- Ganho K_a

Responsável por aplicar o ganho projetado K_a ao sinal proveniente do integrador.

- Sat2:4

Responsável por limitar a faixa de trabalho do sinal de controle entre 0% e 1%.

- Estrutura *Anti-Windup*

Através da subtração do sinal de entrada do bloco de saturação ao sinal de saída do mesmo, realimenta o sinal de erro na entrada do integrador, tal configuração é responsável por reduzir o tempo de saturação do sinal de controle através da limitação da ação do bloco integrador.

- Estimador

Responsável por, mediante o sinal de controle, sinal realimentação e sinal de realimentação do estimador, estimar os estados do processo, porém, com resposta mais rápida que a do protótipo em malha aberta.

- Ganho C

Responsável por aplicar o ganho da realimentação do Estimador.

- Ganho K_p

Responsável por aplicar o ganho proporcional, proveniente do estimador, somando-o ao sinal proveniente da saída do ganho K_a . Fica claro, portanto, que é feita uma realimentação estática de estados acrescida de uma ação integral.

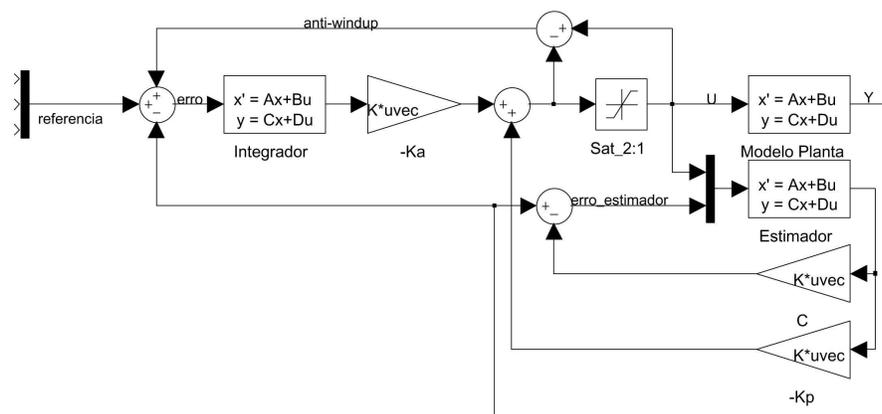


Figura 2.6: Controlador

2.4.4 Habilitação e envio de sinais

Conjunto de blocos responsável por aplicar ao protótipo o sinal de controle.

- Conversão

Responsável por aplicar calibração estática $V(v_t) = mv_t + b$, na qual $V(v_t)$ é a tensão aplicada nos atuadores, v_t é o sinal de tensão aplicado a entrada da placa de disparo, e os parâmetros m e b são os obtidos a partir do ajuste por mínimos quadrados conforme mostrado nas **figuras 2.17 a 2.20**.

- Hbl e Habilita

Responsáveis por habilitar a transmissão do sinal de controle ao bloco de saída, tais blocos são necessários para evitar que uma eventual variação das características estáticas do circuito de disparo leve a um acionamento não controlado dos atuadores.

- Saída analógica

Responsável por enviar o sinal de controle ao protótipo.

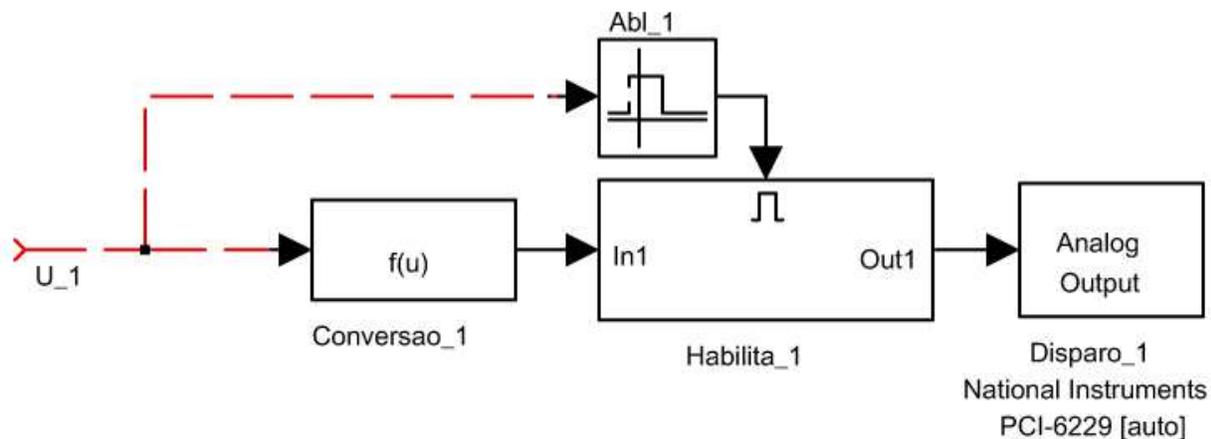


Figura 2.7: Habilitação e envio de sinais

2.4.5 Armazenamento e visualização

Composto por dois blocos responsáveis por armazenar e visualizar as variáveis de interesse.

- Aquisição

Armazena em arquivo digital os sinais desejados, salvos no disco rígido do computador.

- Visualização

Apresenta os sinais em tempo real em tela gráfica.

2.5 Calibração dos Sensores

Para o presente trabalho foi realizada apenas a calibração estática dos sensores, visto que, o comportamento dinâmico dos mesmos será incorporado às funções de transferências obtidas na etapa de modelagem.

O processo de calibração estática consiste em, mantendo todas as demais variáveis constantes, relacionar a variável desejada com uma série de valores constantes. Para o presente trabalho, a calibração estática consiste em relacionar o sinal de tensão na saída do sensor de temperatura LM35 v_t com a temperatura medida utilizando-se um termômetro calibrado a saber, *Termômetro 54II* de fabricação *Fluke* com *Sonda de Temperatura de Ar SureGrip 80PK-24* de fabricação *Fluke*. As demais variáveis consideradas constantes neste caso são: a vazão volumétrica do ar no interior do protótipo, a temperatura do ambiente externo e a tensão de alimentação dos sensores de temperatura.

A aquisição dos dados foi executada a uma taxa de 1 Hz, aplicando-se ao atuador localizado na câmara anterior aos sensores, um sinal em degraus ascendentes com amplitude de dez pontos percentuais da potência do mesmo, cada um com duração de dez minutos. Esse tempo se faz necessário devido ao tempo de acomodação do sensor de temperatura LM35 que é de aproximadamente 240s. A leitura do termopar é efetuada e armazenada em arquivo a partir dos cinco minutos em cada degrau, e repetida a cada minuto até os dez minutos.

Ao final do processo de aquisição, os dados obtidos a partir dos sensores passam por um processo de seleção do intervalo a ser utilizado. Desta forma, os últimos cinco minutos de aquisição em cada degrau de temperatura são selecionados, divididos em intervalos de um minuto, aos quais se calcula a média, que a partir deste ponto será utilizada para representar a temperatura lida a cada intervalo.

De posse das médias dos intervalos e das leituras realizadas a partir do termopar, calcula-se o ajuste por mínimos quadrados de forma a se obter os coeficientes para a calibração $T(v_t) = mv_t + b$. Os ajustes realizados para os sensores 1 a 5 são apresentados respectivamente nas **figuras 2.8** a **2.12**, juntamente com o conjunto de dados utilizados. Os limites para $\pm 3\sigma_m$ e $\pm 3\sigma_b$ representam os intervalos de confiança de 99.7% para o modelo proposto. Os valores dos coeficientes dos polinômios correspondentes a cada sensor são apresentados na **tabela 2.1**, juntamente com os desvios padrões para cada um dos coeficientes identificados. Os desvios foram calculados como proposto em Doebelin [1990], utilizando-se:

$$\sigma_m^2 = \frac{N\sigma_T^2}{N \sum_{i=1}^N v_t^2 - (\sum_{i=1}^N v_t)^2} \quad (2.1)$$

$$\sigma_b^2 = \frac{N\sigma_T^2 \sum_{i=1}^N v_t^2}{N \sum_{i=1}^N v_t^2 - (\sum_{i=1}^N v_t)^2} \quad (2.2)$$

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (mv_t + b - T)^2 \quad (2.3)$$

Observando as **figuras 2.8 a 2.12**, nota-se que para uma medida $T(v_t)$, tem-se uma variação máxima de $\pm 0.5^\circ C$ para um intervalo de 99.7% de confiança na medida.

Tabela 2.1: Calibração dos Sensores $T(v_t) = mv_t + b$

Sensor	Coefficiente m	σ_m	Coefficiente b	σ_b
1	93.1840	0.2513	2.3334	0.0722
2	94.0975	0.2508	0.7339	0.0756
3	94.2868	0.2460	1.6604	0.0716
4	96.8556	0.2482	0.4479	0.0735
4	99.1622	0.2447	0.1971	0.0713

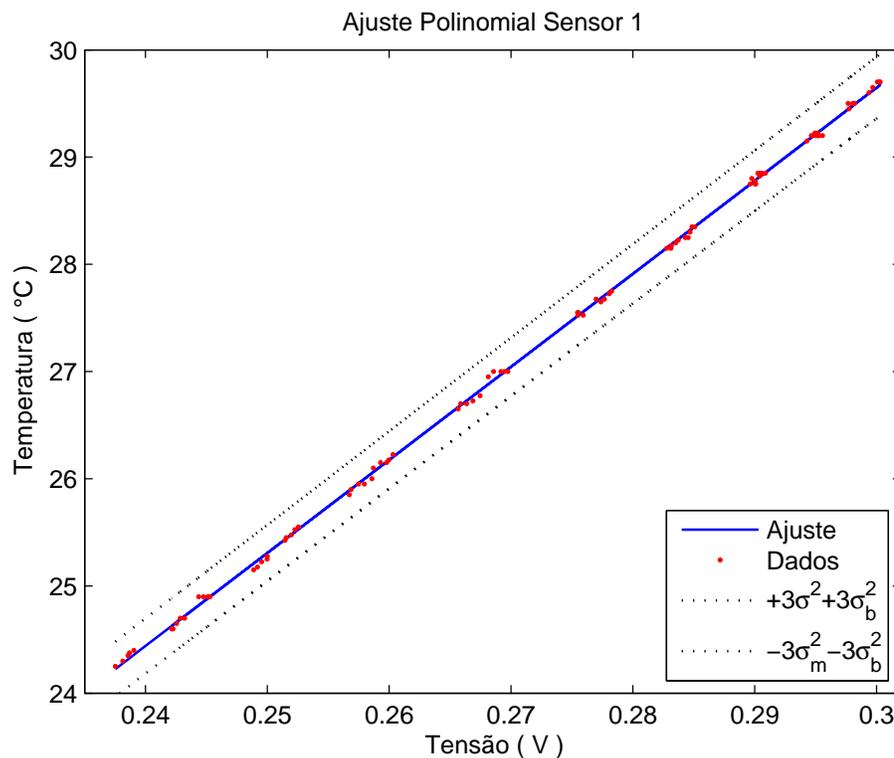


Figura 2.8: Calibração Estática Sensor 1

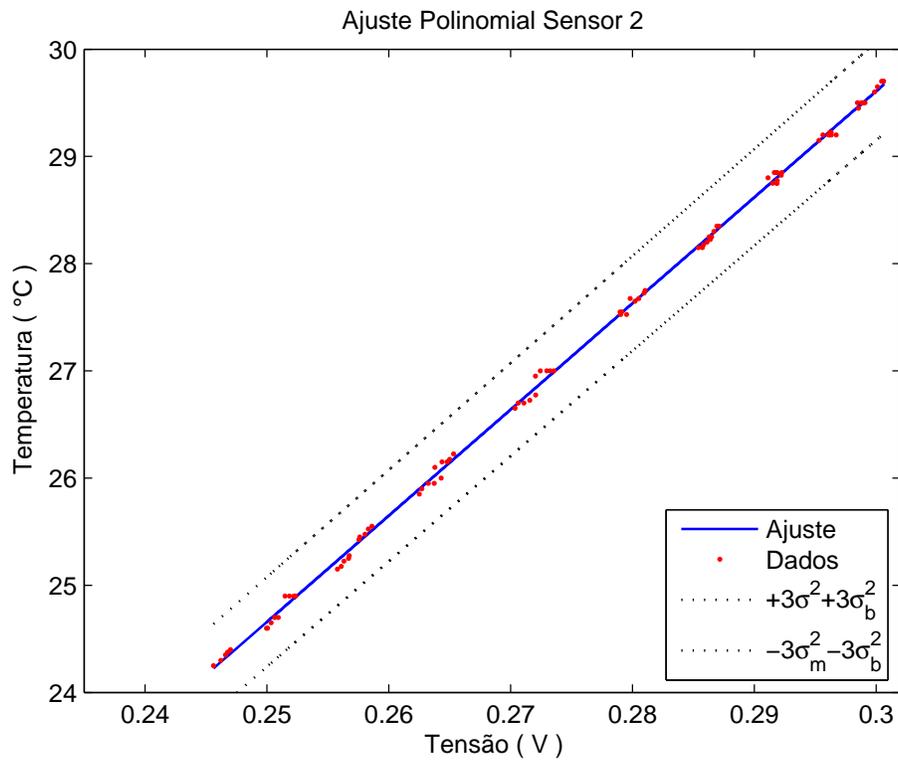


Figura 2.9: Calibração Estática Sensor 2

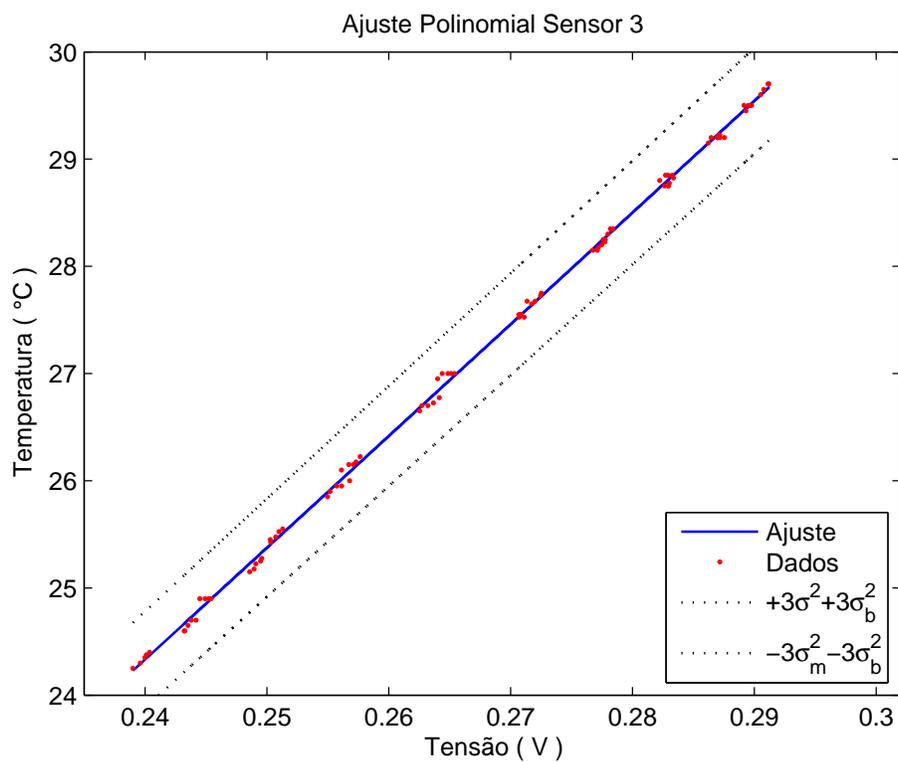


Figura 2.10: Calibração Estática Sensor 3

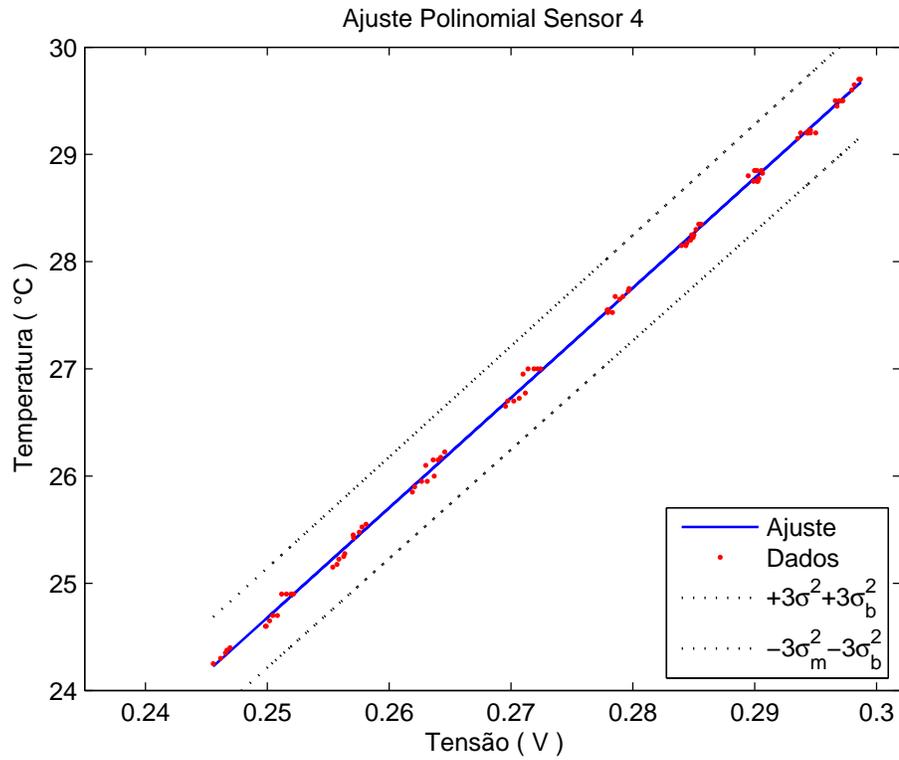


Figura 2.11: Calibração Estática Sensor 4

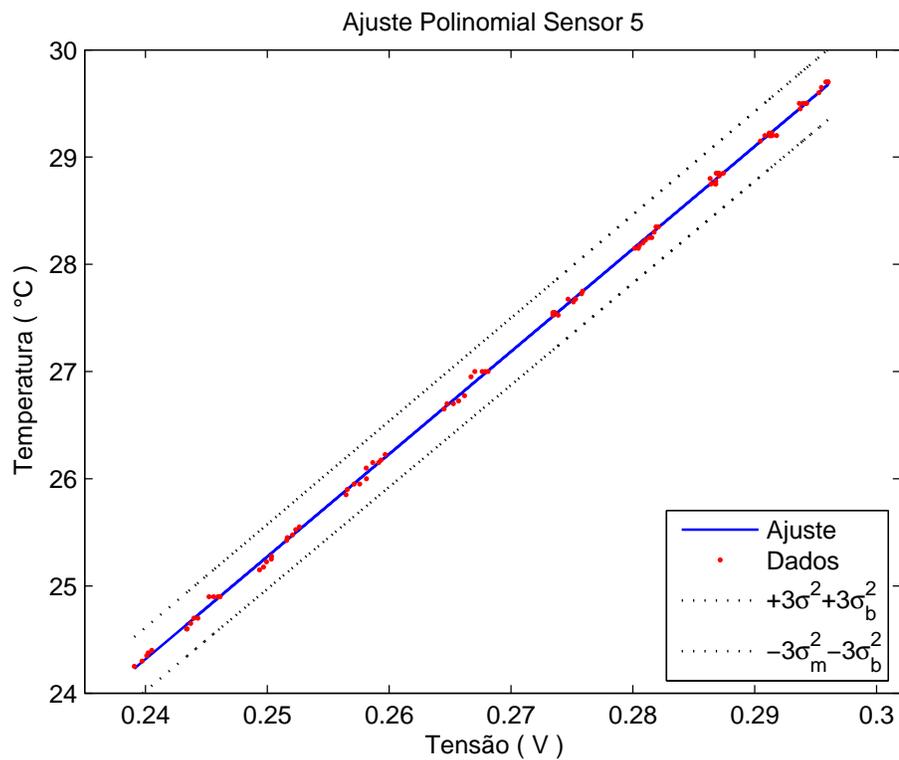


Figura 2.12: Calibração Estática Sensor 5

2.6 Calibração do Circuito de Potência

O objetivo da calibração do circuito de potência é obter uma relação direta entre o sinal de controle digital (interface computacional) e o sinal de controle analógico (tensão aplicada no atuador). Para isto, é necessário obter um modelo matemático que represente a dinâmica da placa de disparo, então, através do produto com o modelo inverso, cancelar a dinâmica da mesma.

A aquisição dos dados foi executada através da leitura realizada através de um osciloscópio digital, a saber, *TDS 2002B* de fabricação *Tektronix*, aplicando-se aos bornes da entrada do sinal de controle da placa de disparo, uma tensão de referência em degraus ascendentes e descendentes de forma a se obter uma variação na tensão de saída com amplitude de dez pontos percentuais da tensão de alimentação, cada degrau foi mantido até que a tensão de saída estabilizasse. Os dados da tensão de entrada e da tensão de saída de cada placa são apresentados nas **figuras 2.13 a 2.16** respectivamente para os atuadores 1 a 4, nas quais é possível observar quatro características, a saber:

- No trecho inicial, de 0 a 15 %, observa-se uma zona morta, na qual não existe variação da tensão de saída em relação à variação da tensão de entrada.
- No segundo trecho, de 15 a 40 %, observa-se um comportamento de histerese, claramente identificado pela discrepância entre o comportamento de subida e o de descida.
- No terceiro trecho, de 40 a 90 %, observa-se uma região linear.
- No quarto trecho, de 90 a 100 %, observa-se uma região de saturação da saída.

Esse comportamento reflete em parte, as características estáticas do opto-acoplador utilizado como proteção da entrada da placa de disparo e sua forma de utilização, conforme apresentado na descrição do circuito de potência.

De posse dos dados adquiridos, a tensão de saída foi normalizada e então associada ao sinal de controle através de uma relação de um para um. Em seguida calcula-se o ajuste por mínimos quadrados de forma a se obter os coeficientes para a calibração $V(v_t) = mv_t + b$. Os ajustes realizados são apresentados nas **figuras 2.17 a 2.20**, juntamente com o conjunto de dados utilizados, os quais relacionam o sinal de controle U que equivale a tensão de saída normalizada da placa de disparo, e a tensão de referência. Os limites para $\pm 3\sigma_m$ e $\pm 3\sigma_b$ representam os intervalos de confiança de 99.7% para o modelo proposto. Os valores dos coeficientes dos polinômios correspondentes a cada sensor são apresentados na **tabela 2.2**, juntamente com os desvios padrões para cada um dos coeficientes identificados. Foram novamente utilizadas as equações 2.1, 2.2 e 2.3.

Tabela 2.2: Calibração dos Circuitos de Potência $V(v_t) = mv_t + b$

Disparo	Coefficiente m	σ_m	Coefficiente b	σ_b
1	0.1845	0.0025	1.0563	0.0016
2	0.1361	0.0010	1.0938	0.0008
3	0.1948	0.0027	1.0754	0.0018
4	0.2000	0.0020	1.0915	0.0012

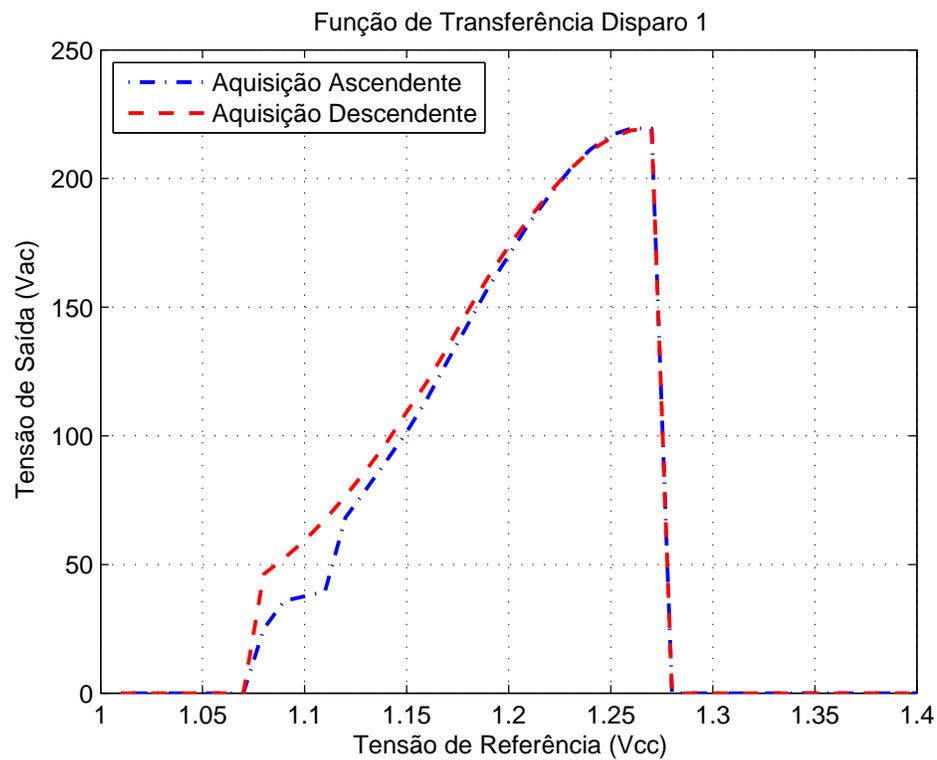


Figura 2.13: Função de Transferência Disparo 1

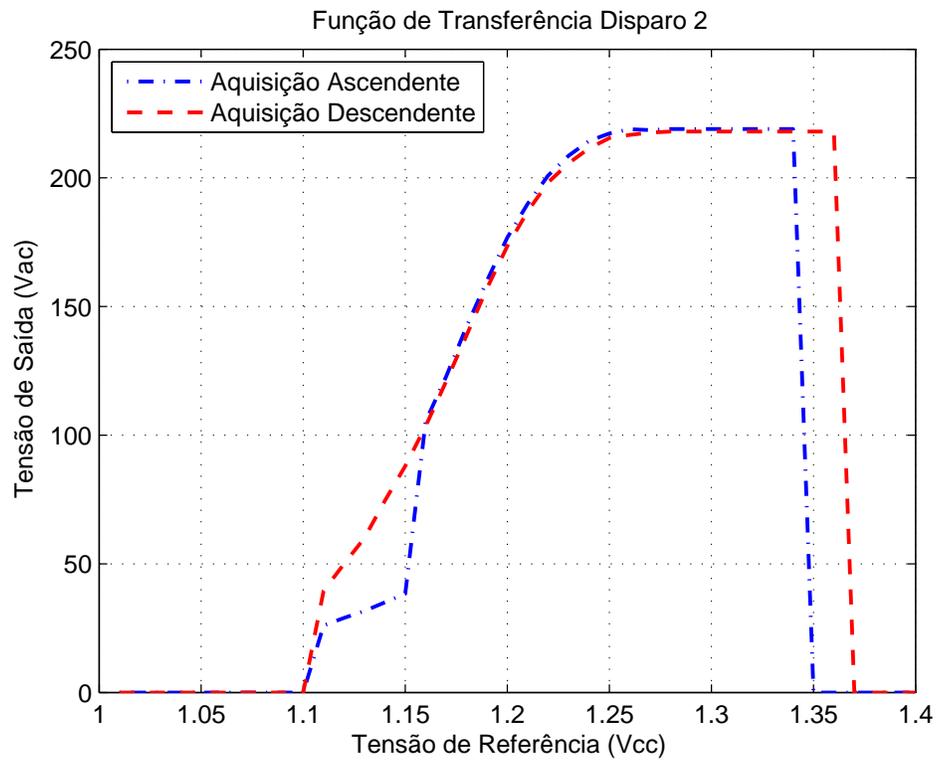


Figura 2.14: Função de Transferência Disparo 2

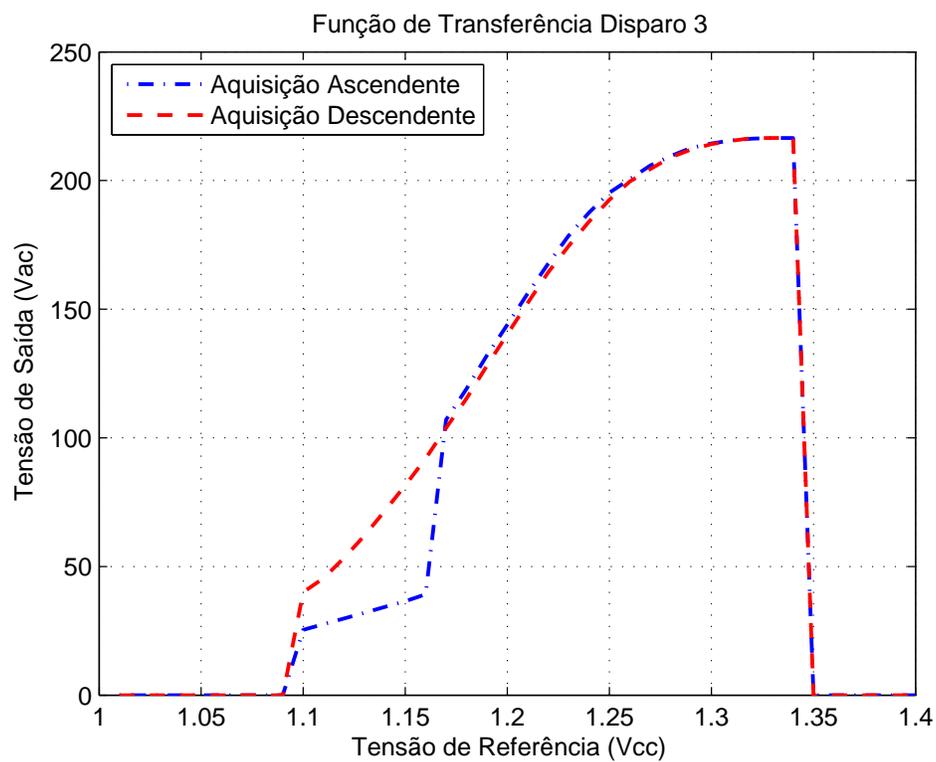


Figura 2.15: Função de Transferência Disparo 3

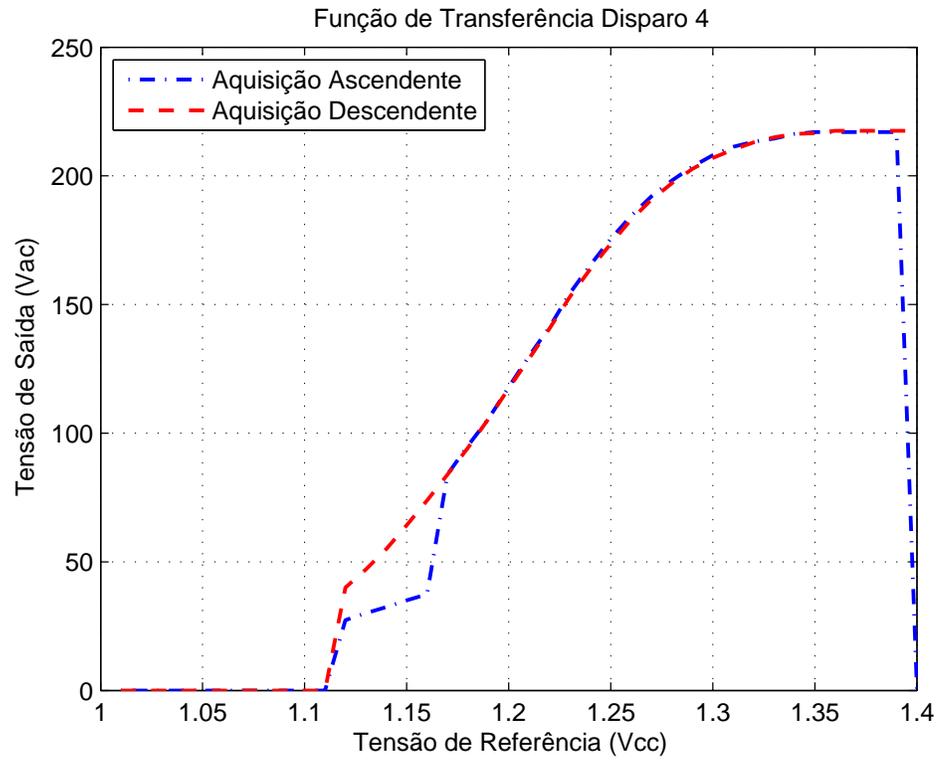


Figura 2.16: Função de Transferência Disparo 4

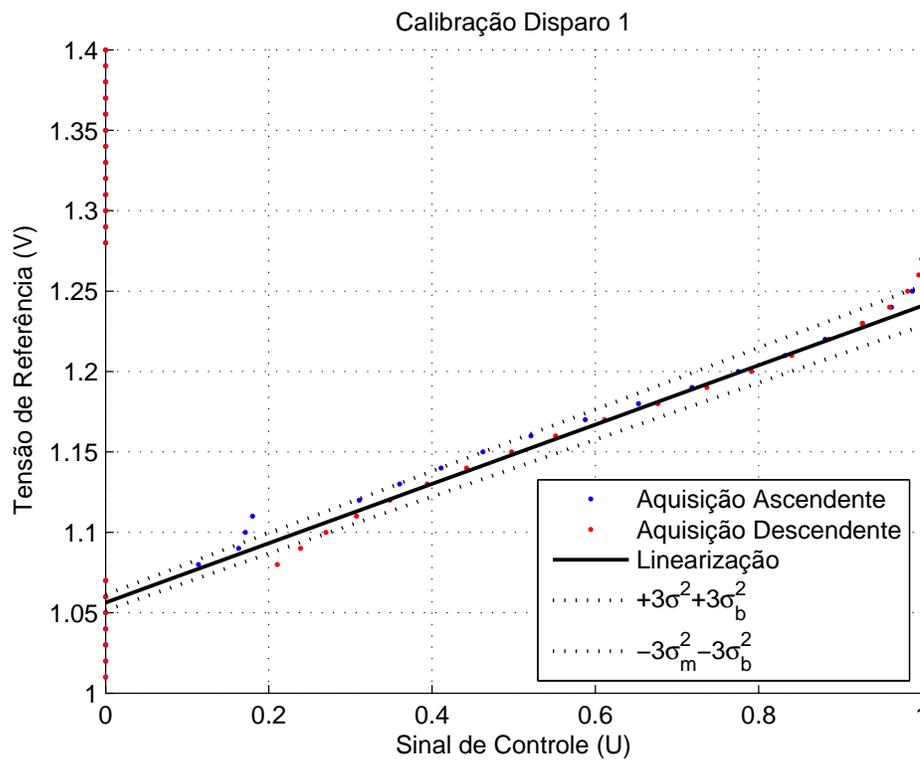


Figura 2.17: Calibração Estática Disparo 1

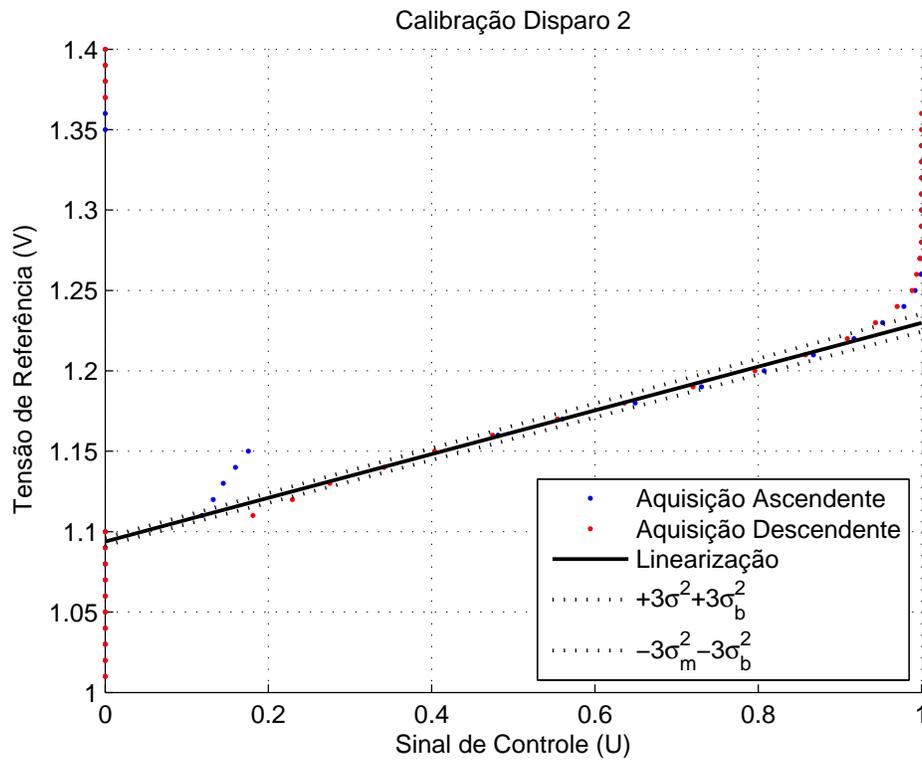


Figura 2.18: Calibração Estática Disparo 2

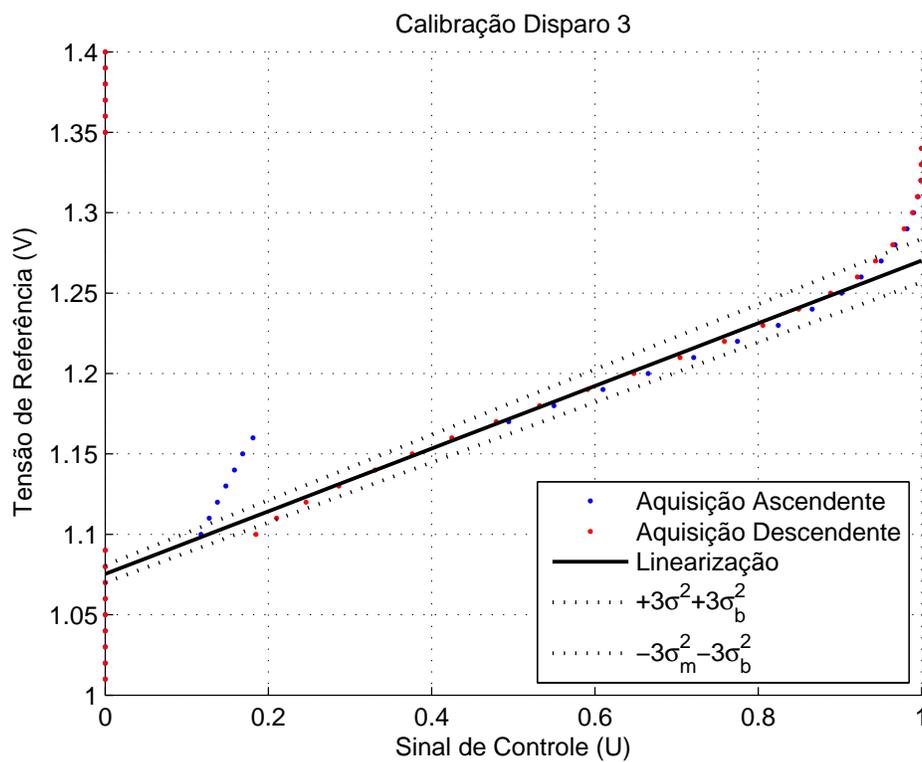


Figura 2.19: Calibração Estática Disparo 3

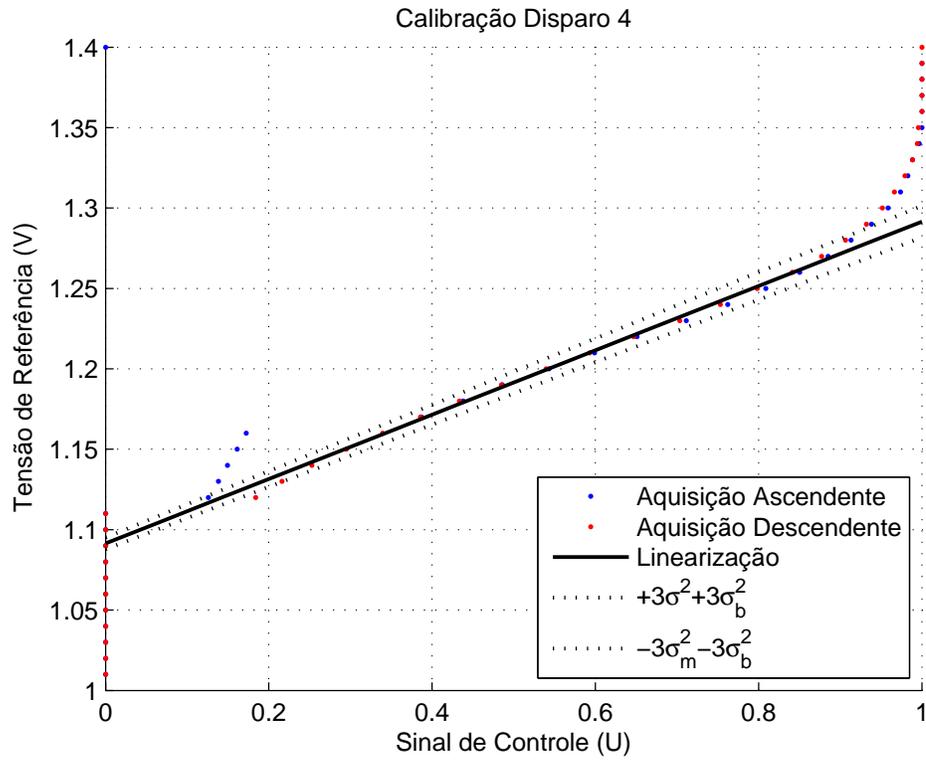


Figura 2.20: Calibração Estática Disparo 4

Modelagem do Protótipo

Segundo Dorf and Bishop [2009] o modelo matemático de um sistema dinâmico é definido como um conjunto de equações que representa a dinâmica do sistema com precisão ou, pelo menos, razoavelmente bem. Um modelo matemático não é único para determinado sistema. Um sistema pode ser representado de muitas maneiras diferentes e, portanto, pode ter vários modelos matemáticos, dependendo da perspectiva a ser considerada. Neste trabalho o modelo a ser determinado deve apenas refletir as características estáticas e dinâmicas predominantes do protótipo. Essas características serão então usadas para a síntese de controladores.

3.1 Obtenção do Modelo

Inicialmente definiu-se o ponto de operação para cada um dos atuadores, $U_1 = 60\%$, $U_2 = 60\%$ e $U_3 = 60\%$. Em seguida, após a realização de experimentos preliminares, verificou-se que a duração mínima de cada degrau deve ser de 2100s para o atuador 2, 1800s para o atuador 3 e 1200s para o atuador 4, desta forma, ao final de cada degrau, a temperatura em cada uma das câmaras subsequentes ao atuador se encontra estável. Neste trabalho o atuador 1 foi mantido em 100%, admitiu-se a vazão de ar como constante, sendo assim, esse atuador não foi considerado na modelagem do processo, porém, esse será utilizado para provocar perturbações no sistema durante a etapa de validação do controlador.

A próxima etapa foi definir o sinal de controle a ser aplicado durante a aquisição para modelagem, é importante que esse excursione em torno do ponto de operação de forma a alcançar uma variação de ± 10 pontos percentuais, porém, cada degrau não deve ultrapassar 5% da amplitude total do sinal de controle. Para atender aos requisitos já estabelecidos o sinal de controle utilizado para cada um dos atuadores foi da seguinte forma: $U_i = [0.50 \ 0.50 \ 0.55 \ 0.60 \ 0.65 \ 0.70 \ 0.65 \ 0.60 \ 0.55 \ 0.50 \ 0.00 \ 0.00]$, em que cada posição no vetor corresponde a um intervalo de tempo comentado anteriormente, desta forma, foram programados quatro degraus ascendentes e quatro degraus descendentes.

Durante o processo de aquisição preliminar, foi identificado um acoplamento retroativo em relação a direção do fluxo de ar, e, visando melhorar a precisão do modelo final, este efeito foi adicionado ao conjunto de modelos a ser obtido, porém, na etapa de síntese do con-

trolador, este efeito foi desconsiderado e tratado como uma perturbação presente no sistema.

De posse da resposta ao degrau obtida na etapa anterior, para cada um dos degraus, identificou-se um atraso puro no tempo, o qual foi representado utilizando a Aproximação de Padé de primeira ordem, essa representação é apresentada na subseção 1.3 como função racional. Obteve-se um modelo de primeira ordem, utilizando o Método da Resposta Complementar. Na subseção 1.2 são apresentados os respectivos modelos como função de transferência. Em seguida, obteve-se um modelo de segunda ordem através do produto entre o modelo do atraso e o modelo de primeira ordem. Na subseção 1.5 são apresentados os respectivos modelos como função de transferência. Por fim, os quatro modelos, tanto para degraus ascendentes como para degraus descendentes, foram condensados, utilizando a média dos parâmetros, em um modelo ascendente e um descendente, esses serão utilizados no processo de validação.

Para a realização da presente etapa, foi desenvolvido um algoritmo semiautomatizado, apresentado no Apêndice C, capaz de obter a constante de tempo para o modelo de primeira ordem baseado em parâmetros definidos pelo usuário e em um ajuste de reta. Tal procedimento é descrito a seguir.

Através do gráfico da resposta ao degrau do sistema que se pretende modelar, apresentado na **figura 3.1** o usuário identifica, na resposta corrigida pela variação da temperatura ambiente, o atraso e o intervalo para normalização. Então, o algoritmo realiza o deslocamento dos dados para a origem e também a normalização referente à resposta ao degrau ao qual se pretende modelar.

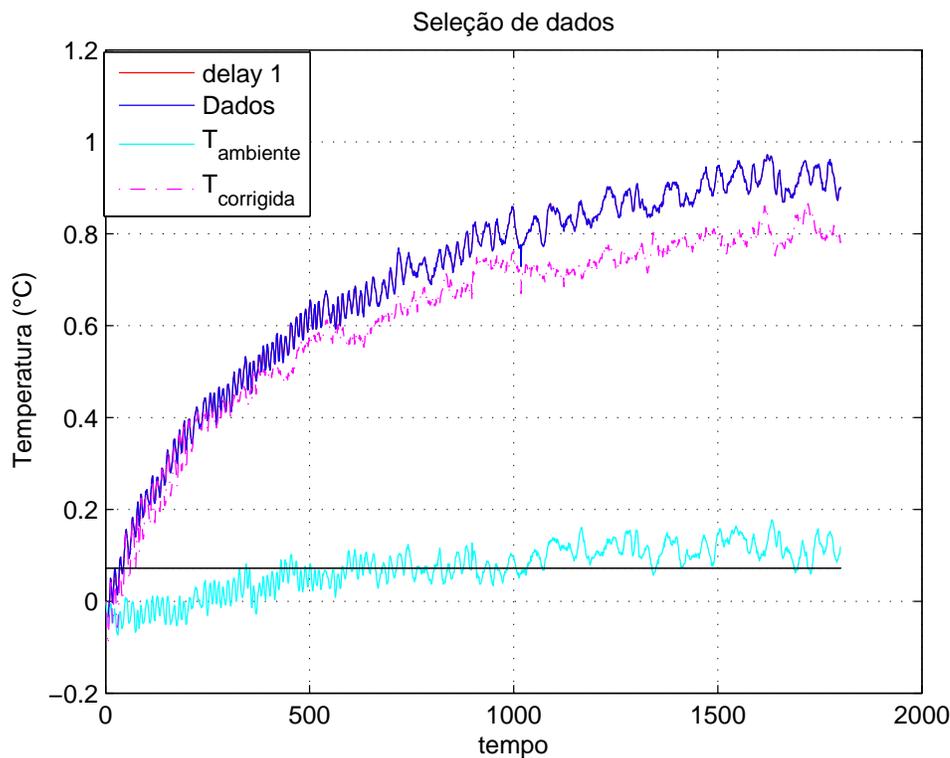


Figura 3.1: Resposta ao degrau a ser modelada

Em seguida, baseado no intervalo de validação e no máximo erro aceitável para o ajuste a esse intervalo, o algoritmo ajusta uma reta à resposta complementar, conforme apresentado na **figura 3.2** de forma iterativa conforme descrito a seguir:

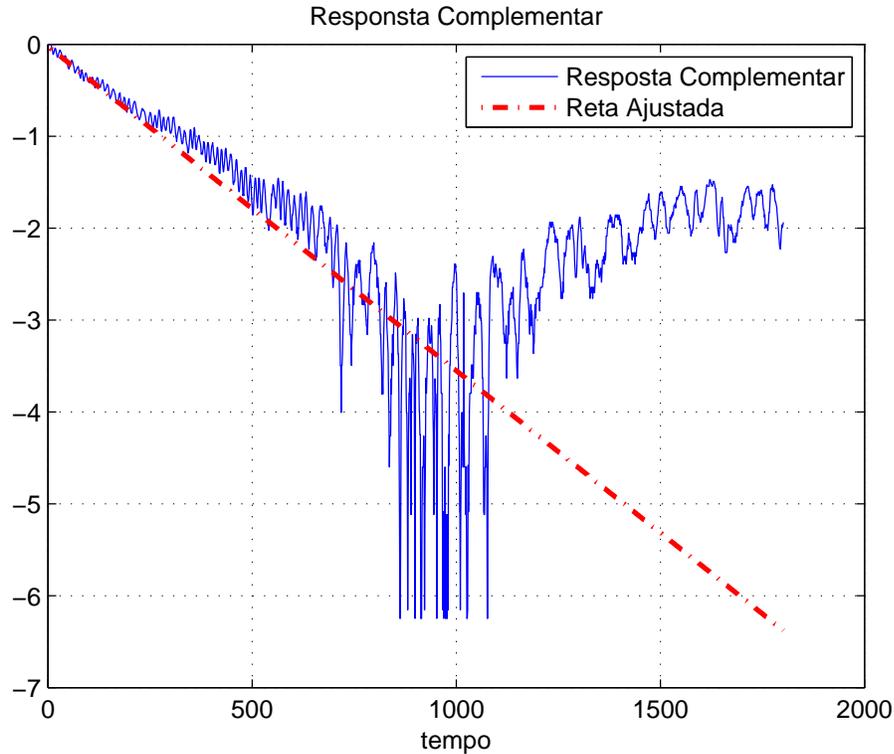


Figura 3.2: Método da Resposta Complementar

O ponto inicial da reta é fixado no ponto inicial da resposta complementar. Em seguida, o ponto final é fixado no próximo ponto. Então, calcula-se o inverso da inclinação da reta, que é utilizado como constante de tempo para uma função de transferência de primeira ordem. O erro entre a resposta ao degrau da função ajustada e a resposta a qual se pretende modelar é comparado para o intervalo definido anteriormente. Caso o critério de erro não seja atingido, o ponto final é deslocado para o ponto seguinte e o processo se repete. Quando o critério de erro máximo é satisfeito, o algoritmo calcula a aproximação de Padé de primeira ordem para o atraso definido pelo usuário e o aplica a função de primeira ordem obtida na etapa anterior de forma a obter uma função de transferência de segunda ordem.

A resposta ao degrau da função de transferência de segunda ordem ajustada é então apresentada na **figura 3.3** juntamente com a resposta do processo que se deseja modelar e o erro entre as duas respostas. São apresentados ainda, a correção realizada na resposta do protótipo baseada na variação da temperatura ambiente quando essa é significativa a ponto de comprometer a correta interpretação dos dados. O procedimento descrito nessa seção foi repetido para cada um dos modelos obtidos.

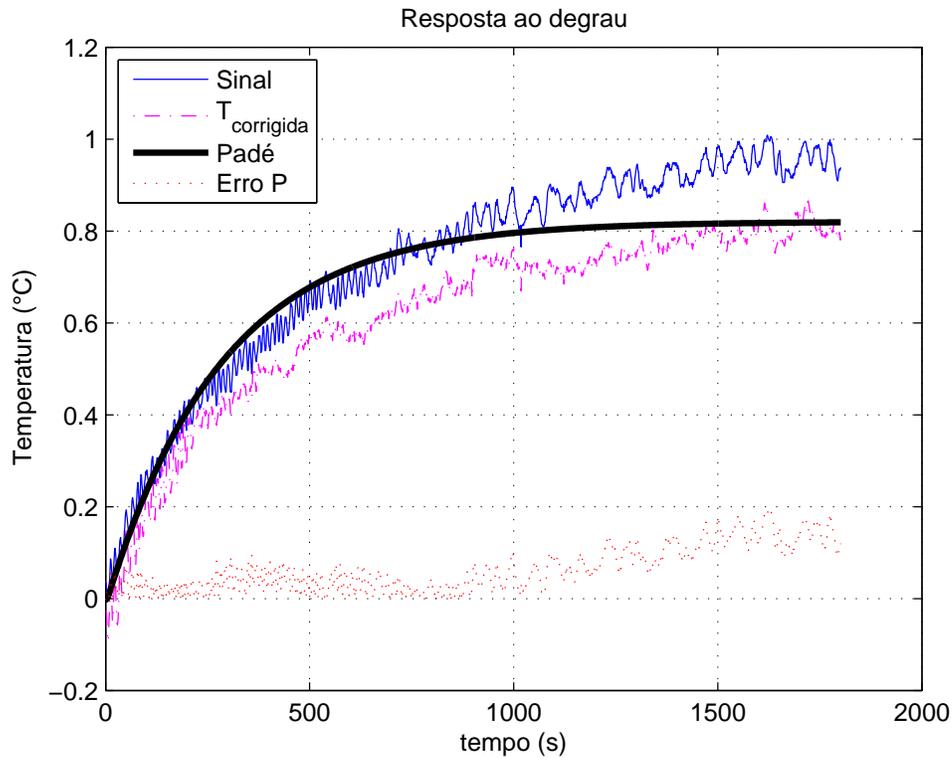


Figura 3.3: Resposta ao degrau do modelo obtido

3.2 Validação

Para o processo de validação dos modelos o sinal de controle deve excursionar pela mesma faixa utilizada na obtenção dos modelos, porém, este deve ser usado com um conjunto diferente de dados tanto em amplitude quanto em duração. A amplitude dos degraus foi limitada superiormente em cinco pontos percentuais do sinal de controle, porém não foi fixada em um valor constante. Já a duração do degrau foi fixa, o objetivo neste ponto é verificar a resposta inicial ao degrau e não a acomodação do sistema. Portanto, de acordo com as premissas anteriormente discutidas foi utilizado um sinal de controle da seguinte forma: $U_i = 0.60 + [0.00 \ 0.00 \ 0.00 \ 0.00 \ -0.03 \ -0.08 \ -0.04 \ -0.01 \ 0.04 \ 0.09 \ 0.05 \ 0.00]$, com duração de 500s cada degrau.

A obtenção do modelo final se deu mediante a análise do IAE entre a resposta ao sinal de controle utilizado na etapa anterior, da planta e a resposta do modelo ponderado entre modelo médio ascendente e modelo médio descendente. Na **figura 3.4** são apresentados os ganhos de cada modelo inicial e o ganho ponderado referente a cada modelo. Já na **figura 3.5** são apresentadas as constantes de tempo de cada modelo inicial e a constante de tempo ponderada referente a cada modelo.

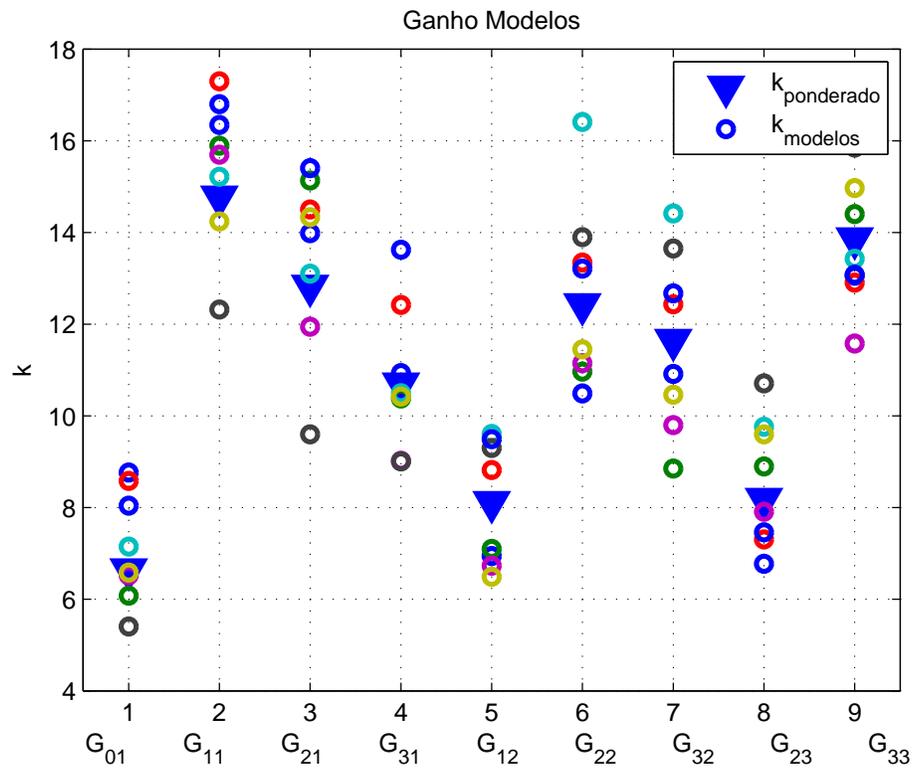


Figura 3.4: Ganho Modelo

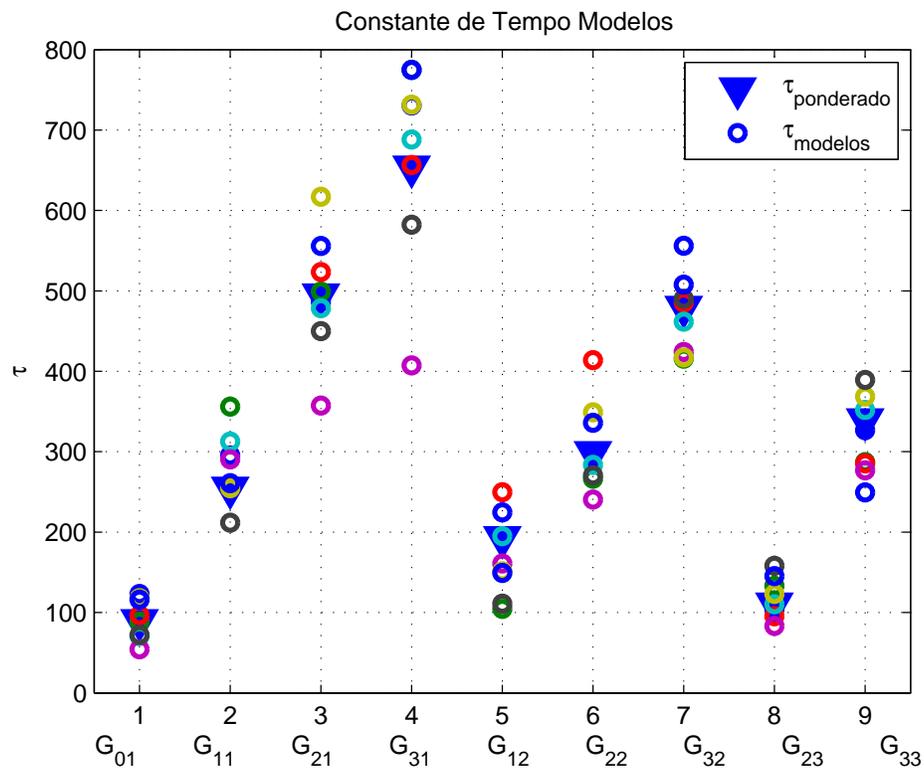


Figura 3.5: Constante de Tempo Modelo

A seguir, são apresentados os resultados do processo de validação dos modelos obtidos.

Nas **figuras 3.6 a 3.9** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 1, 3, 5 e 7 à ação do atuador 2.

Nas **figuras 3.10 a 3.12** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 3, 5 e 7 à ação do atuador 3.

Nas **figuras 3.13 e 3.14** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 5 e 7 à ação do atuador 3.

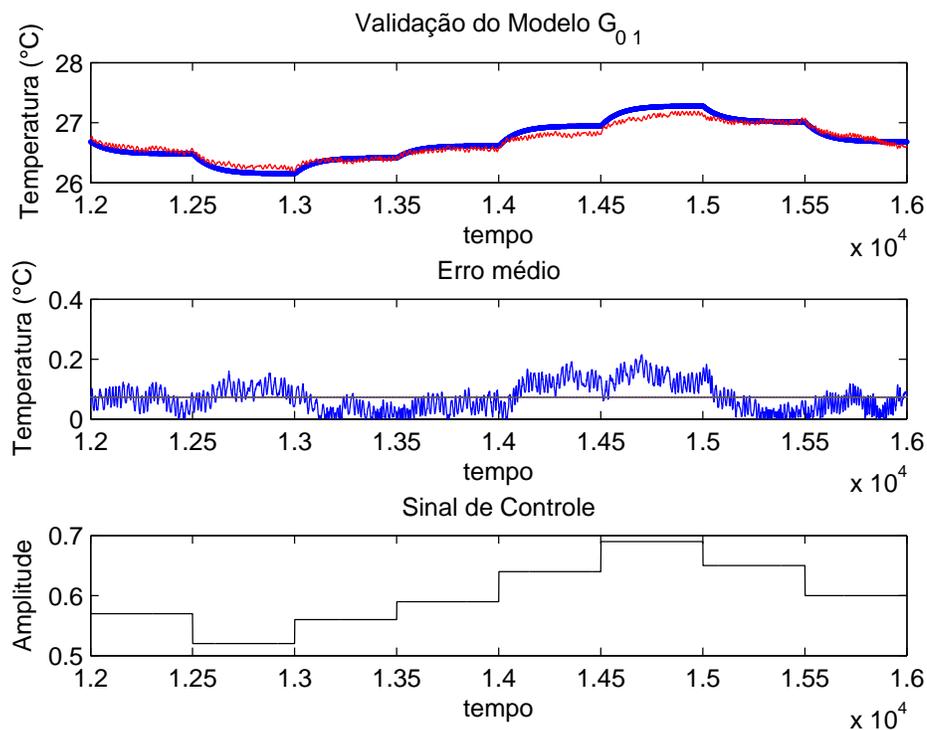
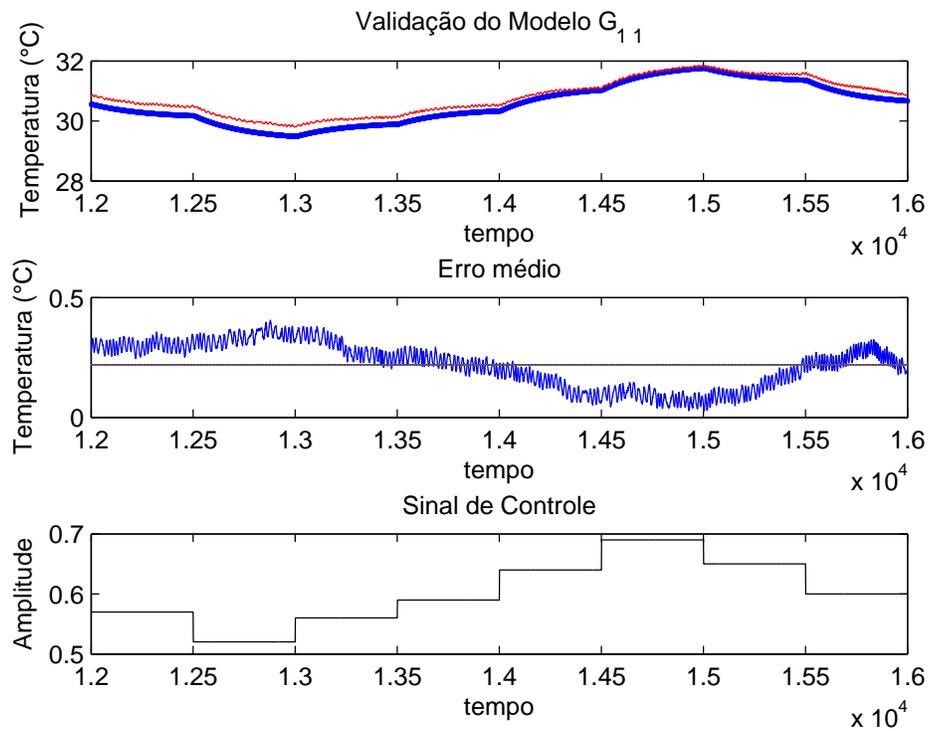
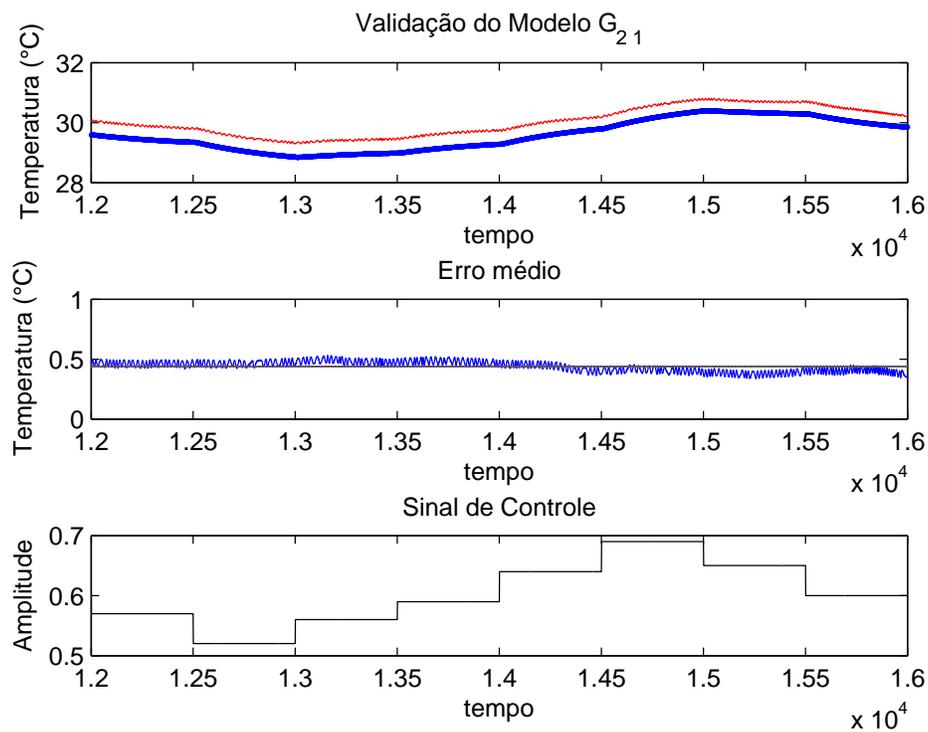
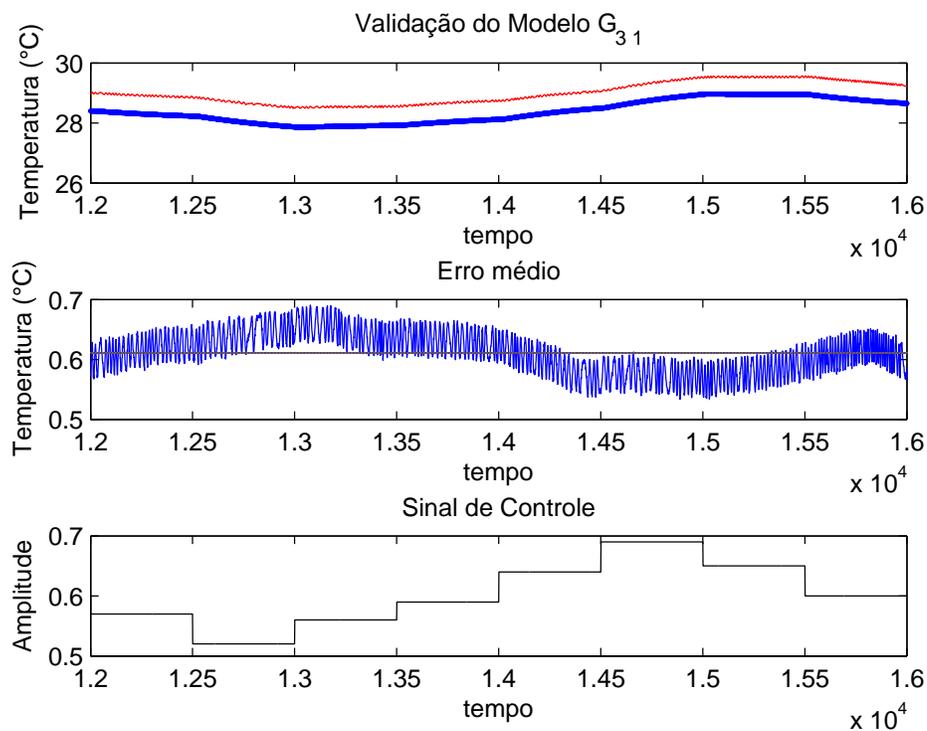
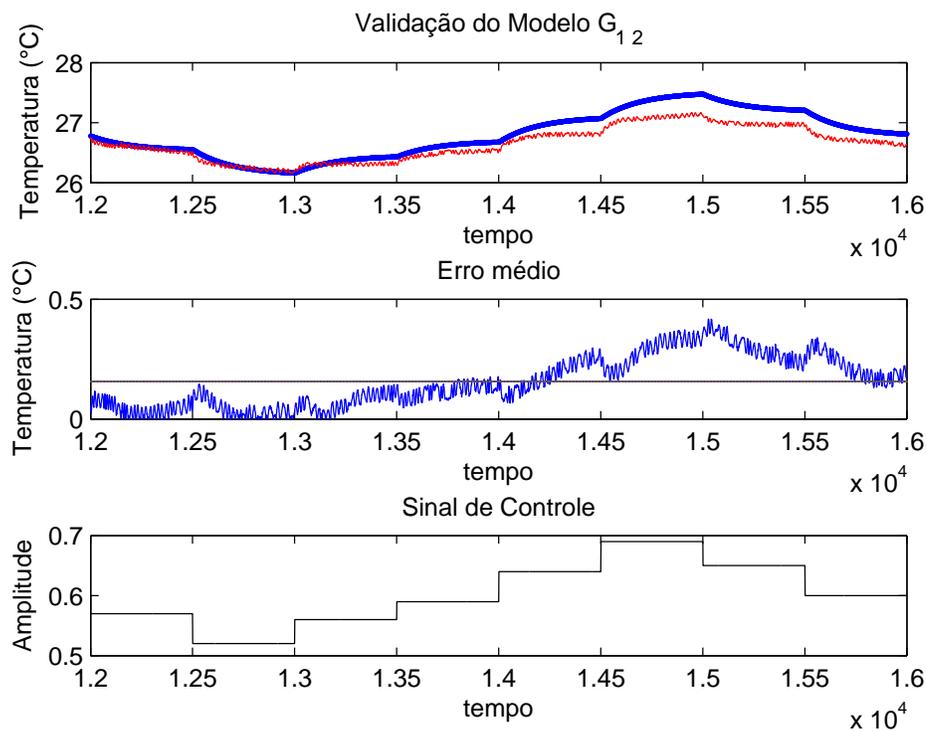
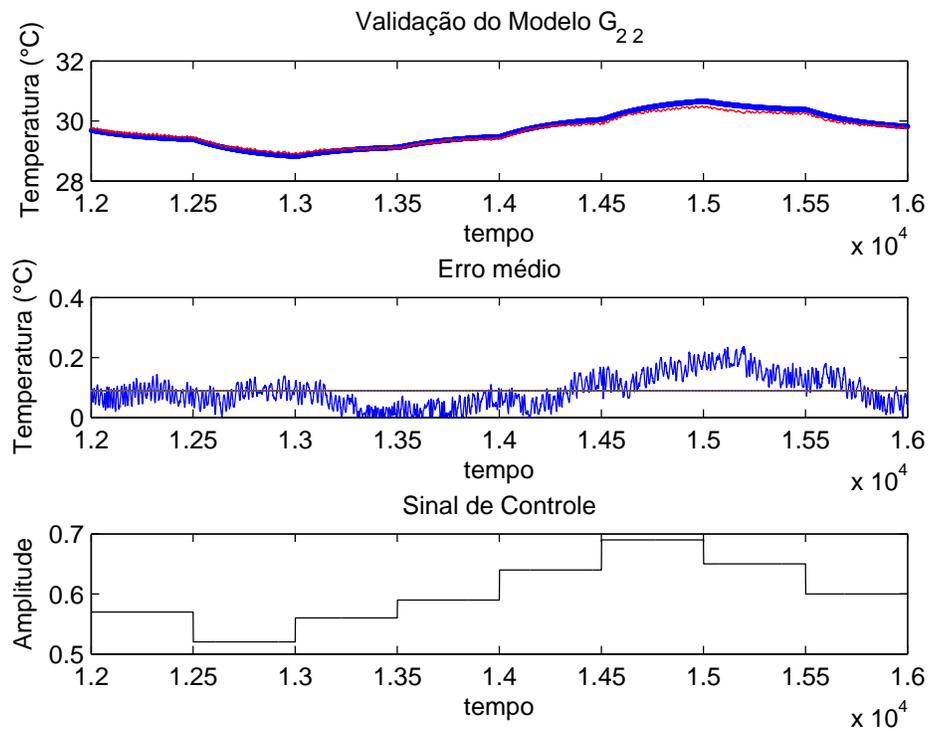
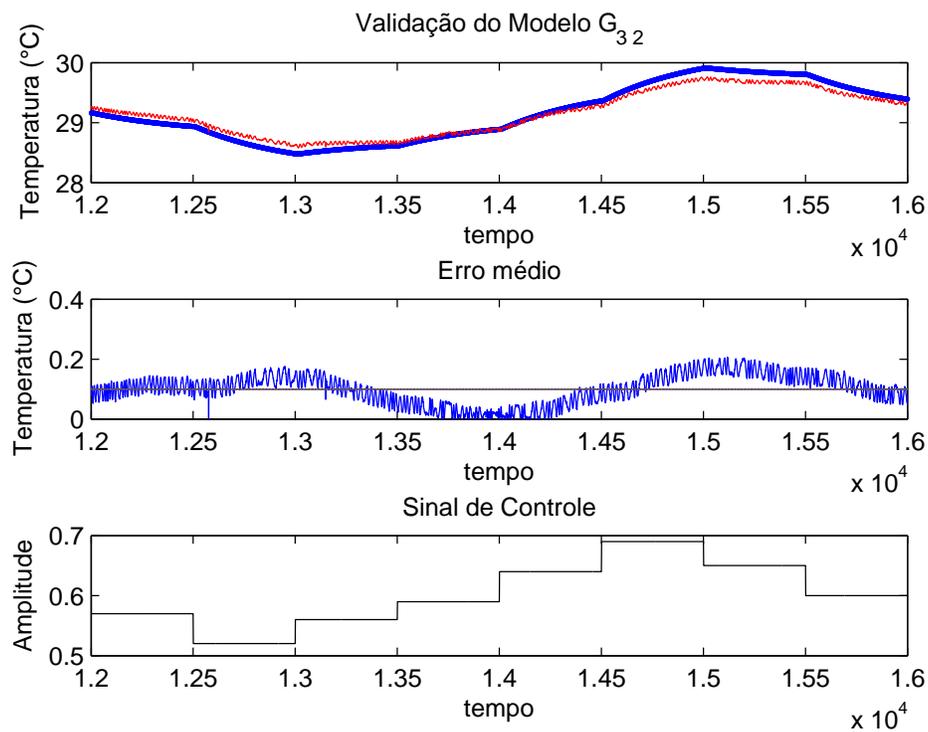
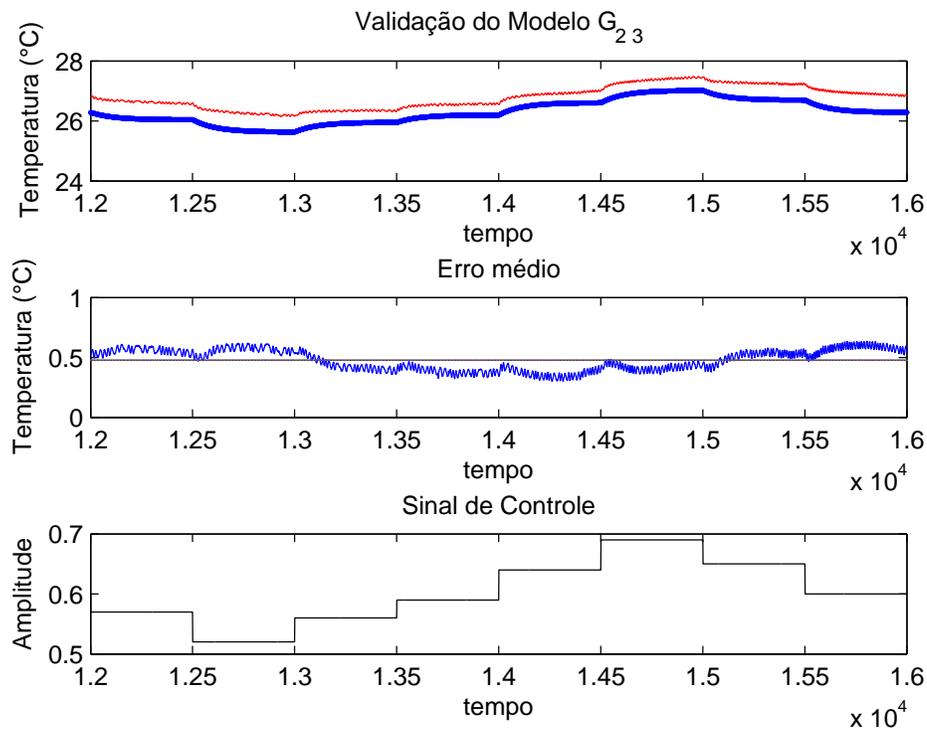
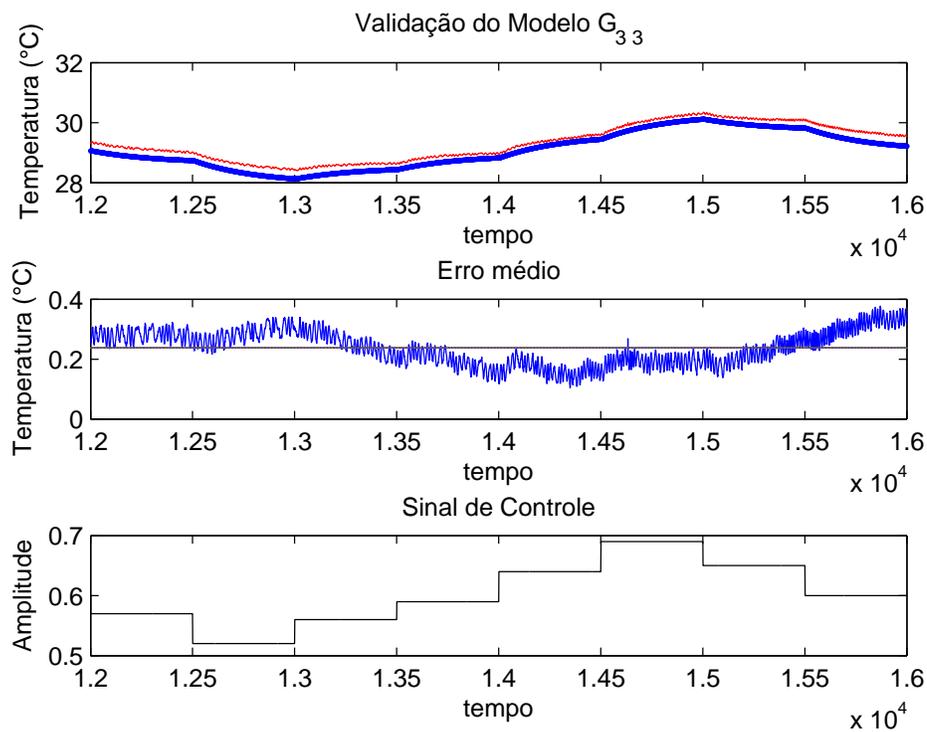


Figura 3.6: Validação G_{01}

Figura 3.7: Validação G_{11} Figura 3.8: Validação G_{21}

Figura 3.9: Validação G_{31} Figura 3.10: Validação G_{12}

Figura 3.11: Validação G_{22} Figura 3.12: Validação G_{32}

Figura 3.13: Validação G_{23} Figura 3.14: Validação G_{33}

Nas **figuras 3.15 a 3.18** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 1, 3, 5 e 7 à ação do atuador 2.

Nas **figuras 3.19 a 3.21** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 3, 5 e 7 à ação do atuador 3.

Nas **figuras 3.22 e 3.23** é possível observar, respectivamente, a resposta das câmaras 5 e 7 à ação do atuador 3.

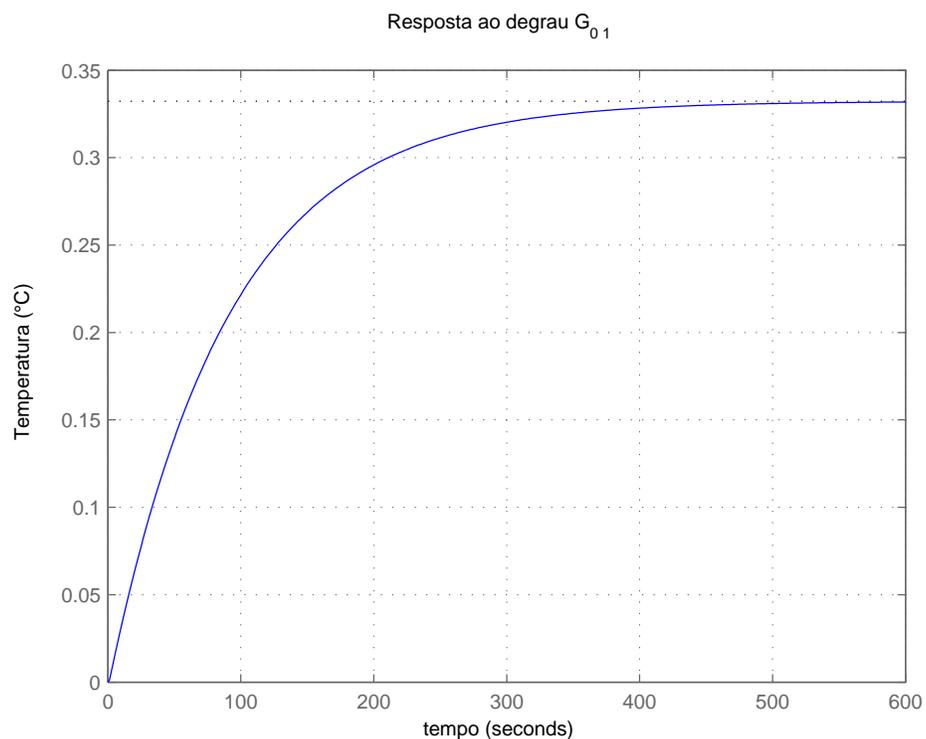
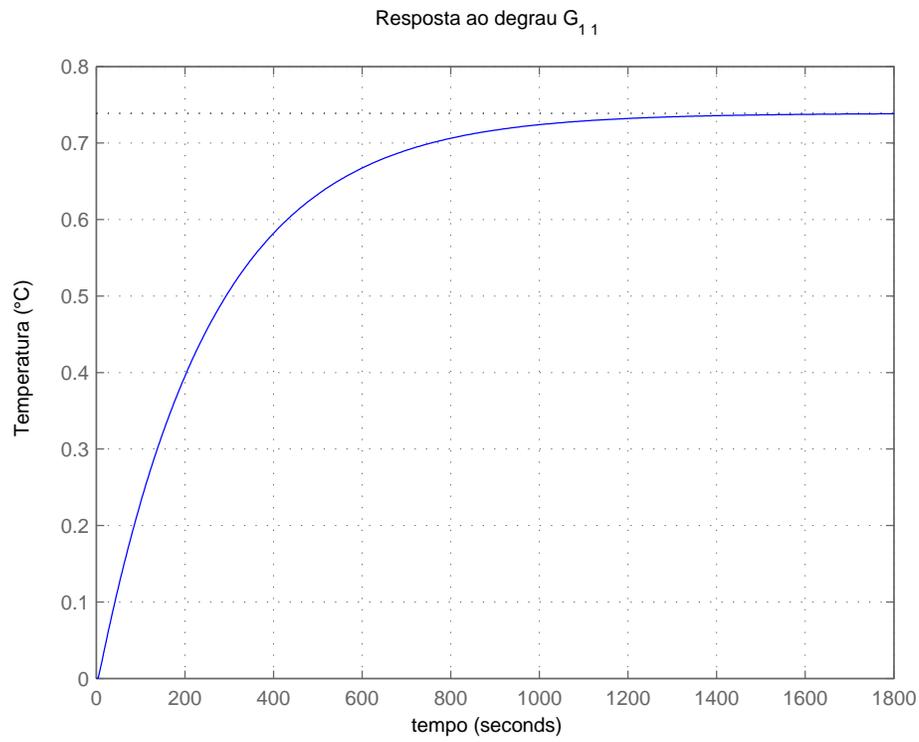
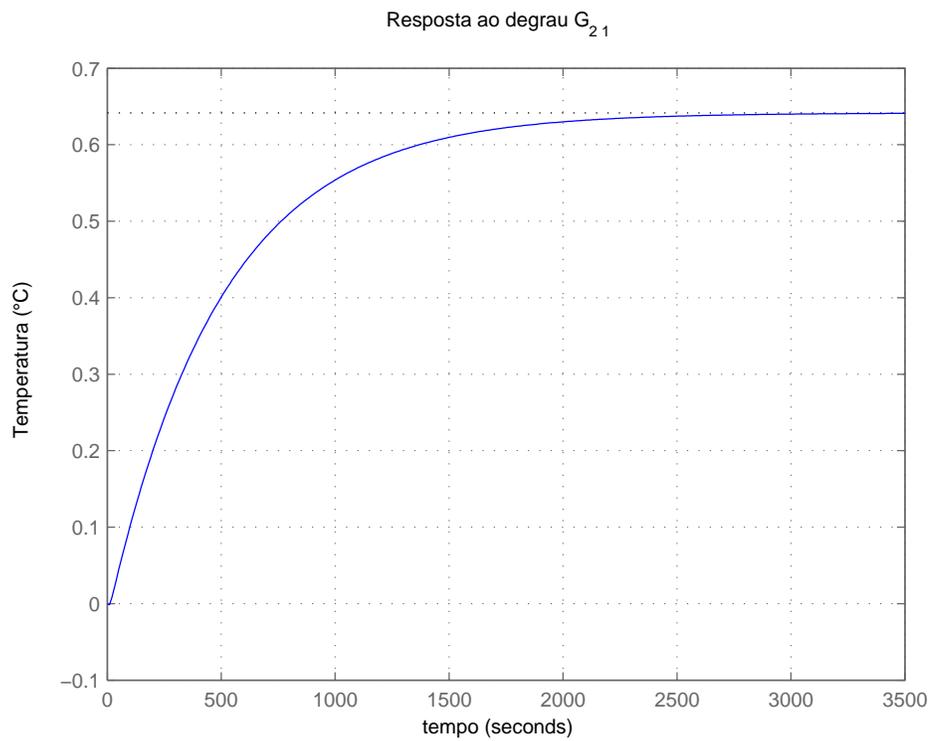
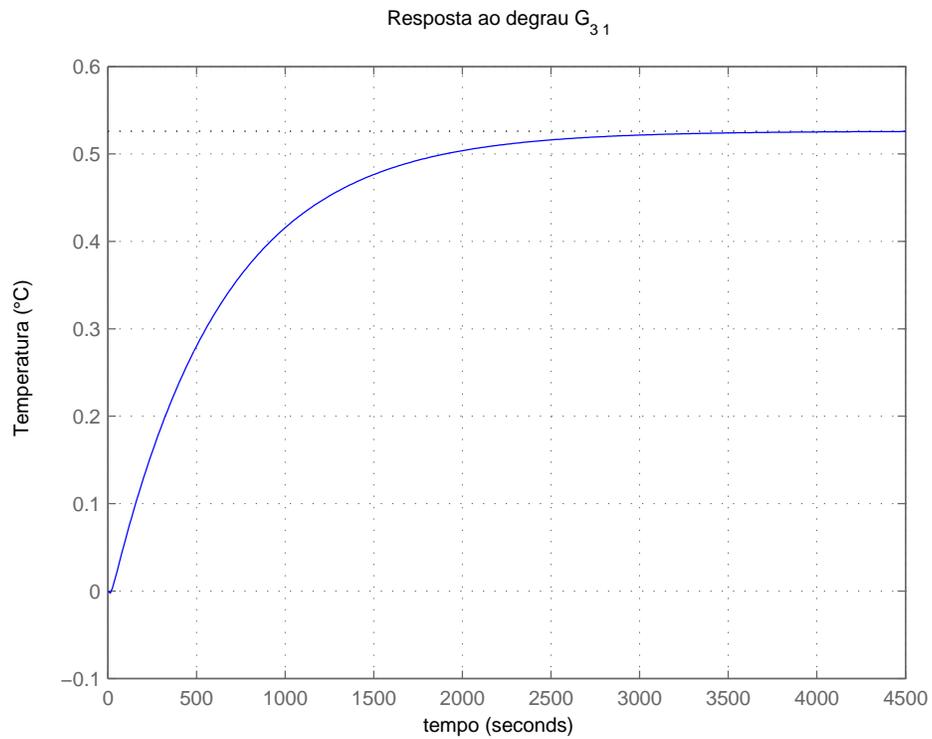
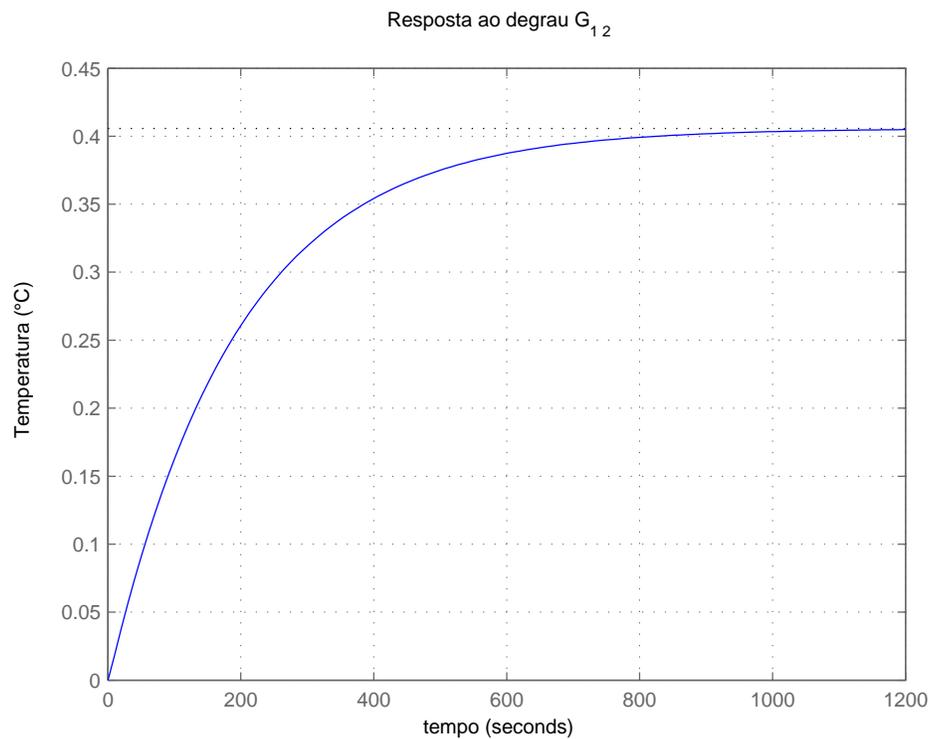
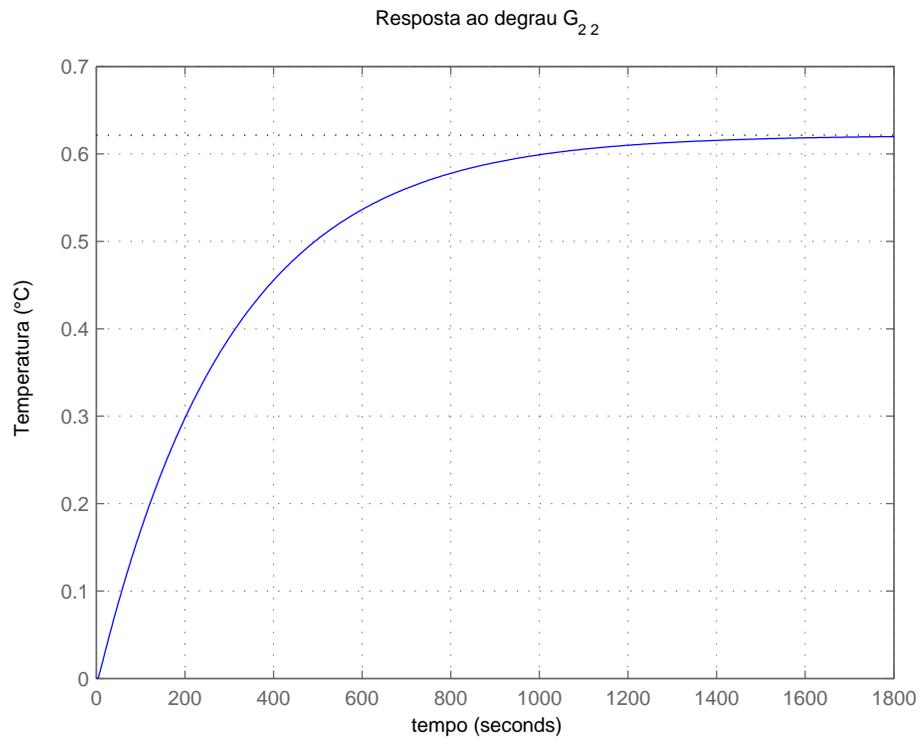
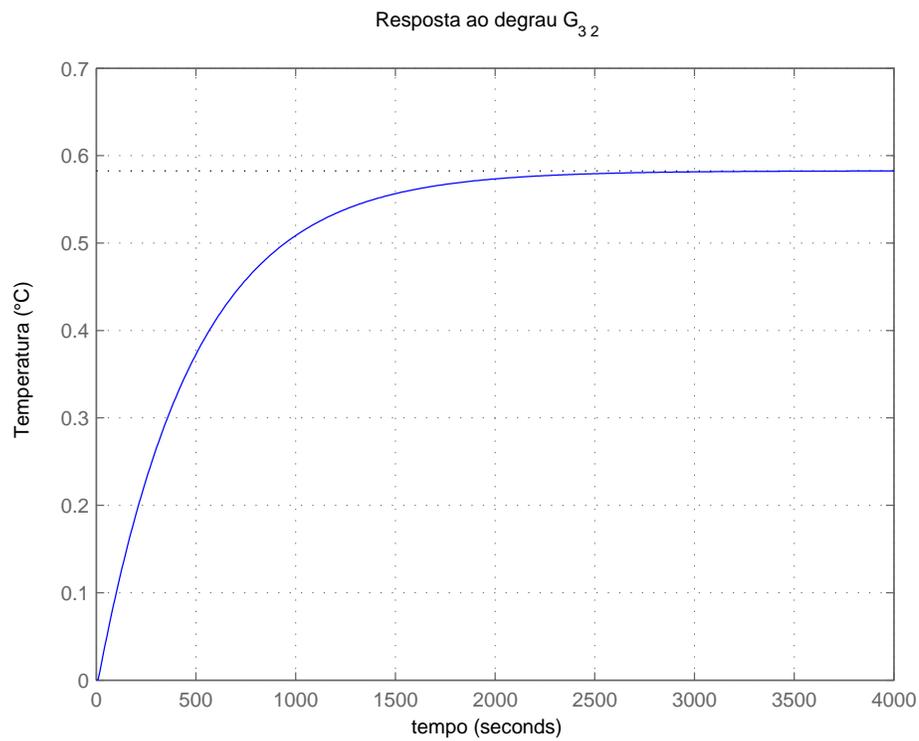
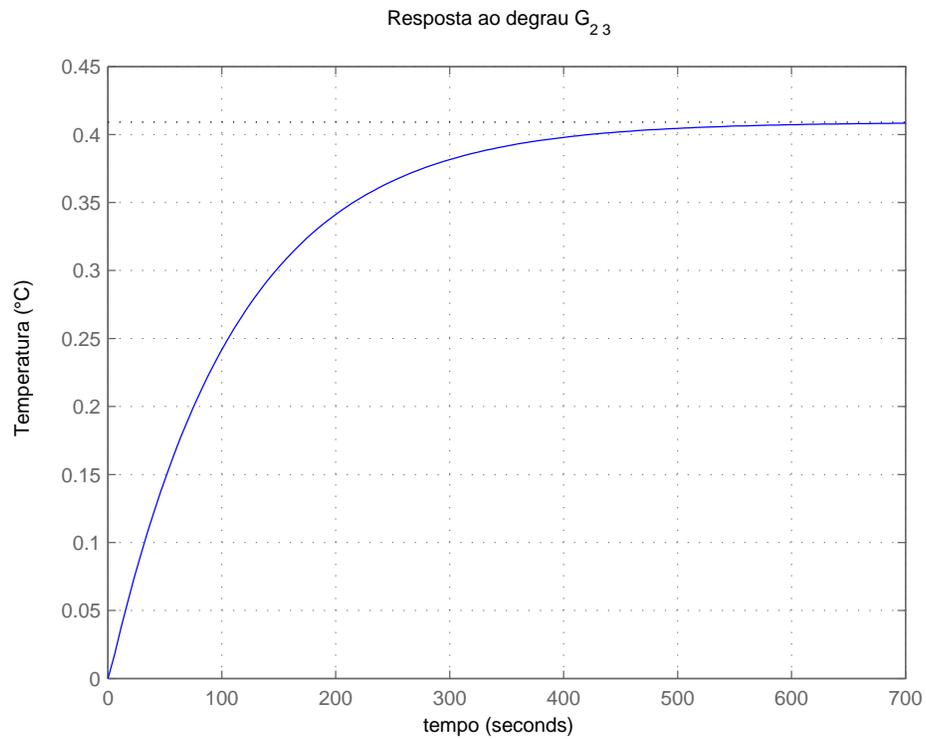
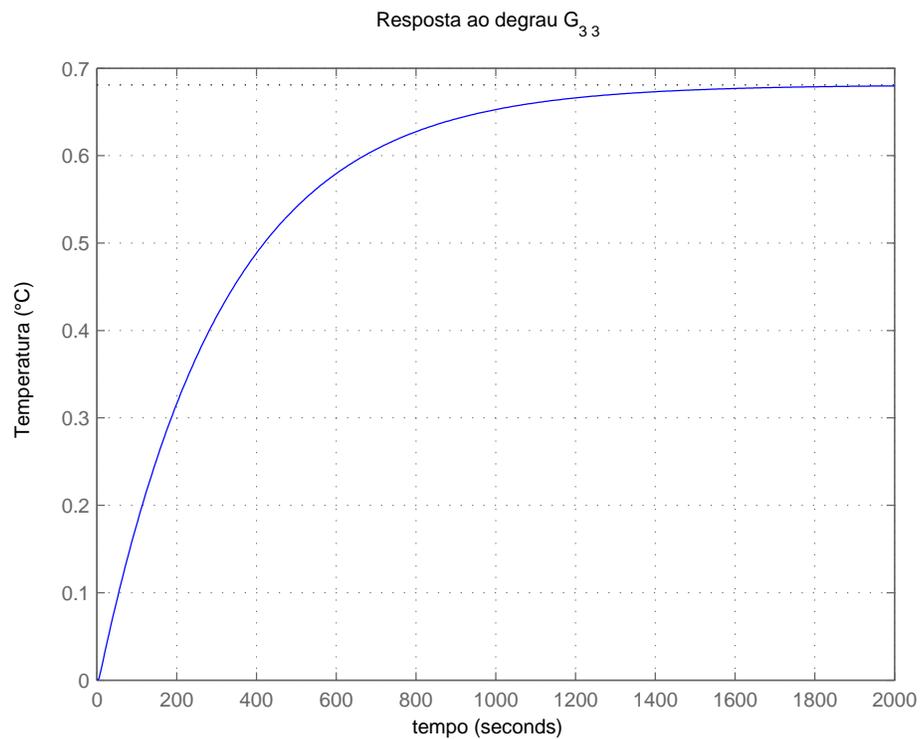


Figura 3.15: Resposta ao Degrau G_{01}

Figura 3.16: Resposta ao Degrau G_{11} Figura 3.17: Resposta ao Degrau G_{21}

Figura 3.18: Resposta ao Degrau G_{31} Figura 3.19: Resposta ao Degrau G_{12}

Figura 3.20: Resposta ao Degrau G_{22} Figura 3.21: Resposta ao Degrau G_{32}

Figura 3.22: Resposta ao Degrau G_{23} Figura 3.23: Resposta ao Degrau G_{33}

3.3 Representação por Função de Transferência

Os modelos validados na etapa anterior são apresentados a seguir na forma de função de transferência.

3.3.1 Funções de Transferência de 1ª Ordem com Modelo do Acoplamento Retroativo

Esta função de transferência é referente ao modelo obtido quando se considera o efeito do acoplamento retroativo existente entre as câmaras que possuem atuadores de aquecimento e as câmaras imediatamente anteriores a estas. Para o presente trabalho de conclusão de curso este acoplamento não foi considerado na síntese do controlador, portanto este foi considerado como uma perturbação inerente ao processo.

$$G_{1ar}(s) = \begin{bmatrix} \frac{14.7780}{254.9006s + 1} & \frac{8.114}{193.4s + 1} & 0 \\ \frac{12.8312}{495.0741s + 1} & \frac{12.4284}{299.1558s + 1} & \frac{8.181}{110.7s + 1} \\ \frac{10.6998}{654.1520s + 1} & \frac{11.6519}{479.8231s + 1} & \frac{13.8638}{339.8943s + 1} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

3.3.2 Funções de Transferência de 1ª Ordem sem Modelo do Acoplamento Retroativo

Esta função de transferência de primeira ordem é referente ao modelo obtido sem se considerar o efeito do acoplamento retroativo, e foi utilizada no processo de síntese dos controladores.

$$G_1(s) = \begin{bmatrix} \frac{14.7780}{254.9006s + 1} & 0 & 0 \\ \frac{12.8312}{495.0741s + 1} & \frac{12.4284}{299.1558s + 1} & 0 \\ \frac{10.6998}{654.1520s + 1} & \frac{11.6519}{479.8231s + 1} & \frac{13.8638}{339.8943s + 1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.3.3 Aproximação de Padé de 1ª Ordem

Esta é a representação de forma matricial da Aproximação de Padé realizada na etapa de modelagem do processo. Da forma como é apresentada, é possível identificar a aproximação utilizada para cada uma das funções de transferência obtidas.

$$G_{Pad}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-s + 0.4}{s + 0.4} & \frac{-s + 2}{s + 2} & 0 \\ \frac{-s + 0.1333}{s + 0.1333} & \frac{-s + 0.4}{s + 0.4} & \frac{-s + 2}{s + 2} \\ \frac{-s + 0.08}{s + 0.08} & \frac{-s + 0.2}{s + 0.2} & \frac{-s + 0.4}{s + 0.4} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.3.4 Funções de Transferência de 2ª Ordem com Modelo do Acoplamento Retroativo

Esta função de transferência é referente ao modelo de segunda ordem obtido quando se considera o efeito do acoplamento retroativo existente entre as câmaras que possuem atuadores de aquecimento e as câmaras imediatamente anteriores a estas. Para o presente trabalho de conclusão de curso este acoplamento não foi considerado na síntese dos controladores, sendo então, tratado como uma perturbação inerente ao processo.

$$G_{2ar}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-14.78s + 5.911}{254.9s^2 + 103s + 0.4} & \frac{-8.114s + 16.23}{193.4s^2 + 387.7s + 2} & 0 \\ \frac{-12.83s + 1.711}{495.07s^2 + 67.01s + 0.1333} & \frac{-12.43s + 4.971}{299.2s^2 + 120.7 + 0.4} & \frac{-8.114s + 16.36}{110.7s^2 + 222.5s + 2} \\ \frac{-10.7s + 0.856}{654.2s^2 + 53.33s + 0.08} & \frac{-11.65s + 2.33}{479.82s^2 + 96.96s + 0.2} & \frac{-13.86s + 5.546}{339.8943s^2 + 137s + 0.4} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.3.5 Funções de Transferência de 2ª Ordem sem Modelo do Acoplamento Retroativo

Esta função de transferência de segunda ordem é referente ao modelo obtido sem se considerar o efeito do acoplamento retroativo.

$$G_{2ar}(s) = \begin{bmatrix} \frac{-14.78s + 5.911}{254.9s^2 + 103s + 0.4} & 0 & 0 \\ \frac{-12.83s + 1.711}{495.07s^2 + 67.01s + 0.1333} & \frac{-12.43s + 4.971}{299.2s^2 + 120.7 + 0.4} & 0 \\ \frac{-10.7s + 0.856}{654.2s^2 + 53.33s + 0.08} & \frac{-11.65s + 2.33}{479.82s^2 + 96.96s + 0.2} & \frac{-13.86s + 5.546}{339.8943s^2 + 137s + 0.4} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

3.4 Representação no Espaço de Estados

As funções de transferência $G(s)$ obtidas anteriormente podem ser representadas de forma equivalente no espaço de estados da seguinte forma:

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.6)$$

3.4.1 Espaço de Estados Modelo de 1ª Ordem

Esta é a representação no espaço de estados para o modelo de primeira ordem dado em 3.3.3, esse é o modelo utilizado na síntese do controlador.

$$G_1(s) = \left[\begin{array}{ccc|ccc} -0.0039 & 0 & 0 & 0.2500 & 0 & 0 \\ -0.0020 & -0.0033 & 0 & 0.1250 & 0.2500 & 0 \\ -0.0015 & -0.0021 & -0.0029 & 0.1250 & 0.1250 & 0.2500 \\ \hline 0.2319 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.2073 & 0.1662 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1309 & 0.1943 & 0.1632 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (3.7)$$

3.4.2 Espaço de Estados Modelo de 2ª Ordem

Esta é a representação no espaço de estados para o modelo de segunda ordem dado em 3.3.5

$$G_1(s) = \left[\begin{array}{cccccc|ccc} -0.4039 & -0.0502 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0.0313 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.1354 & -0.0172 & -0.4033 & -0.0428 & 0 & 0 & 0.5000 & 1.0000 & 0 \\ 0.0156 & 0 & 0.0313 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0815 & -0.0078 & -0.2021 & -0.0267 & -0.4029 & -0.0377 & 0.2500 & 0.5000 & 1.0000 \\ 0.0156 & 0 & 0.0156 & 0 & 0.0313 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline -0.0580 & 0.7421 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0518 & 0.4423 & -0.0415 & 0.5318 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0654 & 0.3350 & -0.0486 & 0.6217 & -0.0408 & 0.5221 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (3.8)$$

Síntese dos Controladores

4.1 Seguimento de Referência e Rejeição à Perturbação

Considere o sistema descrito pela equação de estados:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Bw \\ y &= Cx + D \end{aligned} \quad (4.1)$$

No qual x é o vetor de estado, u é o sinal de controle, w representa uma perturbação constante de magnitude desconhecida. Para a presente discussão a matriz $D = 0$.

O problema é projetar um sistema de controle em que a saída $y(t)$ siga assintoticamente qualquer degrau na referência mesmo com a presença da perturbação $w(t)$ e variação de parâmetros do protótipo. Essa descrição é denominada seguimento de referência e rejeição a perturbação. Com o objetivo de desenvolver o este projeto, além de introduzir a realimentação de estados será introduzido um integrador e uma realimentação unitária conforme apresentado na **figura 4.1** obtida em Chen [1999]. A saída do integrador é denominada $x_a(t)$, e é uma variável do estado aumentado. Então, o sistema possui o vetor de estado aumentado $[x' \ x'_a]$.

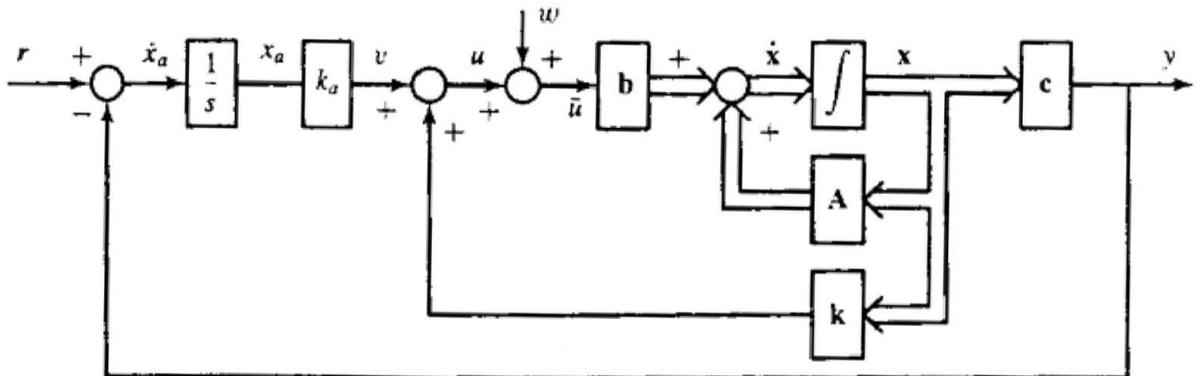


Figura 4.1: Diagrama de Blocos da Realimentação de Estados com Modelo Interno

A partir da **figura 4.1** temos:

$$\dot{x}_a = r - y = r - Cx \quad (4.2)$$

$$u = [k \quad k_a] \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Substituindo (4.2) e (4.3) em (4.1) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} [k \quad k_a] \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} w \quad (4.4)$$

$$y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix}$$

A equação (4.4) descreve o sistema apresentado na **figura 4.1**.

Teorema 4.1 Se (A,B) é controlável e se $\hat{g}(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ não possui zeros em $s = 0$, então, todos os autovalores da matriz A podem ser arbitrados pela determinação do ganho de realimentação $[k \quad K_a]$.

4.2 Estimador de Estados

Existem casos em que nem todos os estados de um sistema conforme o descrito na equação 4.1 estão disponíveis para a realimentação de estados, ou por não serem fisicamente acessíveis ou pelo alto custo da implementação de um sensor. Para os casos anteriormente citados, ou ainda para o caso estudado no presente trabalho, para que seja possível implementar a realimentação de estados faz-se necessário projetar um *estimador de estados*, esse apresentará em sua saída uma estimativa para os estados do sistema. Será introduzida a notação \hat{x} para representar o vetor de estado estimado de x .

Considere o sistema descrito na equação (4.1), porém, considerando $w = 0$. Em que A , B e C são precisamente conhecidos e a entrada $u(t)$ e a saída $y(t)$ estão disponíveis. O vetor de estado x não está disponível. O problema é estimar x a partir de u e y utilizando A , B e C . Como A e B são conhecidos, é possível duplicar o sistema original como:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu \quad (4.5)$$

Esse sistema duplicado é denominado *estimador em malha aberta*. Se (4.5) e (4.1) possuem o mesmo estado inicial, então para qualquer entrada, tem-se $\hat{x}(t) = x(t)$ para todo $t \geq 0$. Para se determinar o estado inicial de (4.1) e determinar o estado inicial de (4.5),

parte-se do princípio de que (4.1) seja observável, o estado inicial $x(0)$ pode ser determinado a partir de u e y para qualquer intervalo de tempo $[0, t_1]$. Então é possível determinar o estado em t_2 e então atribuir $\hat{x}(t_2) = x(t_2)$.

Existem duas desvantagens em se utilizar um estimador em malha aberta. A primeira é que é necessário calcular e atribuir o estado inicial a cada uso do estimador. A segunda é que se A possui autovalores com parte real positiva, mesmo para um pequeno erro entre $x(t_0)$ e $\hat{x}(t_0)$ para um dado t_0 , esse erro pode ser causado por alguma perturbação ou ainda uma estimação incorreta para o estado inicial, a diferença entre $x(t)$ e $\hat{x}(t)$ irá crescer com o tempo, tornando o sistema instável.

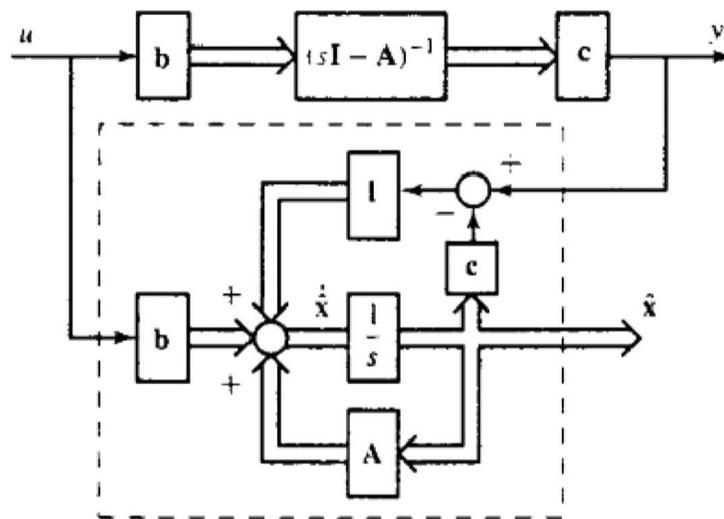


Figura 4.2: Estimador de Estados em Malha Fechada

A solução para esse problema se dá a partir da obtenção de um estimador de malha fechada, apresentado na **figura 4.2** obtida em Chen [1999]. Como a saída $y(t)$ está disponível, essa é comparada a partir de $y(t) = Cx(t)$ com $C\hat{x}(t)$. A diferença entre $Cx(t)$ e $C\hat{x}(t)$ passa por uma matriz constante de ganho $L_{(n,p)}$. A saída de L realimenta o estimador de malha aberta, e caso esse tenha sido corretamente projetado, na existência e um erro entre a saída do sistema e a saída do estimador, este será reduzida até que a saída do estimador corresponda a saída do sistema real.

O estimador em malha aberta descrito em (4.5) é então modificado para representar o estimador de malha fechada conforme apresentado na **figura 4.2**.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (4.6)$$

que pode ser reescrito como:

$$\dot{\hat{x}} = (A - C)\hat{x} + Bu + Ly \quad (4.7)$$

esta modificação é apresentada na **figura 4.3**, obtida em Chen [1999], na qual pode-se observar que o estimador possui duas entradas u e y e sua saída é o estado estimado \hat{x} .

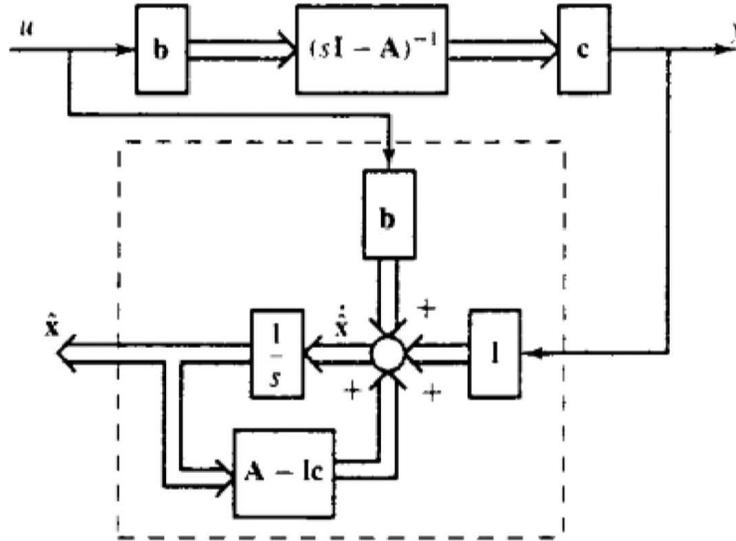


Figura 4.3: Estimador de Estados em Malha Fechada

O erro de estimação é definido por:

$$e(t) := x(t) - \hat{x}(t) \quad (4.8)$$

Diferenciando (4.8) e substituindo (4.6) em (4.7) obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} = Ax + Bu - (A - C)\hat{x} - Bu - L(Cx) \\ &= (A - LC)x - (A - LC)\hat{x} = (A - LC)(x - \hat{x}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

ou

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (4.10)$$

A equação 4.10 rege o erro de estimação. Se todos os autovalores de $(A - LC)$ podem ser arbitrados, então é possível controlar a velocidade com que $e(t)$ se aproxima de zero, o que equivale ao estado estimado se aproximar do estado atual.

Teorema 4.2 Considere o par (A, C) . Os autovalores de $(A - LC)$ podem ser arbitrados a partir da escolha de L se e somente se (A, C) é observável.

Esse teorema pode ser estabelecido a partir do dual. O par (A, C) é observável se e somente se (A^T, C^T) é controlável. Se (A^T, C^T) é controlável, os autovalores de $(A^T, C^T K)$ podem ser arbitrados a partir da escolha da matriz real constante K . O transposto de $(A^T - C^T K)$ é $(A - CK^T)$. Para isso temos $L = K^T$. Portanto o procedimento de determinar o ganho da realimentação de sistema pode ser utilizado para determinar L .

4.3 Realimentação por Estimação de Estados

Considere o sistema descrito pela equação 4.1 com $w(t) = 0$ e $D = 0$. Se (A, B) é controlável, a realimentação de estados $u = r - Kx$ pode arbitrar os autovalores de $(A - BK)$. Se os estados não estão disponíveis, pode-se projetar um observador de estados. Se (A, C) é observável, um estimador pode ser projetado. Considere o estimador n-dimensional.

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \quad (4.11)$$

O estimador descrito na equação 4.11 pode estimar o estado em 4.1 com qualquer velocidade a partir do projeto de L .

A realimentação de estados é projetada para o sistema 4.1. Se x não está disponível, aplica-se a realimentação pelo estimador de estados:

$$u = r - K\hat{x} \quad (4.12)$$

conforme apresentado na **figura 4.5**, obtida em Chen [1999]. A conexão mostrada é denominada realimentação por estimação de estados. Para avaliar essa configuração quanto a manutenção dos autovalores determinados por $u = r - Kx$ quando se usa $u = r - K\hat{x}$, a alteração dos autovalores do estimador quando se realiza tal realimentação e quanto ao efeito do estimador na função de transferência de r para y , será utilizada a representação no espaço de estados para descrever o sistema apresentado na **figura 4.5**.

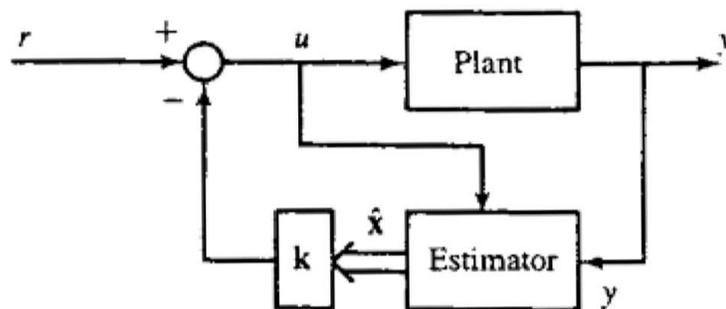


Figura 4.4: Realimentação por Estimação de Estado

Substituindo a equação (4.12) em (4.1) e (4.11) temos:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= Ax - BK\hat{x} + Br \\ \dot{\hat{x}} &= (A - LC)\hat{x} + B(r - K\hat{x}) + LCx\end{aligned}\tag{4.13}$$

Que podem ser representadas como:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\hat{x}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & -BK \\ LC & A - LC - BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} r \\ y &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{4.14}$$

A equação 4.14 é a equação de estados que descreve o sistema apresentado na **figura 2.16**. Para continuar o desenvolvimento será aplicada uma transformação de equivalência definida por:

$$\begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ x - \hat{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} =: P \begin{bmatrix} x \\ x - \hat{x} \end{bmatrix}\tag{4.15}$$

Fazendo $P^{-1} = P$, e utilizando a transformação de equivalência (4.26) descrita em Chen [1999] pode-se obter a equação de estados equivalente:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} r \\ y &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{4.16}$$

A matriz A na equação 4.16 é bloco triangular, portanto seus autovalores são a união de $(A - BK)$ e $(A - LC)$. Portanto, ao inserir a realimentação por estimação de estados, os autovalores da realimentação sem o estimador de estados, além disso, os autovalores do estimador de estados também não são afetados. Portanto, o projeto da realimentação de estados e do estimador podem ser desenvolvidos separadamente.

4.4 Projeto do controlador

Para a realização da Realimentação por Estimação de Estados foi desenvolvido um algoritmo denominado *Obtenção do Controlador* apresentado no *anexo C* que projeta as matrizes de ganho $K = [K_p \ K_a]$ e a matriz de ganho L para o estimador. Para isso foram utilizados três métodos: comando *place* do *Matlab*, e duas formulações a partir de desigualdades matriciais ou *LMI*.

4.4.1 Comando *place*

O comando *place* do *Matlab* resolve o problema descrito no *Teorema 4.1*, e foi utilizado para projetar os primeiros controladores utilizados. Porém, a matriz de ganho projetada $K = [K_p \ K_a]$ gera um K_a cheio, ou seja, com elementos não necessariamente nulos em todas as posições, e tal formato, tornou o sistema instável.

Devido ao problema anteriormente descrito, o comando *place* foi utilizado apenas para resolver o problema descrito no *Teorema 4.1* no projeto do ganho do estimador de estados L .

4.4.2 Alocação de polos por LMI - Método de Lyapunov

A equação 4.4 é reescrita de forma a serem definidas as matrizes ampliadas utilizadas na representação utilizada na presente abordagem.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_a \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -c & 0 \end{bmatrix}}^{\tilde{A}} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}}^{\tilde{B}} \overbrace{\begin{bmatrix} k & k_a \end{bmatrix}}^{\tilde{K}} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} w \quad (4.17)$$

$$y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_a \end{bmatrix}$$

A abordagem por Lyapunov implica em resolver a seguinte LMI:

$$\begin{bmatrix} P & PA^T \\ PA & P \end{bmatrix} > 0 \quad (4.18)$$

$$P > 0$$

Fazendo $P^{-1} = W$ obtém-se a condição para o caso discreto no tempo:

$$\begin{bmatrix} W & WA^T \\ WA & W \end{bmatrix} > 0 \quad (4.19)$$

Para avaliar a pertinência dos auto valores de A em um disco $D(\alpha, r)$, avalia-se em (4.19) com:

$$\bar{A} = \frac{A + \alpha I}{r} \quad (4.20)$$

Se $A = \tilde{A} - \tilde{B}\tilde{K}$ temos:

$$\bar{A} = \frac{\tilde{A} - \tilde{B}\tilde{K} + \alpha I}{r} \quad (4.21)$$

então (4.19) pode ser reescrito como:

$$\begin{bmatrix} \tilde{W} & \tilde{W}\tilde{A}^T \\ \tilde{A}\tilde{W} & \tilde{W} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.22)$$

Substituindo (4.20) em (4.22) e $\tilde{Z} = \tilde{K}\tilde{W}$ obtém-se a *LMI* a ser programada:

$$\begin{bmatrix} \tilde{W} & \frac{\tilde{W}\tilde{A}^T - \tilde{Z}^T\tilde{B}^T + \alpha\tilde{W}}{r} \\ \frac{\tilde{A}\tilde{W} - \tilde{B}\tilde{Z} + \alpha\tilde{W}}{r} & \tilde{W} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.23)$$

4.4.3 Alocação de polos por LMI - Finsler

Considere o sistema descrito pela equação de estados apresentada em (4.17).

Utilizando-se um funcional de Lyapunov obtém-se a condição:

$$V(x) = x'Px > 0 \quad (4.24)$$

$$\dot{V}(x) = \dot{x}'Px + x'P\dot{x} < 0$$

Fazendo $A_{cl} = (A + BK)$ e utilizando Finsler temos:

$$w = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$Bw = 0 \quad (4.26)$$

$$B = \begin{bmatrix} -I & A_{cl} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$w^T Q w < 0 \Leftrightarrow Q = \begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

A condição a ser satisfeita é:

$$Q + \mathcal{X}B + B'\mathcal{X}' < 0 \quad (4.29)$$

com:

$$\mathcal{X} = \begin{bmatrix} F \\ G \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\mathcal{X}B = \begin{bmatrix} -F & FA_{cl} \\ -G & GA_{cl} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\mathcal{XB} = \begin{bmatrix} -F^T & -G^T \\ A_{cl}^T F^T & A_{cl}^T G^T \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Em que F e G são as variáveis de folga.

Substituindo (4.30), (4.31) e (4.32) em (4.29) temos:

$$\begin{bmatrix} -F - F^T & P + FA_{cl} - G^T \\ \star & GA_{cl} + A_{cl}^T G^T \end{bmatrix} < 0 \quad (4.33)$$

Em que $G = \epsilon F$ e \star representa o transposto do termo simétrico temos:

$$\begin{bmatrix} -F - F^T & P + FA_{cl} - \epsilon F^T \\ \star & \epsilon(FA_{cl} + A_{cl}^T F^T) \end{bmatrix} < 0 \quad (4.34)$$

Aplicando uma transformação de congruência apresentada em (4.35) e fazendo a substituição $A_{cl} = \frac{\tilde{A} + \tilde{B}\tilde{K} + \alpha I}{r}$, e ainda com $\tilde{K}\tilde{F} = \tilde{Z}$, obtém-se a condição apresentada final a ser programada (4.36).

$$\begin{bmatrix} F^{-1} & 0 \\ 0 & F^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -F - F^T & P + FA_{cl} - \epsilon F^T \\ \star & \epsilon(FA_{cl} + A_{cl}^T F^T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^{-1} & 0 \\ 0 & F^{-1} \end{bmatrix}^T \quad (4.35)$$

$$\begin{bmatrix} -\tilde{F} - \tilde{F}^T & \tilde{P} + \frac{1}{r}(\tilde{A}\tilde{F} + \tilde{B}\tilde{Z} + \alpha\tilde{F}) + \epsilon\tilde{F}^T \\ \star & \frac{\epsilon}{r}(\tilde{A}\tilde{F} + \tilde{F}^T\tilde{A}^T) + \tilde{B}\tilde{Z} + \tilde{Z}^T\tilde{B}^T + \alpha(\tilde{F} + \tilde{F}^T) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

4.4.4 Determinação de K_a diagonal

Com o uso de *LMI* para a obtenção dos ganhos K_p e K_a a restrição para a forma de K_a tornou a solução infactível.

A solução proposta foi computar o ganho $K=[K_p \ K_a]$ a partir de (4.46) e então, dado K_a diagonal, investigar, através da variação dos termos de K_a , o lugar das raízes para a equação:

$$\text{Det}(A + B \left[K_p \begin{bmatrix} K_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & K_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & K_{a3} \end{bmatrix} \right]) = 0 \quad (4.37)$$

A solução para (4.37) é apresentada na **figura 4.5** na qual é selecionado o lugar das raízes mais próximo ao desejado para o sistema em malha fechada, e então, determina-se K_a a partir dos termos que geraram o lugar das raízes escolhido.

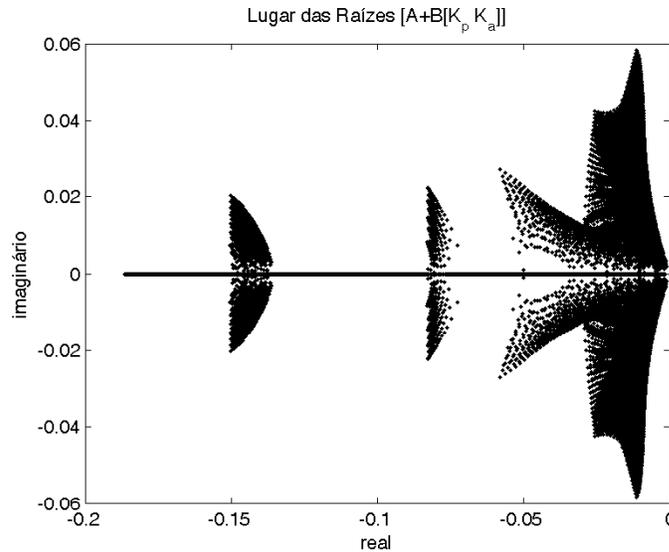


Figura 4.5: Lugar das Raízes para $[A+B[K_p K_a]]$

4.5 Controladores Obtidos

Para o controlador que leva a malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta, os ganhos e filtro obtidos foram:

$$K_p = \begin{bmatrix} -1.1268 & -0.4219 & -0.1101 \\ 0.0316 & -0.7695 & -0.2404 \\ 0.1526 & 0.1198 & -0.5528 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$K_a = \begin{bmatrix} 0.0785 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0780 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0785 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$L = \begin{bmatrix} -0.0011 & 0 & 0 \\ -0.0132 & 0.0050 & 0 \\ 0.0104 & -0.0266 & 0.012 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$F(s) = \frac{1}{4.1584s^2 4.0784s 1.0000} \quad (4.41)$$

Para o controlador que leva a malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta, os ganhos e filtro obtidos foram:

$$K_p = \begin{bmatrix} -1.5178 & -0.7327 & -0.3978 \\ -0.1373 & -0.9798 & -0.3454 \\ 0.1191 & 0.1642 & -0.5772 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$K_a = \begin{bmatrix} 0.1509 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1985 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1509 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$L = \begin{bmatrix} -0.0011 & 0 & 0 \\ -0.0132 & 0.0050 & 0 \\ 0.0104 & -0.0266 & 0.0120 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$F(s) = \frac{1}{4.1584s^2 + 4.0784s + 1.0000} \quad (4.45)$$

Experimentos

Com o objetivo de validar o controlador obtido, foram realizados diversos experimentos, em modelos computacionais e posteriormente no protótipo.

5.1 Definição dos Parâmetros

Inicialmente foram definidas, através de ensaios experimentais prévios, as temperaturas a serem utilizadas como ponto de operação do sistema, sendo $29^{\circ}C$ para a primeira câmara, $34^{\circ}C$ para a segunda câmara e $34^{\circ}C$ para a terceira câmara. Essa configuração leva pelo menos um dos sinais de controle, para o ponto de operação utilizado na obtenção dos modelos. Tal afirmação pode ser comprovada ao se observar na **figura 5.14** o sinal de controle referente ao atuador 2 então denominado U_1 .

Após definidos os pontos de operação, foi definida a máxima variação aceitável quando em regime permanente como $\pm 0.5^{\circ}C$, este valor corresponde aos limites definidos pelo intervalo de confiança de 99.7% obtido na calibração dos sensores.

Em seguida foram definidos os tipos de ensaios a serem realizados, sendo: regulação, rejeição a perturbações e seguimento de referência.

Todos os testes foram realizados pelo menos duas vezes: uma utilizando o controlador 1 que deixa a malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta; e outra vez com o controlador 2 que deixa a malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta.

5.2 Experimentos de Controle para Regulação

Esse experimento consiste em, dado um ponto de operação, verificar se o controlador é capaz de atingir e manter, dentro dos limites estabelecidos, as temperaturas das diferentes câmaras do protótipo.

A temperatura na câmaras e referentes sinais de controle são apresentados, respectivamente, nas **figuras 5.1** e **5.2** para o controlador que deixa a malha fechada cinco vezes mais rápida que o protótipo em malha aberta, e nas **figuras 5.3** e **5.4** para o controlador que deixa a malha fechada cinco vezes mais rápida que o protótipo em malha aberta, nessas pode-se observar que, a temperatura manteve-se, nas três regiões estudadas, dentro dos limites preestabelecidos. Esse comportamento é observado, passado o período transitório, em todos os outros experimentos, e é justificado pela presença do integrador no ramo direto da malha de controle. Através da análise dos resultados, pode-se concluir que o controlador cumpriu os requisitos especificados para esse experimento.

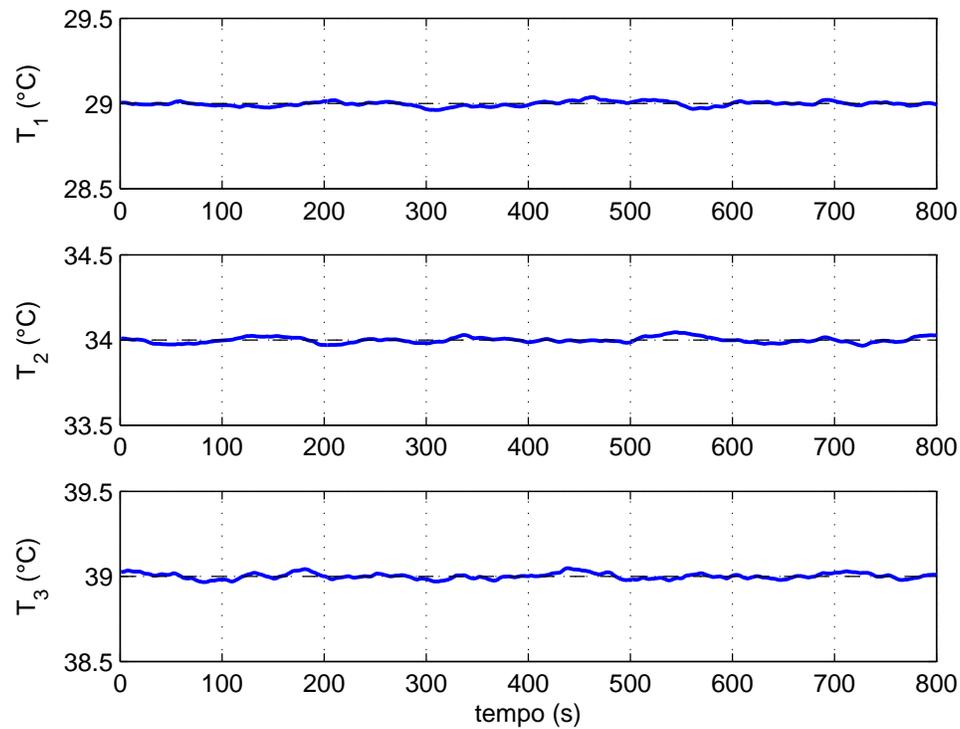


Figura 5.1: Regulação K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

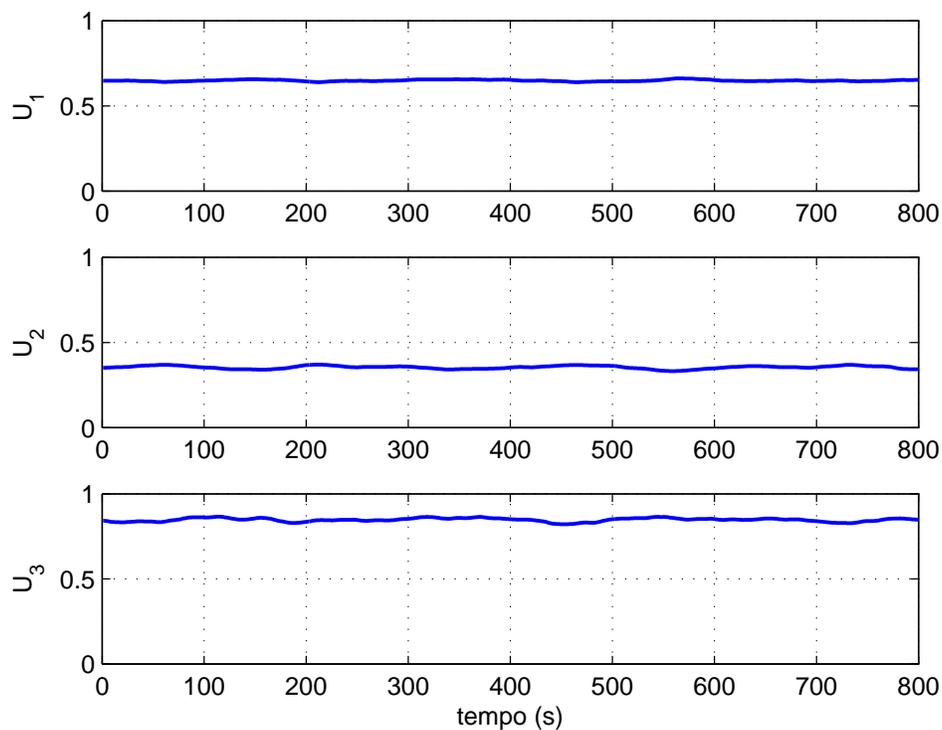


Figura 5.2: Regulação K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

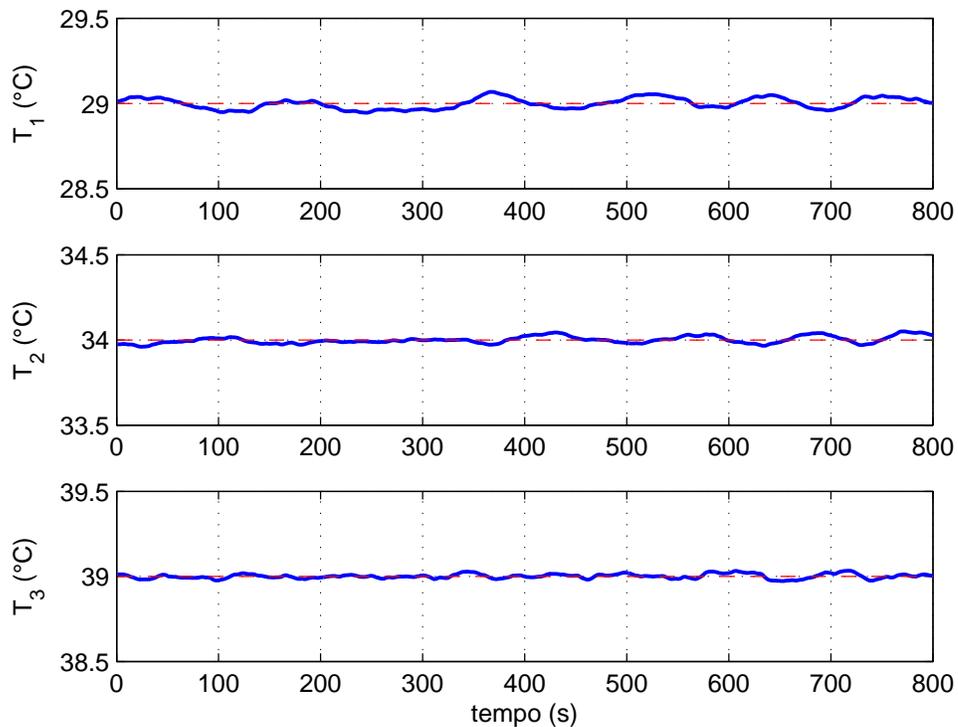


Figura 5.3: Regulação K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

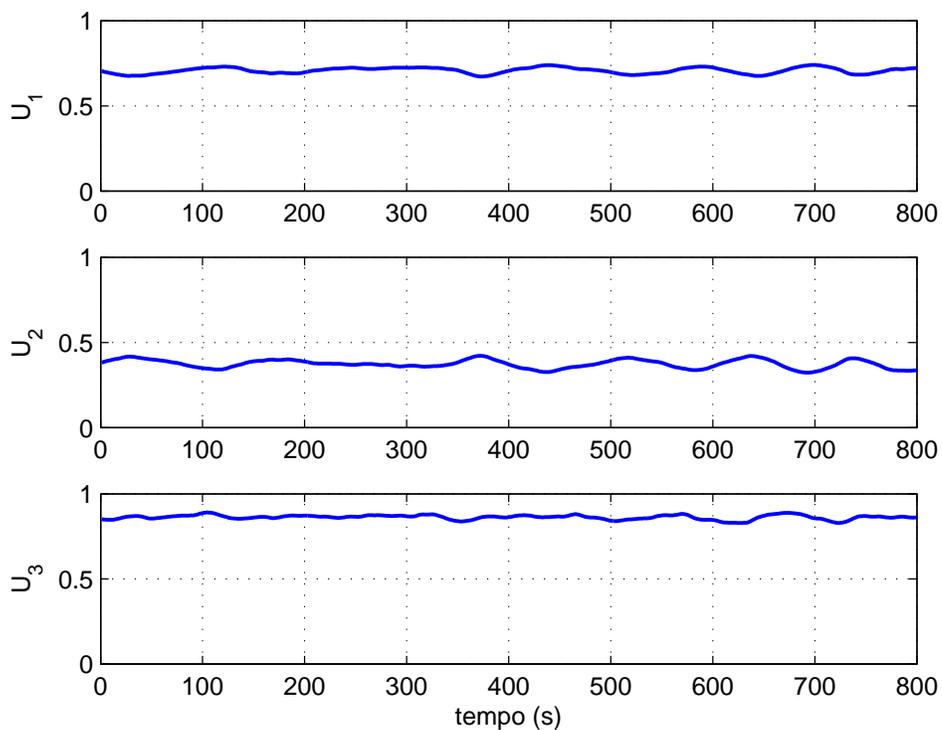


Figura 5.4: Regulação K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

5.2.1 Experimento de Rejeição à Perturbação

Esse experimento visa verificar o comportamento do controlador mediante a aplicação de uma perturbação conhecida. Para isso, foi reduzida a vazão volumétrica de ar no interior do protótipo durante vinte e cinco segundos, através da alteração do sinal de controle do atuador 1 de 100% para 80% no experimento com ambos os controladores considerados neste capítulo.

A temperatura na câmaras e referentes sinais de controle são apresentados, respectivamente, nas **figuras 5.5** e **5.6** e em detalhe nas **figuras 5.7** e **5.8** para o controlador que deixa a malha fechada cinco vezes mais rápida que o protótipo em malha aberta, e nas **figuras 5.9** e **5.10** e em detalhe nas **figuras 5.11** e **5.12** para o controlador que deixa a malha fechada dez vezes mais rápida que o protótipo em malha aberta, nessas pode-se observar que:

No instante em que é aplicada a perturbação, primeira linha vertical, a temperatura nas três câmaras começa a subir com um atraso pequeno, esse fato é justificado pelo fato de que a vazão mássica no interior do protótipo é a mesma, portanto, uma alteração na referência do atuador 1 é propagada de maneira uniforme entre as três câmaras controladas. Em implementações futuras pretende-se investigar mais a fundo o efeito dessas alterações, e então, obter um modelo para tais condições.

Voltando a análise dos resultados desse experimento, é possível observar que com o aumento da temperatura nas câmaras controladas os sinais de controle nos atuadores são reduzidos de forma a compensar o aquecimento citado, e então ao cessar a perturbação, segunda linha vertical, os sinais de controle são gradativamente ajustados para os valores observados antes da perturbação.

Note que, por ser mais rápido o segundo controlador atua mais energicamente, porém sem permitir que as temperaturas nas câmaras controladas extrapolem os limites estabelecidos.

O comportamento apresentado pelo controlador, em ambos os casos, é indicativo que esse é capaz de rejeitar perturbações pontuais registradas durante o processo.

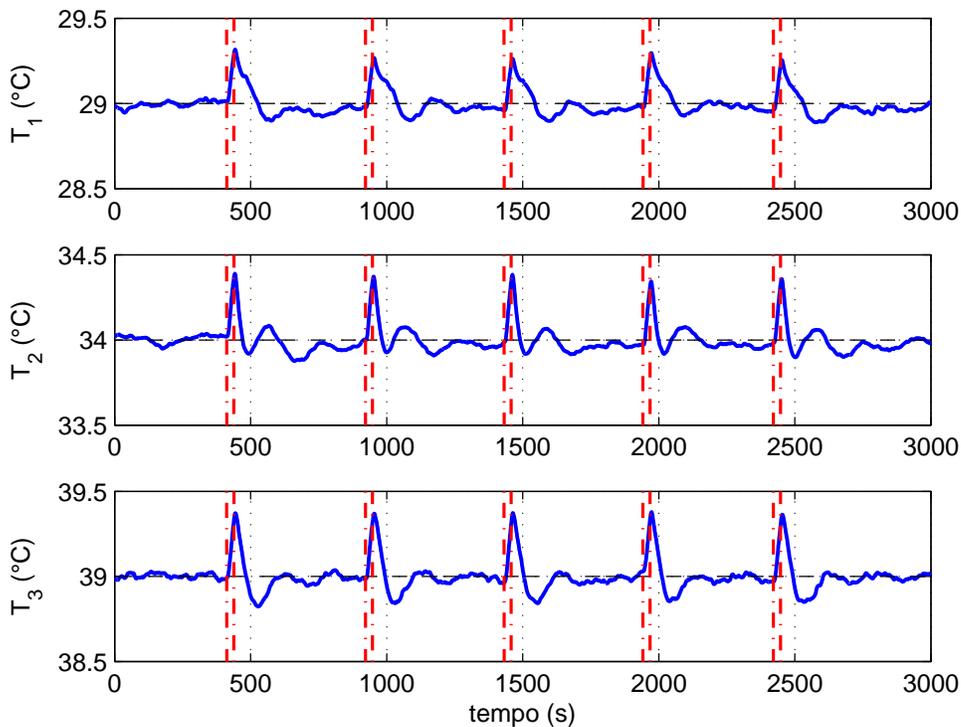


Figura 5.5: Rejeição a Perturbação K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

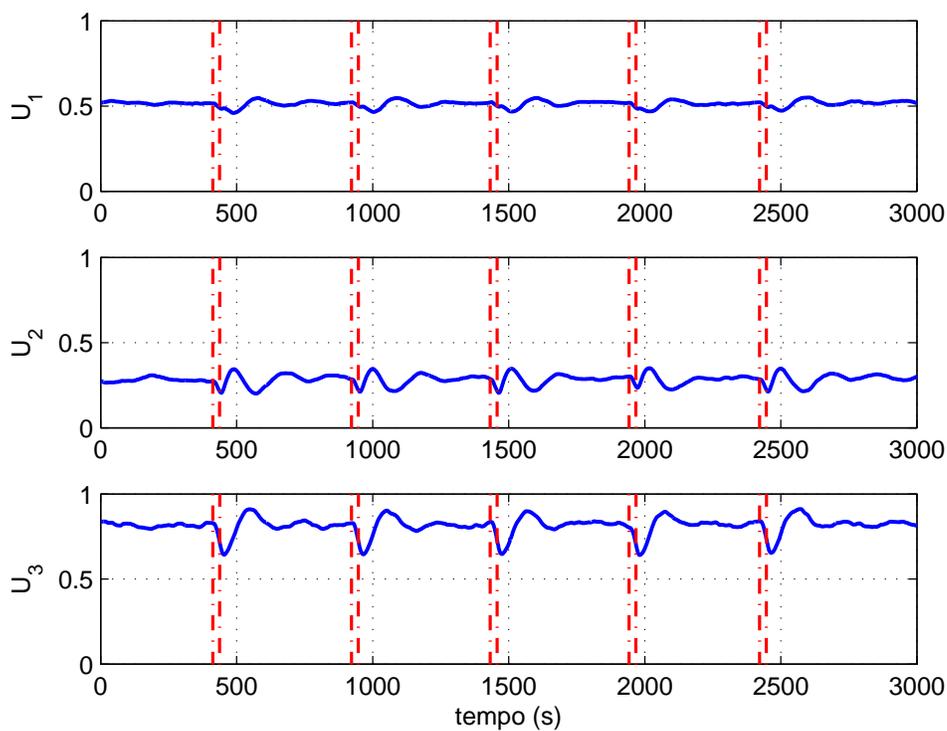


Figura 5.6: Rejeição a Perturbação K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

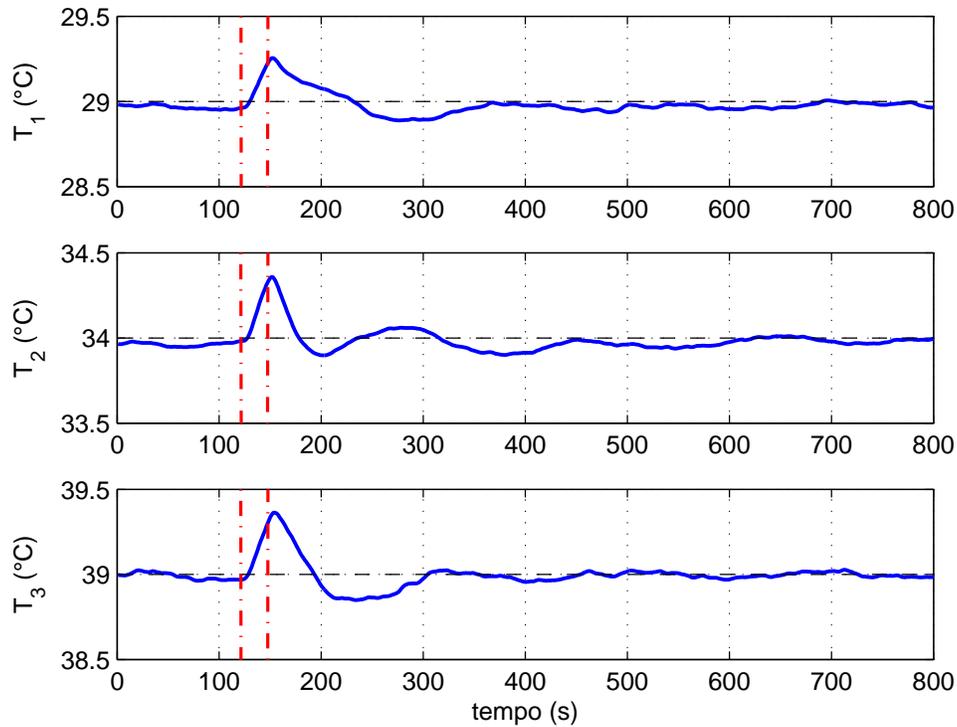


Figura 5.7: Rejeição a Perturbação K_5 - Detalhe Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

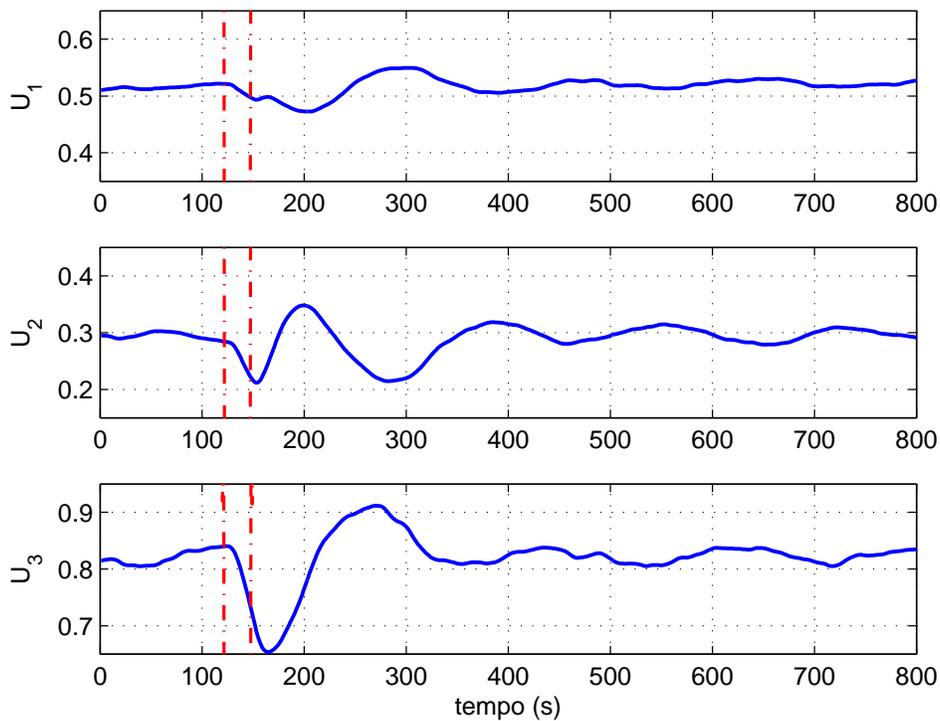


Figura 5.8: Rejeição a Perturbação K_5 - Detalhe Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

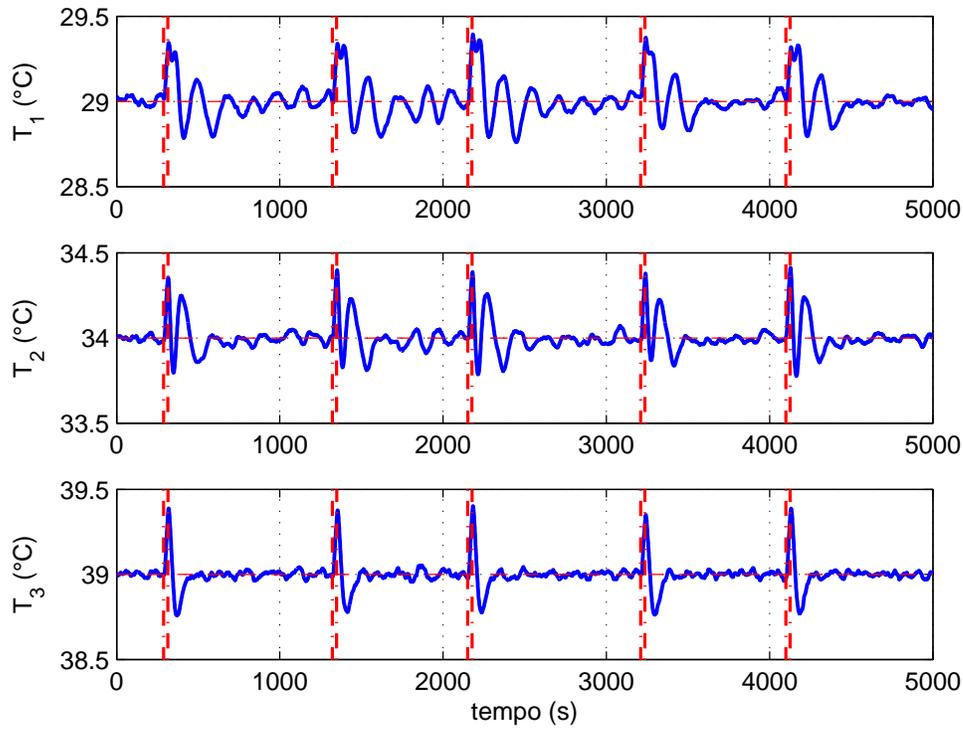


Figura 5.9: Rejeição a Perturbação K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

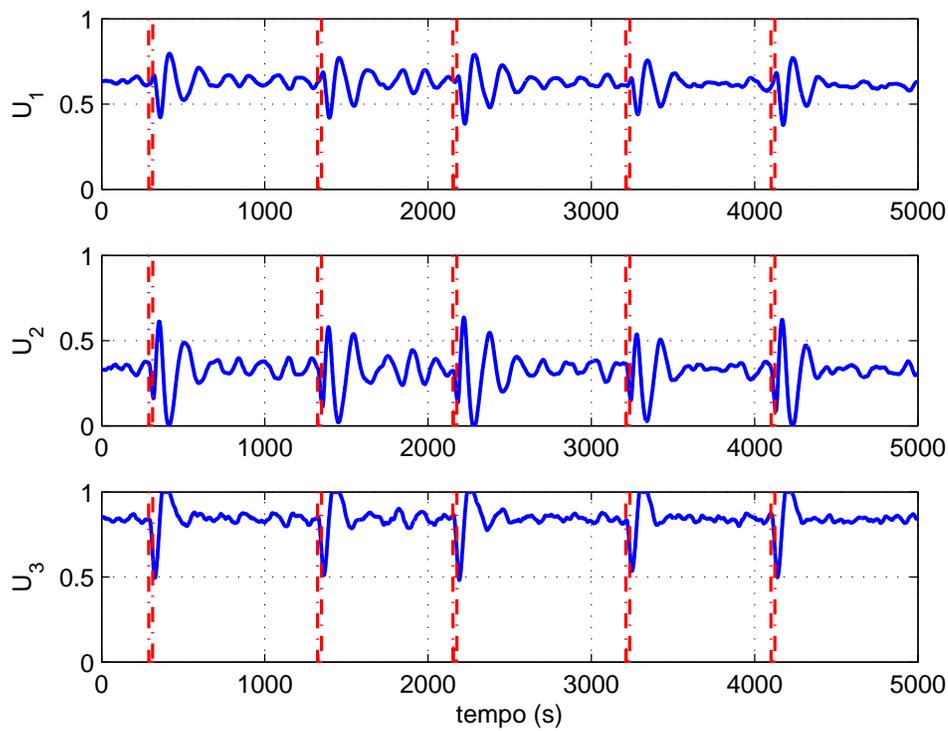


Figura 5.10: Rejeição a Perturbação K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

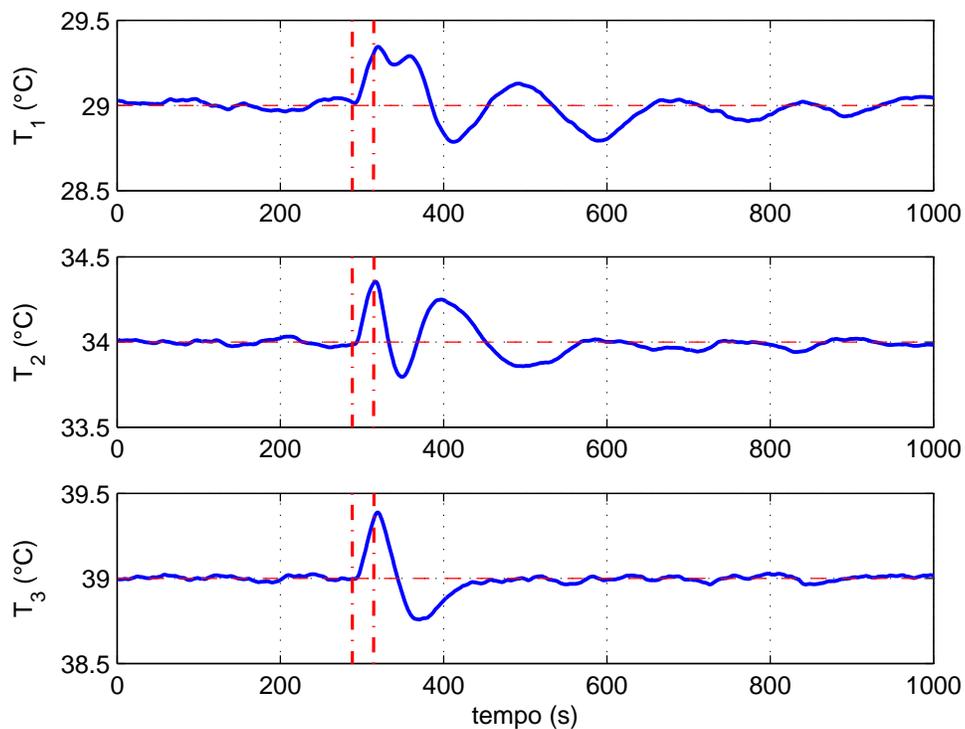


Figura 5.11: Rejeição a Perturbação K_{10} - Detalhe Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

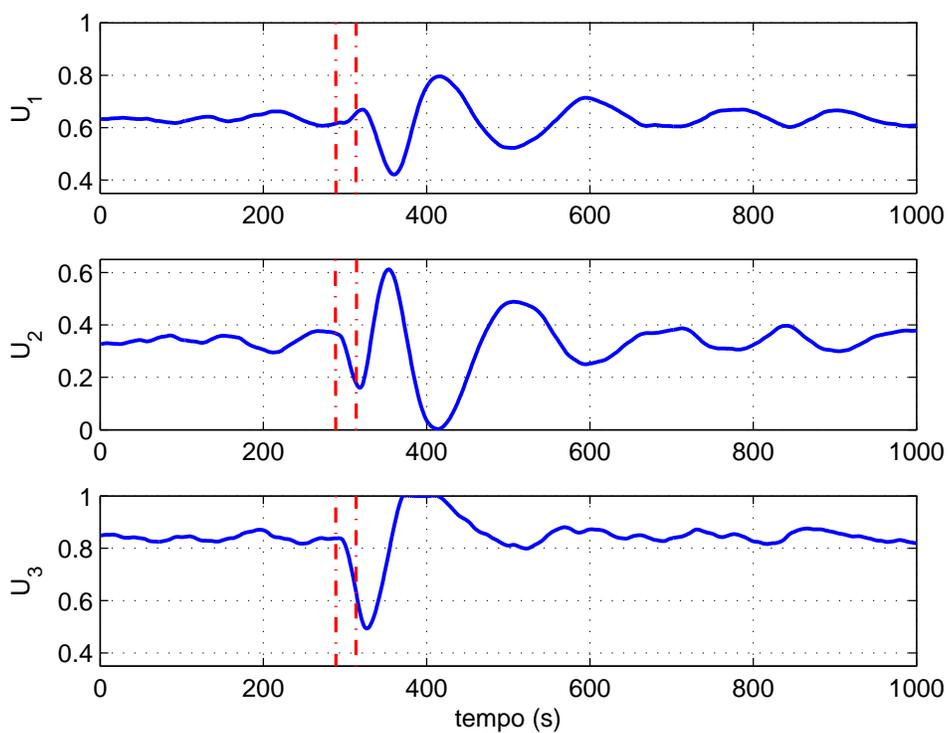


Figura 5.12: Rejeição a Perturbação K_{10} - Detalhe Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

5.3 Experimento de Seguimento de Referência

Esse experimento consiste em aplicar uma série de degraus em torno do ponto de operação e verificar o comportamento do protótipo mediante tais alterações nas referências.

A amplitude dos degraus foi definida como $1^{\circ}C$, essa escolha foi baseada na máxima amplitude verificada quando se aplica ao sinal de controle um degrau de 5% em torno do ponto de operação definido no processo de modelagem, quando foi observado uma variação máxima de $0.7^{\circ}C$ conforme apresentado na **figura 3.23**. A sequência de aplicação dos degraus foi definida de que primeiro seja aplicado o degrau a referência da câmara 3, em seguida câmara 5 e por fim na câmara 7, além disso, existe um intervalo de $800s$ entre a aplicação de um degrau e outro, isso garante que a temperatura atinja a referência estabelecida antes que seja aplicado o degrau na câmara posterior. Foram aplicados degraus positivos e negativos em torno do ponto de operação definido, em todas as figuras que apresentam as temperaturas nas câmaras, pode-se observar a referência em linha tracejada, além das figuras, a referência para cada seção é apresentada na **tabela 5.1**.

Tabela 5.1: Temperaturas de referência para experimento

tempo(s)	0	800	1600	2400	3200	4000	4800	5600	6400
$T_1(^{\circ}C)$	29	30	30	30	31	31	31	30	30
$T_2(^{\circ}C)$	34	34	35	35	35	36	36	36	35
$T_3(^{\circ}C)$	39	39	39	40	40	40	41	41	41
tempo(s)	7200	8000	8800	9600	10400	11200	12000	12800	13600
$T_1(^{\circ}C)$	30	29	29	29	28	28	28	27	27
$T_2(^{\circ}C)$	35	35	34	34	34	33	33	33	32
$T_3(^{\circ}C)$	40	40	40	39	39	39	38	38	38
tempo(s)	14400	145200	16000	16800	17600	18400	19200	20000	20800
$T_1(^{\circ}C)$	27	28	28	28	29	29	29	29	29
$T_2(^{\circ}C)$	32	32	33	33	33	34	34	34	34
$T_3(^{\circ}C)$	37	37	37	38	38	38	39	39	39

A temperatura na câmaras e referentes sinais de controle são apresentados, respectivamente, nas **figuras 5.13** e **5.14** e em detalhe nas **figuras 5.17** e **5.18** para o controlador com polos cinco vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, e nas **figuras 5.19** e **5.20** e em detalhe nas **figuras 5.23** e **5.24** para o controlador com polos dez vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, nessas pode-se observar que:

Para o controlador cinco vezes mais rápido, a transição de uma referência para outra se dá, nas três câmaras, tanto para os degraus de subida quanto para os de descida, de forma suave e sem ultrapassagem acima dos limites estabelecidos. Já para o controlador dez vezes mais rápido a transição é mais abrupta, porém, sem ultrapassar os limites estabelecidos.

No momento da transição o controlador responde ao erro imposto pela mudança da referência e altera o sinal de controle, injetando energia no sistema para os casos de degrau

positivo e retirando energia para os casos de degraus negativos. Passada a transição o sinal de controle é ajustado para manter a nova referência imposta.

Para o controlador cinco vezes mais rápido, a amplitude da variação e a oscilação no sinal de controle é menor, conseqüentemente o sistema responde mais lentamente, pode-se observar em **5.14** que apenas o sinal U_3 satura em algumas transições.

Já para o controlador dez vezes mais rápido o sinal de controle é mais enérgico, pode-se observar em **5.14** que esse apresenta picos com amplitudes bem maiores que os observados para o controlador mais lento, esse comportamento se justifica pelo fato de, por ser mais rápido, o segundo controlador injeta mais energia no sistema em um menor intervalo de tempo.

Nas **figuras 5.13 a 5.24** é possível observar oscilações na temperatura das câmaras 3 e 5 em pontos fora da transição para as mesmas, este comportamento é devido ao acoplamento existente no sistema e será discutido mais a frente nesse capítulo.

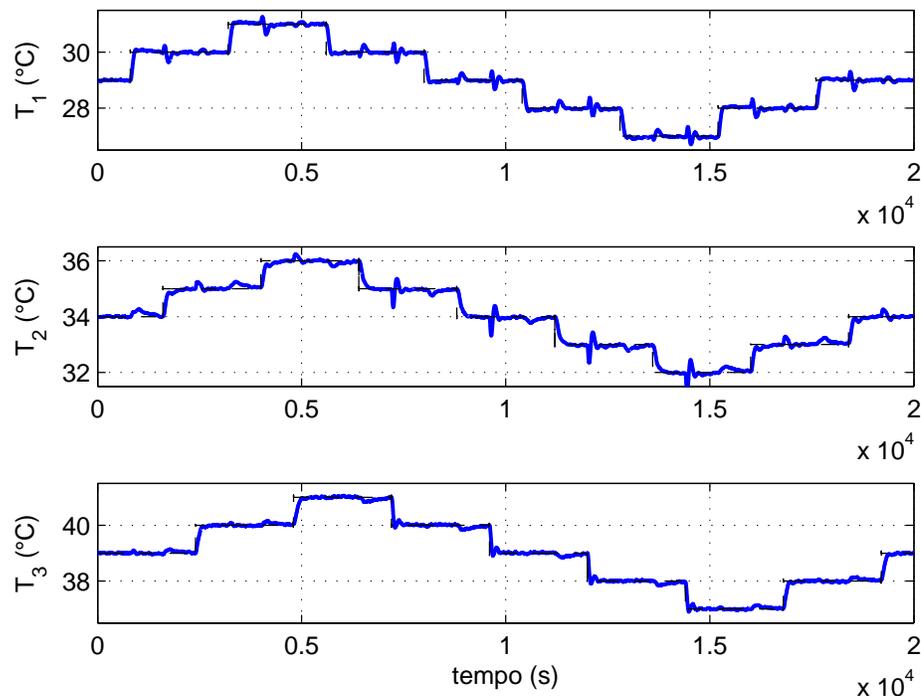


Figura 5.13: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

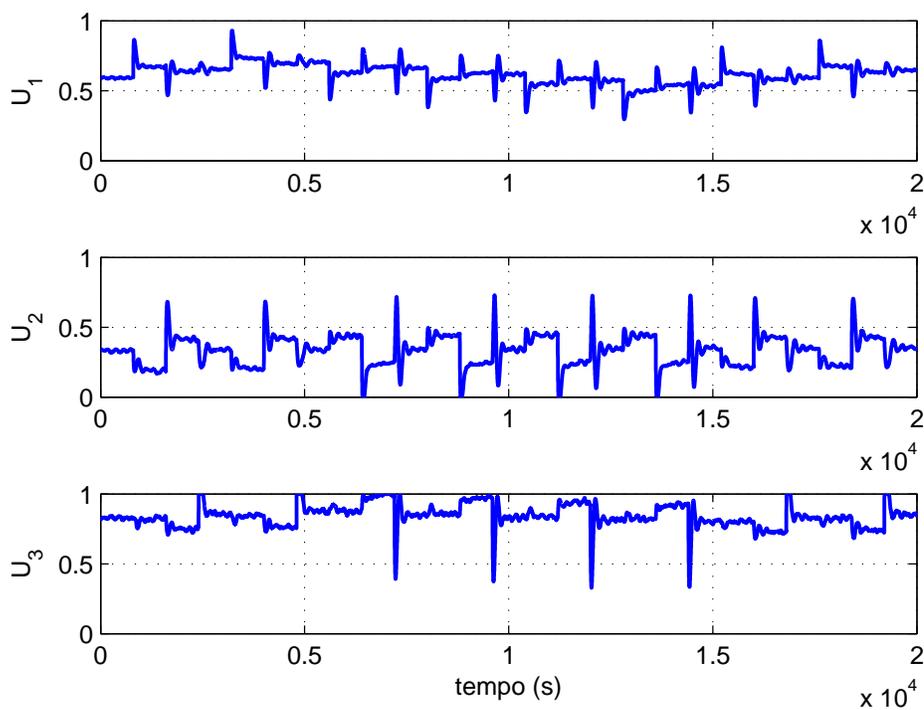


Figura 5.14: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

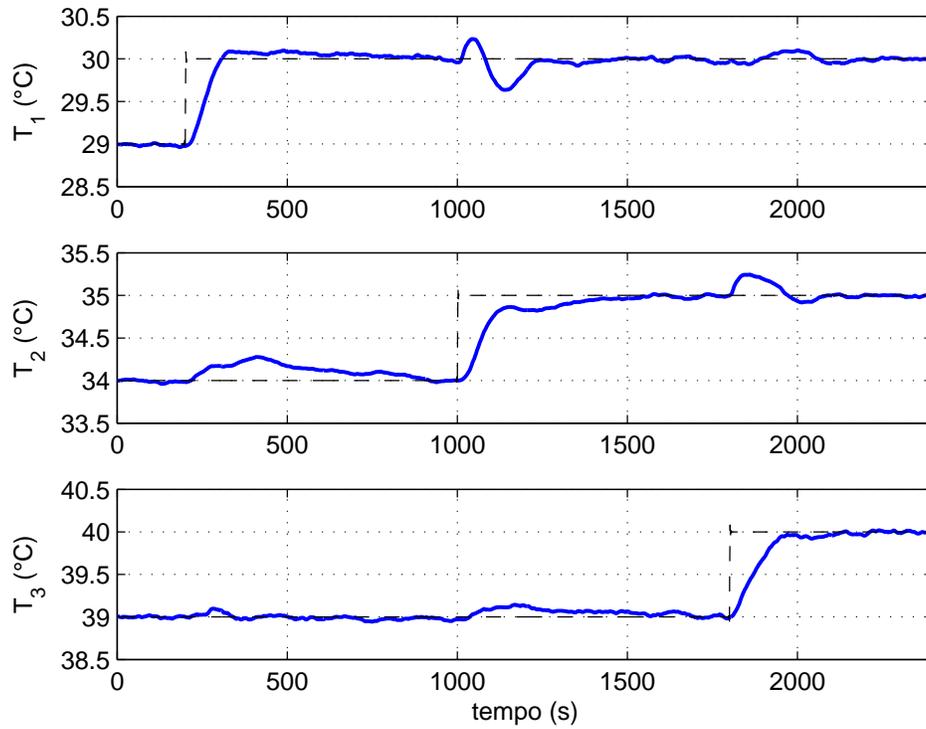


Figura 5.15: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

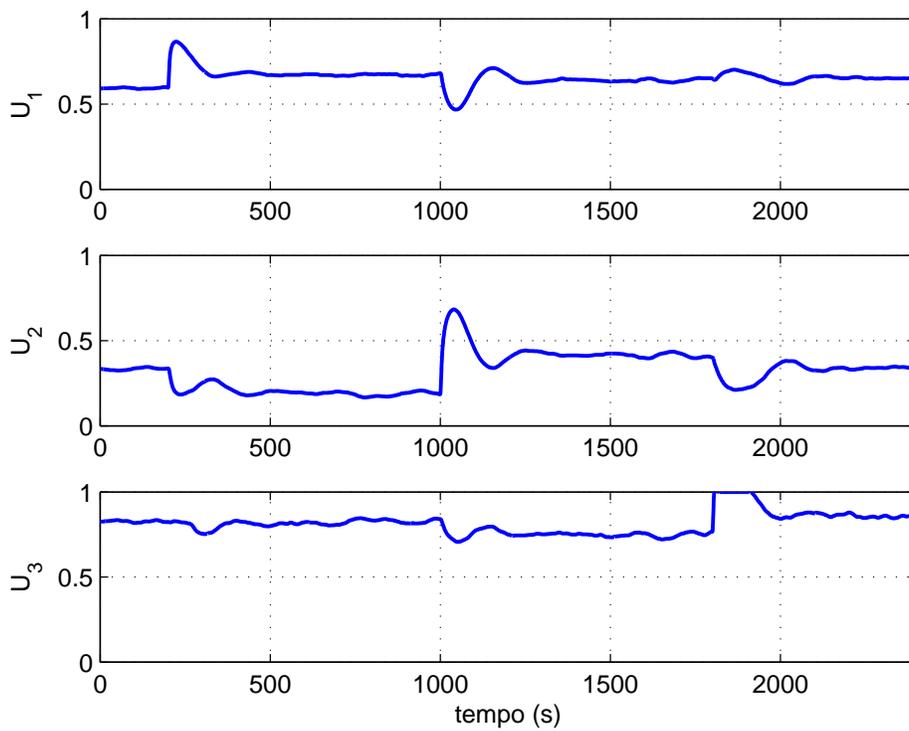


Figura 5.16: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

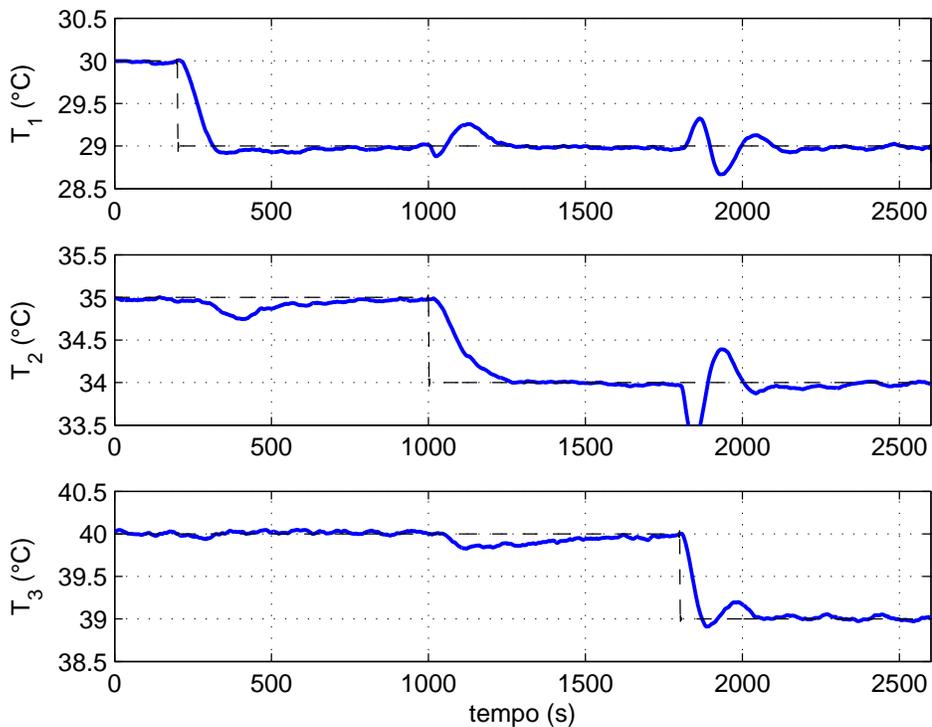


Figura 5.17: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau Descendente - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

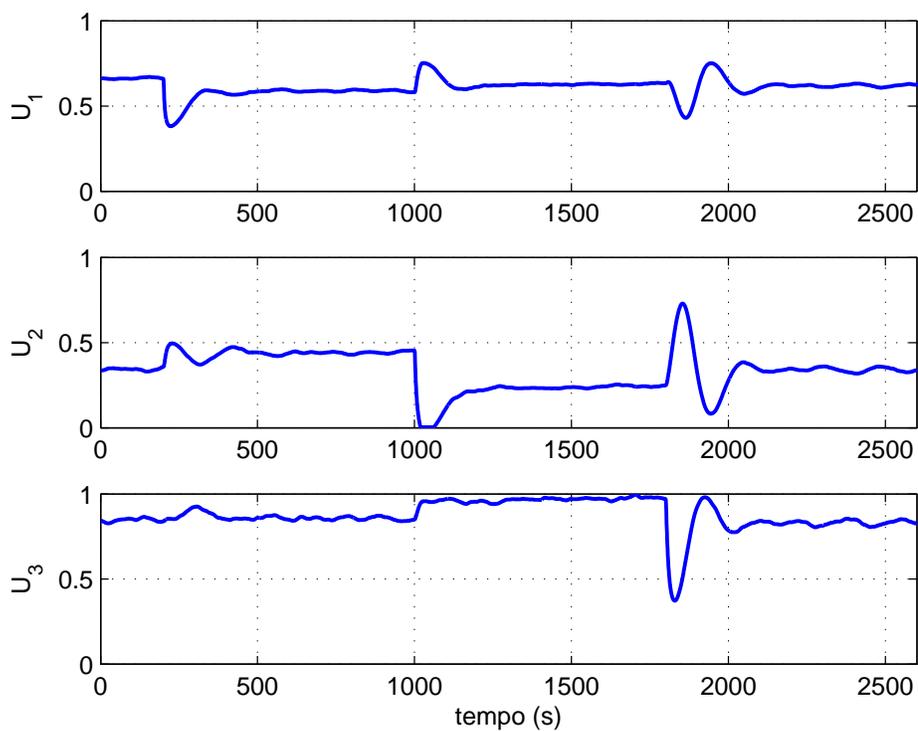


Figura 5.18: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Detalhe Degrau Descendente - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

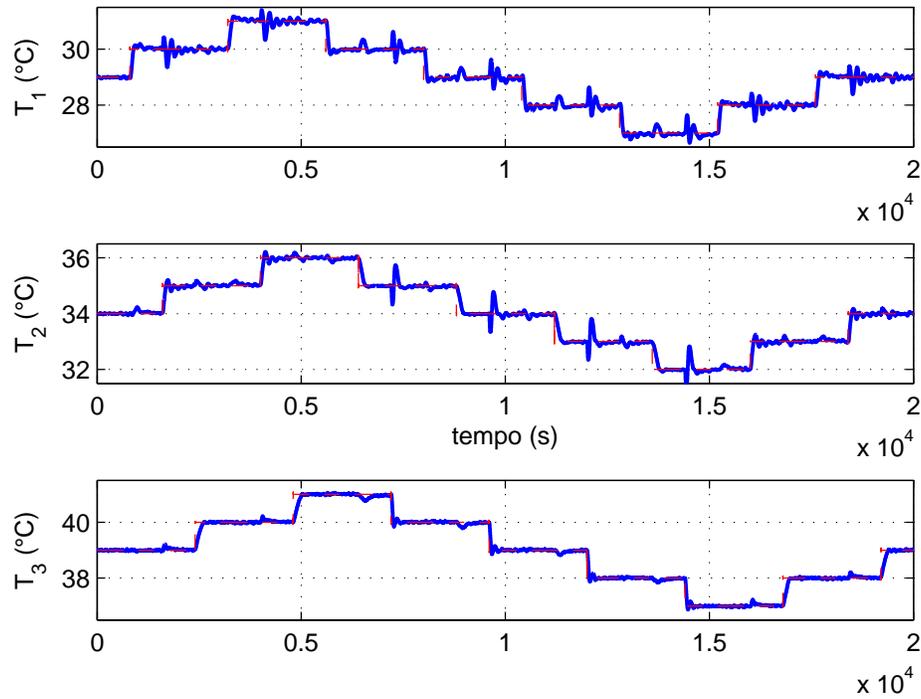


Figura 5.19: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

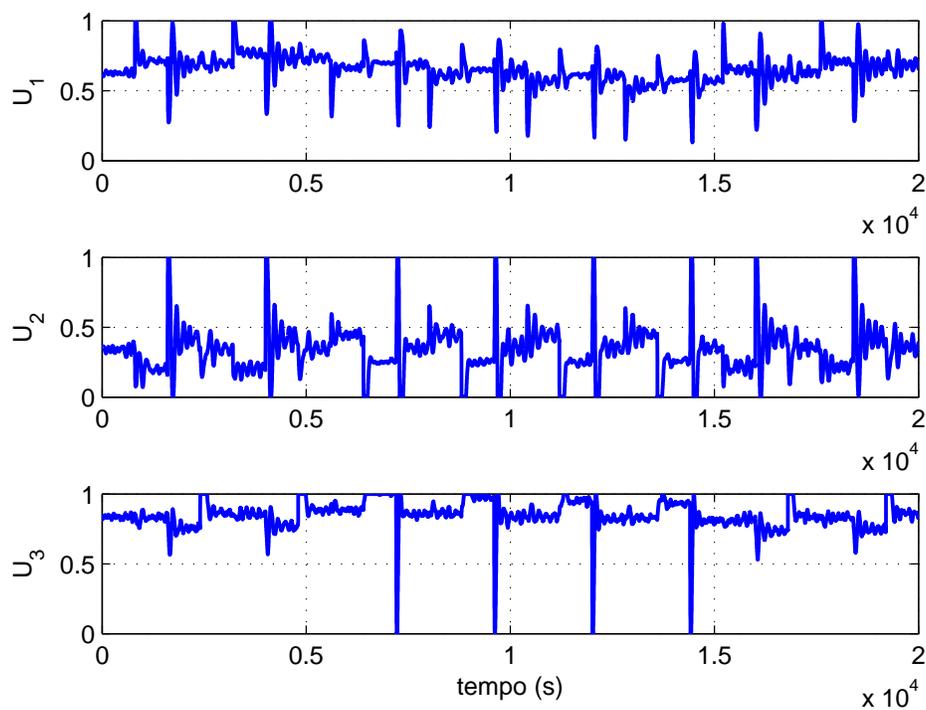


Figura 5.20: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

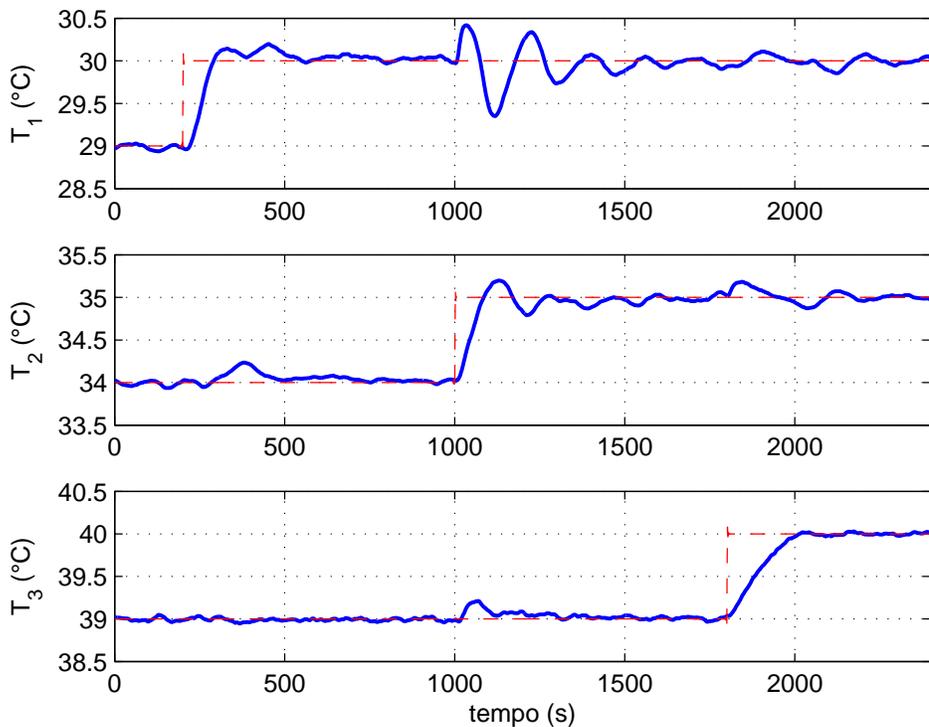


Figura 5.21: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Ascendente - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

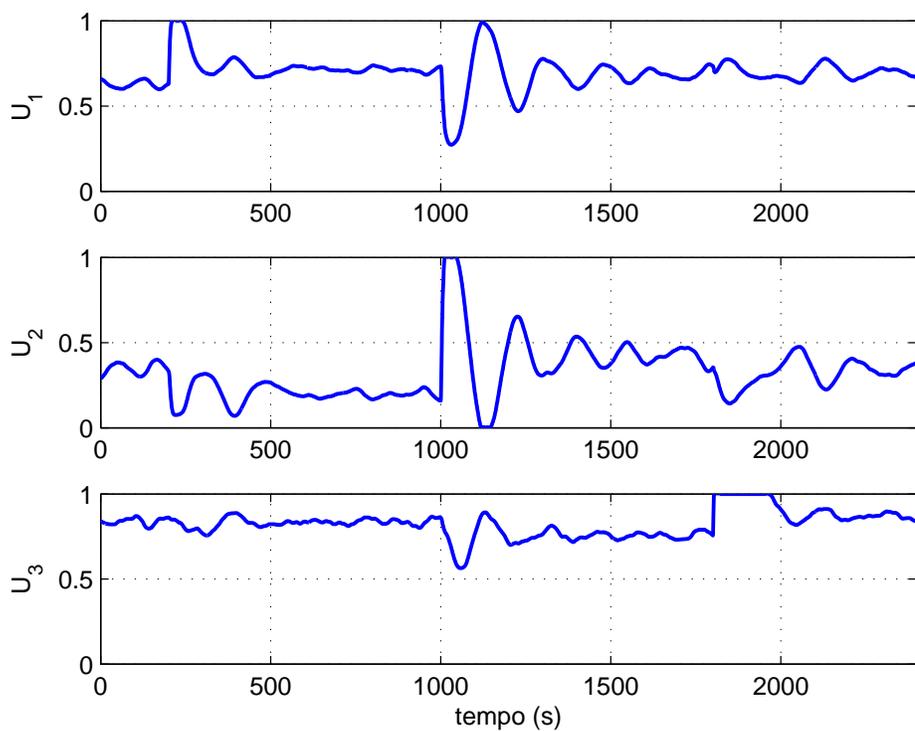


Figura 5.22: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Ascendente - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

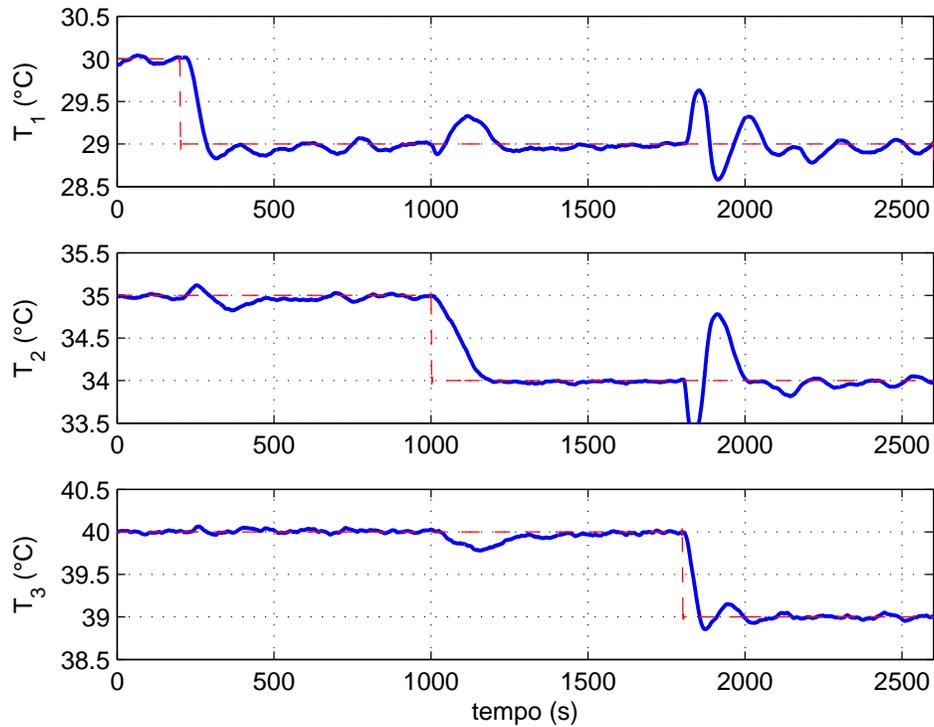


Figura 5.23: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Descendente - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

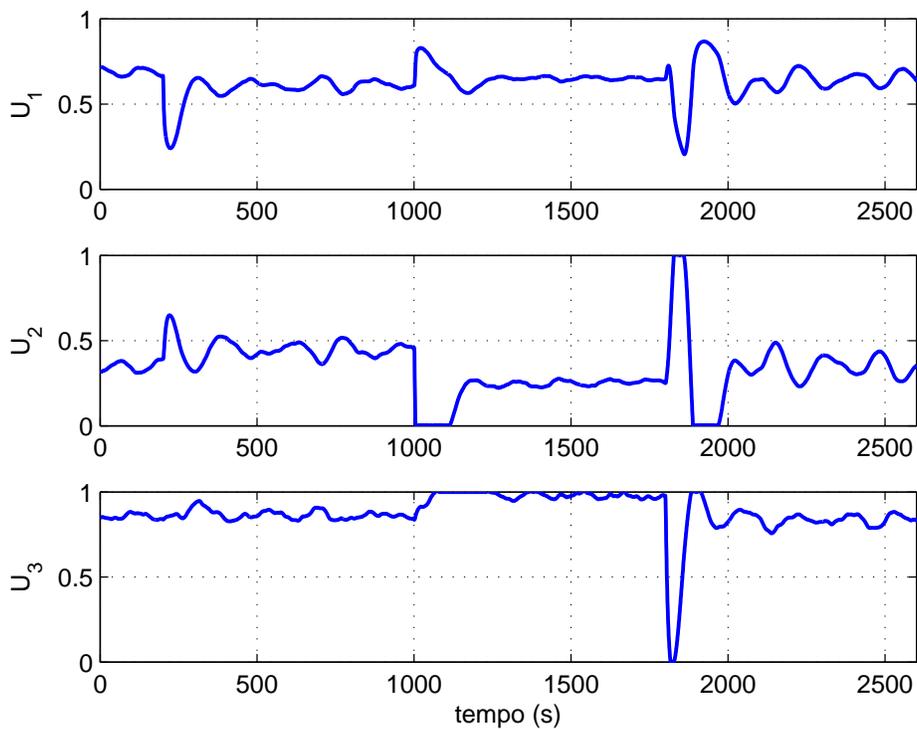


Figura 5.24: Experimento de Seguimento de Referência K_{10} - Detalhe Degrau Descendente - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

5.3.1 Experimentos adicionais de Seguimento de Referência

Com o objetivo de estudar o comportamento do protótipo para degraus nas referências acima da amplitude utilizada para obter o modelo, foram realizados experimentos com degraus com amplitude de $\pm 2^\circ C$, $-4^\circ C$, $\pm 5^\circ C$ e $+10^\circ C$.

Para o próximo experimento foram aplicados degraus positivos e negativos em torno do ponto de operação definido, novamente em todas as figuras que apresentam as temperaturas nas câmaras pode-se observar a referência em linha tracejada, além das figuras a referência para cada câmara é apresentada na **tabela 5.2**.

Tabela 5.2: Temperaturas de referência para experimento

tempo(s)	0	800	2400	4000	5600	7200	8800	10400	12000	13600
$T_1(^{\circ}C)$	29	31	31	31	27	27	27	29	29	29
$T_2(^{\circ}C)$	34	34	36	36	36	33	33	33	34	34
$T_3(^{\circ}C)$	39	39	39	41	41	41	37	37	37	39

A temperatura na câmaras e referentes sinais de controle são apresentados respectivamente, nas **figuras 5.25** e **5.26** para o controlador com polos cinco vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, e nas **figuras 5.27** e **5.28** para o controlador com polos dez vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, nessas pode-se observar que:

Para ambos os controladores a transição de uma referência para outra se dá, nas três câmaras, tanto para os degraus de subida quanto para os de descida, de forma suave e sem ultrapassagem acima dos limites estabelecidos.

O comportamento dos sinais de controle é semelhante ao dos experimentos realizados anteriormente, porém com maior amplitude nos picos quando no regime transitório e, no caso do controlador mais rápido as oscilações após a transição se estendem por um período maior de tempo. Pode-se observar maiores diferenças entre os sinais antes e após a transição, esse comportamento já era esperado, pois um degrau maior na referência implica em alterações maiores no sinal de controle.

Nesse experimento, pode-se observar a reincidência das perturbações ocorridas no instante da mudança de referência das câmaras subsequentes às quais se observa tal fenômeno.

Um comportamento anômalo é observado nas **figuras 5.25** e **5.27** no intervalo de tempo de 7200s a 8800s para a temperatura T_3 . No momento em que é aplicado o degrau em T_3 aos 7200s, a temperatura em T_3 sai da referência e não retorna mais. Esse comportamento é explicado observando nas **figuras 5.26** e **5.28**, para o mesmo intervalo de tempo, com a mudança na referência em T_2 o sinal de controle U_2 vai para um valor muito próximo de 0%, portanto, o atuador 2 deixa de fornecer energia ao sistema, para compensar a energia necessária para a manutenção da temperatura na câmara 7, o sinal de controle U_3 satura em 100%, porém por estar saturado, esse já está a fornecer o máximo de energia possível, conseqüentemente a temperatura em T_3 não pôde ser mantida dentro dos limites estabelecidos. Esse comportamento anômalo, pode ocorrer mesmo com degraus dentro dos limites de projeto, basta que sejam estabelecidos pontos de operação acima da capacidade de fornecimento de energia dos atuadores.

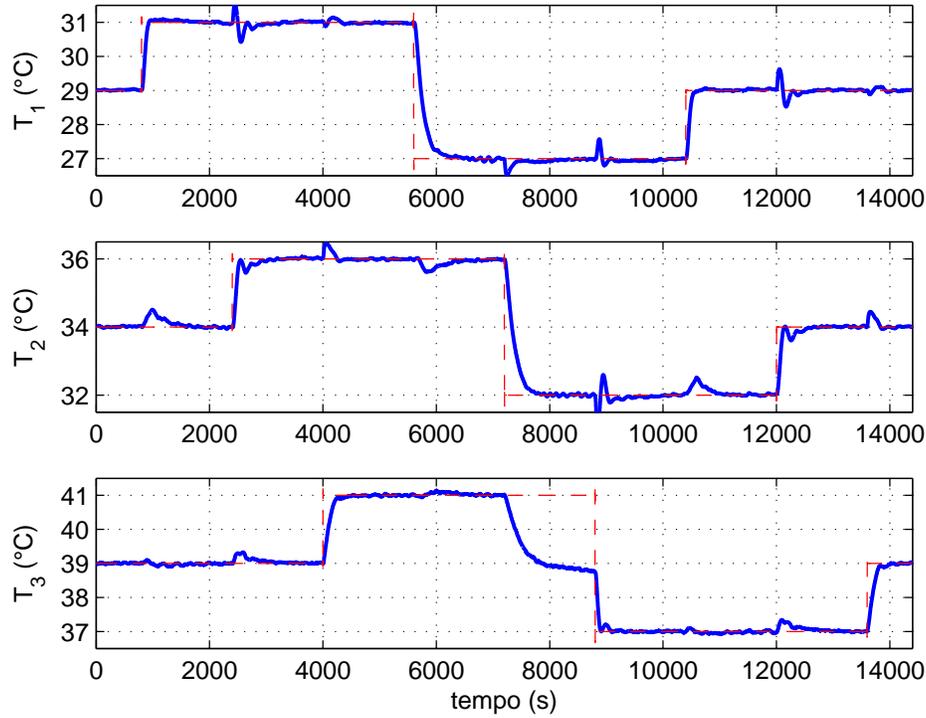


Figura 5.25: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+2^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

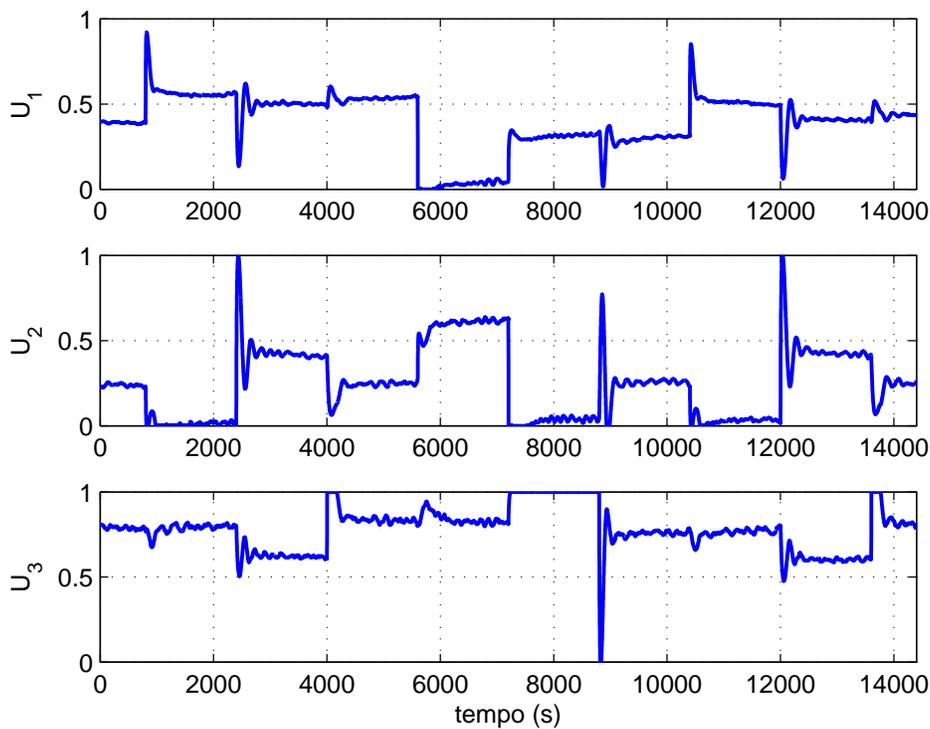


Figura 5.26: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+2^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

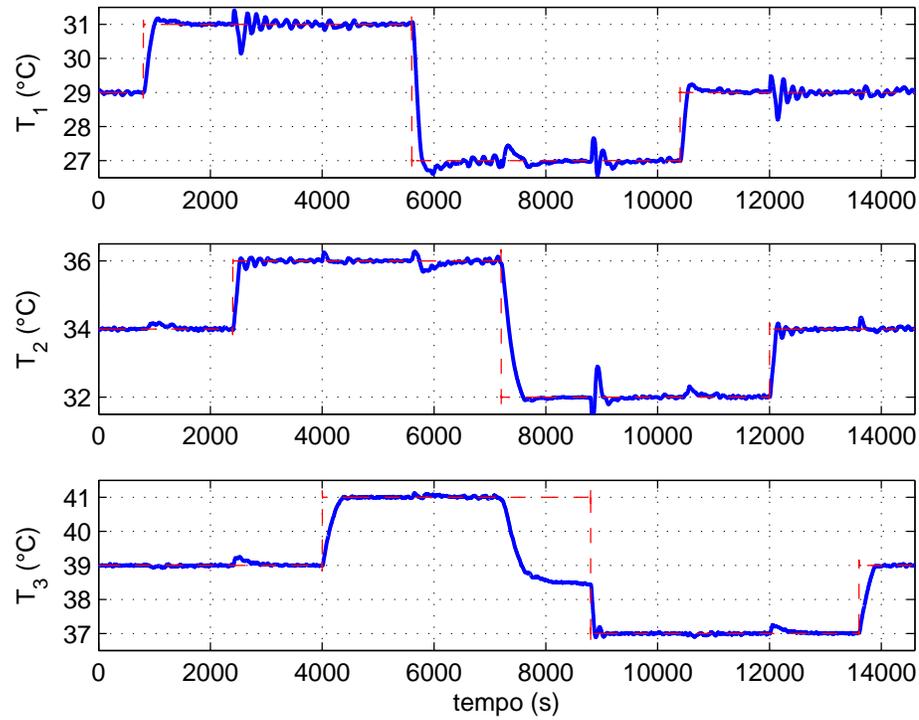


Figura 5.27: Seguimento de Referência K_{10} - Degrau $+2^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

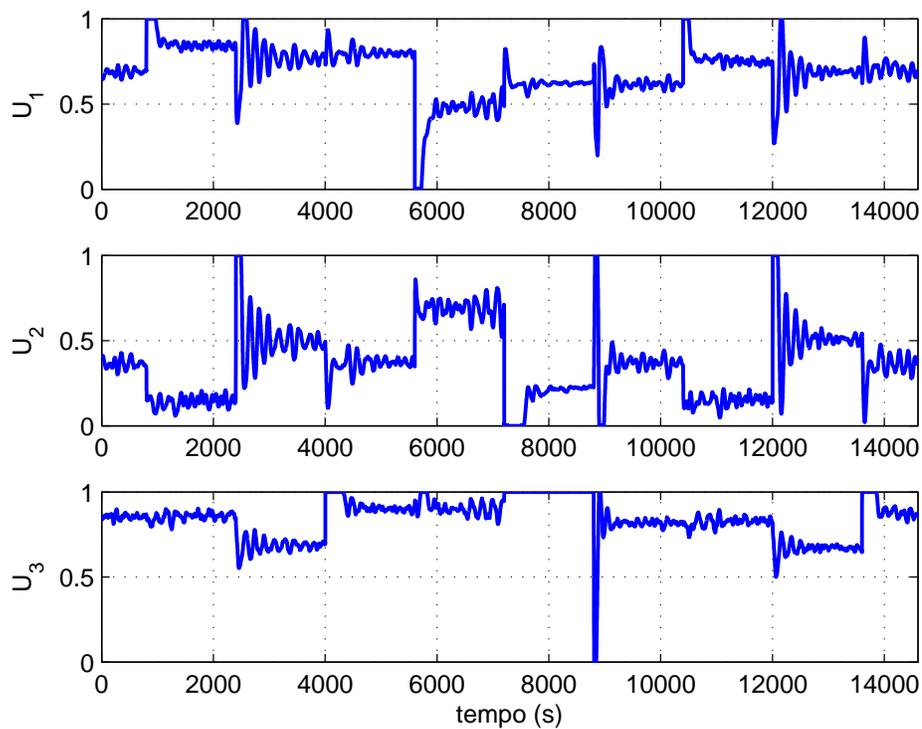


Figura 5.28: Rejeição a Perturbação K_{10} - Degrau $+2^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

Para o último experimento foram aplicados degraus positivos e negativos em torno do ponto de operação definido apenas em T_1 , novamente em todas as figuras que apresentam as temperaturas nas câmaras é possível observar a referência em linha tracejada, além das figuras a referência para cada seção é apresentada na **tabela 5.3**.

Tabela 5.3: Temperaturas de referência para experimento degrau de $+10^\circ C$

tempo(s)	0	1600	6400	11200		tempo(s)	0	150	2000	2400
$T_1(^{\circ}C) K_5$	29	24	34	29		$T_1(^{\circ}C) K_{10}$	29	24	34	29

A temperatura na câmaras e referentes sinais de controle são apresentados respectivamente, nas **figuras 5.29 e 5.30** para o controlador com polos cinco vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, e nas **figuras 5.31 e 5.32** para o controlador com polos dez vezes mais rápidos que os polos do protótipo em malha aberta, nessas é possível observar que:

Para ambos os controladores a transição de uma referência para outra se dá, para o degraus de subida e para o segundo degrau de descida, de forma suave e sem ultrapassagem acima dos limites estabelecidos.

Para o primeiro degrau de descida, na transição de 29° para 24° pode-se observar que a temperatura não atingiu a referência, mesmo com o sinal U_1 em 0%, novamente esse comportamento é justificado pela presença do acoplamento retroativo.

Nas **figuras 5.30 e 5.32** pode-se observar o comportamento do sinal de controle nos três atuadores, e é onde fica mais evidente a ação de controle, é possível observar que na primeira transição U_1 vai para 0%, conseqüentemente deixando de fornecer energia ao sistema, devido a essa redução U_2 aumenta de forma mais expressiva para fornecer a energia necessária a manutenção da referência em T_2 , com o aumento em U_2 a alteração em U_3 é mínima, já que a energia adicional fornecida compensa à retirada com o desligamento de U_1 .

Na segunda transição U_1 aumenta, fornecendo a energia necessária para que T_1 siga a referência, então T_2 sobe ocasionando o desligamento de U_2 , porém como o protótipo não possui atuadores de resfriamento, o controlador não é capaz de reduzir T_2 , desta forma fica caracterizado mais uma condição inatingível pelo controlador, apesar disso é possível manter as três temperaturas em um mesmo valor, desde que o ponto de operação seja mais próximo da temperatura ambiente e conseqüentemente as perdas do protótipo para o meio externo possam ser compensadas pela ação de controle. Ainda analisando a presente transição, pode-se observar que, quando U_2 desliga, U_3 diminui, e consegue manter T_3 na referência estabelecida. Pode ser observado que U_1 permanece saturado mais tempo para o controlador que deixa a malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta do protótipo do que para o controlador que deixa a malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta do protótipo, isso se deve ao fato de o primeiro controlador ser mais rápido.

Na terceira transição, U_1 diminui de forma que T_1 siga a referência, então U_2 e U_3 sobem com o objetivo de controlar T_2 e T_3 respectivamente.

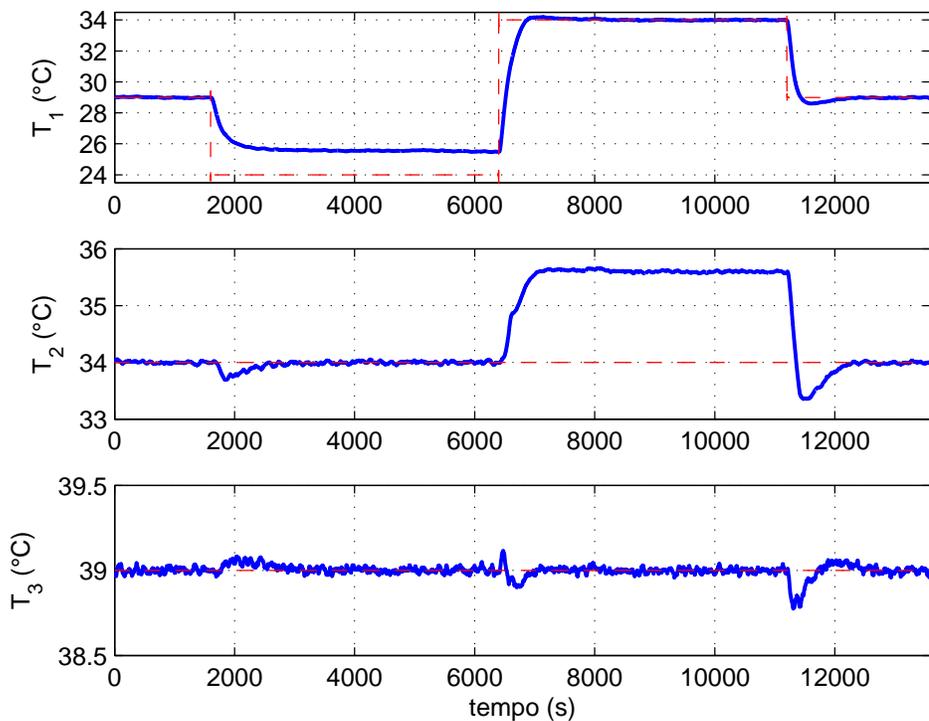


Figura 5.29: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+5^{\circ}\text{C}$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

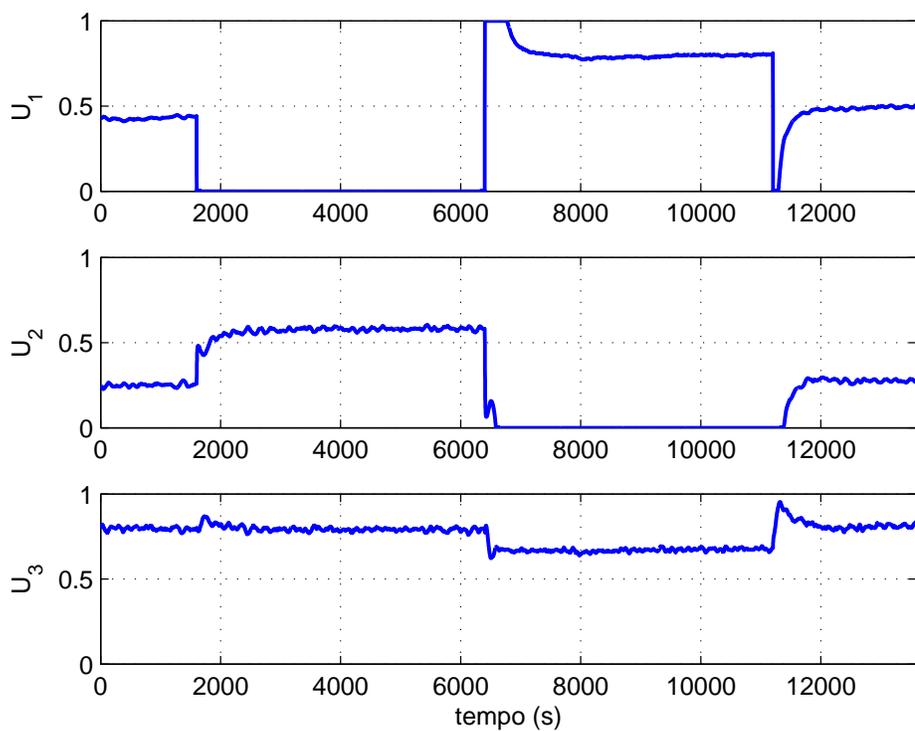


Figura 5.30: Experimento de Seguimento de Referência K_5 - Degrau $+5^{\circ}\text{C}$ - Sinal de Controle, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

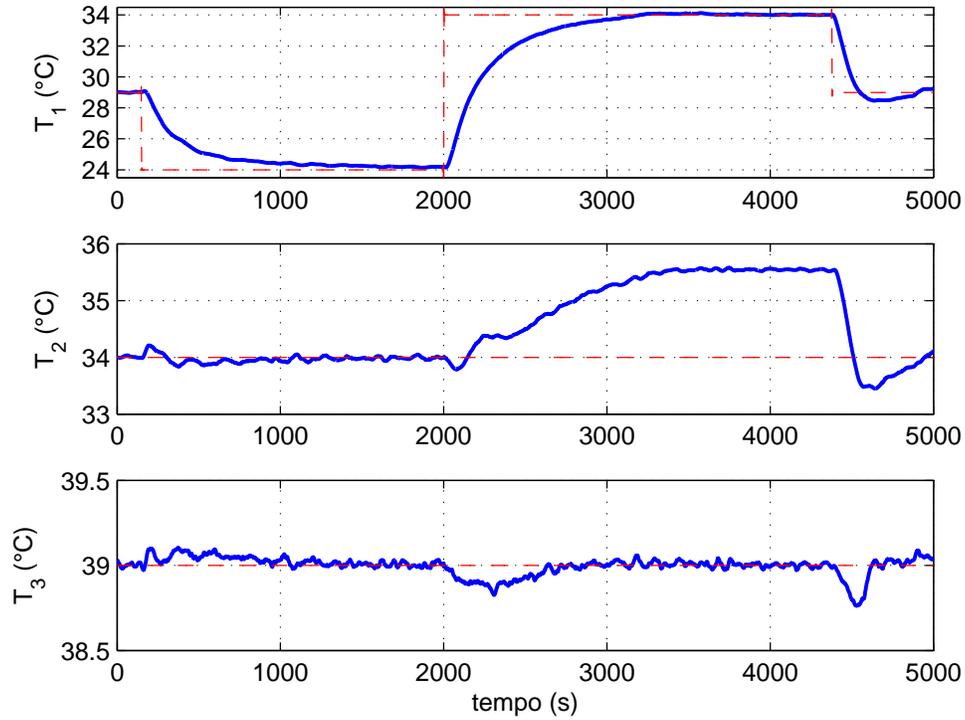


Figura 5.31: Seguimento de Referência K_{10} - Degrau $+5^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

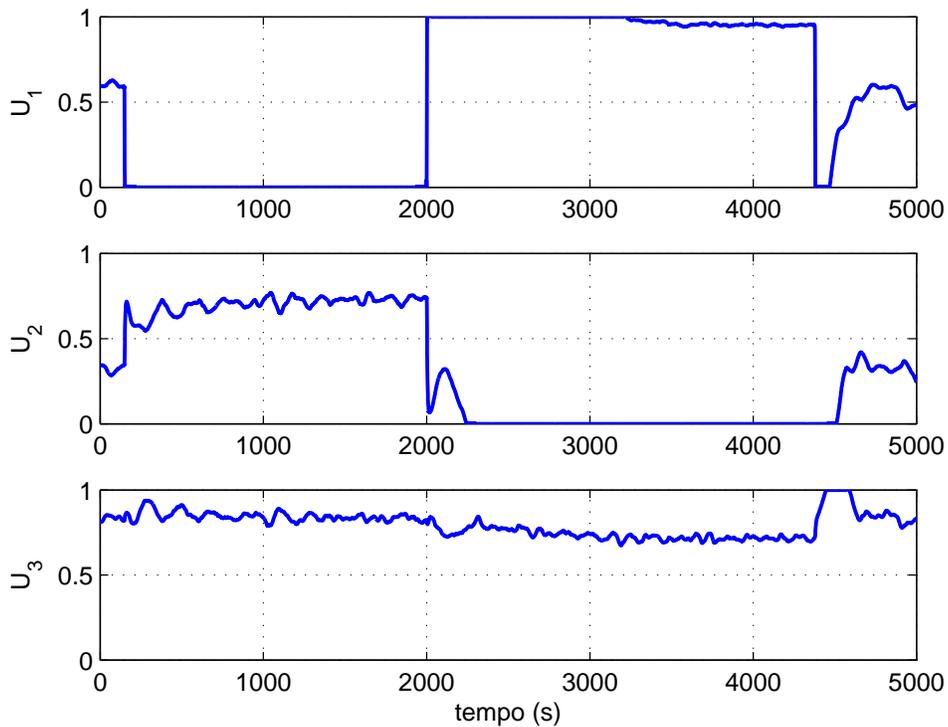


Figura 5.32: Rejeição a Perturbação K_{10} - Degrau $+5^\circ C$ - Sinal de Controle, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

5.3.2 Acoplamento Retroativo

Conforme foi observado em alguns trechos dos experimentos anteriores essa seção pretende evidenciar a existência dessa característica ao apresentar nas **figuras 5.33 e 5.34** o acoplamento retroativo existente entre as câmaras nas quais existem atuadores e as câmaras imediatamente anteriores. As figuras apresentadas são da temperatura ambiente, aqui denominada T_{amb} , da temperatura na primeira câmara do processo; aqui denominada T_0 , vale ressaltar que essa é uma câmara não controlada, portanto qualquer alteração de temperatura observada deveria ser referente a alterações na temperatura ambiente; e da temperatura na câmara 3, aqui denominada T_1 que é controlada pela ação do atuador 2 mediante sinal de controle U_1 , nas **figuras 5.30 e 5.32** são apresentados os sinais de controle referentes ao comportamento estudado.

Conforme foi esclarecido anteriormente, era esperado que T_0 estivesse sujeita apenas a variações em T_{amb} , porém esse não é o comportamento observado, nas figuras acima citadas, é possível observar que o comportamento de T_0 possui limite inferior em T_{amb} , porém é regido pelo comportamento em T_1 . Esse comportamento foi denominado acoplamento retroativo, e é observado nas diversas outras câmaras do protótipo.

É possível observar em outras aquisições experimentais o efeito do acoplamento retroativo, como por exemplo na **figura 5.15** aos 1000s para T_1 e aos 1800s para T_2 , na **figura 5.17** aos 1000s para T_1 e aos 1800s para T_1 e T_2 ou ainda na **figura 5.21** aos 1000s para T_1 e aos 1800s para T_2 , nesse último caso, o efeito é reduzido pois o valor de U_3 na **figura 5.22** encontrava-se próximo à saturação, portanto no momento da transição da referência, como não havia margem para aumento, este satura e diminui a velocidade da alteração em T_3 reduzindo o efeito em T_2 .

A título de curiosidade, o aumento abrupto da temperatura ambiente próximo aos 5000s na **figura 5.34**, é devido ao nascer do sol, visto que esta aquisição foi realizada juntamente com outras, durante a madrugada.

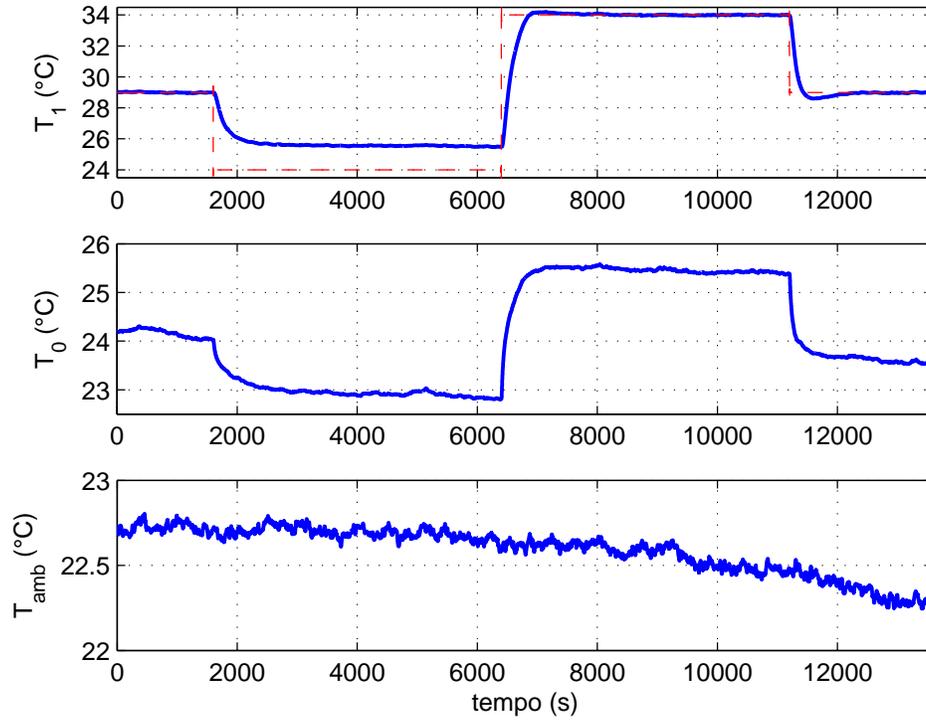


Figura 5.33: Acoplamento Retroativo da Câmara₂ para Câmara₁ K_5 - Degrau $+10^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada cinco vezes mais rápida que a malha aberta

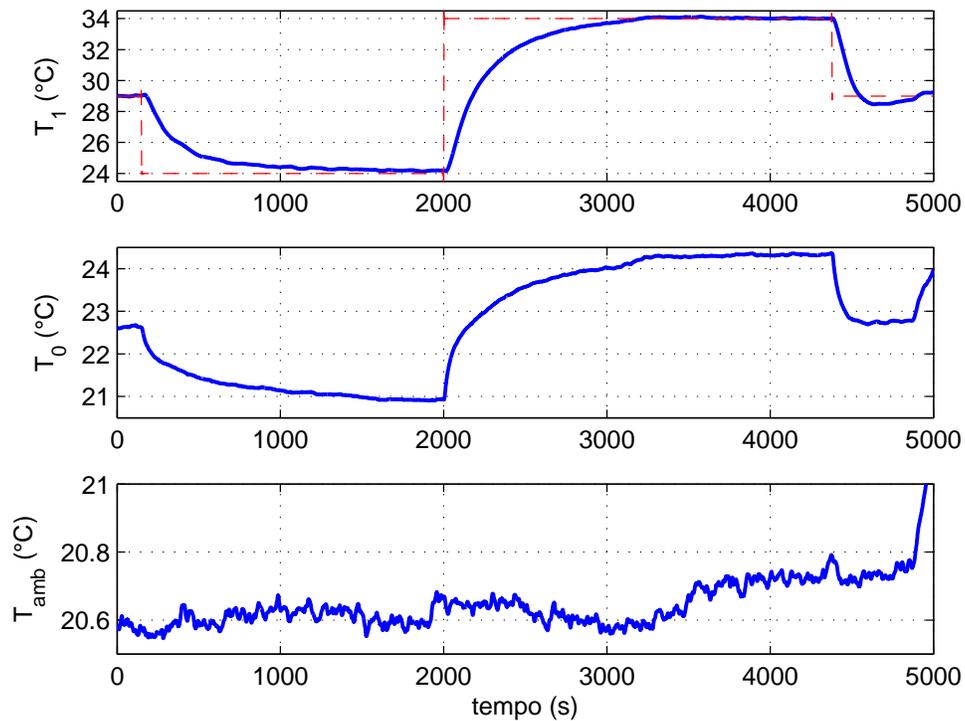


Figura 5.34: Acoplamento Retroativo da Câmara₂ para Câmara₁ K_{10} - Degrau $+10^\circ C$ - Resposta do Protótipo, malha fechada dez vezes mais rápida que a malha aberta

Conclusão e Propostas de Continuidade

6.1 Conclusão

Este trabalho de conclusão de curso veio a contribuir para a formação acadêmica deste autor ao proporcionar a oportunidade de estudar técnicas de controle mais complexas do que as estudadas durante a graduação, já que são estudados apenas sistemas SISO e este trabalho trata de um sistema MIMO. Além disso foi possível implementar na prática as técnicas de controle estudadas, o que possibilita vislumbrar os problemas de controle existentes na indústria. Por fim é possível ressaltar os resultados obtidos, identificar as dificuldades enfrentadas além das possibilidades de implementações futuras. Destes, os principais são apresentados nos tópicos seguintes.

6.2 Resultados

Os circuitos de potência atendem aos objetivos propostos no que diz respeito a proteção, separação física entre os estágios e fidelidade na reprodução do sinal de controle aplicando tensão proporcional ao mesmo nos terminais dos atuadores. O diagrama deste circuito pode ser observado na **figura A.2**, já os critérios de projeto e descrição do funcionamento são apresentados no capítulo 2 deste trabalho.

A estrutura de paredes duplas e interstício preenchido com material isolante, se mostrou eficiente ao mitigar o efeito que variações na temperatura externa tem sobre a temperatura no interior do protótipo, essa afirmação pode ser verificada ao se observar em todas as figuras referentes a experimentos a inexistência de anomalias decorrentes de variações momentâneas na temperatura ambiente.

O controlador obtido foi capaz de controlar a temperatura nas diversas regiões do protótipo, além de atender aos requisitos de projeto propostos no capítulo 4, esta afirmação pôde ser verificada durante os experimentos realizados, esses são descritos detalhadamente no capítulo 5 deste trabalho.

Os filtros projetados, tanto os analógicos quanto os digitais, foram capazes de reduzir o ruído presente no sinal, desta forma, reduzindo a necessidade de uma atuação enérgica dos controladores, além de possibilitar uma leitura mais precisa quando na obtenção de novos modelos e análise dos experimentos. O diagrama do circuito elétrico dos filtros analógicos pode ser observado na **figura A.3**, já o filtro digital tem seus critérios de projeto apresentados no capítulo 2 e valores obtidos apresentados no capítulo 4. As afirmações quanto ao desempenho dos filtros podem ser verificadas ao se observar na **figura 5.7** onde não se observa oscilações superiores a $0.05^{\circ}C$, que corresponde a 1% da máxima variação aceitável quando em regime permanente.

A interface computacional atendeu aos requisitos de projeto, tanto na fidelidade na reprodução dos controladores, filtros e parâmetros projetados, como na aquisição, transmissão, tratamento, e armazenamento dos dados. Além disso, durante o desenvolvimento de tal interface, foi possível ampliar os conhecimentos sobre instrumentação virtual, tratamento de dados e utilização e configuração do *Simulink*.

Através do estudo das técnicas de controle utilizadas no presente trabalho, foi possível expandir os conhecimentos do autor em teoria de controle, utilizando técnicas que não são abordadas na graduação, além de implementar, na prática a teoria estudada. Outro aspecto positivo em relação às técnicas de controle estudadas é que essas serão utilizadas durante o Mestrado em Engenharia Elétrica - Sistemas de Controle ao qual o autor pretende cursar.

6.3 Dificuldades enfrentadas

Durante a fase de projeto e sintonia dos circuitos eletrônicos ocorreram uma série de atrasos, decorrentes da especificação de componentes, simulações computacionais, implementação física, ensaios sintonia e calibração. Em especial, pode-se citar as dificuldades na sintonia e calibração dos circuitos eletrônicos de potência devido a fenômenos como os descritos na calibração dos mesmos.

No processo de projeto de controladores, a restrição quanto a forma da matriz de ganho do integrador, esta deve ser diagonal, impossibilitou a obtenção de um controlador factível. A solução para tal situação é descrita no capítulo 4. Ainda no processo de obtenção do controlador, com a restrição a forma do ganho do integrador, foi testada uma abordagem matemática, porém, essa se mostrou demasiada complexa e foi abandonada.

Por fim, a principal dificuldade apresentada foi a existência do acoplamento retro-ativo, já descrito no capítulo 5, este além de não possibilitar soluções factíveis até a conclusão deste trabalho, é responsável por causar perturbações nas seções já controladas.

6.4 Propostas de Continuidade

Em relação ao protótipo, pretende-se implementar um quinto atuador, já previsto, capaz de alterar a seção retangular do protótipo, ampliando a gama de estudos a serem realizados no mesmo.

Pretende-se estudar a implementação de um atuador na saída do mesmo, em sincronia com o *atuador 1*, com o objetivo de implementar uma exaustão forçada o que acarretaria em um aumento na vazão volumétrica no interior do protótipo.

Pretende-se estudar uma forma de reduzir, através de implementação física, o acoplamento retroativo.

Existe ainda, a possibilidade de integração de trabalhos desenvolvidos por outros graduandos, como por exemplo em Souza [2013] no que diz respeito a autonomia do protótipo, em uma perspectiva a médio prazo, eliminando a necessidade da interface computacional, ou ainda a integração de trabalhos como Barroso [2013] que podem contribuir com o desenvolvimento de trabalhos relacionados ao protótipo.

Em relação às técnicas de modelagem e controle, pretende-se estudar mais a fundo os modelos obtidos e técnicas de controle utilizadas, a fim de desacoplar o sistema assim melhorando o desempenho dos controladores e conseqüentemente a resposta do protótipo.

Diagramas Elétricos

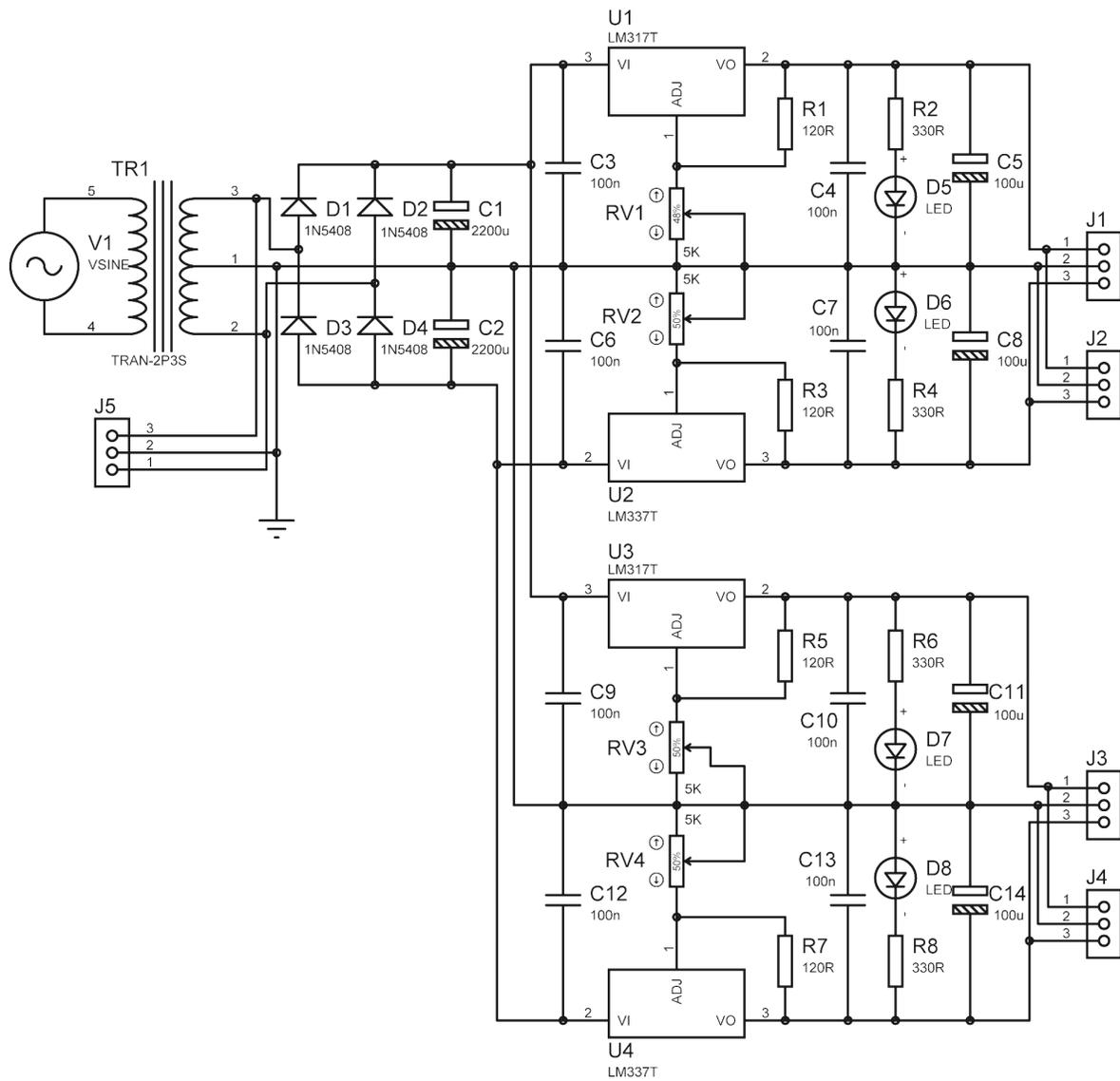


Figura A.1: Fonte de Alimentação

Apêndice **B**

Interface Computacional

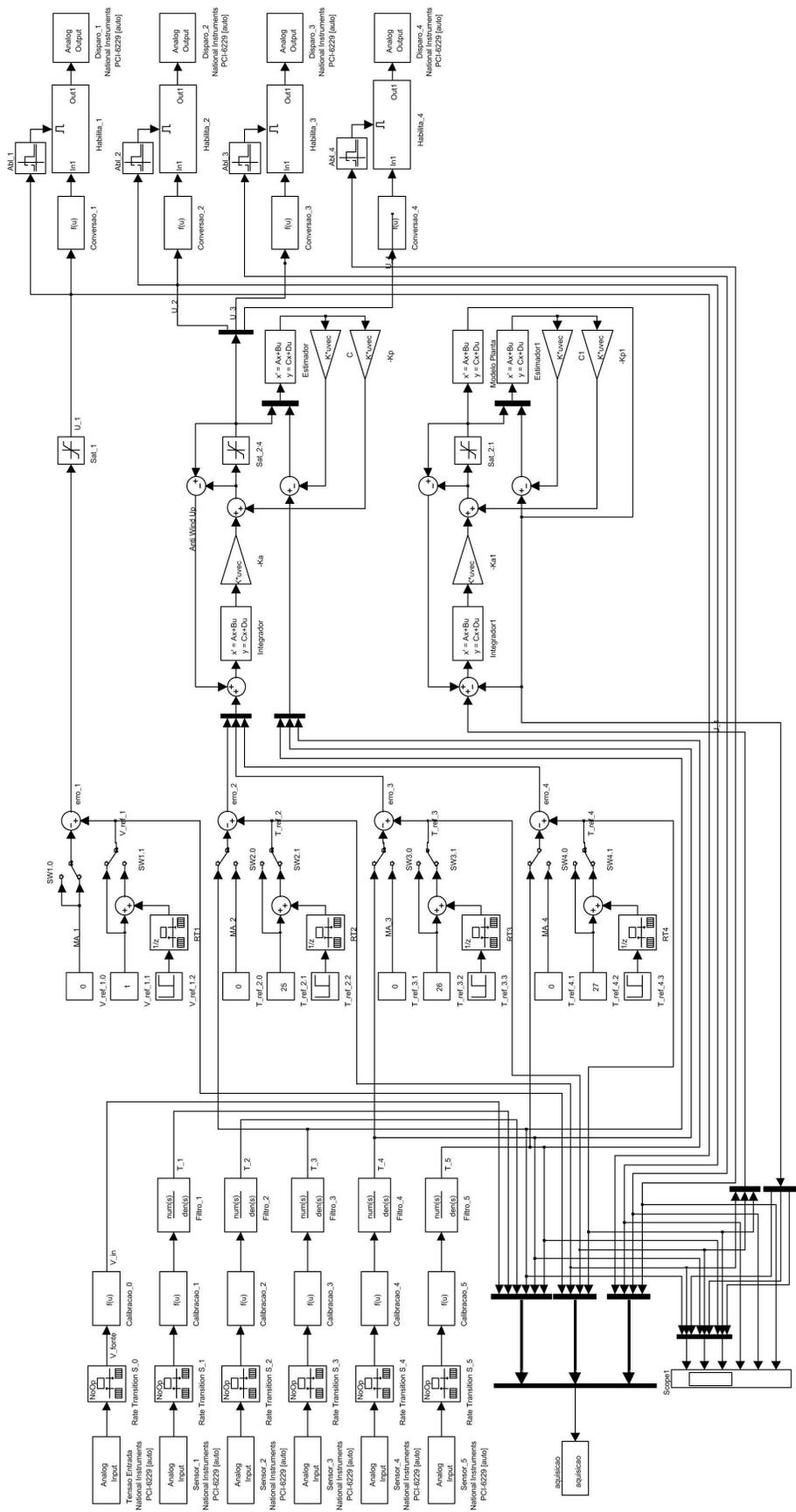


Figura B.1: Visão Geral

Algoritmos

C.1 Obtenção do Controlador

```
Kv = 10;    %alocação dos polos do sistema em malha fechada
Kvo = 1.25; %alocação dos polos do observador
Kf = 100;   %alocação dos polos do filtro

T_ref1 = 1*[0 0 0 1 1 1 2 2 2 1 1 1 0 0 0 -1 -1 -1 -2 -2 -2 -1 -1 -1 0 0
            0 0 0 2 2 2 2 2 2 -2 -2 -2 -2 -2 -2 0 0 0 0 0 -5 -5 -5 5 5 5];
T_ref2 = 1*[0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 1 1 1 0 0 0 -1 -1 -1 -2 -2 -2 -1 -1 -1 0
            0 0 0 0 0 2 2 2 2 2 2 -2 -2 -2 -2 -2 -2 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
T_ref3 = 1*[0 0 0 0 0 1 1 1 2 2 2 1 1 1 0 0 0 -1 -1 -1 -2 -2 -2 -1 -1 -1
            0 0 0 0 0 0 0 2 2 2 2 2 2 -2 -2 -2 -2 -2 -2 0 0 0 0 0 0 0];
t_ref = 800;

%modelo:
%1->primeira ordem
%2->primeira ordem com atraso
modelo = 2;
%e_retro:
%acoplamento retroativo
%0->sem considerar
%1->considerando
e_retro = 0;
%método
%1-> place
%2-> lyapunov
%3-> finsler
metodo = 3;
switch modelo
```

```

case 1
    %% Leitura dos modelos (tf)
    load('modelo_planta_1ordem.mat')
    %% Modelo de primeira ordem
    for i=1:4;for j=1:4;SS_arq1{i,j}=ss(mod_arq1{i,j});end;end
    %%Preenchimento dos termos vazios
    for i=1:4;for j=1; SS_arq1{i,j}.a=zeros(size(SS_arq1{2,2}.a));
        SS_arq1{i,j}.b=zeros(size(SS_arq1{2,2}.b));
        SS_arq1{i,j}.c=zeros(size(SS_arq1{2,2}.c));

    end;end
    for i=1; for j=3:4;SS_arq1{i,j}.a=zeros(size(SS_arq1{2,2}.a));
        SS_arq1{i,j}.b=zeros(size(SS_arq1{2,2}.b));
        SS_arq1{i,j}.c=zeros(size(SS_arq1{2,2}.c));

    end;end
    for i=2; for j=4 ;SS_arq1{i,j}.a=zeros(size(SS_arq1{2,2}.a));
        SS_arq1{i,j}.b=zeros(size(SS_arq1{2,2}.b));
        SS_arq1{i,j}.c=zeros(size(SS_arq1{2,2}.c));

    end;end
    %% Matrizes do sistema
    for i=1:4;for j=1:4;
        A1{i,j}=SS_arq1{i,j}.a;
        B1{i,j}=SS_arq1{i,j}.b;
        C1{i,j}=SS_arq1{i,j}.c;
        D1{i,j}=SS_arq1{i,j}.d;
    end;end
    switch e_retro
        case 0
            %% Matrizes de estado [SEM EFEITO RETROATIVO]
            A= [A1{2,2} zeros(size(A1{2,2})) zeros(size(A1{2,2}))
                A1{3,2} A1{3,3} zeros(size(A1{2,2}))
                A1{4,2} A1{4,3} A1{4,4}];

            B= [B1{2,2} zeros(size(B1{2,2})) zeros(size(B1{2,2}))
                B1{3,2} B1{3,3} zeros(size(B1{2,2}))
                B1{4,2} B1{4,3} B1{4,4}];

            C= [C1{2,2} zeros(size(C1{2,2})) zeros(size(C1{2,2}))
                C1{3,2} C1{3,3} zeros(size(C1{2,2}))
                C1{4,2} C1{4,3} C1{4,4}];

            D= [D1{2,2} zeros(size(D1{2,2})) zeros(size(D1{2,2}))

```

```

        D1{3,2}  D1{3,3}          zeros(size(D1{2,2}))
        D1{4,2}  D1{4,3}          D1{4,4}];
case 1
    %% Matrizes de estado [COM EFEITO RETROATIVO]
    A= [A1{2,2}  A1{2,3}  A1{2,4}
        A1{3,2}  A1{3,3}  A1{3,4}
        A1{4,2}  A1{4,3}  A1{4,4}];

    B= [B1{2,2}  B1{2,3}  B1{2,4}
        B1{3,2}  B1{3,3}  B1{3,4}
        B1{4,2}  B1{4,3}  B1{4,4}];

    C= [C1{2,2}  C1{2,3}  C1{2,4}
        C1{3,2}  C1{3,3}  C1{3,4}
        C1{4,2}  C1{4,3}  C1{4,4}];

    D= [D1{2,2}  D1{2,3}  D1{2,4}
        D1{3,2}  D1{3,3}  D1{3,4}
        D1{4,2}  D1{4,3}  D1{4,4}];

end
case 2
    %% Leitura dos modelos (tf)
    load('modelo_planta.mat')
    %% Modelo de primeira ordem com atraso
    for i=1:4;for j=1:4;SS_arq{i,j}=ss(mod_arq{i,j});end;end
    %%Preenchimento dos termos vazios
    for i=1:4;for j=1;  SS_arq{i,j}.a=zeros(size(SS_arq{2,2}.a));
                        SS_arq{i,j}.b=zeros(size(SS_arq{2,2}.b));
                        SS_arq{i,j}.c=zeros(size(SS_arq{2,2}.c));
    end;end
    for i=1;  for j=3:4;SS_arq{i,j}.a=zeros(size(SS_arq{2,2}.a));
                        SS_arq{i,j}.b=zeros(size(SS_arq{2,2}.b));
                        SS_arq{i,j}.c=zeros(size(SS_arq{2,2}.c));
    end;end
    for i=2;  for j=4  ;SS_arq{i,j}.a=zeros(size(SS_arq{2,2}.a));
                        SS_arq{i,j}.b=zeros(size(SS_arq{2,2}.b));
                        SS_arq{i,j}.c=zeros(size(SS_arq{2,2}.c));
    end;end
    %% Matrizes do sistema

```

```

for i=1:4;for j=1:4;
    A2{i,j}=SS_arq{i,j}.a;
    B2{i,j}=SS_arq{i,j}.b;
    C2{i,j}=SS_arq{i,j}.c;
    D2{i,j}=SS_arq{i,j}.d;
end;end
switch e_retro
case 0
    %% Matrizes de estado [SEM EFEITO RETROATIVO]
    A= [A2{2,2} zeros(size(A2{2,2})) zeros(size(A2{2,2}))
        A2{3,2} A2{3,3} zeros(size(A2{2,2}))
        A2{4,2} A2{4,3} A2{4,4}];

    B= [B2{2,2} zeros(size(B2{2,2})) zeros(size(B2{2,2}))
        B2{3,2} B2{3,3} zeros(size(B2{2,2}))
        B2{4,2} B2{4,3} B2{4,4}];

    C= [C2{2,2} zeros(size(C2{2,2})) zeros(size(C2{2,2}))
        C2{3,2} C2{3,3} zeros(size(C2{2,2}))
        C2{4,2} C2{4,3} C2{4,4}];

    D= [D2{2,2} zeros(size(D2{2,2})) zeros(size(D2{2,2}))
        D2{3,2} D2{3,3} zeros(size(D2{2,2}))
        D2{4,2} D2{4,3} D2{4,4}];

case 1
    %% Matrizes de estado [COM EFEITO RETROATIVO]
    A= [A2{2,2} A2{2,3} A2{2,4}
        A2{3,2} A2{3,3} A2{3,4}
        A2{4,2} A2{4,3} A2{4,4}];

    B= [B2{2,2} B2{2,3} B2{2,4}
        B2{3,2} B2{3,3} B2{3,4}
        B2{4,2} B2{4,3} B2{4,4}];

    C= [C2{2,2} C2{2,3} C2{2,4}
        C2{3,2} C2{3,3} C2{3,4}
        C2{4,2} C2{4,3} C2{4,4}];

    D= [D2{2,2} D2{2,3} D2{2,4}
        D2{3,2} D2{3,3} D2{3,4}

```

```

                D2{4,2} D2{4,3} D2{4,4}];
        end
end

%% Dimensões
n = rank(A); %dimensão do sistema
m = size(B,2); %número de atuadores
p = size(C,1); %número de saídas

%% Passo 1: Alocação dos polos da Planta em malha fechada
%polos do controlador
Polos = real(eig(A));
switch metodo
    case 1
        %Matriz ampliada
        %Atil
        Atil=[];
        for i = 1 : n
            Atil = [Atil;A(i,:) zeros(1,m)];
        end
        for i = 1 : p
            Atil = [Atil;-C(i,:) zeros(1,m)];
        end
        %Btil
        Btil = [B;zeros(p,m)];

        %Alocação dos polos da planta
        Ks = place(Atil,Btil,Kv*[Polos' 0.99*Polos(n-p+1:n)']);
        if eig(Atil-Btil*Ks) < 0
            Kp = -Ks(:,1:n);
            Kac = -Ks(:,n+1:n+m);
        else
            disp('INFACTÍVEL')
            break
        end
    case 2
        alpha = max(abs(Polos))*Kv;
        r = 2*abs(alpha);
        [flag,Ks] = sintesec(A,B,C,alpha,r,'sedumi');
        if flag == 0
            disp('INFACTÍVEL')
            break
        end
end

```

```

end
while flag == 1
    Kp = -Ks(:,1:n);
    Kac = -Ks(:,n+1:n+m);
    r = r*0.9;
    [flag,Ks] = sintesec(A,B,C,alpha,r,'sedumi');
    if r < 0.001*alpha
        flag = 0;
    end
end
end
case 3
    alpha = max(abs(Polos))*Kv;
    r = 2*abs(alpha);
    [flag,Ks] = sintesecf(A,B,C,alpha,r,100,'sedumi');
    if flag == 0
        disp('INFACTÍVEL')
        break
    end

    while flag == 1
        Kp = Ks(:,1:n);
        Kac = Ks(:,n+1:n+m);
        r = r*0.9;
        [flag,Ks] = sintesecf(A,B,C,alpha,r,1,'sedumi');
        if r < 0.001*alpha
            flag = 0;
        end
    end
end
otherwise
end

%% Passos 2 e 3
%% polos do observador
PolosObs = Kvo*Polos;
L = (place(A',C',PolosObs))';

%% PARA SIMULINK
C_est=eye(n);
D_est=zeros(n,2*m);
I_est=25*ones(1,n);

%% TAXA DE AMOSTRAGEM CONTINUO

```

```

TA = 0.01;

%% Projeto de Filtro
%polo mais rápido
pr=Kf*Kvo*max(abs(Polos));
%filtro em s
Fs=tf(1,conv([1/pr 1],[1/pr 1]));
%Fs.den{1}

%% lugar das raízes em relação ao ganho ka
%Matriz ampliada
%Atil
Atil=[];
for i = 1 : n
    Atil = [Atil;A(i,:) zeros(1,m)];
end
for i =1 : p
    Atil = [Atil;-C(i,:) zeros(1,m)];
end
%Btil
Btil = [B;zeros(p,m)];

%armazena os polos da malha fechada com Ka diagonal
kas=[];
aux=[];
for ka1=0.01:0.01:0.3
    for ka2=0.01:0.01:0.3
        for ka3=0.01:0.01:0.3
            switch metodo
                case 1
                    aux=[aux;eig(Atil-Btil*[Kp,-[ka1,0,0;0,ka2,0;0,0,ka3]])];
                    kas=-[kas;[ka1,ka2,ka3]];
                case 2
                    aux=[aux;eig(Atil+Btil*[Kp,-[ka1,0,0;0,ka2,0;0,0,ka3]])];
                    kas=-[kas;[ka1,ka2,ka3]];
                case 3
                    aux=[aux;eig(Atil+Btil*[Kp,[ka1,0,0;0,ka2,0;0,0,ka3]])];
                    kas=[kas;[ka1,ka2,ka3]];
                otherwise
            end
        end
    end
end
end

```

```

end
%plota o lugar das raízes
plot(real(aux),imag(aux),'k.')
```

grid;axis([-0.2 0 -0.06 0.06]);

```

% Create xlabel
xlabel('real');
% Create ylabel
ylabel('imaginário');
% Create title
title('Lugar das Raízes [A+B[K_{p} K_{a}]]');
```

%reduz a solução para a região próxima ao polo desejado

```

i_min = 0.999;
i_max = 1.001;
Ps = find((real(aux)<i_min*min(Kv*Polos))&
          (real(aux)>i_max*min(Kv*Polos))&
          (abs(imag(aux)<i_min*abs(min(Kv*Polos)))));
ind_Ps = size(Ps,1);
testa = 1;
while testa == 1
    if i_min < 0.99999 && ind_Ps > 10
        i_min = i_min+0.00001;
        i_max = i_max-0.00001;
        Ps = find((real(aux)<i_min*min(Kv*Polos))&
                  (real(aux)>i_max*min(Kv*Polos))&
                  (abs(imag(aux)<i_min*abs(min(Kv*Polos)))));
        ind_Ps = size(Ps,1);
    else
        testa = 0;
    end
end
%retorna o Ka do centro do intervalo reduzido
Ka=zeros(3);
for i = 1 : 3
    %Ka(i,i)=kas(round(Ps(round(size(Ps,1)/2))/6),i);
    Ka(i,i)=kas(round(max(Ps)/6),i);
end
```

C.2 LMI Lyapunov

```

function [flag,K,Ws,Zs,Atil,Btil] = sintesec(A,B,C,alpha,r,metodo)
%flag -> 1 <=> LMI factível

if nargin < 6
    metodo = 'sedumi';
end

%Dimensões
n = rank(A); %dimensão do sistema
m = size(B,2); %número de atuadores
p = size(C,1); %número de saídas

%Matriz ampliada
%Atil
Atil=[];
for i = 1 : n
    Atil = [Atil;A(i,:) zeros(1,m)];
end
for i = 1 : p
    Atil = [Atil;-C(i,:) zeros(1,m)];
end
%Btil
Btil = [B;zeros(p,m)];

%Variáveis
% Z1 = sdpvar(m,n,'full');
% Zd1 = sdpvar(1,1);
% Zd2 = sdpvar(1,1);
% Zd3 = sdpvar(1,1);
% Ztil= [Z1,[Zd1,0,0;0,Zd2,0;0,0,Zd3]];
% W1 = sdpvar(n+p-m,n+p-p,'symmetric');
% Wd1 = sdpvar(1,1);
% Wd2 = sdpvar(1,1);
% Wd3 = sdpvar(1,1);
% Wtil=[ [W1,zeros(n+p-m,p)]; [zeros(m,n+p-p), [Wd1,0,0;0,Wd2,0;0,0,Wd3]]];
Ztil = sdpvar(m,n+p,'full');
Wtil = sdpvar(m+n,n+p,'full');

%Declara LMI
LMIs = set([Wtil,(1/r)*(Wtil*Atil'-Ztil'*Btil'+alpha*Wtil)];

```

```

        (1/r)*(Atil*Wtil-Btil*Ztil+alpha*Wtil),Wtil]>0);
LMIs = LMIs + set(Wtil*Atil'+Ztil'*Btil'+Btil*Ztil+Atil*Wtil<0);

%Método
switch metodo
    case 'sedumi'
        options = sdpsettings('Verbose',0,'Warning',0,'solver',metodo,
                               'showprogress',0);
    otherwise
end

%Chama solver
solucao = solvesdp(LMIs,[],options);
factibilidade = min(checkset(LMIs));

%Teste
if factibilidade > 0
    flag = 1;
    Ws = double(Wtil);
    Zs = double(Ztil);
    K = Zs*Ws^(-1);
else
    flag = 0;
    Ws = [];
    Zs = [];
    K = [];
end
end

```

C.3 LMI Finsler

```

function [flag,K,Fs,Zs,Ps,Atil,Btil] = sintesec(A,B,C,alpha,r,epsilon,metodo)
%flag -> 1 <=> LMI factível <=>

if nargin < 6
    metodo = 'sedumi';
    epsilon = 1;
end

if nargin < 7
    metodo = 'sedumi';
end
end

```

```

%Dimensões
n = rank(A); %dimensão do sistema
m = size(B,2); %número de atuadores
p = size(C,1); %número de saídas

%Matriz ampliada
%Atil
Atil=[];
for i = 1 : n
    Atil = [Atil;A(i,:) zeros(1,m)];
end
for i = 1 : p
    Atil = [Atil;-C(i,:) zeros(1,m)];
end
%Btil
Btil = [B;zeros(p,m)];

% %Variáveis
% Z1 = sdpvar(m,n,'full');
% Zd1 = sdpvar(1,1);
% Zd2 = sdpvar(1,1);
% Zd3 = sdpvar(1,1);
% Ztil= [Z1,[Zd1,0,0;0,Zd2,0;0,0,Zd3]];
% F1 = sdpvar(n+p-m,n+p-p,'full');
% Fd1 = sdpvar(1,1);
% Fd2 = sdpvar(1,1);
% Fd3 = sdpvar(1,1);
% Ftil=[[F1,zeros(n+p-m,p)];[zeros(m,n+p-p),[Fd1,0,0;0,Fd2,0;0,0,Fd3]]];
%
Ztil = sdpvar(m,n+p,'full');
Ftil = sdpvar(p+n,n+p,'symmetric');
Ptil = sdpvar(p+n,n+p,'full');

LMIs = set(Ptil>0);

%Declara LMI
aux = blkvar;
aux(1,1) = -Ftil-Ftil';
aux(1,2) = Ptil+(Atil*Ftil+Btil*Ztil+alpha*Ftil)/r + epsilon*Ftil';
aux(2,2) = epsilon/r*(Atil*Ftil+Ftil'*Atil'+Btil*Ztil+Ztil'*Btil'+alpha*
(Ftil+Ftil'));

```

```

aux = sdpvar(aux);

LMIs = LMIs+set(aux<0);
%Método
switch metodo
    case 'sedumi'
        options = sdpsettings('Verbose',0,'Warning',0,'solver',metodo,
                               'showprogress',0);
    otherwise
end

%Chama solver
solucao = solvesdp(LMIs,[],options);
factibilidade = min(checkset(LMIs))

%Teste
if factibilidade > 0
    flag = 1;
    Ps = double(Ptil);
    Fs = double(Ftil);
    Zs = double(Ztil);
    K = Zs/Fs;
else
    flag = 0;
    Ps = [];
    Fs = [];
    Zs = [];
    K = [];
end

```

C.4 Obtenção do Modelo

```

%% % Leitura dos dados
load('atuador_3.1.mat')
%arq é o índice de arquivamento
arq=4;
%duração do degrau
dd=1800;
di=0*dd+arq*dd;
df=di+dd;

%R=0 para aquecimento

```

```

R = 0;
%trabalhando apenas com a temperatura do sensor 2
switch R
    case 0
        T = aquisicao_0.signals.values(di:df,5);
        Taux = aquisicao_0.signals.values(di:df,2);
    case 1
        T = -aquisicao_0.signals.values(di:df,5);
        Taux = aquisicao_0.signals.values(di:df,2);
    otherwise
        disp('Definir R = 0 para aquecimento, ou R = 1 para resfriamento')
end
%%Aloca os dados para a origem
T = T-T(1);

%%Dimensões do problema
N = size(T,1);
%tempo
t = 1:1:N;

%%Introdução do delay
delay = 5;
if delay
    Td = T(delay:end);
    td = t(delay:end);
else
    Td = T;
    td = t;
end

%%Impressão - seleção do intervalo para
% cálculo do valor final
figure
plot(t,T,'r',td,Td,'b',t,Taux-Taux(1),'c',t,T-abs(Taux-Taux(1)),
      'm-.',t,mean(Taux-Taux(1)),'k')

grid
% Create legend
legend(sprintf('delay %g',1),'Dados','T_{ambiente}','T_{corrigida}')
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');

```

```
% Create title
title('Seleção de dados');

%%Intervalo para cálculo do valor final
Ti = 1200;
Tf = 1800;
T1 = (Ti-delay);
T2 = (Tf-delay);

%%Aloca o gráfico para a origem
Td = Td - Td(1);
%calcula o valor final
vfim(1) = mean(Td(T1:T2))-1.00*abs(mean(Taux(T1:T2)-Taux(1)));
%%Normalização
Td = Td/vfim(1);
% Calcula a resposta complementar
% do sinal normalizado
RC = log(1 - Td);

%%Impressão - seleção do intervalo para
% ajuste polinomial
figure
plot(td,RC)
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create title
title('Resposta Complementar');

%% Ajuste polinomial
iint=delay;
fint=iint+1;
mer1=100;
int_err=(iint+0:300); %intervalo de análise do erro para ajustar a função de
                    %transferência para representar a dinâmica do sistema
while mer1 > 0.02

%% Intervalo para cálculo do ajuste polinomial
int = iint:fint;
%%Ajuste polinomial
%ajuste polinomial no intervalo selecionado
P = polyfit(td(int)',RC(int),1); %A 2
%constante de tempo para o intervalo
```

```
tau(1) = real(-(1/P(1)));%A 2

%%Impressão - visualização do ajuste
%dados para impressão
y = polyval(P,td(int));
%y = polyval(P,td);
figure
plot(td(int),RC(int),'r',td(int),y,'b')
plot(td,RC,'r',td,y,'b')
% Create legend
legend('Dados','Ajuste')
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create title
title('Ajuste de curva');

%%Função de transferência
num = 1;
den = [tau(1) 1];
sys = tf(num,den);

%%Resposta ao degrau
[y]=step(sys,td);
%%Erro absoluto
er1 = abs(y-Td);
%mer1 = mean(er1);
mer1 = mean(er1(int_err));
fint = fint+1;
end

%%Impressão
figure
%plot(td,Td,'k',td,er1,'r')
plot(td,Td,'k',td,er1,'r:')
hold on
step(sys,td)
hold off
% Create legend
legend('Sinal','Erro','Degrau')
% Create xlabel
clear xlabel
xlabel('tempo');
```

```

% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');
% Create title
title('Resposta ao degrau');
grid on

%%Terceira parte

%Aplica os respectivos delays aos sistemas
%os delays são relativos a origem.
set(sys,'ioDelay',delay)
sys = (vfim(1)/0.05)*sys

%% Padé
sysp = tf(abs(vfim(1)/0.05),[tau(1) 1]);
[nump,denp] = pade(delay,1);
A1 = tf(nump,denp);
sysT = A1*sysp
[yp]=step(sysT*0.05,t);

%%Erro entre o sinal de entrada e Padé
erp = T+(T(1)-T(delay))-yp;
%Erro percentual entre o sinal de entrada e o Padé
erpp=erp*100/vfim(1);
%Média do erro percentual absoluto Padé
erppm=mean(abs(erpp(1:Tf)));
grid
fprintf('Erro percentual absoluto Padé = %d \n',erppm);

%% Impressão
%close all
figure
%a correção +(T(1)-T(delay)) desloca a impressão dos dados para
%coincidir com a amplitude inicial do padé
plot(t,T+(T(1)-T(delay)),'b',t,T-abs(Taux-Taux(1)),'m-.');
hold on
plot(t,yp,'k','LineWidth',2.5)
plot(t,abs(erp),'r:');
% Create legend
legend('Sinal','T_{corrigida}','Padé','Erro P','Location','NorthWest')
%plot(t,y1,'k:',t,y2,'k:', 'LineWidth',2)

```

```
grid
% Create xlabel
clear xlabel
xlabel('tempo (s)');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');
% Create title
title('Resposta ao degrau');

%% Arquivamento
sys_arq{arq}(1)=sys;
sys_arq{arq}(2)=sysT;
```

C.5 Calibração dos Sensores

```
clear
clc
close all

load('...aquisicao_0.mat')
load('...tref.mat')

%%DADOS DA AQUISICAO
S(:,7) = aquisicao_0.signals.values(:,1);
S(:,1) = aquisicao_0.signals.values(:,2);
S(:,2) = aquisicao_0.signals.values(:,3);
S(:,3) = aquisicao_0.signals.values(:,4);
S(:,4) = aquisicao_0.signals.values(:,5);
S(:,5) = aquisicao_0.signals.values(:,6);
S(:,6) = aquisicao_0.signals.values(:,7);

calibracao = 0;
switch calibracao
    case 0 %CALIBRACAO DOS SENSORES
        %%SELECAO DAS MEDIAS DOS INTERVALOS
        for k = 1:5
            inti=601;
            sm=[];
            while inti < 12000
                intf=inti+599;
                for i = 1:5
                    a=inti+240+i*60;
```

```

        saux(i,1) = mean(S(a:a+60,k));
    end
    sm = [sm;saux];
    inti=intf+1;
end
Sm(:,k)=sm;
end
%%TEMPERATURA DE REFERENCIA
for k =7:120
    U(k-6) = mean(data(k,:));
end
Um=null(1);
li=1;
m=1;
while li<size(U,2)
    for i = 0 : 4
        Uaux(i+1,1)=mean(U(1,i+li:i+li+1));
    end
    li=li+6;
    Um=[Um;Uaux];
end
N=size(Um,1);
p = null(5,2);
for a = 1:5
    x = Sm(:,a);
    p(a,1:2) = polyfit(x,Um,1);

    %%DOEBELIN
    for k = 1:N
        STaux(k)=( p(a,1)*Sm(k,a)+p(a,2)-Um(k,1))^2;
        qi2(k)=Sm(k,a)^2;
    end
    ST2(a)=(1/N)*sum(STaux);
    Sm2(a)=sqrt((N*ST2(a))/(N*sum(qi2)-(sum(Sm(:,a)))^2))
    Sb2(a)=sqrt((ST2(a)*sum(qi2))/(N*sum(qi2)-(sum(Sm(:,a)))^2))
    %%IMPRESSAO
    figure
    plot(x,polyval(p(a,:),x),'b','LineWidth',1)
    hold on
    plot(Sm(:,a),Um,'r.','LineWidth',2)
    plot(x,polyval([p(a,1)+3*Sm2(a) p(a,2)+3*Sb2(a)],x),'k:',
        'LineWidth',1)

```

```

plot(x,polyval([p(a,1)-3*Sm2(a) p(a,2)-3*Sb2(a)],x),'k:',
      'LineWidth',1)

axis([0.235 0.302 24 30]);

% Create xlabel
xlabel('Tensão ( V )');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura ( °C )');
% Create title
title(sprintf('Ajuste Polinomial Sensor %d', a));
% Create legend
legend('Ajuste', 'Dados', '+3\sigma^{2}+3\sigma^{2}_{b}',
      '-3\sigma^{2}_{m}-3\sigma^{2}_{b}', 'Location', 'SouthEast')
end

case 1 %CALIBRACAO DA TENSÃO DE REFERENCIA
%%TENSAO DE REFERENCIA E INTERVALOS
vref = [5.99 4000 4200
        5.90 4400 4600
        5.81 5100 5300
        5.70 5600 5800
        5.60 6000 6200
        5.49 6400 6600
        5.40 7000 7200
        5.29 7600 7800
        5.20 8200 8400
        5.09 8700 8900
        5.00 9200 9400
        4.91 9600 9700
        4.80 9800 9900
        4.68 10200 10800
        4.60 10400 40500
        4.49 10600 10700
        4.40 10900 11000
        4.29 11100 11200
        4.20 11300 11400
        4.11 11500 11600
        4.00 11700 11800];
N=size(vref,1);
%%MEDIA DOS INTERVALOS
for i = 1 : N
    Sm(i,1)=mean(S(vref(i,2):vref(i,2),7));

```

```

end
%%AJUSTE POLINOMIAL
Um=vref(:,1);
x = Sm;
p = polyfit(x,Um,1);

%%DOEBELIN
for k = 1:N
    STaux(k)=( p(1)*Sm(k,1)+p(2)-Um(k,1))^2;
    qi2(k)=Sm(k,1)^2;
end
ST2=(1/N)*sum(STaux);
Sm2=(N*ST2)/(N*sum(qi2)-(sum(Sm))^2);
Sb2=(ST2*sum(qi2))/(N*sum(qi2)-(sum(Sm))^2);
%%IMPRESSAO
figure
plot(x,polyval(p,x),'b','LineWidth',1)
hold on
plot(Sm,Um,'r.','LineWidth',2)
plot(x,polyval(p+3*Sm2,x)+3*Sb2,'k:','LineWidth',1)
plot(x,polyval(p-3*Sm2,x)-3*Sb2,'k:','LineWidth',1)
% Set axis
axis([3.9 5.9 3.9 6.1]);
% Create xlabel
xlabel('Tensão Aquisição ( V )');
% Create ylabel
ylabel('Tensão Alimentação ( V )');
% Create title
title('Ajuste Polinomial Tensão de Alimentação');
% Create legend
legend('Ajuste','Dados','+3\sigma^2+3\sigma^2_{b}','-3\sigma^2_{m}-3\sigma^2_{b}','Location','SouthEast')
end

```

C.6 Validação

```

%%Leitura dos dados
load('validacao_a2.1.mat');
load('modelo_s2_a2.1.mat');

%sensor a validar
s_arq=1;

```

```
%atuador a validar
a_arq=2;

%offset para a resposta do modelo atingir o ponto de operação
tm=10000;
%intervalo da validacao
int=(tm+2000:tm+6000);
%intervalo para condição inicial
int1=(tm+490:tm+499);
tint=1:size(int,2);

%% Função de Transferência
% Calcula-se a média dos parâmetros das funções de transferência obtidas,
% desta forma obtém-se uma função de transferência para o aquecimento e
% outra para o resfriamento, as quais serão utilizadas para se obter,
% mediante análise do IAE, uma função ponderada que represente o sistema
% para a região próxima do ponto de operação.

%Aquecimento
numa=zeros(1,3);
dena=zeros(1,3);
for i = 1:4
    numa(1:3)=numa(1:3)+sys_arq{i}(2).num{1}(1:3);
    dena(1:3)=dena(1:3)+sys_arq{i}(2).den{1}(1:3);
end
numa(1:3)=numa(1:3)/4;
dena(1:3)=dena(1:3)/4;

%Resfriamento
numb=zeros(1,3);
denb=zeros(1,3);
for i = 5:8
    numb(1:3)=numb(1:3)+sys_arq{i}(2).num{1}(1:3);
    denb(1:3)=denb(1:3)+sys_arq{i}(2).den{1}(1:3);
end
numb(1:3)=numb(1:3)/4;
denb(1:3)=denb(1:3)/4;

%sinal de controle
U(1:tm) = aquisicao_0.signals.values(1,6+a_arq)';
U = [U,aquisicao_0.signals.values(:,6+a_arq)'];
```

```

%vetor de tempo
t=1:size(U,2);
%sinal do sensor
senn(1:tm,1) = aquisicao_0.signals.values(1,s_arq+2);
senn = [senn; aquisicao_0.signals.values(:,s_arq+2)];

%% condicoes iniciais
k0=1;
IAE1 = inf;
repete = 0;
while repete == 0;
    %% Tf ponderada
    numm=(k0*numa+(1-k0)*numb);
    denm=(k0*dena+(1-k0)*denb);
    sysT=tf(numm,denm);
    %% Simulação do modelo
    %aplica o sinal de controle ao sistema modelo
    sys=lsim(sysT,U,t);
    %média do sinal do sensor no intervalo inicial
    v1=mean(senn(int1));
    %média da resposta do modelo no intervalo inicial
    v2=mean(sys(int1));
    %offset para condição inicial
    off = abs(v1-v2);

    %% Erro
    %erro entre a resposta do modelo ponderado e a resposta do sistema
    err = sys(int)+off-senn(int);

    %função desenvolvida para calcular os indices de desempenho
    [ISE,IAE,ITAE,ITSE] = desempenho(err,tint);
    %condição de saída, ou pelo fator de ponderação
    if k0 < 0
        repete = 1;
    end
    %condição para arquivamento do menor IAE e fator de ponderação k
    if IAE1 > IAE && k0 >= 0
        IAE1 = IAE;
        k = k0;
    end
    k0=k0-0.01;
end

```

```
end
%% Impressão
numm=(k*numa+(1-k)*numb);
denm=(k*dena+(1-k)*denb);
sysT=tf(numm,denm);
sys=lsim(sysT,U,t);
err_off = mean(abs(sys(int)+off-senn(int)));
err = abs(sys(int)+off-senn(int));
errm = mean(err);
%o valor: -mean(abs(sys(int)+off-senn(int))) é um offset entre a resposta
%da planta e a resposta do modelo, é utilizado para coincidir o valor
%inicial da resposta plotada do modelo com a da planta, vale ressaltar que
%esta correção não é utilizada na obtenção do modelo. Além disso, ora ele
%deve ser acrescentado a resposta do modelo, ora subtraído e algumas vezes
%não é necessário.É apenas para verificar QUALITATIVAMENTE o ajuste da
%resposta do modelo a resposta do sistema. :)

figure
subplot(311)
plot(t(int),sys(int)+off-0*err_off,'b. ');
%axis([int(1) int(end) 23.9 30.1]);
hold on
plot(t(int),senn(int),'r')
%axis([int(1) int(end) 23.9 30.1]);
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');
% Create title
title(sprintf('Validação do Modelo G_{%d %d}',s_arq-1,a_arq-1));

subplot(312)
plot(t(int),err);
%axis([int(1) int(end) 0 1]);
hold on
plot(t(int),errm);
%axis([int(1) int(end) 0 1]);
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');
% Create title
```

```
title('Erro médio');

subplot(313)
plot(t(int),U(int),'k');
%axis([int(1) int(end) 0.2 0.7]);
% Create xlabel
xlabel('tempo');
% Create ylabel
ylabel('Amplitude');
% Create title
title('Sinal de Controle');

%% Resposta ao degrau do modelo
figure
step(0.05*sysT)
% Create legend
%legend('Sinal','Erro','Degrau')
% Create xlabel
clear xlabel
xlabel('tempo');
% Create ylabel
ylabel('Temperatura (°C)');
% Create title
title(sprintf('Resposta ao degrau G_{%d %d}',s_arq-1,a_arq-1));
grid on

%% Arquivamento

mod_arq{s_arq,a_arq}=sysT;
```

Bibliografia

- N. F. Barroso. Desenvolvimento de uma interface remotamente controlada para protótipos laboratoriais, 2013.
- Chi-Tsong Chen. *Linear System Theory and Design*. OXFORD UNIVERSITY PRESS, 3rd edition, 1999.
- E. O. Doebelin. *Measurement Systems, Application and Design*. McGRAW-HILL International Editions, 4th edition, 1990.
- Richard C. Dorf and Robert H. Bishop. *Sistemas de Controle Modernos*. LTC, 11th edition, 2009.
- E. M. Oliveira. Implementação de estratégias de controle avançado a uma planta piloto de controle de vazão e temperatura de ar. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2008.
- J. D. Simeão. Controle de sistemas com atrasos nos estados: uma abordagem convexa. Master's thesis, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2009.
- P. V. Souza. Estudo e elaboração de uma rede baseada no protocolo can para aplicação em um sistema automotivo, 2013.