

Linearização por Realimentação de Sistemas de Medição Baseados em Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante

Milena de Albuquerque Moreira

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da
Bahia como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Carlos Eduardo Trabuco Dórea, D.Sc.
Orientador

Amauri Oliveira, D.Sc.
Co-Orientador

Salvador, Bahia, Brasil

©Milena de Albuquerque Moreira, 31 de outubro de 2007

Linearização por Realimentação de Sistemas de Medição Baseados em Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante

Milena de Albuquerque Moreira

Dissertação de Mestrado apresentada em 31 de outubro de 2007

Carlos Eduardo Trabuco Dórea, D.Sc.
Orientador

Amauri Oliveira, D.Sc.
Co-Orientador

José Sérgio da Rocha Neto, D.Sc.
Componente da Banca

Germano Pinto Guedes, D.Sc.
Componente da Banca

Lígia Souza Palma, D.Sc.
Componente da Banca

Salvador-BA,
31 de outubro de 2007

*“O que sabemos é uma gota,
o que ignoramos é um oceano.”*
(Isaac Newton)

Agradecimentos

Este trabalho de dissertação foi desenvolvido nos Laboratórios de Instrumentação Eletrônica (*LIE*, Departamento de Engenharia Elétrica, *UFBA*), e de Instrumentação Eletrônica e Controle (*LIEC*, Departamento de Engenharia Elétrica, *UFCG*).

Agradeço aos meus orientadores nesta dissertação, Amauri Oliveira e Carlos Eduardo Trabuco, pela orientação, apoio e contribuição. Seus comentários e sugestões foram extremamente importantes no desenvolvimento do trabalho.

Tenho que igualmente agradecer aos professores Péricles Rezende e José Sérgio da Rocha Neto que, na cooperação dos programas de Pós-Graduação da duas instituições (*UFBA* e *UFCG*), dedicaram-se em orientar-me enquanto estive na Universidade Federal de Campina Grande.

Agradeço também ao professor Raimundo Carlos Silvério Freire, da *UFCG*, com o qual pude discutir e refletir sobre questões relevantes do trabalho.

Dirijo também meus agradecimentos a Iuri Muniz Pepe, grande amigo, conselheiro e incentivador. Durante o desenvolvimento da pesquisa, seu apoio e atenção constantes contribuíram significativamente no êxito do trabalho.

Agradeço aos colegas do *LIE* pela amizade consolidada nestes dois anos, e aos colegas do *LIEC* pela recepção calorosa e apoio no período de adaptação aos trabalhos na *UFCG*.

Por fim, concluo com um grande agradecimento à minha família, com seu apoio e incentivo incansáveis, e compreensão nos momentos de ausência necessários.

Resumo

A proposta deste trabalho é uma contribuição à caracterização de sensores termo-resistivos e ao controle de sistemas de medição baseados em sensor termo-resistivo a temperatura constante, por meio da técnica de linearização por realimentação. Em relação à caracterização de sensores, uma das vantagens da abordagem proposta consiste na determinação dos parâmetros do dispositivo em um único experimento. Esta metodologia utilizada é descrita, e os resultados de testes experimentais são apresentados. Em relação ao controle de sistemas de medição, a linearização por realimentação permite a utilização de controladores baseados em modelos lineares, evitando assim a redução no desempenho do sistema devido a mudanças no ponto de operação. Para verificar a eficácia do controlador, são apresentados resultados comparativos para os sistemas linearizado e não-linearizado.

Palavras-chave: sensores termo-resistivos, sistemas de medição, linearização por realimentação, caracterização de sensores.

Abstract

The purpose of this work is a contribution to characterization of thermoresistive sensors and to control of measurement systems based in thermoresistive sensor with constant temperature, by means of feedback linearization method. The main advantage of this method, regarding sensors characterization, is the fact that one can determine the whole set of parameters, for a given device, by a single experiment. Within, this methodology is extensive discussed and the experimental results are presented. Concerning the measuring systems based on thermoresistive sensors, this method of linearization allows the use of linear controllers, avoiding the loss of efficiency caused by shifts in the operation point. The results of a controlling system linearized by the feedback method in comparison with a controlling system set to a given operation point are presented, with an efficiency verifying propose.

Keywords: thermoresistive sensors, measurement systems, feedback linearization, characterization of sensors.

Índice

1	Introdução	1
2	Sensores	5
2.1	Introdução	5
2.2	Sensores	5
2.3	Equações para Sensores	9
2.4	Caracterização de Sensores	11
2.4.1	Caracterização estática: coeficientes A e B	11
2.4.2	Caracterização estática: coeficiente G_{th}	12
2.4.3	Caracterização dinâmica: constante de tempo	15
2.5	Conclusões	17
3	Métodos de medição com sensores termo-resistivos	18
3.1	Introdução	18
3.2	Método de medição	18
3.3	Equação Não-Linear	20
3.4	Motivação para linearizar o sistema	20
3.5	Conclusão	21
4	Linearização por realimentação aplicada a sensor termo-resistivo	23
4.1	Introdução	23
4.2	Linearização por Realimentação Aplicada a Sistemas de Medição Baseados em Sensor Termo-Resistivo a Temperatura Constante	24
4.3	Resultados para o sistema linearizado	25
4.4	Conclusão	29
5	Controle de Temperatura do Sistema Linearizado	30
5.1	Introdução	30

5.2	<i>IMC</i> : Fundamentos	30
5.2.1	Implementando o <i>IMC</i>	34
5.3	Controlador Projetado para o Sistema Linearizado	36
5.4	Controlador Projetado para o Sistema Não-Linearizado	37
5.4.1	Linearização em Torno de um Ponto de Operação	38
5.4.2	Controlador	39
5.5	Plataforma Experimental	41
5.6	Resultados Experimentais para Sistema com Controle	44
5.7	Análise dos Resultados	48
5.8	Conclusão	50
6	Conclusão	51
A	Diagrama de blocos do <i>LabVIEW</i> comentado	53
B	Interface com o usuário (painel frontal) do <i>LabVIEW</i> comentada	58
C	Dados do <i>NTC 1K2A1</i>	61
	Referências Bibliográficas	63

Lista de Símbolos e Abreviaturas

α	Coefficiente de transmissividade-absorvidade do sensor
α_1	Coefficiente de temperatura do sensor termo-resistivo metálico
$\hat{D}(s)$	Sinal de complemento ao modelo do processo sob controle
$\overline{P_s}$	Valor de P_s em regime permanente
$\overline{T_\Delta}$	Valor de T_Δ em regime permanente
τ	Constante de tempo intrínseca do sensor
τ_a	Constante de tempo aparente do sensor
τ_f	Constante de tempo do filtro passa-baixas
$\tilde{G}_{Ppo}(s)$	Função de transferência do modelo linearizado em torno de um ponto de operação do processo sob controle
$\tilde{G}_{Ppo}^+(s)$	Função de transferência composta pelos termos inversíveis de $\tilde{G}_{Ppo}(s)$
$\tilde{G}_P(s)$	Função de transferência do modelo do processo sob controle
$\tilde{G}_P^+(s)$	Função de transferência composta pelos termos inversíveis de $\tilde{G}_P(s)$
$\tilde{G}_P^-(s)$	Função de transferência composta pelos termos não inversíveis de $\tilde{G}_P(s)$
A	Resistência do sensor <i>NTC</i> quando a temperatura tende ao infinito
a	Constante da Lei de King modificada
B	Constante do sensor <i>NTC</i>
b	Constante da Lei de King modificada
c	Calor específico do sensor
C_{th}	Capacidade térmica do sensor
$D(s)$	Perturbação não conhecida no sistema de controle
$E(s)$	Sinal de erro do sistema de controle

$G_C(s)$	Função de transferência do controlador
G_e	Ganho estático
$G_f(s)$	Função de transferência do filtro passa-baixas
$G_{IMC-RU}(s)$	Função de transferência do controlador <i>IMC</i> no formato de uma rede com realimentação unitária convencional
$G_{IMCpo-RU}(s)$	Função de transferência do controlador <i>IMC</i> do sistema não-linearizado no formato de uma rede com realimentação unitária convencional
$G_{IMCpo}(s)$	Função de transferência do controlador <i>IMC</i> do sistema não-linearizado
$G_{IMC}(s)$	Função de transferência do controlador <i>IMC</i>
$G_{MFl}(s)$	Função de transferência de malha fechada do sistema linearizado e com controle
$G_{MFpo}(s)$	Função de transferência de malha fechada do sistema não-linearizado e com controle
$G_P(s)$	Função de transferência do processo sob controle
G_{th}	Condutância térmica entre o sensor e o meio
H	Radiação incidente
h	Coefficiente de transferência de calor na superfície do sensor
I_{so}	Valor de $I_s(t)$ no ponto de operação
$I_s(t)$	Corrente elétrica que atravessa o sensor
$i_s(t)$	Valor incremental de $I_s(t)$
K_{c-po}	Ganho proporcional do controlador para o sistema não-linearizado
K_c	Ganho proporcional do controlador para o sistema linearizado
m	Massa do sensor
n	Constante da Lei de King modificada
P_{cte}	Potência constante (degrau)
$P_s(t)$	Potência elétrica sobre o sensor
$P_x(t)$	Variável virtual equivalente ao produto $P_s R_{in}$
$R(s)$	Sinal de referência do sistema de controle (<i>setpoint</i>)
R_0	Resistência de referência do sensor a $0^\circ C$

$R_{in}(t)$	Resistência de entrada do circuito eletrônico básico
R_{so}	Valor de $R_s(t)$ no ponto de operação
$R_s(t)$	Resistência do sensor
$r_s(t)$	Valor incremental de $R_s(t)$
S	Área da superfície do sensor
T_0	Temperatura de referência do sensor a $0^\circ C$
$T_{\Delta o}$	Valor de $T_{\Delta}(t)$ no ponto de operação
$T_{\Delta}(t)$	Diferença entre as temperaturas do sensor e ambiente
$t_{\Delta}(t)$	Valor incremental de $T_{\Delta}(t)$
$T_a(t)$	Temperatura ambiente
T_{d-po}	Constante de derivação do controlador para o sistema não-linearizado
T_d	Constante de derivação do controlador para o sistema linearizado
T_{i-po}	Constante de integração do controlador para o sistema não-linearizado
T_i	Constante de integração do controlador para o sistema linearizado
T_r	Temperatura de referência
$T_s(t)$	Temperatura do sensor
U	Velocidade do fluido em relação ao sensor
$U(s)$	Variável manipulada do sistema de controle
$V_{in}(t)$	Tensão elétrica aplicada na entrada do circuito eletrônico básico
$V_s(t)$	Tensão elétrica sobre o sensor
$Y(s)$	Saída do sistema controlado
<i>ADC</i>	<i>Analog to Digital Converter</i> - Conversor Analógico-Digital
<i>AMPOP</i>	Amplificador Operacional
<i>DAC</i>	<i>Digital to Analog Converter</i> - Conversor Digital-Analógico
<i>IMC</i>	<i>Internal Model Control</i> - Controle por Modelo Interno
<i>LabVIEW</i>	<i>Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench</i>
<i>NTC</i>	<i>Negative Temperature Coefficient</i> - Coeficiente Negativo de Temperatura
<i>PID</i>	Proporcional Integral Derivativo

<i>PTC</i>	<i>Positive Temperature Coefficient</i> - Coeficiente Positivo de Temperatura
<i>RIV</i>	<i>Recursive Instrumental Variables</i> - Variáveis Instrumentais Recursivas
<i>RLS</i>	<i>Recursive Least Squares</i> - Mínimos Quadrados Recursivo
<i>RTD</i>	<i>Resistive Temperature Detector</i> - Detectores Resistivos de Temperatura

Lista de Tabelas

2.1	Ganho estático para diferentes valores de tensão V_{in} (Figura 2.2)	14
2.2	Constante de tempo aparente para diferentes valores de corrente elétrica . . .	17
4.1	Valores da constante de tempo intrínseca e ganho estático para diferentes sinais de comando aplicados ao sistema linearizado	26
5.1	Constante de tempo estimada para o sistema linearizado com <i>setpoint</i> em escada e constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s	49
5.2	Constante de tempo estimada para o sistema linearizado com <i>setpoint</i> em escada e constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s	49
C.1	Valores de $R_s \times T_s$ fornecidos pelo fabricante do <i>NTC 1K2A1</i>	62

Lista de Figuras

2.1	Representação esquemática das bandas de energia de (a) um isolante, (b) um semiconductor e (c) um condutor	8
2.2	Diagrama esquemático do circuito eletrônico básico	13
2.3	Sinal de entrada em escada	14
2.4	Gráfico de $\overline{P_s} \times \overline{T_\Delta}$ (“+” :pontos adquiridos experimentalmente; linha contínua: reta ajustada)	14
2.5	Curva de resfriamento livre de um sensor termo-resistivo	15
2.6	Temperatura do sensor para entrada em escada	16
3.1	Diagrama de blocos do sistema de controle para manter a temperatura do sensor constante na condição de regime estático	21
4.1	Circuito eletrônico básico com linearização por realimentação	24
4.2	Curvas do sinal de entrada em escada para o sistema linearizado (dados experimentais)	26
4.3	Curvas da temperatura de saída do sistema linearizado para entrada em escada (dados experimentais)	26
4.4	Gráfico de $\overline{P_x} \times \overline{T_\Delta}$ (“+”: pontos adquiridos experimentalmente; linha contínua: reta ajustada)	27
4.5	Modelo em <i>Simulink</i> do circuito eletrônico básico com linearização por realimentação	28
4.6	Curvas da temperatura de saída do sistema linearizado para entrada em escada: dados experimentais (linha contínua), e dados de simulação (linha tracejada)	28
5.1	Sistema de controle em malha aberta	30
5.2	Sistema de controle em malha fechada	31
5.3	Estrutura geral do <i>IMC</i>	32

5.4	Estrutura geral do <i>IMC</i> com filtro	34
5.5	Estrutura geral do <i>IMC</i> sem perturbação	35
5.6	Reestruturação do diagrama de blocos do <i>IMC</i> sem perturbação	35
5.7	Estrutura de controle <i>IMC</i> no formato de uma rede com realimentação unitária convencional	35
5.8	Diagrama de blocos da plataforma experimental	41
5.9	Diagrama esquemático do circuito eletrônico completo	41
5.10	Interface com o usuário em <i>LabVIEW</i>	43
5.11	Diagrama de blocos da interface com o usuário em <i>LabVIEW</i>	44
5.12	<i>Setpoint</i> em escada aplicado aos sistemas linearizado e não-linearizado (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)	45
5.13	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em escada (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)	45
5.14	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em degrau de 50°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)	46
5.15	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em degrau de 70°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)	46
5.16	<i>Setpoint</i> em escada aplicado aos sistemas linearizado e não-linearizado (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)	47
5.17	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em escada (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)	47
5.18	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em degrau de 40°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)	47
5.19	Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de <i>setpoint</i> em degrau de 50°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)	48
A.1	Diagrama de blocos da interface com o usuário em <i>LabVIEW</i>	53
B.1	Interface com o usuário em <i>LabVIEW</i>	58
C.1	Curva de Resistência $\times$ Temperatura do sensor termo-resistivo <i>NTC 1K2A1</i>	61

Capítulo 1

Introdução

A proposta deste trabalho é o uso de linearização por realimentação na caracterização de sensores termo-resistivos e em sistemas de medição com estes sensores operando a temperatura constante.

Para caracterizar um sensor, é necessário determinar parâmetros relacionados com seus comportamentos estático e dinâmico. Como o sensor termo-resistivo utilizado neste trabalho é o *NTC* (*Negative Temperature Coefficient* - Coeficiente Negativo de Temperatura), os parâmetros a determinar são:

Caracterização estática: A (resistência do sensor *NTC* quando a temperatura tende ao infinito), B (coeficiente que depende da composição do sensor) e G_{th} (condutância térmica entre o sensor e o meio)

Caracterização dinâmica: τ (constante de tempo intrínseca do sensor)

Alguns trabalhos já foram desenvolvidos com o objetivo de caracterização ou identificação de sensores termo-resistivos utilizando sinais elétricos.

Em (ORDF96) é proposto um algoritmo numérico para extrair os parâmetros do sensor utilizando apenas as características da reta que relaciona a corrente elétrica que atravessa o dispositivo (I_s) e a tensão elétrica sobre o mesmo (V_s).

Um procedimento de identificação paramétrica para estimar os parâmetros do sensor termo-resistivo é apresentado em (LDR⁺94). Os algoritmos de estimação (*RLS* - *Recursive Least Squares* - Mínimos Quadrados Recursivo; e *RIV* - *Recursive Instrumental Variables* - Variáveis Instrumentais Recursivas) são baseados no modelo discreto da equação de equilíbrio das energias, sem considerar a radiação incidente.

Em (Oli97), para determinação de G_{th} , o sensor é colocado em um ambiente com temperatura constante, aquecido por efeito Joule e, “para cada par de valores corrente-tensão no

sensor, é obtido o valor de P_e (potência elétrica) e o valor respectivo de R_s ; e para determinação de τ , é utilizada a curva de resfriamento livre do sensor (eleva-se a temperatura do sensor até uma temperatura T_x , retira-se a fonte de aquecimento, e observa-se o intervalo de tempo em que o sensor alcança a temperatura T_y).

Muitos trabalhos referem-se apenas à caracterização dinâmica do sensor, apresentando metodologias diversas.

Para a determinação da constante de tempo intrínseca do sensor, (FND⁺94) e (dRN94) submetem o sensor a dois degraus de corrente diferentes, determinando duas constantes de tempo aparentes distintas. O valor de τ é obtido a partir de manipulações algébricas com os valores das correntes aplicadas e das constantes de tempo aparente definidas.

(DFL⁺92) propõe a utilização de dois tipos de sinais de excitação (*PWM* e degrau de radiação) e sugere a aplicação do sensor termo-resistivo em uma estrutura em ponte de Wheatstone realimentada para reduzir a constante de tempo do dispositivo.

Em (OYSS98) é apresentada uma metodologia para determinação do comportamento dinâmico do sensor a partir da aplicação de sinais senoidais sobre o dispositivo.

Na grande maioria dos trabalhos citados, as caracterizações estática e dinâmica são feitas em testes distintos. A linearização por realimentação aplicada neste trabalho possibilita que estas caracterizações sejam feitas em um único ensaio.

Os sensores termo-resistivos são utilizados em sistemas de medição que exploram a característica de variação da resistência elétrica em função de variações de temperatura do dispositivo. Nestes sistemas, a relação entre o sensor e a grandeza a ser medida é dada pela troca de energia térmica (ORDF96). Estes sensores são empregados não apenas na medição de temperatura (PAW01), mas também de outras grandezas físicas como velocidade de fluido (Doe04) e radiação térmica (DFL⁺92).

É comum utilizar métodos de medição que trabalhem com o sensor aquecido, em que uma grandeza elétrica do sensor é mantida constante e a leitura da grandeza desejada é feita a partir da tensão elétrica ou da corrente que atravessa o dispositivo. Estes métodos seriam: tensão constante, corrente constante e temperatura constante (ou resistência constante) (Sar93).

Cada um destes métodos apresenta vantagens e desvantagens em comparação aos demais (Sar93). Esta análise considera a relação entre o tipo de sensor utilizado e a grandeza a ser estimada (linearidade, sensibilidade e constante de tempo).

O método mais utilizado é o da temperatura constante (Lom86), no qual o sensor é aquecido, por efeito Joule, até uma temperatura de referência. A grandeza que se deseja medir (radiação, temperatura ou velocidade de fluido) provoca uma variação térmica do dis-

positivo e, para que o sensor seja mantido a temperatura constante, é necessário compensar a variação térmica através do sinal de excitação do sistema.

Para isto, pode ser usado um sistema de controle linear em malha fechada e, a partir do sinal de controle que mantém a temperatura do sensor constante, é possível determinar a grandeza desejada. Porém, é necessário primeiramente definir o modelo do sensor antes de executar o projeto do controlador.

Em (POdC⁺03) foi proposto um modelo de primeira ordem para sensores termo-resistivos, utilizando controlador *PI* para um sistema de medição a temperatura constante. Entretanto, foi projetado um controlador linear sobre um ponto de operação específico, pois o sistema possui característica não-linear. Assim, o desempenho do controlador projetado diminui à medida que os sinais se afastam do ponto de operação utilizado no projeto.

Na linearização por realimentação utiliza-se uma malha de realimentação que transforma o sistema não-linear em um sistema linear (MG90), possibilitando assim o projeto de um controlador linear aplicável a todos os pontos de operação do sistema.

A compensação exata de uma não-linearidade não é possível experimentalmente, pois a linearização por realimentação é sensível à variação dos parâmetros. A linearização por realimentação robusta (Fra06) é uma das propostas para solucionar esta sensibilidade à variação de parâmetros. Porém, este trabalho utiliza a teoria da linearização por realimentação clássica, por ser esta mais conhecida e divulgada até o momento.

Além de possibilitar um melhor desempenho do sistema em diversos pontos de operação, a linearização proposta neste trabalho contribuirá também na compensação da variação da temperatura do meio, pois, conhecidas as temperaturas do sensor e do meio, pode-se gerar uma variável independente da diferença entre estas duas temperaturas dividindo a potência elétrica do sensor (ou grandeza equivalente e proporcional) por esta diferença de temperatura.

O desenvolvimento deste trabalho será mostrado em outros cinco capítulos. Um breve resumo do conteúdo dos demais capítulos é apresentado a seguir:

Capítulo 2 Inicialmente, faz-se uma discussão geral sobre transdutores antes de abordar questões específicas sobre o sensor termo-resistivo escolhido para o trabalho (*NTC*). Em seguida, as caracterizações dinâmica e estática desenvolvidas são apresentadas.

Capítulo 3 O método de medição é definido (temperatura constante), bem como a justificativa para esta escolha. A equação não-linear do modelo do sensor é desenvolvida, sendo definidos os parâmetros de entrada e saída do modelo. Além disto, os motivos para linearizar o sistema são discutidos.

Capítulo 4 Neste capítulo é apresentada uma breve teoria sobre linearização por realimentação e sua aplicação ao problema proposto. São também apresentados resultados experimentais e simulados para comprovar a eficácia do método de linearização, analisando a constante de tempo e o ganho estático encontrados.

Capítulo 5 A estratégia de controle escolhida (*IMC* - *Internal Model Control* - Controle por Modelo Interno) é aplicada aos sistemas com linearização por realimentação (modelo totalmente linearizado) e sem esta linearização (modelo linearizado em torno de um ponto de operação). São também apresentados a plataforma experimental de testes e os resultados obtidos. Por fim, faz-se a análise destes resultados.

Conclusão As contribuições do trabalho são discutidas resumidamente, e são apresentadas algumas propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Sensores

2.1 Introdução

Neste capítulo faz-se primeiramente uma apresentação geral sobre transdutores antes de se abordar questões específicas sobre o sensor escolhido para o trabalho. Esta apresentação geral inclui conceitos básicos de transdutores, além de classificações e parâmetros utilizados para caracterizá-los.

O tipo da grandeza a ser medida pelo dispositivo é definido, seguido de uma análise da estrutura das bandas de energia dos sensores constituídos por materiais condutores ou semicondutores. Esta abordagem é necessária para analisar o comportamento interno do dispositivo e justificar a sua escolha diante das especificações do objeto de pesquisa desta dissertação.

As equações que regem o comportamento de sensores termo-resistivos são apresentadas, e metodologia utilizada nas caracterizações estática e dinâmica destes sensores é definida. Os resultados obtidos para os parâmetros do sensor utilizado são apresentados.

2.2 Sensores

As definições mais comuns para transdutor são (BV98):

- Dispositivo que transforma uma energia não elétrica em energia elétrica (ou vice-versa).
- Dispositivo que transforma energia de um domínio para outro. Exemplos de domínios de energia são mecânico, elétrico, químico e térmico.

- Dispositivo que transforma energia de um tipo para outro, ainda que ambos tipos de energia estejam no mesmo domínio.

Estas três definições diferem entre si no grau de restrição, progredindo da mais restrita para a mais geral. Entretanto, nos três casos os transdutores são definidos como dispositivos. Estas definições podem ser estendidas e melhor formalizadas se definirmos o transdutor como “*um dispositivo com múltiplas portas em que $a(s)$ impedância(s) de entrada é(são) diferente(s) da(s) impedância(s) de saída*” (BV98).

De modo geral, os transdutores podem ser divididos em duas classes:

- Sensores: dispositivos que obtêm informações do sistema;
- Atuadores: dispositivos que impõem condições ao sistema.

Neste trabalho utiliza-se tão somente uma determinada classe de sensores. Por este motivo, os atuadores não serão abordados com maiores detalhes.

Existem diversas classificações e parâmetros utilizados para caracterizar os diferentes tipos de sensores (Cat00). Uma das classificações refere-se à necessidade de sinal de excitação, na qual pode-se dividir os sensores em dois grupos: os que são auto-geradores, não necessitando de um sinal de excitação para dar origem a um sinal elétrico; e os que não são auto-geradores, ou seja, necessitam de sinal de excitação para gerar um sinal elétrico que seja correspondente à variável de fenômeno medido. Em relação aos parâmetros para caracterizar o sensores, pode-se citar:

- Linearidade

A resposta (ou sinal de saída) do sensor pode apresentar uma dependência linear ou não em relação à excitação (ou sinal de entrada).

- Tempo de resposta

Para uma entrada (excitação) em forma de degrau, por exemplo, o tempo de resposta é o intervalo de tempo decorrido entre a aplicação da excitação de entrada e a estabilização do sinal de saída do sensor num dado valor final correspondente à excitação.

- Sensibilidade

Razão entre a variação do sinal de saída do sensor em relação à variação da grandeza medida.

- Repetibilidade

Característica do sensor em repetir o mesmo valor de saída quando a mesma entrada é aplicada consecutivas vezes (sob as mesmas condições de operação).

- Estabilidade

Capacidade do sensor em manter as mesmas características ao longo de um determinado período de tempo.

Quando dispositivos são utilizados para medição de grandezas em um sistema físico, este dispositivo pode afetar o sistema, seja subtraindo ou adicionando energia ao mesmo. Por esta razão os sensores, em sua maioria, devem ser pequenos (volume e massa mínimos) e com baixo consumo de energia de forma a minimizar efeitos indesejáveis (correlação, interdependência e acoplamento) sobre os sistemas medidos.

A relação entre o sinal de excitação e a resposta do sensor não precisa ser necessariamente linear, uma vez que esta resposta pode ser condicionada, de modo a corrigir eventuais não linearidades. O que é necessário na relação excitação-resposta é que “*o sensor seja estável, tenha boa repetibilidade, baixa distorção e opere gerando baixo ruído*” (BV98).

Do ponto de vista físico, pode-se identificar dez tipos de formas de energia (Cat00):

1. Mecânica (força, deslocamento, movimento, etc.)
2. Magnética (campos magnéticos, etc.)
3. Elétrica (campo elétrico, tensão, corrente, etc.)
4. Radiante (ondas eletromagnéticas)
5. Atômica (força entre elétrons e núcleo)
6. Molecular (energia que permite a união entre as moléculas)
7. Nuclear (energia que permite manter o núcleo atômico unido)
8. Gravitacional (força de atração entre corpos)
9. da Massa (na teoria da relatividade, descrita como $E = mc^2$)
10. Térmica (energia cinética de átomos e moléculas)

Em um sistema de medição com sensores, são consideradas apenas as seguintes formas de energia:

- Elétrica
- Atômica / Molecular
- Magnética
- Mecânica
- Radiante

- Térmica

Em relação aos sensores empregados neste trabalho, uma das grandezas que pode ser medida é a temperatura, sendo que o fenômeno de conversão é do tipo físico, e não químico ou biológico. Estes sensores são ditos Sensores Termo-Resistivos.

A característica explorada nos sensores termo-resistivos é a mudança do estado de condução que ocorre em muitos materiais em função de uma mudança de temperatura. Esta variação do estado de condução é detectada sob a forma de uma variação da resistência do dispositivo. A análise da estrutura das bandas de energia dos materiais esclarece o motivo pelo qual isto ocorre (Fre06) (Sze85) (Figura 2.1).

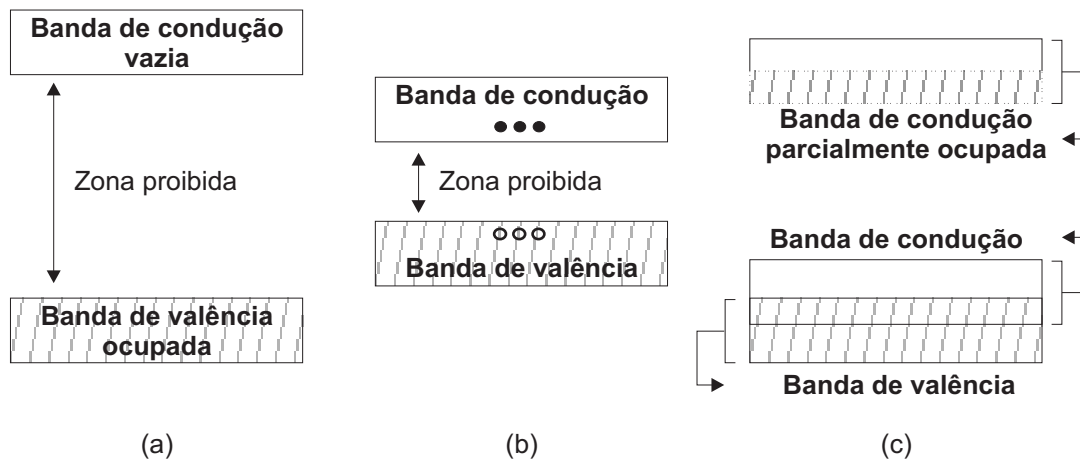


Figura 2.1: Representação esquemática das bandas de energia de (a) um isolante, (b) um semicondutor e (c) um condutor

Em materiais isolantes os elétrons de valência estão fortemente ligados aos átomos da rede, sendo estas ligações difíceis de serem quebradas. Assim, a probabilidade de existirem elétrons livres para condução de corrente elétrica é muito pequena, mesmo em altas temperaturas. Neste caso, pode-se dizer que todos os níveis de energia da banda de valência estão ocupados por elétrons, deixando a banda de condução vazia (Figura 2.1a).

Mesmo aumentando a temperatura do material para valores próximos da temperatura de *Debye* (temperatura em ocorre mudança de estado físico do material), não é possível deslocar elétrons da banda de valência para a banda de condução.

Em semicondutores (Figura 2.1b), as ligações entre átomos vizinhos são moderadamente fortes. Vibrações térmicas da rede podem quebrar algumas ligações, resultando em pares de elétrons e lacunas. A energia da zona proibida (*bandgap*) dos semicondutores não é tão grande quanto nos isolantes. Dessa forma, alguns elétrons estão aptos a se moverem da banda de valência para a banda de condução, deixando lacunas na banda de valência.

Quando se aumenta a temperatura de um material semicondutor, os elétrons da banda de valência ganham energia, passando do estado fundamental para um estado excitado na banda de condução, podendo então conduzir corrente elétrica.

Em condutores, a banda de condução está parcialmente preenchida, ou sobreposta à banda de valência, não havendo neste último caso zona proibida (Figura 2.1c). Como consequência, elétrons na banda de condução ou na banda de valência podem mover-se livremente para o próximo nível de energia quando ganham energia cinética.

Na categoria de sensores termo-resistivos, podem ser citados os *RTD* (*Resistive Temperature Detector* - Detectores Resistivos de Temperatura) e os termistores (*PTC* - *Positive Temperature Coefficient* - Coeficiente Positivo de Temperatura; e *NTC* - *Negative Temperature Coefficient* - Coeficiente Negativo de Temperatura).

Nos *PTC* e *RTD* são geralmente empregados materiais condutores (Fre06). Estando a banda de condução parcialmente preenchida, o aumento de temperatura do material provoca agitação térmica na rede cristalina, aumentando assim a probabilidade de espalhamento dos elétrons de condução pelos átomos do material. Desta forma, com o aumento da temperatura, a resistência do material também aumenta, pois os elétrons têm dificuldade em circular.

Os *NTC* normalmente são feitos a partir de materiais semicondutores, de modo que o aumento de temperatura transfere elétrons da banda de valência para a banda de condução, aumentando o número de portadores livres, o que facilita a passagem de corrente elétrica devido à diminuição da resistência do material.

2.3 Equações para Sensores

A não-linearidade da relação *Resistência* $\times$ *Temperatura* que caracteriza *NTC* não os torna indicados para medidas de temperatura em faixas de trabalho muito largas, sendo mais recomendada sua aplicação para medidas de temperatura dentro de faixas estreitas, pois respondem bem a pequenas variações.

Desta forma, como a faixa de temperatura escolhida para este trabalho é pequena (entre 25°C e 100°C), e sendo necessário observar as pequenas variações das grandezas medidas, escolheu-se um sensor do tipo *NTC* (modelo *1K2A1*, fabricado por *BetaTherm Sensors*) para utilizar no sistema de medição (Bet05). Além disto, outros critérios utilizados na escolha deste sensor foram: a disponibilidade do produto no mercado, o custo reduzido (em comparação com sensores semelhantes), e a possibilidade de utilizar valores pequenos de tensão e corrente para aplicações com sensor aquecido.

Duas são as equações que regem o comportamento dos sensores termo-resistivos (Doe04):

1. Equação de equilíbrio das energias (1ª Lei da Termodinâmica) para um sensor aquecido por efeito Joule e submetido à transferência de calor e radiação térmica

$$\alpha SH + P_s(t) = hS(T_s(t) - T_a(t)) + mc \frac{dT_s(t)}{dt} \quad (2.1)$$

sendo αSH a radiação absorvida pelo sensor

α o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor

S a área da superfície do sensor

H a radiação incidente

P_s a potência elétrica no sensor

$hS(T_s - T_a)$ a energia por unidade de tempo perdida para o meio

h o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor

hS (ou G_{th}) a condutância térmica entre o sensor e o meio

T_s a temperatura do sensor

T_a a temperatura ambiente

$mc \frac{dT_s}{dt}$ a variação da energia interna do sensor

mc (ou C_{th}) a capacidade térmica do sensor

m a massa do sensor

c o calor específico do sensor

2. Equação que relaciona a variação da resistência R_s do sensor com sua temperatura T_s (para *NTC*)

$$R_s = R_0 \exp \left[B \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \quad (2.2)$$

em que R_0 e T_0 são a resistência e a temperatura de referência, respectivamente.

Normalmente, a equação (2.2) é encontrada na forma:

$$R_s = A \exp(B/T_s) \quad , \quad (2.3)$$

sendo A a resistência do sensor NTC quando a temperatura tende ao infinito e B um coeficiente que depende da composição do sensor ($A = R_0 \exp(-B/T_0)$). Assim,

$$T_s = \frac{B}{\ln(R_s/A)} \quad (2.4)$$

É importante observar que o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor h não é constante (Oli97), variando a cada mudança de temperatura do sensor e do meio (em função do formato do sensor) e com a velocidade relativa entre sensor e fluido.

2.4 Caracterização de Sensores

A determinação dos parâmetros dos sensores é necessária tanto para simulações de sistemas de medição que utilizem estes dispositivos, quanto para implementação física dos mesmos. Alguns destes parâmetros referem-se ao comportamento estático dos sensores (caracterização estática); e outros, ao comportamento dinâmico (caracterização dinâmica).

Alguns trabalhos já foram desenvolvidos com o objetivo de caracterização (DRL⁺96) (DOF⁺99) (OYSS98) ou identificação (LDR⁺94) de sensores termo-resistivos utilizando sinais elétricos. A seguir, será descrita a metodologia adotada neste trabalho para as caracterizações estática e dinâmica de sensores termo-resistivos NTC .

2.4.1 Caracterização estática: coeficientes A e B

Utilizando a equação (2.3), para dois valores de temperatura (T_{s1} e T_{s2}) distintos, obtém-se o seguinte sistema de equações :

$$R_{s1} = A e^{B/T_{s1}} \quad (2.5)$$

$$R_{s2} = A e^{B/T_{s2}} \quad (2.6)$$

Logo, a partir de (2.5) e (2.6),

$$A = \frac{R_{s1}}{e^{B/T_{s1}}} \quad (2.7)$$

$$A = \frac{R_{s2}}{e^{B/T_{s2}}} \quad (2.8)$$

Assim,

$$\frac{R_{s1}}{e^{B/T_{s1}}} = \frac{R_{s2}}{e^{B/T_{s2}}} \quad (2.9)$$

Executando manipulações algébricas para isolar o termo B em (2.9),

$$\begin{aligned}
 \frac{R_{s1}}{R_{s2}} &= \frac{e^{B/T_{s1}}}{e^{B/T_{s2}}} \\
 \Rightarrow \frac{R_{s1}}{R_{s2}} &= e^{(B/T_{s1} - B/T_{s2})} \\
 \Rightarrow \frac{R_{s1}}{R_{s2}} &= e^{B \left(\frac{T_{s2} - T_{s1}}{T_{s1} T_{s2}} \right)} \\
 \Rightarrow \ln \left(\frac{R_{s1}}{R_{s2}} \right) &= B \left(\frac{T_{s2} - T_{s1}}{T_{s1} T_{s2}} \right) \\
 \Rightarrow B &= \frac{T_{s1} T_{s2}}{T_{s2} - T_{s1}} \ln \left(\frac{R_{s1}}{R_{s2}} \right)
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Conhecido o valor de B , determina-se o coeficiente A utilizando (2.7) ou (2.8).

Como exemplo, para o sensor *NTC 1K2A1* utilizado o fabricante fornece a tabela $R_s \times T_s$ (Bet05), conforme reproduzido no Apêndice C. Assim, foram escolhidas duas temperaturas nesta tabela ($T_{s1} = 25^\circ C$ e $T_{s2} = 80^\circ C$) e tomadas as respectivas resistências associadas ($R_{s1} = 1K\Omega$ e $R_{s2} = 174,5\Omega$). Com base nas equações (2.7) e (2.10) foram calculados os valores de A e B : $A = 1354,06 \times 10^{-5} \Omega$ e $B = 3342,21 K$.

2.4.2 Caracterização estática: coeficiente G_{th}

Considerando que a radiação incidente sobre o sensor é nula ($H = 0$), e que a temperatura ambiente é constante, a equação (2.1) pode ser reescrita como:

$$P_s(t) = G_{th} T_\Delta(t) + C_{th} \frac{dT_\Delta(t)}{dt} \tag{2.11}$$

em que $T_\Delta(t) = T_s(t) - T_a$.

Trata-se de um sistema linear de 1ª ordem, considerando como entrada $P_s(t)$ e $T_\Delta(t)$ como saída.

Na prática, não é possível oferecer potência elétrica como sinal de entrada no sistema, utilizando-se então sinais de tensão ou corrente elétrica. Assim, surge uma não-linearidade no sistema, que será melhor discutida no Capítulo 3.

Quando o sistema opera na condição de regime permanente, para uma entrada constante, o termo $\left(\frac{dT_\Delta(t)}{dt} \right)$ em (2.11) é nulo. Assim, esta equação pode ser reescrita como:

$$\overline{P_s} = G_{th} \overline{T_\Delta} \tag{2.12}$$

sendo $\overline{P_s}$ e $\overline{T_\Delta}$ os valores de $P_s(t)$ e $T_\Delta(t)$ em regime permanente, respectivamente.

A condutância térmica é determinada através da relação entre os valores finais da potência e da diferença de temperatura em regime permanente. Se o sistema for linear, esta relação é a mesma para qualquer valor de $\overline{P}_s$ aplicado. Logo,

$$G_{th} = \frac{\overline{P}_s}{\overline{T}_\Delta} \quad (2.13)$$

Assim, definida esta equação, utilizam-se os valores adquiridos experimentalmente para $\overline{P}_s$ e $\overline{T}_\Delta$ para a determinação de G_{th} .

Diferentes níveis de corrente elétrica (I_s) são aplicados ao sensor, aquecendo-o por efeito Joule. Para cada um destes níveis, aguarda-se o sensor entrar em regime permanente de operação para estimar o valor de sua resistência elétrica no momento. Com estes dados, é possível definir o valor de $\overline{P}_s$ e $\overline{T}_s$ (2.3), sendo:

$$\overline{P}_s = I_s^2 R_s \quad (2.14)$$

$$\overline{T}_s = \frac{B}{\ln(R_s/A)} \quad (2.15)$$

Desta forma, é possível construir o gráfico $\overline{P}_s \times \overline{T}_\Delta$.

Para determinar o valor do parâmetro G_{th} do sensor *NTC* utilizado neste trabalho, utilizou-se um circuito eletrônico ¹ composto por um amplificador inversor, com o sensor termo-resistivo na malha de realimentação (Figura 2.2).

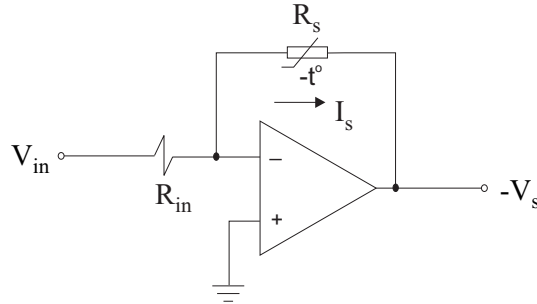


Figura 2.2: Diagrama esquemático do circuito eletrônico básico

Aplicando sinais de entrada na forma de escada (conjunto de degraus - Figura 2.3), durante um intervalo de tempo de $100s$ por degrau ², foram estimados os valores de $\overline{P}_s$ e $\overline{T}_s$, conforme equações (2.14) e (2.15), para cada degrau. Colocados em um mesmo gráfico

¹A plataforma experimental completa é apresentada no Capítulo 5

²Utilizou-se um intervalo de tempo longo para garantir que o sensor estaria operando em regime permanente

os valores de $\overline{P_s}$ e $\overline{T_\Delta}$, utilizou-se o critério dos mínimos quadrados para definir a reta que melhor se ajusta a estes pontos (Figura 2.4).

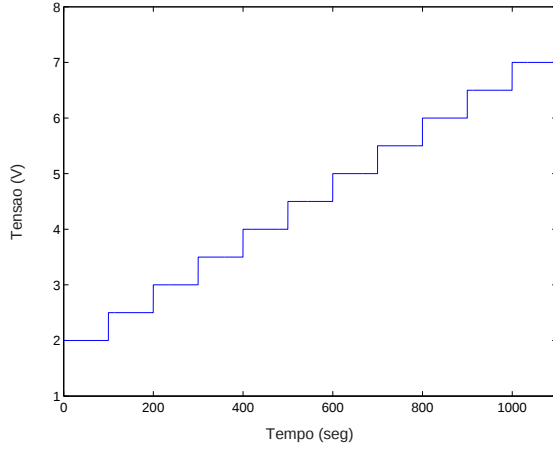


Figura 2.3: Sinal de entrada em escada

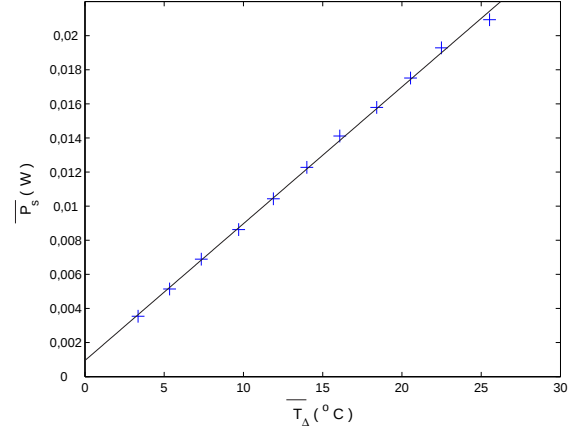


Figura 2.4: Gráfico de $\overline{P_s} \times \overline{T_\Delta}$ (“+” :pontos adquiridos experimentalmente; linha contínua: reta ajustada)

Neste caso, utilizando a equação (2.13), o valor encontrado para G_{th} é de $0,803 \text{ mW}/^\circ\text{C}$. A condutância térmica, para cada degrau aplicado, é mostrada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Ganho estático para diferentes valores de tensão V_{in} (Figura 2.2)

Degrau	$\overline{P_s} \text{ (mW)}$	$\overline{T_\Delta} \text{ (}^\circ\text{C)}$	$G_{th} \text{ (mW}/^\circ\text{C)}$
1	3,5	4,4	0,796
2	5,1	6,4	0,797
3	6,9	8,4	0,821
4	8,6	10,7	0,804
5	10,4	12,9	0,806
6	12,3	15	0,82
7	14,1	17,1	0,825
8	15,8	19,4	0,814
9	17,5	21,5	0,814
10	19,3	23,5	0,821
11	20,9	25,5	0,82

Considerando os valores obtidos para G_{th} em cada degrau, o valor médio encontrado para este parâmetro é de $0,814 \text{ mW}/^\circ\text{C}$, com desvio padrão de $0,01022 \text{ mW}/^\circ\text{C}$.

2.4.3 Caracterização dinâmica: constante de tempo

A determinação experimental do comportamento dinâmico de um sensor termo-resistivo pode ser realizada com excitação elétrica ou por radiação incidente, em concordância com a equação que define a resposta dinâmica do dispositivo (2.1).

A resposta do sensor (equação (2.11)) a uma potência constante (degrau) $\overline{P_{cte}}$ é dada por:

$$T_{\Delta}(t) = \frac{\overline{P_{cte}}}{G_{th}}(1 - e^{-t/\tau}) \quad , \quad (2.16)$$

sendo $\tau = C_{th}/G_{th}$.

Considerando $P_s(t)$ como entrada, o sensor *NTC* se comporta como um sistema linear de 1ª ordem. Neste caso, τ é denominada constante de tempo intrínseca do sensor.

Em (Oli97), para determinar a constante de tempo do sensor é utilizada a curva de resfriamento livre do dispositivo, na qual eleva-se a temperatura do sensor até uma temperatura T_{s1} , retira-se a fonte de aquecimento, e monitora-se o intervalo de tempo em que o sensor atinge uma temperatura T_{s2} , Δt (Figura 2.5).

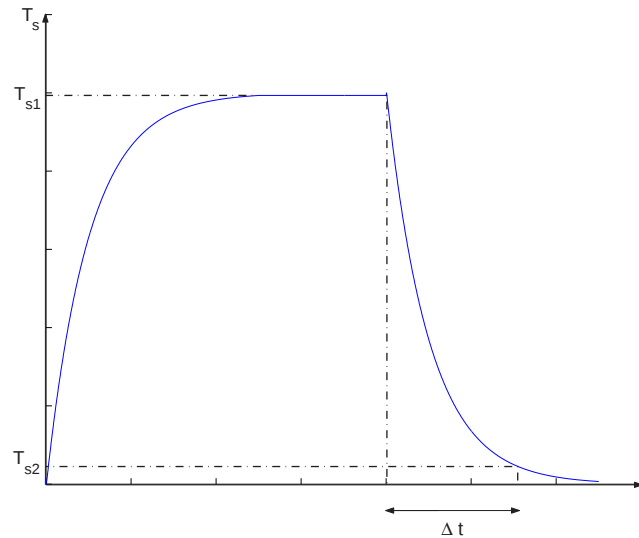


Figura 2.5: Curva de resfriamento livre de um sensor termo-resistivo

Considerando o sensor sem excitação, a equação (2.1) é reescrita como:

$$G_{th}(T_s(t) - T_a(t)) + C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt} = 0 \quad (2.17)$$

Para uma temperatura ambiente constante, e conhecidos os valores dos pontos indicados na Figura 2.5 (Δt , T_{s1} e T_{s2}) e desta temperatura ambiente, τ é calculada em (Oli97) através

da expressão:

$$\tau = \frac{\Delta t}{\ln \left(\frac{T_{s1} - T_a}{T_{s2} - T_a} \right)} \quad (2.18)$$

Tendo como base o princípio da conservação da energia, é possível deduzir uma equação que rege o comportamento dinâmico do sensor com uma constante de tempo que é função da corrente elétrica que o atravessa (Oli97) e (dRN94). Esta constante é dita constante de tempo aparente, τ_a , sendo calculada por:

$$\tau_a = \frac{C_{th}}{G_{th}} \frac{1}{1 - \frac{\frac{dR_s}{dT_s}|_{T_{s0}} I_s^2}{G_{th}}} \quad (2.19)$$

Submetendo o sensor a dois degraus de corrente I_{s1} e I_{s2} , calculam-se duas constantes de tempo aparente, τ_{a1} e τ_{a2} , definindo a constante de tempo intrínseca por:

$$\tau = \tau_{a1} \frac{I_{s1}^2 - I_{s2}^2}{\eta I_{s1}^2 - I_{s2}^2}, \quad (2.20)$$

em que $\eta = \tau_{a1}/\tau_{a2}$. Esta metodologia para determinação das constantes de tempo aparente e intrínseca é apresentada em (Oli97) e (dRN94).

Com os mesmos dados adquiridos experimentalmente no item 2.4.2 (Figura 2.6), utilizou-se o método dos mínimos quadrados para ajustar cada degrau da resposta. Os valores obtidos na estimação da constante de tempo aparente do sensor são mostrados na Tabela 2.2.

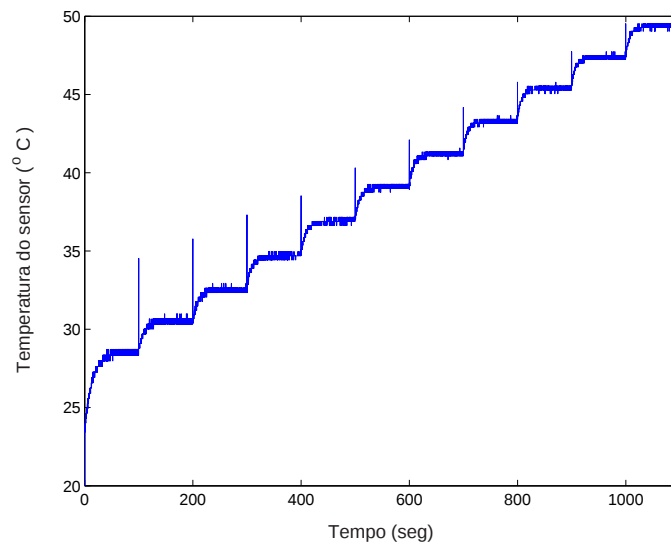


Figura 2.6: Temperatura do sensor para entrada em escada

Tabela 2.2: Constante de tempo aparente para diferentes valores de corrente elétrica

Corrente elétrica (mA)	Constante de tempo aparente (s)
2,0	14,3
2,5	12,42
3,0	11,1
3,5	10,6
4,0	10,1
4,5	9,5
5,0	9,2
5,5	9,1
6,0	8,1
6,5	8,5
7,0	7,8

Como em sistemas não linearizados τ_a é função da corrente elétrica que atravessa o sensor, a variação deste parâmetro mostrada na Tabela 2.2 condiz com o esperado.

2.5 Conclusões

O sensor termo-resistivo *NTC* foi descrito neste capítulo, bem como a justificativa para a escolha deste dispositivo. Além disto, foram apresentadas as equações que regem o comportamento do sensor selecionado.

Mostrou-se também a metodologia adotada para as caracterizações estática e dinâmica de sensores, seguida dos resultados experimentais dos coeficientes obtidos para o sensor *NTC* utilizado. Estes resultados serão úteis para o controle da temperatura do *NTC*, conforme será mostrado no Capítulo 5.

Capítulo 3

Métodos de medição com sensores termo-resistivos

3.1 Introdução

Uma breve discussão sobre métodos de medição que operam com sensor aquecido é apresentada, seguida de uma comparação a partir das vantagens e desvantagens de cada um destes métodos, justificando a escolha deste trabalho (método do sensor a temperatura constante) em função de uma menor constante de tempo.

Além disto, a equação não-linear característica é desenvolvida, e a motivação para linearizar o sistema é discutida.

3.2 Método de medição

Este trabalho propõe melhorias em sistemas de medição de temperatura, velocidade de fluido e radiação térmica com sensores termo-resistivos. Para isto, além da escolha do sensor utilizado (Capítulo 2), é necessário definir também o método de medição a ser empregado. É comum utilizar métodos de medição que trabalhem com o sensor aquecido, em que uma grandeza elétrica do sensor é mantida constante e a leitura da grandeza desejada é feita a partir da tensão ou da corrente elétrica que atravessa o dispositivo. Estes métodos seriam: tensão constante, corrente constante e temperatura constante (ou resistência constante) (Sar93).

Cada um destes métodos apresenta vantagens e desvantagens em comparação aos demais (Sar93). Esta análise considera a relação entre o tipo de sensor utilizado e a grandeza a ser estimada (linearidade, sensibilidade e constante de tempo). De acordo com (Oli97),

observa-se que:

- No método de medição à corrente constante, o sensor é excitado por uma fonte de corrente constante. Por exemplo, para um sensor termo-resistivo metálico, em que a resistência em função da temperatura é dada por $R_s = R_0 + \alpha_1 R_0 T_s$, a tensão sobre o dispositivo é calculada através da expressão:

$$V_s = \frac{hSk_t R_0 + hST_a + \alpha SH}{hSk_t - I_s^2} I_s \quad , \quad (3.1)$$

sendo $k_t = 1/(\alpha_1 R_0)$, e α_1 o coeficiente de temperatura do sensor termo-resistivo metálico. A análise desta equação, na condição de equilíbrio estático, permite observar que:

- V_s é função de T_a , H e h , sendo $h = a + bU^n$ (a, b, n : constantes da Lei de King modificada; U : velocidade do fluido em relação ao sensor;). Ou seja, cada uma destas grandezas pode ser estimada a partir da tensão V_s quando as outras duas são nulas ou conhecidas;
- A sensibilidade de V_s em relação a T_a e H aumenta quando I_s aumenta;
- A relação entre as variações de tensão e de velocidade é não-linear.

No caso de sensores termo-resistivos *NTC*, como a relação entre resistência e temperatura é exponencial (equação (2.3)), não existe relação linear entre V_s e nenhuma das grandezas a serem estimadas.

- No método de medição a temperatura constante, resistência e temperatura do sensor são mantidas constantes. Desta forma, a relação entre a tensão e as grandezas a serem estimadas independe do tipo de sensor utilizado, sendo que a tensão V_s é calculada por:

$$V_s^2(t) = R_s h S (T_s - T_a) - R_s \alpha S H \quad (3.2)$$

Analisando esta equação, verifica-se que não existe relação linear entre V_s e as grandezas a serem estimadas.

- No método de medição à tensão constante, a relação entre a corrente elétrica e as grandezas a serem estimadas é não linear tanto para sensores metálicos, quanto para *NTC*. No caso de sensores metálicos, esta relação é dada pela equação:

$$V_s I_s^2 = h S (k_t V_s - k_t R_0 I_s - T_a I_s) - \alpha S H \quad (3.3)$$

Para todos os três métodos apresentados é necessária a compensação de variações da temperatura ambiente T_a .

O método mais utilizado, e que também será aplicado neste trabalho, é o da temperatura constante (Lom86), pois apresenta menor constante de tempo (resposta mais rápida à variação da grandeza a ser estimada) em comparação aos demais (Oli97) (Sar93).

3.3 Equação Não-Linear

A equação de equilíbrio das energias (1ª Lei da Termodinâmica) para um sensor aquecido por efeito Joule e submetido à transferência de calor foi apresentada no Capítulo 2, sendo reescrita repetida para facilitar a leitura:

$$\alpha SH + P_s(t) = G_{th}[T_s(t) - T_a(t)] + C_{th} \frac{dT_s(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Sabendo que

$$P_s(t) = R_s(T_s(t))I_s^2(t) \quad , \quad (3.5)$$

e considerando a temperatura ambiente constante, reescreve-se (3.4) como:

$$\alpha SH + R_s(T_s(t))I_s^2(t) = G_{th}T_{\Delta}(t) + C_{th} \frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad , \quad (3.6)$$

sendo $T_{\Delta}(t) = T_s(t) - T_a$.

Observa-se assim que a entrada $I_s(t)$ e a saída $T_{\Delta}(t)$ relacionam-se por meio de uma equação diferencial não-linear.

3.4 Motivação para linearizar o sistema

No método de medição a temperatura constante o sensor é aquecido, por efeito Joule, até uma temperatura de referência e a grandeza que se deseja medir (radiação, temperatura ou velocidade de fluido) provoca uma variação térmica do dispositivo.

Assim, para que o sensor seja mantido em temperatura constante, é necessário compensar a variação térmica através do sinal de excitação do sistema. Para isto, pode ser utilizado um sistema de controle linear em malha fechada e, a partir do sinal de controle que mantém a temperatura do sensor constante, é possível determinar a grandeza desejada (Figura 3.1).

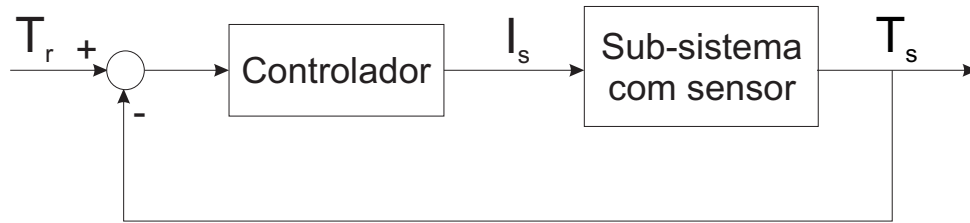


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de controle para manter a temperatura do sensor constante na condição de regime estático

Como é não-linear a relação entre a corrente elétrica através do sensor (variável medida) e a grandeza a ser estimada (no método de medição a temperatura constante), o controlador é, em geral, projetado para pontos de operação específicos.

Por exemplo, em (POdC⁺03) foi proposto um modelo de primeira ordem para sensores termo-resistivos, utilizando controlador *PI* para um sistema de medição a temperatura constante. Entretanto, como o sistema possui característica não-linear, à medida que os sinais se afastam do ponto de operação utilizado no projeto, o desempenho do controlador linear projetado diminui.

Em (Oli97) é apresentada uma análise de um circuito em ponte de Wheatstone realimentada, com amplificador operacional, para utilizar medição a temperatura constante. Observou-se que a tensão de *offset* do amplificador gera erros de medição, apresentando grande influência no comportamento dinâmico do sistema.

Como solução, a linearização por realimentação do modelo de sensores termo-resistivos, além de possibilitar um melhor desempenho do sistema em diversos pontos de operação, contribui também na compensação da variação da temperatura do meio, pois, conhecidas as temperaturas do sensor e do meio, pode-se gerar uma variável independente da diferença destas duas temperaturas dividindo a potência elétrica do sensor (ou grandeza equivalente e proporcional) por esta diferença de temperatura.

A aplicação do método de linearização por realimentação ao problema em questão é apresentada no Capítulo 4.

3.5 Conclusão

Os três métodos de medição discutidos apresentam relação não linear entre a variável que é mantida constante (tensão, corrente ou temperatura) e a variável medida (tensão ou corrente), ou seja, o comportamento do sistema sofre variações em função do seu ponto de operação, o que motivou estudos para identificar um método que resolva este problema.

Em comparação com os demais, o método de medição a temperatura constante, escolhido para aplicação neste trabalho, é o que apresenta menor constante de tempo de resposta.

Capítulo 4

Linearização por realimentação aplicada a sensor termo-resistivo

4.1 Introdução

Uma das metodologias mais utilizadas no controle de sistemas não-lineares busca projetar um controlador linear para a aproximação linear do sistema em torno de um ponto de operação e aplicá-lo diretamente ao sistema não-linear.

Apesar da vantagem de projetar um controlador utilizando a teoria de sistemas lineares (que é mais simples e conhecida que a de sistemas não-lineares), o desempenho do controlador é reduzido à medida que o sistema se afasta do ponto de operação considerado, o que é uma característica indesejada.

A linearização por realimentação é uma alternativa para solucionar esta questão. Neste método, utiliza-se uma malha de realimentação que transforma o sistema não linear em um sistema linear, possibilitando assim o projeto de um controlador linear (MG90) (Fra06).

Porém, este método de linearização é sensível à variação dos parâmetros envolvidos, o que pode impedir a compensação exata de uma não-linearidade. Assim, como o controlador linear é projetado considerando que a linearização executada foi exata, é possível que o mesmo não funcione exatamente como desejado.

Já existem propostas para contornar este problema, como a linearização por realimentação robusta (Fra06). Como um primeiro passo, neste trabalho será aplicada a linearização por realimentação clássica do sistema de medição baseado em sensor termo-resistivo. Decerto que a compensação não-exata da não-linearidade será considerada na análise dos resultados experimentais obtidos.

4.2 Linearização por Realimentação Aplicada a Sistemas de Medição Baseados em Sensor Termo-Resistivo a Temperatura Constante

O circuito eletrônico básico ¹ já foi apresentado no Capítulo 2 (Figura 2.2). A descrição da linearização por realimentação será feita sobre este mesmo circuito, conforme mostrado na Figura 4.1.

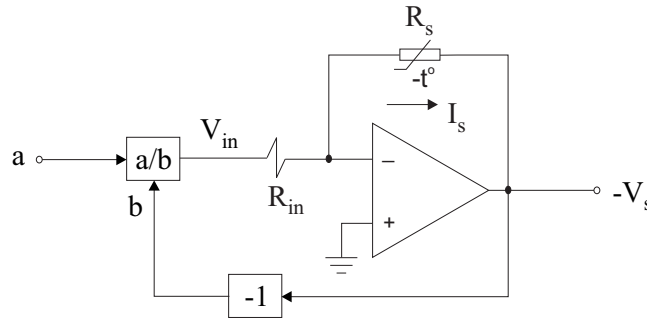


Figura 4.1: Circuito eletrônico básico com linearização por realimentação

A partir da Figura 4.1, tem-se que

$$I_s(t) = \frac{V_{in}(t)}{R_{in}} \quad (4.1)$$

$$V_{in}(t) = \frac{a(t)}{b(t)} = \frac{a(t)}{V_s(t)} \quad (4.2)$$

De (4.1) e (4.2),

$$P_s(t) = V_s(t)I_s(t) = \frac{a(t)}{R_{in}} \quad (4.3)$$

A equação do modelo não-linear do sensor definida no Capítulo 3, considerando a radiação incidente nula ($H = 0$), é dada por:

$$P_s(t) = G_{th}T_{\Delta}(t) + C_{th}\frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.3) em (4.4), obtém-se:

$$\frac{a(t)}{R_{in}} = G_{th}T_{\Delta}(t) + C_{th}\frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad (4.5)$$

¹A plataforma experimental completa é apresentada no Capítulo 5

Note-se que, na Figura 4.1, $a(t)$ é uma variável virtual equivalente ao produto da potência elétrica do sensor por R_{in} . Na realidade, a potência elétrica do sensor é gerada por $I_s(t)$ obtida de $a(t)$. Para distinguir da potência elétrica real do sensor, define-se, a partir deste ponto, a nova variável de entrada $P_x(t)$ como:

$$P_x(t) = \frac{a(t)}{R_{in}} \quad (4.6)$$

Assim,

$$P_x(t) = G_{th}T_{\Delta}(t) + C_{th}\frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad (4.7)$$

A partir desta equação, observa-se que o sistema realimentado é linear em relação à nova entrada $P_x(t)$. Esta variável, $P_x(t)$, é independente de outras variáveis, enquanto que $P_s(t)$ é a potência dependente da tensão e corrente elétrica no sensor.

Aplicando a Transformada de Laplace à equação (4.7), a função de transferência de $P_x(t)$ para $T_{\Delta}(t)$, para o sistema realimentado, caracteriza um sistema linear de 1ª ordem:

$$\frac{T_{\Delta}(s)}{P_x(s)} = \frac{1/G_{th}}{\frac{C_{th}}{G_{th}}s + 1} \quad (4.8)$$

4.3 Resultados para o sistema linearizado

Uma forma de demonstrar a característica linear de um sistema é através da constante de tempo e do ganho estático de sua resposta para diferentes sinais de excitação. Sabe-se que, quando o sistema é linear, estes parâmetros se mantêm constantes independentemente do sinal de entrada aplicado.

No Capítulo 2, foram apresentados os resultados experimentais para a condutância térmica (item 2.4.2) e para a constante de tempo do sistema não-linearizado (item 2.4.3). Verificou-se que a condutância térmica sofreu pequenas variações, porém a constante de tempo, devido à não-linearidade do sistema, não se manteve constante nos diferentes pontos de operação (constante de tempo aparente).

Aplicando sinais com características semelhantes aos do item 2.4.2 (entrada em escada, 100s para cada degrau - Figura 4.2), e utilizando o método dos mínimos quadrados para ajustar o sinal experimental adquirido (Figura 4.3), é possível estimar a constante de tempo (C_{th}/G_{th}) e o ganho estático ($1/G_{th}$) para o sistema linearizado. Estes dados são mostrados na Tabela 4.1).

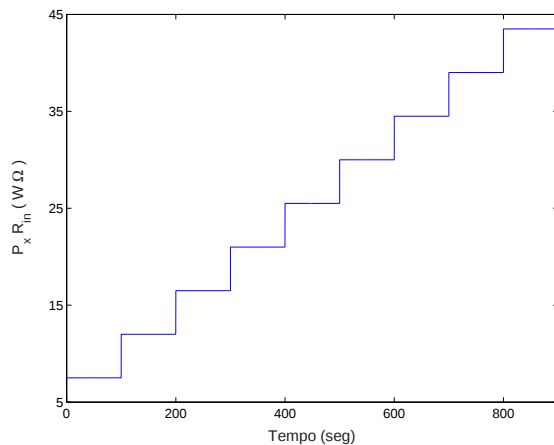


Figura 4.2: Curvas do sinal de entrada em escada para o sistema linearizado (dados experimentais)

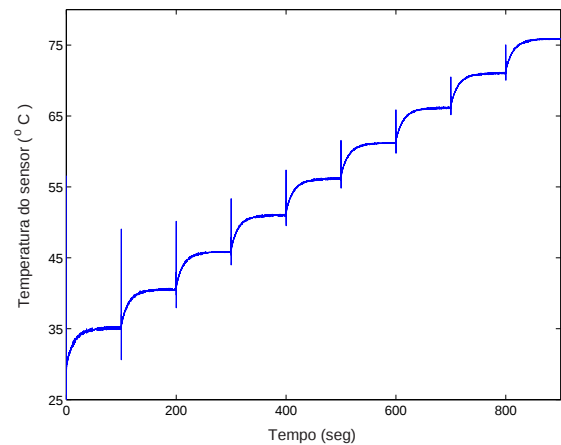


Figura 4.3: Curvas da temperatura de saída do sistema linearizado para entrada em escada (dados experimentais)

Tabela 4.1: Valores da constante de tempo intrínseca e ganho estático para diferentes sinais de comando aplicados ao sistema linearizado

Degrau	Constante de tempo intrínseca (s)	Ganho estático ($^{\circ}C/mW$)
1	11,99	1,56
2	11,29	1,4
3	11,25	1,3
4	11,3	1,29
5	11,58	1,26
6	11,42	1,24
7	11,45	1,22
8	11,42	1,21
9	11,65	1,19

O valor médio encontrado para a constante de tempo é de $11,42s$, com desvio padrão de $0,218174s$. Observa-se que a constante de tempo intrínseca, definida com os resultados do sistema linearizado, sofre pequenas variações em cada degrau da aquisição de dados (aproximadamente constante).

Para o ganho estático, o valor médio encontrado é de $1,26^{\circ}C/mW$, com desvio padrão de $0,11694^{\circ}C/mW$. Em comparação com o ganho estático encontrado para o sistema não linearizado ($1,22^{\circ}C/mW$) o parâmetro sofreu pequena variação.

Alguns dos motivos para as pequenas variações da constante de tempo intrínseca estimada, e do ganho estático comparado ao do sistema não-linearizado são:

- A compensação da não-linearidade não é exata na implementação experimental;
- São utilizados valores estimados de P_s e T_s e curvas ajustadas para o cálculo dos parâmetros.

Para o sistema linearizado e operando em regime permanente, de (2.13) e (4.7), deduz-se que:

$$G_{th} = \frac{\overline{P_x}}{\overline{T_\Delta}} \quad (4.9)$$

Colocados em um mesmo gráfico os valores de $\overline{P_x}$ e $\overline{T_\Delta}$, utilizou-se o critério dos mínimos quadrados para definir a reta que melhor se ajusta a estes pontos (Figura 4.4).

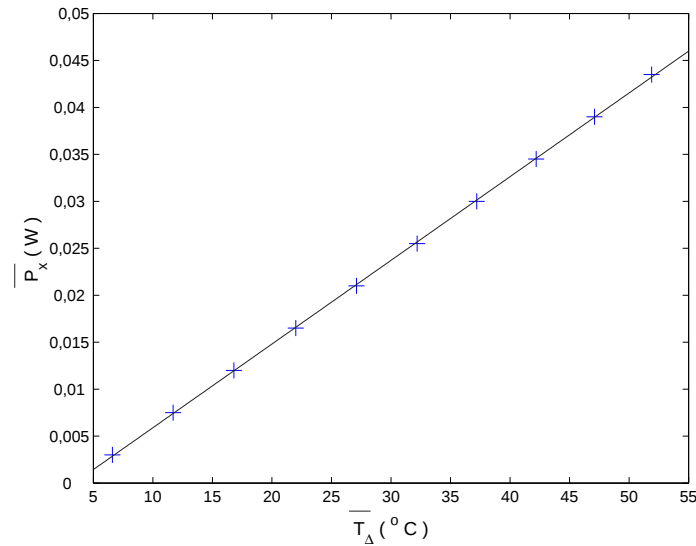


Figura 4.4: Gráfico de $\overline{P_x} \times \overline{T_\Delta}$ (“+”: pontos adquiridos experimentalmente; linha contínua: reta ajustada)

Neste caso, utilizando a equação (2.13), o valor encontrado para G_{th} é de $0,891 \text{ mW}/^\circ\text{C}$.

Adotando então $\tau = 11,4 \text{ s}$, e com o valor estimado no sistema linearizado para $G_{th} = 0,891 \text{ mW}/^\circ\text{C}$, obtém-se:

$$C_{th} = \tau G_{th} = 10,16 \text{ mW s}/^\circ\text{C} \quad (4.10)$$

Utilizando os parâmetros do sensor calculados no Capítulo 2 ($A = 1354,06 \times 10^{-5} \Omega$, $B = 3342,21 \text{ K}$), e os valores de C_{th} e G_{th} estimados experimentalmente, é possível reproduzir o circuito básico experimental (Figura 4.1) em diagrama de blocos do *Simulink*, conforme mostrado na Figura 4.5.

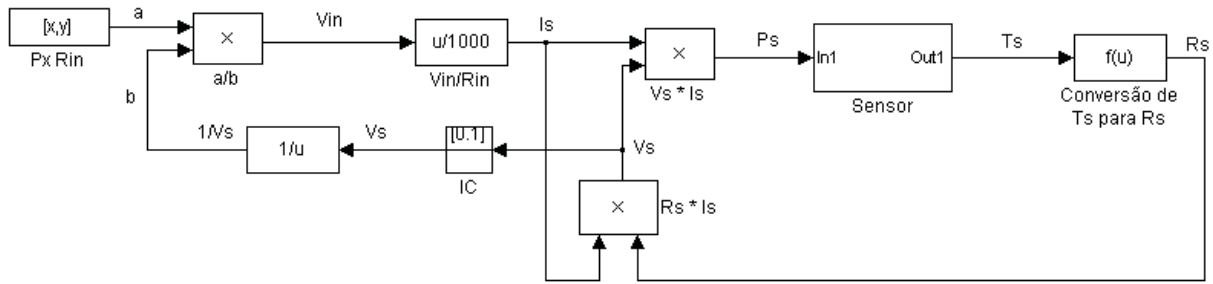


Figura 4.5: Modelo em *Simulink* do circuito eletrônico básico com linearização por realimentação

Com o objetivo de verificar se os parâmetros do modelo definidos experimentalmente caracterizam corretamente o comportamento do sensor, sinais de entrada análogos aos utilizados na implementação experimental (Figura 4.2) foram aplicados ao diagrama de blocos da Figura 4.5. Para comparação, os resultados experimental e simulado são colocados no mesmo gráfico (Figura 4.6).

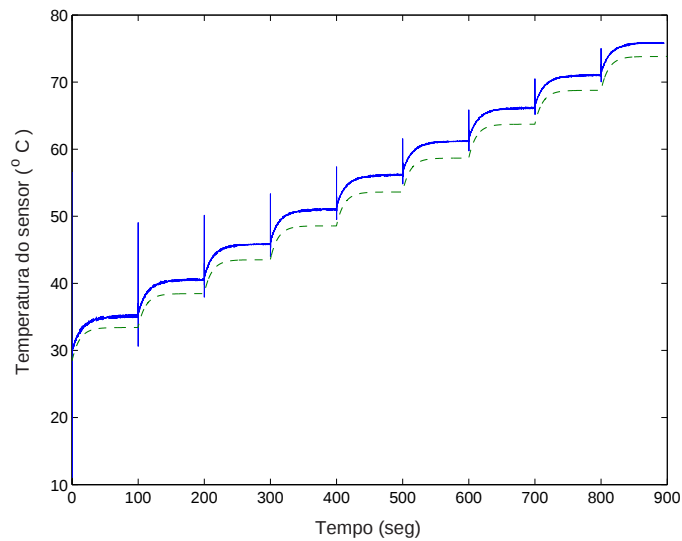


Figura 4.6: Curvas da temperatura de saída do sistema linearizado para entrada em escada: dados experimentais (linha contínua), e dados de simulação (linha tracejada)

A maior diferença entre as duas curvas é de aproximadamente $2\text{ }^{\circ}\text{C}$. Apesar disto, é possível considerar que os parâmetros do sensor calculados representam adequadamente o comportamento do dispositivo observando que:

- A condições iniciais dos sistemas experimental e simulado (temperatura inicial do sensor) não são idênticas,

- No sistema linearizado simulado a compensação da não-linearidade é exato (o que não ocorre no sistema experimental),

Observa-se que no sistema linearizado é possível executar as caracterizações estática e dinâmica com uma única aquisição de dados. Isto é, determinação de τ e G_{th} com um único experimento.

4.4 Conclusão

Considerando a linearização por realimentação aplicada a sistemas de medição baseados em sensor termo-resistivo a temperatura constante, podem ser ressaltadas as seguintes aplicações:

- Desenvolvimento de um sistema linear, mais adequado para implementação de controladores lineares;
- Caracterização do sensor em um único experimento;
- Verificação da ordem do sistema.

Neste trabalho, a linearização por realimentação não depende de parâmetros do sistema, mas da precisão do circuito virtual² que realiza a operação a/b . Desta forma, espera-se que os problemas de robustez sejam menores. Em geral, a perda de robustez dos sistemas ocorre devido ao ganho da realimentação depender de parâmetros do sistema que não são conhecidos com exatidão.

Apesar da compensação das não-linearidades apresentar pequenas variações na linearização por realimentação (sensibilidade à variação dos parâmetros), os resultados experimental e simulado estão muito próximos. Assim, pode-se considerar que os coeficientes estimados para o sensor utilizado representam adequadamente os parâmetros reais do dispositivo.

Porém, para obter melhores resultados, é necessário aperfeiçoar a plataforma para reduzir perturbações. Entretanto, apesar das perturbações existentes, observa-se que há potencial para melhores resultados no controle de temperatura.

²A plataforma experimental completa é apresentada no Capítulo 5

Capítulo 5

Controle de Temperatura do Sistema Linearizado

5.1 Introdução

Considerando sistemas de medição operando em temperatura constante, propõe-se a utilização de um controlador em malha fechada para manter esta temperatura fixa.

Neste capítulo é apresentada a estratégia de controle utilizada (*IMC*), bem como o projeto do controlador aplicado ao sistema linearizado.

Sabe-se que o desempenho de controladores lineares em sistemas não-linearizados diminui à medida que o sistema se afasta do ponto de operação utilizado no projeto do controlador. Assim, para comparar resultados do sistema com e sem linearização por realimentação, projeta-se também um controlador linear em torno de um ponto de operação específico. Estes resultados experimentais são mostrados, seguidos de sua análise.

Além disto, a plataforma experimental desenvolvida para aplicação dos testes experimentais é apresentada.

5.2 *IMC*: Fundamentos

Seja um sistema de controle em malha aberta, conforme mostrado na Figura 5.1:



Figura 5.1: Sistema de controle em malha aberta

sendo $R(s)$ o sinal de referência (*setpoint*),

$G_C(s)$ a função de transferência do controlador,

$U(s)$ a variável manipulada,

$G_P(s)$ a função de transferência do processo, e

$Y(s)$ a saída do sistema.

O objetivo de controle é que a saída acompanhe o sinal de referência, ou seja, $Y(s) = R(s)$.

Sendo $\tilde{G}_P(s)$ um modelo de $G_P(s)$, a saída do sistema $Y(s)$ corresponderá exatamente à sua entrada $R(s)$ se:

$$G_P(s) = \tilde{G}_P(s) \quad (5.1)$$

$$G_C(s) = \tilde{G}_P^{-1}(s) \quad (5.2)$$

Entretanto, este sistema apresenta dificuldades para obter $Y(s) = R(s)$ devido a alguns fatores como:

- Erros na modelagem do processo;
- O modelo desenvolvido, $\tilde{G}_P(s)$, pode não ser inversível e a inversa pode ser um sistema não-causal.
- O sistema é afetado por perturbações não conhecidas.

Como solução, é possível o uso de sistemas em malha fechada, como mostrado na Figura 5.2.

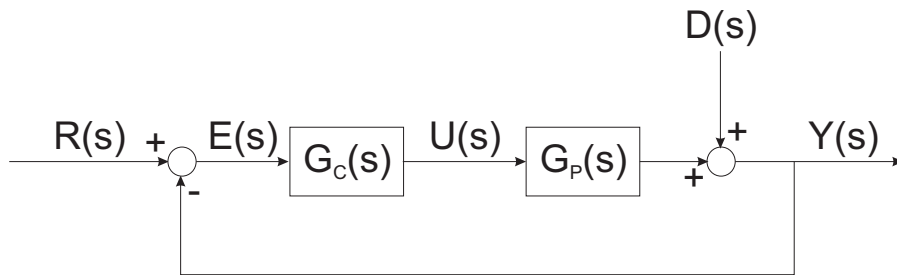
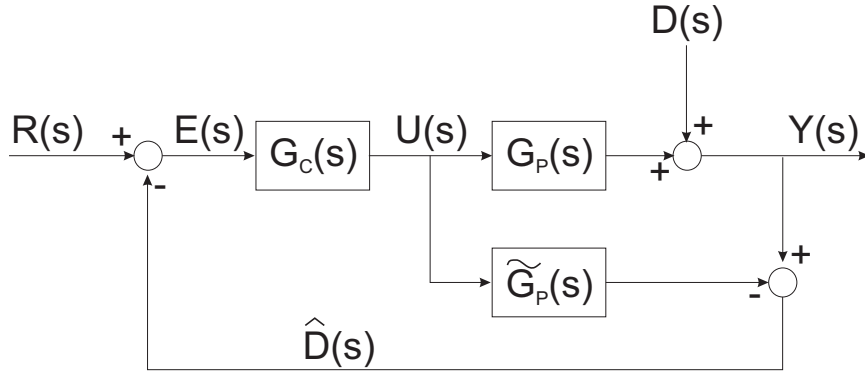


Figura 5.2: Sistema de controle em malha fechada

sendo $E(s)$ o sinal de erro e

$D(s)$ uma perturbação não conhecida.

Utilizando características de sistemas em malha aberta e em malha fechada, foi desenvolvida uma estratégia de controle denominada *IMC* (*Internal Model Control* - Controle por Modelo Interno) (RMS86) (Sko03) (SP05), com estrutura geral mostrada na Figura 5.3. A nomenclatura desta estratégia de controle se deve ao modelo da planta $\tilde{G}_P(s)$ que aparece explicitamente na estrutura.

Figura 5.3: Estrutura geral do *IMC*

sendo $\tilde{G}_P(s)$ a função de transferência do modelo do processo sob controle e $\hat{D}(s)$ o sinal de complemento ao modelo do processo.

De uma forma geral, pode-se dizer que o *IMC* é projetado com as facilidades de um sistema em malha aberta, preservando os benefícios do sistema com realimentação.

Através do diagrama mostrado na Figura 5.3, observa-se que:

- A variável manipulada $U(s)$ é introduzida tanto no processo $G_P(s)$ quanto no seu modelo $\tilde{G}_P(s)$;
- A saída do sistema $Y(s)$ é comparada com a saída do modelo, resultando no sinal $\hat{D}(s)$.

Isto é:

$$\hat{D}(s) = U(s)[G_P(s) - \tilde{G}_P(s)] + D(s) \quad (5.3)$$

Se $D(s)$ é nulo, então $\hat{D}(s)$ mede a diferença entre o comportamento do processo e de seu modelo. Se $G_P(s) = \tilde{G}_P(s)$, então $\hat{D}(s)$ equivale à perturbação. Assim, $\hat{D}(s)$ pode ser considerado como a informação que faltava ao modelo do processo, podendo ser utilizado para melhorar o controle. Isto é feito subtraindo $\hat{D}(s)$ do *setpoint* $R(s)$. O sinal de controle resultante é dado por:

$$U(s) = [R(s) - \hat{D}(s)]G_C(s) \quad (5.4)$$

Substituindo (5.3) em (5.4), e desenvolvendo a equação resultante, tem-se:

$$\begin{aligned}
 U(s) &= \{R(s) - [(G_P(s) - \tilde{G}_P(s))U(s) + D(s)]\}G_C(s) \\
 \Rightarrow U(s) &= [R(s) - D(s)]G_C(s) - [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]U(s)G_C(s) \\
 \Rightarrow U(s) &= \frac{[R(s) - D(s)]G_C(s)}{1 + [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]G_C(s)}
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Sendo

$$Y(s) = G_P(s)U(s) + D(s) \quad , \tag{5.6}$$

e aplicando o resultado da equação (5.5) a (5.6), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \frac{[R(s) - D(s)]G_C(s)}{1 + [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]G_C(s)}G_P(s) + D(s) \\
 \Rightarrow Y(s) &= \frac{R(s)G_C(s)G_P(s) - D(s)G_C(s)G_P(s) + D(s) + D(s)G_C(s)G_P(s) - D(s)\tilde{G}_P(s)G_C(s)}{1 + [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]G_C(s)} \\
 \Rightarrow Y(s) &= \frac{R(s)G_C(s)G_P(s) + D(s)[1 - G_C(s)\tilde{G}_P(s)]}{1 + [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]G_C(s)}
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Os efeitos da diferença entre o processo real, $G_P(s)$, e seu modelo, $\tilde{G}_P(s)$, devem ser minimizados. Como geralmente a maior diferença no comportamento de ambos, processo real e modelo, ocorre em altas frequências, é comum acrescentar um filtro passa-baixas para eliminar este problema. A equação do filtro utilizado é escrita como:

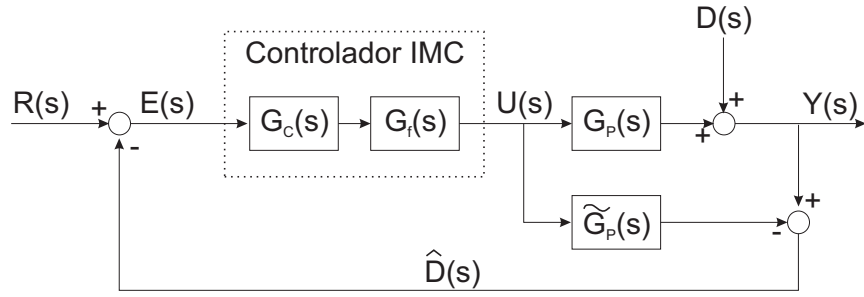
$$G_f(s) = \frac{1}{(\tau_f s + 1)^n} \quad , \tag{5.8}$$

sendo τ_f a constante de tempo e

n a ordem do filtro.

Para prevenir ações de controle diferencial excessivas e obter um controlador causal (fisicamente realizável), a ordem n do filtro é escolhida de forma que a função resultante do produto $G_C(s)G_f(s)$ seja própria (número de pólos $\geq$ número de zeros).

Assim, o controlador com modelo interno, $G_{IMC}(s)$, é composto pelo controlador $G_C(s)$ em série com o filtro $G_f(s)$ (Figura 5.4).

Figura 5.4: Estrutura geral do *IMC* com filtro

Como $G_C(s) = \tilde{G}_P^{-1}(s)$, deve-se distinguir termos inversíveis e não inversíveis. Assim,

$$\tilde{G}_P(s) = \tilde{G}_P^+(s)\tilde{G}_P^-(s) \quad , \quad (5.9)$$

sendo $\tilde{G}_P^+(s)$ composto pelos termos inversíveis e

$\tilde{G}_P^-(s)$ composto pelos termos não inversíveis.

Os termos não-inversíveis conduzem o sistema a problemas de instabilidade e realização. Para evitá-los, reescreve-se $G_C(s)$ como:

$$G_C(s) = \tilde{G}_P^{+^{-1}}(s) \quad (5.10)$$

Desta forma,

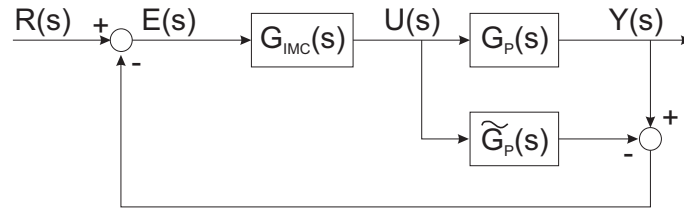
$$\begin{aligned} G_{IMC}(s) &= G_C(s)G_f(s) \\ \Rightarrow G_{IMC}(s) &= \tilde{G}_P^{+^{-1}}(s)G_f(s) \end{aligned} \quad (5.11)$$

A função $Y(s)$ resultante em (5.7) é agora definida por:

$$Y(s) = \frac{R(s)G_{IMC}(s)G_P(s) + D(s)[1 - G_{IMC}(s)\tilde{G}_P(s)]}{1 + [G_P(s) - \tilde{G}_P(s)]G_{IMC}(s)} \quad (5.12)$$

5.2.1 Implementando o *IMC*

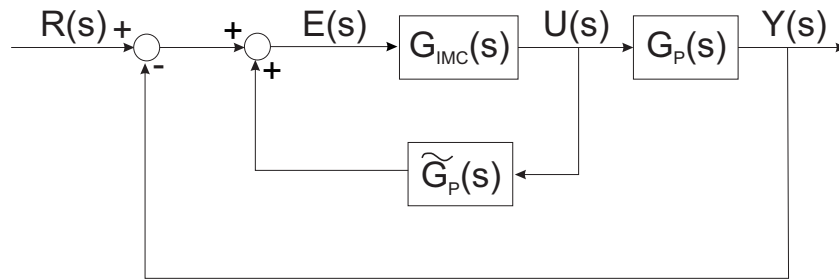
É possível estabelecer a estrutura do controle *IMC* a partir de um sistema com realimentação unitária convencional no qual o controlador é colocado em série com o processo. Para isto, é necessário primeiramente reduzir a estrutura mostrada na Figura 5.4. Inicialmente, a entrada de perturbações no sistema é retirada (Figura 5.5).

Figura 5.5: Estrutura geral do *IMC* sem perturbação

Assim, a equação para $E(s)$ é dada por:

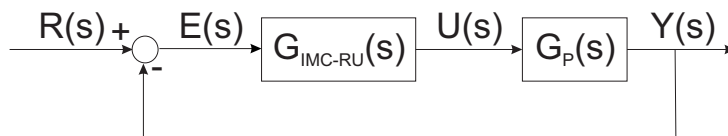
$$\begin{aligned} E(s) &= R(s) - (Y(s) - \tilde{G}_P(s)U(s)) \\ \Rightarrow E(s) &= R(s) - Y(s) + \tilde{G}_P(s)U(s) \end{aligned} \quad (5.13)$$

De acordo com (5.13), pode-se reestruturar a disposição do diagrama de blocos da Figura 5.5, como mostrado na Figura 5.6.

Figura 5.6: Reestruturação do diagrama de blocos do *IMC* sem perturbação

Desta forma, o sistema realimentado interno pode ser substituído por um único diagrama de blocos (Figura 5.7), dito G_{IMC-RU} ¹ ao considerar que:

$$G_{IMC-RU}(s) = \frac{G_{IMC}(s)}{1 - G_{IMC}(s)\tilde{G}_P(s)} \quad (5.14)$$

Figura 5.7: Estrutura de controle *IMC* no formato de uma rede com realimentação unitária convencional

¹O índice “RU” refere-se ao termo *realimentação unitária*

5.3 Controlador Projetado para o Sistema Linearizado

Sendo o *IMC* uma estratégia de controle baseada em modelo de processo, é necessário primeiramente definir este modelo, para então calcular os parâmetros do controlador. No Capítulo 4 foi desenvolvida a equação para o modelo linearizado do sensor (4.8), dada por:

$$\tilde{G}_P(s) = \frac{T_\Delta(s)}{P_x(s)} = \frac{1/G_{th}}{\left(\frac{C_{th}}{G_{th}}s + 1\right)} \quad (5.15)$$

Como todos os termos de (5.15) são inversíveis, pode-se considerar que $\tilde{G}_P^+(s) = \tilde{G}_P(s)$ (5.9). Logo, reescreve-se (5.11) como:

$$G_{IMC}(s) = \tilde{G}_P^{-1}(s)G_f(s) \quad (5.16)$$

Desta forma, aplicando o resultado de (5.16) a (5.14), é possível simplificar a equação do controlador *IMC* para uma rede *PID* convencional:

$$\begin{aligned} G_{IMC-RU}(s) &= \frac{[\tilde{G}_P^{-1}(s)G_f(s)]}{1 - [\tilde{G}_P^{-1}(s)G_f(s)]\tilde{G}_P(s)} \\ \Rightarrow G_{IMC-RU}(s) &= \frac{\tilde{G}_P^{-1}(s)G_f(s)}{1 - G_f(s)} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Substituindo (5.8) e (5.15) em (5.17), e considerando que o filtro é de 1ª ordem, obtém-se:

$$\begin{aligned} G_{IMC-RU}(s) &= \frac{\left(\frac{C_{th}}{G_{th}}s + 1\right) \frac{1}{1/G_{th}}}{1 - \frac{1}{(\tau_f s + 1)}} \\ \Rightarrow G_{IMC-RU}(s) &= \frac{(C_{th}s + G_{th})}{\tau_f s} \\ \Rightarrow G_{IMC-RU}(s) &= \frac{C_{th}}{\tau_f} \left(1 + \frac{1}{sC_{th}/G_{th}}\right) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Comparando (5.18) com a equação definida para um controlador *PID* ideal

$$G_{PID}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad , \quad (5.19)$$

conclui-se que os parâmetros do controlador são:

$$K_c = \frac{C_{th}}{\tau_f} \quad (5.20)$$

$$T_i = \frac{C_{th}}{G_{th}} \quad (5.21)$$

$$T_d = 0 \quad , \quad (5.22)$$

sendo K_c , T_i e T_d o ganho proporcional, a constante de integração e a constante de derivação, respectivamente.

Como C_{th} e G_{th} são constantes, o único parâmetro livre de sintonia do controlador é a constante de tempo do filtro, τ_f . Para os valores da constante de tempo intrínseca $\tau = 11,4s$, e da capacidade térmica do sensor $C_{th} = 10,16 \text{ mW s}/^\circ\text{C}$ calculados no Capítulo 4, obtém-se como parâmetros do controlador: $K_c = 10,16 \times 10^{-4}/\tau_f$ e $T_i = 11,4$. Vale ressaltar que a ação integral do controlador elimina erros de rastreamento ao degrau.

É possível obter a função de transferência de malha fechada do sistema linearizado e com controle (Figura 5.7), $G_{MFl}(s)$, conhecidas as equações que definem de $\tilde{G}_P(s)$ (5.15) e $G_{IMC-RU}(s)$ (5.18):

$$G_{MFl}(s) = \frac{G_{IMC-RU}(s)G_P(s)}{1 + G_{IMC-RU}(s)G_P(s)} \quad (5.23)$$

Supondo que o modelo $\tilde{G}_P(s)$ represente com exatidão o processo $G_P(s)$, a função de transferência em malha fechada seria dada por:

$$\begin{aligned} G_{MFl}(s) &= \frac{\frac{(C_{th}s + G_{th})}{\tau_f s} \frac{1}{(C_{th}s + G_{th})}}{1 + \frac{(C_{th}s + G_{th})}{\tau_f s} \frac{1}{(C_{th}s + G_{th})}} \\ \Rightarrow G_{MFl}(s) &= \frac{1}{\tau_f s + 1} \end{aligned} \quad (5.24)$$

No cálculo de $G_{MFl}(s)$, observa-se que há cancelamento de pólos e zeros, e que a constante de tempo de malha fechada é τ_f .

A escolha de τ_f influencia o desempenho do sistema em malha fechada, pois, quanto menor esta constante de tempo, mais rápida é a resposta deste sistema. Porém, a diminuição desta constante desloca o pólo de malha fechada mais à esquerda do Lugar das Raízes, aumentando assim a largura de faixa e tornando o sistema mais vulnerável a ruídos de alta frequência.

5.4 Controlador Projetado para o Sistema Não-Linearizado

Considerando que a linearização por realimentação não é aplicada ao sistema de medição, o mesmo mantém as suas características de não-linearidade discutidas anteriormente (Seção 3.3). Assim, para continuar utilizando um controlador linear, é necessário linearizar o sistema em torno de um ponto de operação e aplicar a nova equação do modelo no projeto do controlador a ser implementado.

5.4.1 Linearização em Torno de um Ponto de Operação

Seja a equação de equilíbrio das energias (1ª Lei da Termodinâmica) para um sensor aquecido por efeito Joule, submetido à transferência de calor, com radiação incidente nula e temperatura ambiente constante, apresentada no Capítulo 2 (2.11):

$$P_s(t) = G_{th}T_{\Delta}(t) + C_{th}\frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad (5.25)$$

Considerando que $P_s(t) = I_s^2(t)R_s(t)$, reescreve-se (5.25) como:

$$I_s^2(t)R_s(t) = G_{th}T_{\Delta} + C_{th}\frac{dT_{\Delta}(t)}{dt} \quad (5.26)$$

Os termos $I_s(t)$, $R_s(t)$ e $T_{\Delta}(t)$ podem ser representados na forma:

$$I_s(t) = I_{so} + i_s(t) \quad (5.27)$$

$$R_s(t) = R_{so} + r_s(t) \quad (5.28)$$

$$T_{\Delta}(t) = T_{\Delta o} + t_{\Delta}(t) \quad (5.29)$$

sendo I_{so} , R_{so} e $T_{\Delta o}$ os valores de $I_s(t)$, $R_s(t)$ e $T_{\Delta}(t)$ no ponto de operação, respectivamente;

$i_s(t)$, $r_s(t)$ e $t_{\Delta}(t)$ os valores incrementais de $I_s(t)$, $R_s(t)$ e $T_{\Delta}(t)$, respectivamente.

Como deseja-se encontrar uma relação entre $I_s(t)$ e $T_{\Delta}(t)$ para o modelo linearizado em torno de um ponto de operação, reescreve-se $R_s(t)$, definido em (5.28), em função de $T_{\Delta}(t)$:

$$R_s(t) = R_{so} + k_r t_{\Delta}(t) \quad (5.30)$$

em que $k_r = \frac{dR_s}{dT_{\Delta}}|_{T_{\Delta o}} = \frac{-BR_{so}}{T_{\Delta o}^2}$ (para um termistor *NTC*).

Aplicando (5.27), (5.29) e (5.30) em (5.26), tem-se:

$$(I_{so} + i_s(t))^2(R_{so} + k_r t_{\Delta}(t)) = G_{th}[T_{\Delta o} + t_{\Delta}(t)] + C_{th}\frac{dt_{\Delta}(t)}{dt} \quad (5.31)$$

Desprezando os termos incrementais de 2ª ordem, e considerando que no ponto de operação os termos incrementais são nulos, ou seja:

$$I_{so}^2 R_{so} = G_{th} T_{\Delta o} \quad , \quad (5.32)$$

a equação (5.31) é simplificada para:

$$G_{th}t_{\Delta}(t) + C_{th}\frac{dt_{\Delta}(t)}{dt} - I_{so}^2 k_r t_{\Delta}(t) = 2I_{so}R_{so}i_s(t) \quad (5.33)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (5.33), obtém-se:

$$\frac{T_{\Delta}(s)}{I_s(s)} = \tilde{G}_{Ppo}(s) = \frac{2I_{so}R_{so}}{sC_{th} + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)} \quad (5.34)$$

5.4.2 Controlador

Observa-se que a função de transferência do modelo linearizado em torno de um ponto de operação, $\tilde{G}_{Ppo}(s)$, definida em (5.34), possui todos seus termos inversíveis, de modo que é válido considerar $\tilde{G}_{Ppo}^+(s) = \tilde{G}_{Ppo}(s)$, em que $\tilde{G}_{Ppo}^+(s)$ é a função de transferência composta pelos termos inversíveis de $\tilde{G}_{Ppo}(s)$. E, assim como em (5.16), pode-se escrever:

$$G_{IMCpo}(s) = \tilde{G}_{Ppo}^{-1}(s)G_f(s) \quad , \quad (5.35)$$

sendo $G_{IMCpo}(s)$ a função de transferência do controlador *IMC* do sistema não-linearizado.

Desta forma, aplicando o resultado de (5.35) a (5.14), é possível simplificar a equação do controlador *IMC* para uma rede *PID* convencional como:

$$G_{IMCpo-RU}(s) = \frac{\tilde{G}_{Ppo}^{-1}(s)G_f(s)}{1 - G_f(s)} \quad (5.36)$$

Substituindo (5.8) e (5.34) em (5.36), e considerando que o filtro é de 1ª ordem, obtém-se:

$$\begin{aligned} G_{IMCpo-RU}(s) &= \frac{\frac{[sC_{th} + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)]}{2I_{so}R_{so}} \frac{1}{(\tau_f s + 1)}}{1 - \frac{1}{(\tau_f s + 1)}} \\ \Rightarrow G_{IMCpo-RU}(s) &= \frac{sC_{th} + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)}{2I_{so}R_{so}\tau_f s} \\ \Rightarrow G_{IMCpo-RU}(s) &= \frac{C_{th}}{2I_{so}R_{so}\tau_f} \left(1 + \frac{1}{s \frac{C_{th}}{(G_{th} - I_{so}^2 k_r)}} \right) \end{aligned} \quad (5.37)$$

Comparando (5.37) com a equação definida para um controlador *PID* ideal (5.19)

$$G_{PID}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad , \quad (5.38)$$

os parâmetros do controlador são:

$$K_{c-po} = \frac{C_{th}}{2I_{so}R_{so}\tau_f} \quad (5.39)$$

$$T_{i-po} = \frac{C_{th}}{G_{th} - I_{so}^2 k_r} \quad (5.40)$$

$$T_{d-po} = 0 \quad , \quad (5.41)$$

sendo K_{c-po} , T_{i-po} e T_{d-po} o ganho proporcional, a constante de integração e a constante de derivação para o controlador projetado para o modelo linearizado em torno de um ponto de operação, respectivamente.

Como C_{th} , G_{th} , I_{so} e k_r são constantes, o único parâmetro livre de sintonia do controlador é a constante de tempo do filtro, τ_f .

Escolhendo como ponto de operação $T_{so} = 70^\circ C$, os valores calculados para I_{so} , R_{so} e k_r são:

$$\begin{aligned} I_{so} &= 13 \text{ mA} \\ R_{so} &= 230,8 \, \Omega \\ k_r &= -6,6 \, \Omega/K \end{aligned}$$

Assim, obtém-se como parâmetros do controlador: $K_{c-po} = 1,7 \times 10^{-3}/\tau_f$ e $T_{i-po} = 0,851$.

É possível obter a função de transferência de malha fechada do sistema não-linearizado e com controle (Figura 5.7), $G_{MFpo}(s)$, conhecidas as equações que definem de $\tilde{G}_{Ppo}(s)$ (5.34) e $G_{IMCpo-RU}(s)$ (5.37):

$$G_{MFpo}(s) = \frac{G_{IMC-RU}(s)G_P(s)}{1 + G_{IMC-RU}(s)G_P(s)} \quad (5.42)$$

Supondo que o modelo $\tilde{G}_{Ppo}(s)$ represente com exatidão o processo $G_P(s)$, a função de transferência em malha fechada seria dada por:

$$\begin{aligned} G_{MFpo}(s) &= \frac{\frac{[C_{th}s + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)]}{2I_{so}R_{so}\tau_f s} \frac{2I_{so}R_{so}}{[C_{th}s + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)]}}{1 + \frac{[C_{th}s + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)]}{2I_{so}R_{so}\tau_f s} \frac{2I_{so}R_{so}}{[C_{th}s + (G_{th} - I_{so}^2 k_r)]}} \\ \Rightarrow G_{MFpo}(s) &= \frac{1}{\tau_f s + 1} \end{aligned} \quad (5.43)$$

A função de transferência em malha fechada obtida é idêntica à do sistema linearizado (5.24). Neste caso, há também cancelamento de pólos e zeros, e a constante de tempo de malha fechada é τ_f .

Assim como no sistema linearizado, a escolha de τ_f influencia o desempenho do sistema em malha fechada, ou seja, a diminuição desta constante de tempo:

- Torna o sistema mais rápido,
- Desloca o pólo de malha fechada mais à esquerda do Lugar das raízes (aumento da largura de faixa), e
- Provoca uma maior vulnerabilidade a ruídos de alta frequência.

5.5 Plataforma Experimental

A plataforma experimental desenvolvida é composta pelo ambiente com sensor, circuito de condicionamento de sinal, placa de aquisição de dados, e software para controlar a temperatura do sensor e a interface homem-máquina (Figura 5.8).

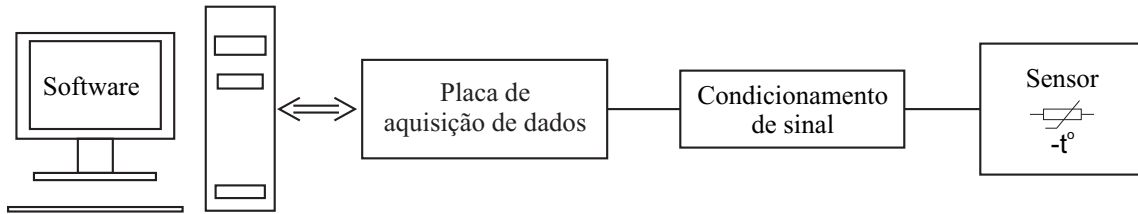


Figura 5.8: Diagrama de blocos da plataforma experimental

Ambiente com sensor Para considerar a radiação incidente nula ($H = 0$) e a temperatura ambiente constante, conforme utilizado na equação (4.4), o sensor é colocado em um recipiente fechado, no qual é possível monitorar a temperatura ambiente através de um termômetro de precisão (resolução de $0,01^{\circ}\text{C}$) a $Pt100$. Durante as aquisições de dados executadas, a variação da temperatura ambiente não excedeu os $0,2^{\circ}\text{C}$.

Circuito de condicionamento de sinal Uma das funções do circuito de condicionamento de sinal desenvolvido (Figura 5.9) é realizar o isolamento elétrico entre o ambiente com sensor e o sistema de aquisição de dados. Além disto, como existem limites para os sinais de entrada/saída dos ADC 's e DAC 's utilizados, este circuito ajusta a amplitude dos sinais fornecidos e extraídos do sensor.

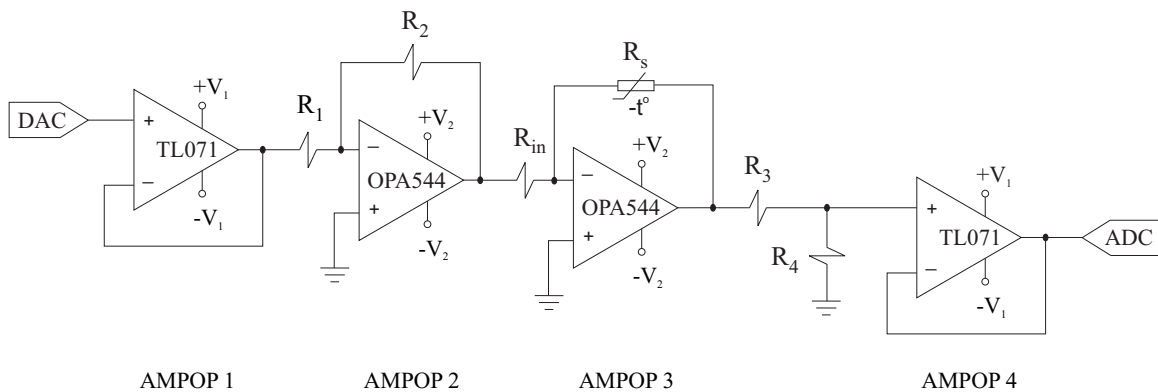


Figura 5.9: Diagrama esquemático do circuito eletrônico completo

O sinal de saída do DAC é isolado eletricamente do restante do circuito pelo $AMPOP 1$

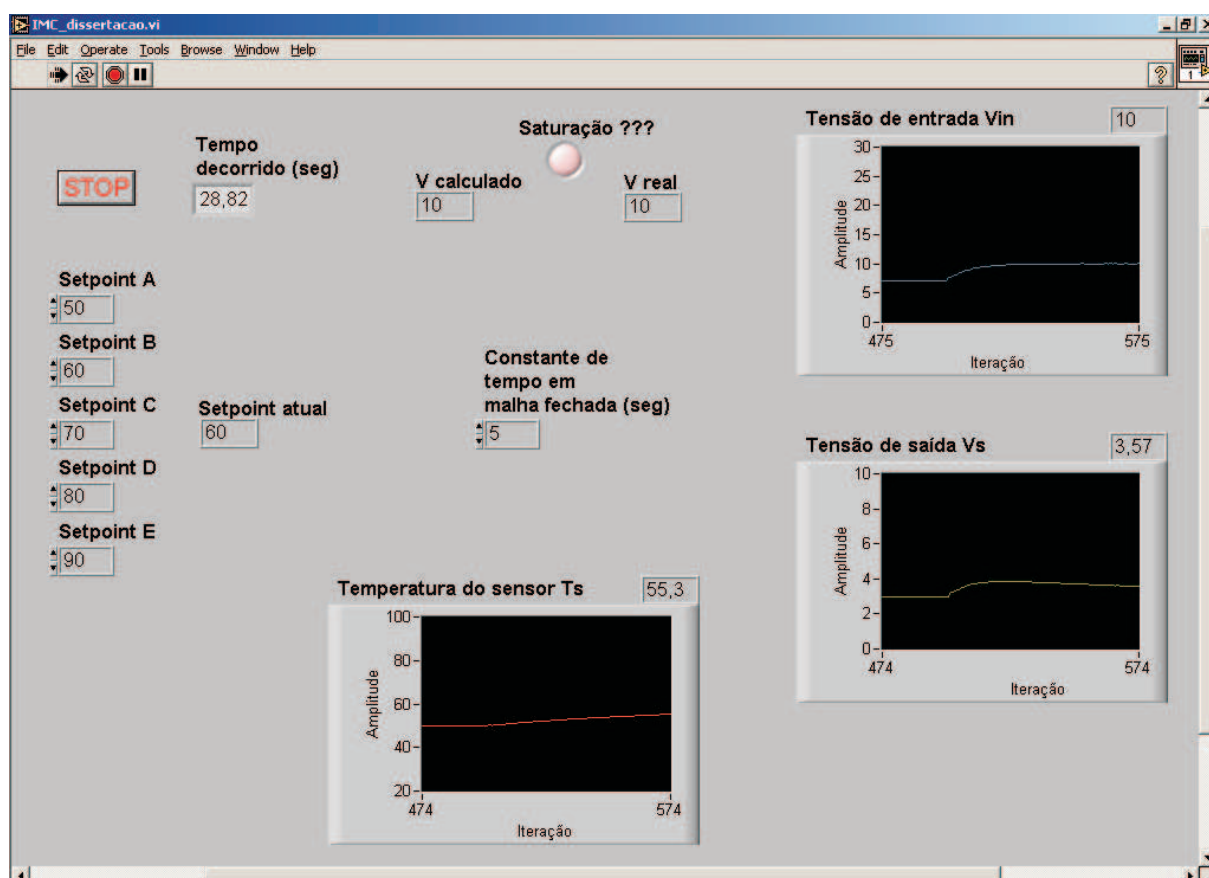
(configuração seguidor de tensão, $\pm V_1 = \pm 15\text{ V}$). Como o *DAC* utilizado opera sinais com amplitudes máximas de $\pm 10\text{ V}$, o *AMPOP* 2, na configuração de multiplicador, oferece um ganho de 3,9 ($R_1 = 1\text{ K}\Omega$, $R_2 = 3,9\text{ K}\Omega$ e $\pm V_2 = \pm 30\text{ V}$).

O circuito eletrônico básico, discutido nos Capítulos 3 e 4, compõe o circuito eletrônico completo com o *AMPOP* 3, em conjunto com o resistor $R_{in} = 1\text{ K}\Omega$ e com o sensor *NTC*.

Assim como o *DAC*, o *ADC* utilizado opera sinais com amplitudes máximas de $\pm 10\text{ V}$. Desta forma, é necessário reduzir o sinal de saída do circuito eletrônico básico. Os resistores $R_3 = 39\text{ K}\Omega$ e $R_4 = 10\text{ K}\Omega$ são utilizados no divisor de tensão para o ajuste da amplitude do sinal de entrada no *ADC* (ganho de 1/4,9), e o *AMPOP* 4, na configuração seguidor de tensão, isola eletricamente o *ADC* do restante do circuito.

Placa de aquisição de dados A placa de aquisição de dados utilizada é a *PCI6024E*, da National Instruments (Nat).

Software A interface com o usuário foi desenvolvida em *LabVIEW* (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench* - *National Instruments*), de modo que os comandos que compõem as funções de controle (Figura 5.10) permitem rápida escrita no programa. O diagrama de blocos desenvolvido para esta interface é mostrado na Figura 5.11. As funções dos elementos do diagrama de blocos e do painel frontal são comentadas nos Apêndices A e B, respectivamente.

Figura 5.10: Interface com o usuário em *LabVIEW*

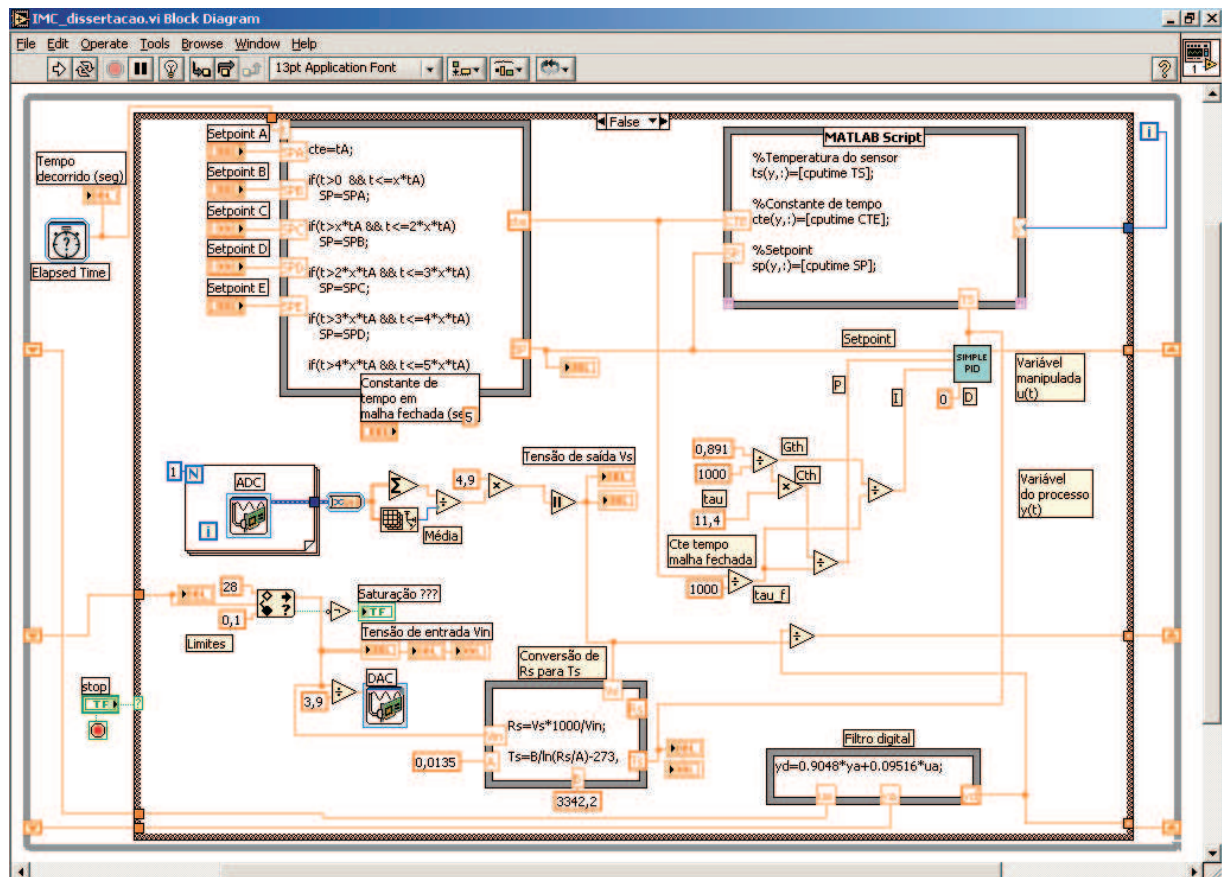


Figura 5.11: Diagrama de blocos da interface com o usuário em *LabVIEW*

5.6 Resultados Experimentais para Sistema com Controle

Para comparar os resultados obtidos na aplicação do controlador aos sistemas linearizado e não-linearizado, ambos foram submetidos às mesmas condições de teste (mesmo *setpoint* e constante de tempo em malha fechada). Estes resultados são apresentados nos gráficos e tabelas seguintes.

- Constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s

O *setpoint* em escada aplicado (Figura 5.12) possui as seguintes características:

- Cinco degraus crescentes, variando de 50 °C a 90 °C.
- 60 s de duração para cada degrau.

Os resultados obtidos para os sistemas linearizado e não-linearizado são apresentados sobrepostos no mesmo gráfico (Figura 5.13).

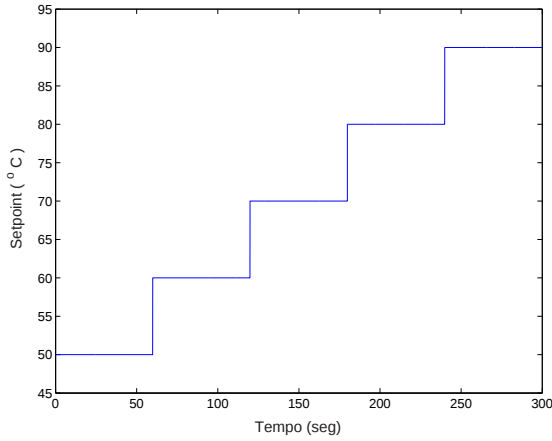


Figura 5.12: *Setpoint* em escada aplicado aos sistemas linearizado e não-linearizado (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)

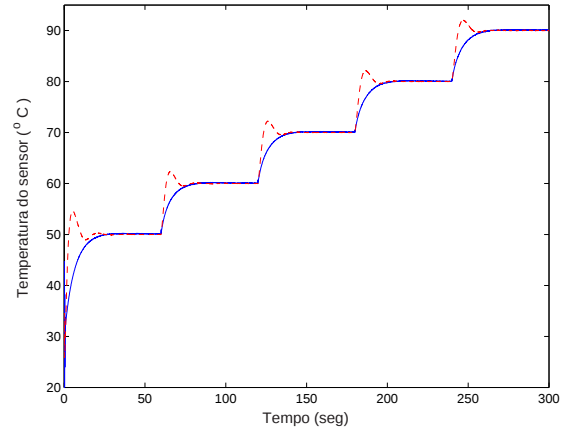


Figura 5.13: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em escada (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)

No caso de *setpoints* em escada, a partir do 2º degrau, a condição inicial de operação é a temperatura final do sensor no degrau anterior (*setpoint* anterior), de modo que as condições iniciais para cada degrau são distintas.

Assim, com o objetivo de avaliar o comportamento do sistema para diferentes degraus partindo da mesma condição inicial ($T_s = T_a$), foram aplicados também degraus individuais em aquisições de dados separadas. Para a constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s, foram aplicados *setpoints* de 50 °C e de 70 °C, ambos com 60 s de duração. Os resultados obtidos para os sistemas linearizado e não-linearizado, sobrepostos no mesmo gráfico, são apresentados na Figura 5.14 (*setpoint* de 50 °C) e na Figura 5.15 (*setpoint* de 70 °C).

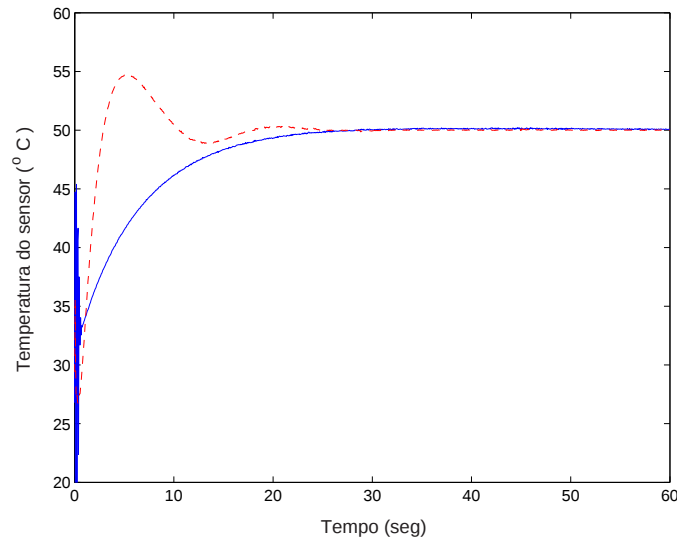


Figura 5.14: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em degrau de 50°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)

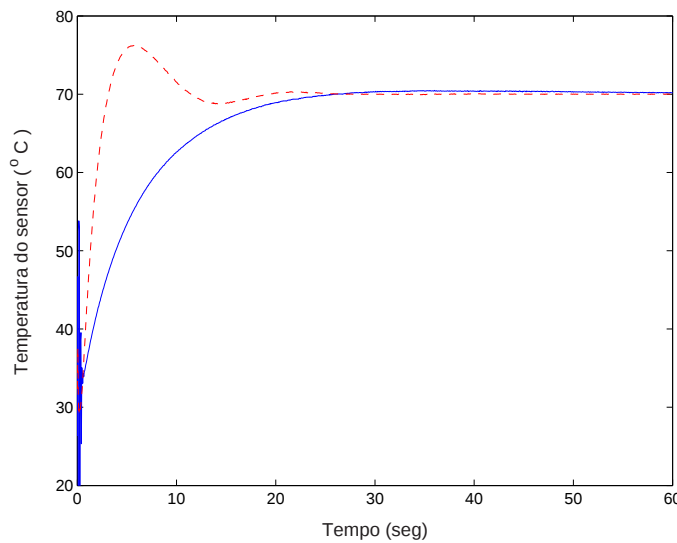


Figura 5.15: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em degrau de 70°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s)

- Constante de tempo projetada em malha fechada de $0,5\text{ s}$ ($\tau_f = 0,5\text{ ms}$)

O *setpoint* em escada aplicado (Figura 5.16) possui as seguintes características:

- Cinco degraus crescentes, variando de 50°C a 90°C .
- 10 s de duração para cada degrau.

Os resultados obtidos para os sistemas linearizado e não-linearizado são apresentados sobrepostos no mesmo gráfico (Figura 5.17).

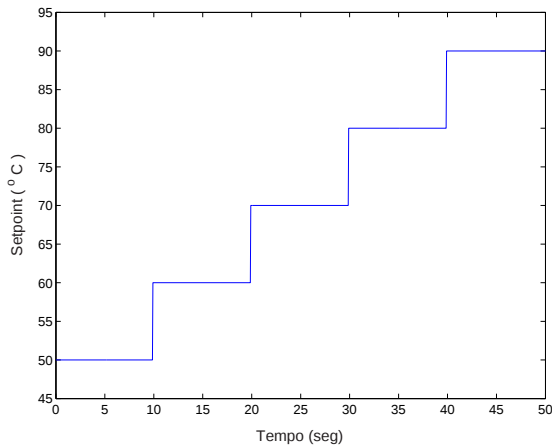


Figura 5.16: *Setpoint* em escada aplicado aos sistemas linearizado e não-linearizado (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)

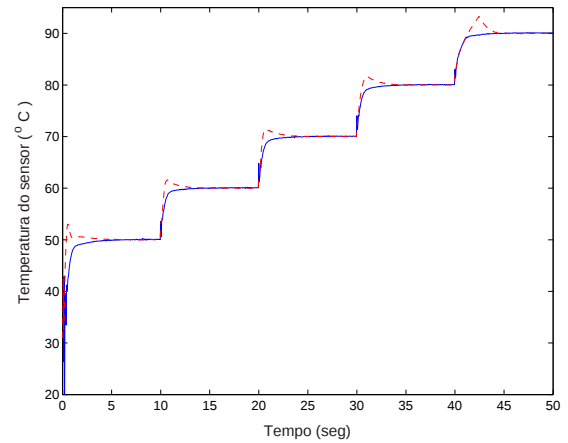


Figura 5.17: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em escada (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)

Foram aplicados também degraus individuais em aquisições de dados separadas, pelo mesmo motivo explicado para a constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s. Assim, *setpoints* de 40 °C e de 50 °C, ambos com 10 s de duração, foram aplicados ao sistema com constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s. Os resultados obtidos para os sistemas linearizado e não-linearizado, sobrepostos no mesmo gráfico, são apresentados na Figura 5.18 (*setpoint* de 40 °C) e na Figura 5.19 (*setpoint* de 50 °C).

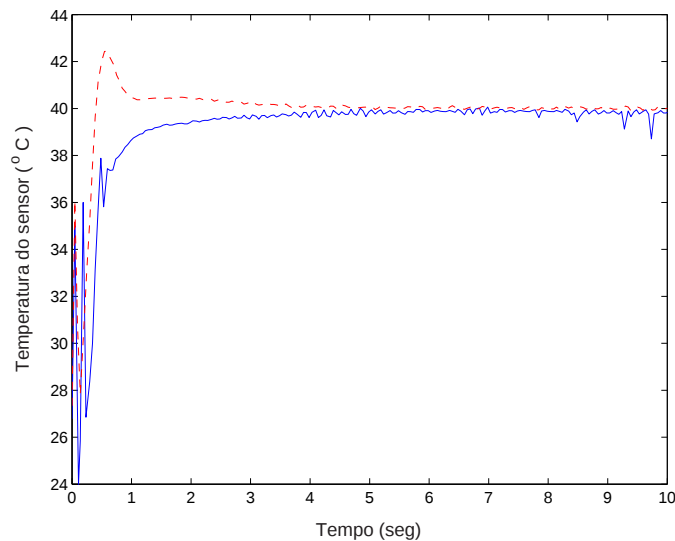


Figura 5.18: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em degrau de 40°C (constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s)

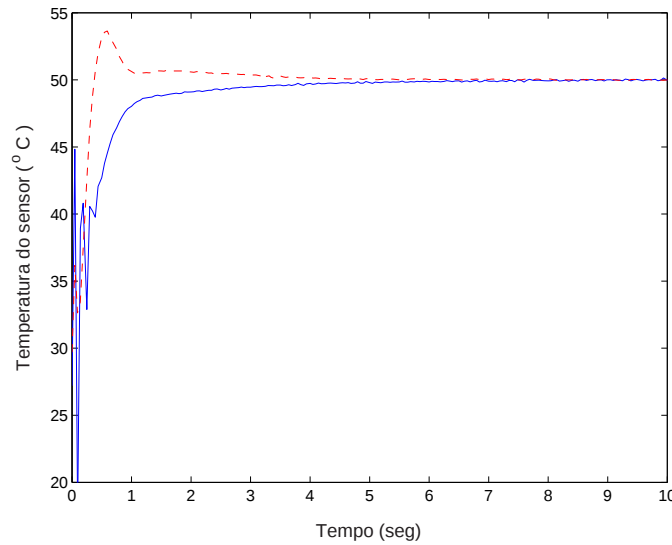


Figura 5.19: Saída dos sistemas linearizado (linha contínua) e não-linearizado (linha tracejada) para aplicação de *setpoint* em degrau de 50°C (constante de tempo projetada em malha fechada de $0,5\text{ s}$)

No caso de sinais de entrada na forma de escada, além da condição de degraus crescentes, foram aplicados também degraus decrescentes na execução de testes. Como o comportamento do sistema não apresentou diferenças significativas, estes resultados não são apresentados neste texto. Além disto, repetiu-se cada ensaio outras quatro vezes para verificar a repetibilidade do sistema. Da mesma forma, como os resultados não apresentaram diferenças significativas, apresenta-se neste trabalho um resultado para cada condição de teste.

5.7 Análise dos Resultados

A observação dos resultados permite afirmar que o controlador linear projetado atinge o *setpoint* definido tanto no sistema linearizado, quanto no sistema não-linearizado. Porém, neste último há *overshoot* em todas as respostas. Comportamento semelhante é observado em (POdC⁺03), em que a resposta para um controlador *PI* projetado para um sistema não-linearizado também apresenta *overshoot*.

Provavelmente, o ruído observado para o sistema linearizado (linha contínua) na Figura 5.18 deve-se ao fato de que a diminuição da constante de tempo em malha fechada desloca o pólo no Lugar das Raízes, aumentando a largura de faixa e tornando o sistema mais vulnerável a ruídos de alta frequência.

Utilizando o método dos mínimos quadrados para o ajuste das curvas obtidas para o

sistema linearizado e com *setpoint* em escada, foi possível obter as constantes de tempo estimadas para cada degrau (Tabelas 5.1 e 5.2). O mesmo método não pôde ser aplicado ao sistema não-linearizado devido à ocorrência do *overshoot* em todos os degraus.

Tabela 5.1: Constante de tempo estimada para o sistema linearizado com *setpoint* em escada e constante de tempo projetada em malha fechada de 5 s

<i>Setpoint</i> ($^{\circ}C$)	Constante de tempo (s)	Variação em torno da constante de tempo projetada (%)
50	4,48	-10,4
60	5,41	+8,2
70	5,78	+15,6
80	5,92	+18,4
90	6,0	+20

Tabela 5.2: Constante de tempo estimada para o sistema linearizado com *setpoint* em escada e constante de tempo projetada em malha fechada de 0,5 s

<i>Setpoint</i> ($^{\circ}C$)	Constante de tempo (s)	Variação em torno da constante de tempo projetada (%)
50	0,44	-12
60	0,45	-10
70	0,47	-6
80	0,48	-4
90	0,55	+10

Verifica-se que, para todas as constantes de tempo estimadas mostradas nas Tabelas 5.1 e 5.2, não há concordância com a constante de tempo projetada na sintonia do controlador, com variações de até 20% sobre o valor desejado. Alguns motivos para esta diferença são:

- A linearização por realimentação é sensível à variação dos parâmetros do sistema, não sendo perfeitamente exata;
- O cancelamento de pólos, oriundo do projeto do controlador *IMC*, não é exato;
- O cálculo do constante de tempo é feito por ajuste de curva;

- Um filtro digital foi implementado no sistema de aquisição de dados para eliminar ruídos iniciais no processo de aquisição.

5.8 Conclusão

Os resultados obtidos permitem verificar que o sistema atinge o valor de referência (*setpoint*) desejado tanto com a linearização por realimentação, quanto na linearização em torno de um ponto de operação.

Uma análise a partir da curva de resposta ajustada para o sistema linearizado permite estimar as constantes de tempo em malha fechada e compará-las com a constante de tempo projetada.

Porém o mesmo não pôde ser feito no sistema não-linearizado, pois não é possível definir a constante de tempo em malha fechada devido ao *overshoot* presente em todas as respostas (até mesmo na resposta para o ponto de operação considerado).

Com a plataforma experimental utilizada, não foi possível obter constantes de tempo menores que 0,5 s. Um dos motivos é que, com constantes de tempo menores, o sistema necessita (pelo menos inicialmente) de sinais de controle com amplitudes maiores, ultrapassando os limites de elementos como *DAC* e *AMPOP*. Além disso, os ruídos de alta frequência comprometeram a aquisição de dados.

Capítulo 6

Conclusão

O presente trabalho é mais uma contribuição na caracterização de sensores termo-resistivos utilizando sinais elétricos, apresentando como vantagens a utilização da potência elétrica de forma mais direta, e a simplificação da metodologia de determinação dos parâmetros do sensor.

A potência elétrica é utilizada de forma mais direta ao aplicar a linearização por realimentação no sistema, definindo uma nova variável de entrada ($P_x(t)$) que é linear em relação à saída ($T_s(t)$).

A determinação dos parâmetros do sensor (caracterizações estática e dinâmica) é simplificada ao mostrar que, após utilizar a linearização por realimentação, é necessário apenas um tipo de ensaio para determinação dos parâmetros desejados.

O modelo desenvolvido neste trabalho pode ser aplicado a sensores de corpo nu (sem substrato ou encapsulamento) que apresentam uma equação diferencial característica de primeira ordem (Doe04), como também a sensores com característica de ordem superior.

Apesar de não apresentar boa rejeição a ruídos, a estratégia de controle utilizada (*IMC*) mostrou-se satisfatória para o objetivo de controle: manter a temperatura do sensor constante. Porém, para executar medições de temperatura ambiente, velocidade de fluido ou radiação incidente com o sistema proposto (linearizado por realimentação), seria necessário atingir constantes de tempo em malha fechada menores que $0,1\text{ s}$.

Problemas na aquisição de dados (ruídos, condições iniciais, limitação física dos componentes, estimação numérica de variáveis, etc.) impediram que fossem utilizadas constantes de tempo em malha fechada menores que $0,5\text{ s}$, o que impossibilitou a execução de testes para medição das três grandezas consideradas.

Os recursos utilizados na tentativa de solucionar estes problemas (média do sinal de saída do *ADC* e filtro digital em série com o controlador), melhor explicados no Apêndice

A, não foram suficientes para resolvê-los.

Para trabalhos futuros, propõe-se as seguintes alternativas de pesquisa:

- Melhorias no circuito eletrônico, utilizando componentes de maior precisão e menores limitações físicas, de modo a obter constantes de tempo em malha fechada inferiores a $0,5\text{ s}$, possibilitando assim a medição de grandezas como temperatura, velocidade de fluido e radiação térmica;
- Utilização de outras estratégias de controle com o sistema linearizado por realimentação;
- Substituição do *NTC* por outro sensor termo-resistivo (*PTC* e *RTD*) e validação do sistema de medição a temperatura constante e linearizado por realimentação utilizando outro modelo de sensor;
- Análise do efeito da variação da temperatura ambiente no comportamento do sistema (neste trabalho a temperatura ambiente foi considerada constante);
- Caracterização de sensores utilizando métodos de identificação paramétrica;
- Análise de robustez da linearização por realimentação.

Publicações durante o Mestrado:

- Moreira, M A and Oliveira, A and Dórea, C E T and Barros, P R and da Rocha Neto, J S. **Linearização por Realimentação de Sistemas de Medição Baseados em Sensor Termo-Resistivo Mantido a Temperatura Constante**. Simpósio Brasileiro de Automação Industrial (SBAI2007). Florianópolis, 2007.

Apêndice A

Diagrama de blocos do *LabVIEW* comentado

Neste apêndice serão comentadas as funções executadas por cada bloco utilizado no instrumento virtual desenvolvido no *LabVIEW*.

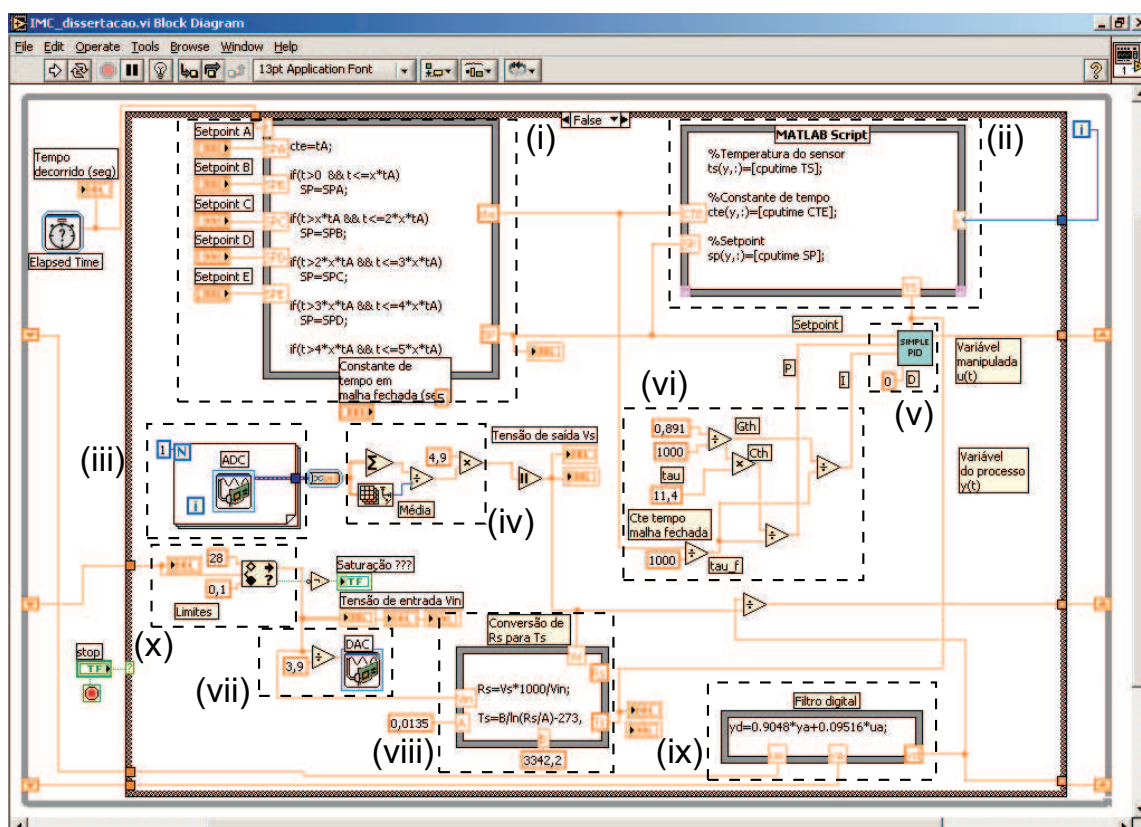


Figura A.1: Diagrama de blocos da interface com o usuário em *LabVIEW*

- (i) **Formula Node do setpoint**

Para permitir a variação do *setpoint* em escada (conjunto de degraus), utilizou-se um dos blocos de fórmulas do *LabVIEW* com as seguintes características:

- **Variáveis de entrada**

- * **t**: tempo decorrido (s)
- * **SPA, SPB, SPC, SPD e SPE**: valores dos *setpoints* utilizados como referência para controle (no caso do sinal de entrada na forma de escada)
- * **tA**: constante de tempo em malha fechada (s)
- * **x**: coeficiente para escolha da duração de cada degrau

- **Variáveis de saída**

- * **cte**: constante de tempo em malha fechada (s)
- * **SP**: *setpoint* utilizado

- **Algoritmo**

```
cte = tA;
if(t>0 && t<=x*tA)
SP=SPA;
if(t>x*tA && t<= 2*x*tA)
SP=SPB;
if(t>2*x*tA && t<=3*x*tA)
SP=SPC;
if(t>3*x*tA && t<= 4*x*tA)
SP=SPD;
if(t>4*x*tA && t<=5*x*tA)
SP=SPE;
```

Exemplo: se a constante de tempo em malha fechada é de 5s ($tA = 5$), e deseja-se que cada degrau do *setpoint* dure 100s, utiliza-se $x = 20$. Assim, quando $0 < t \leq 100s$, utiliza-se como referência o *setpoint* A (*SPA*); quando $100s < t \leq 200s$, utiliza-se como referência o *setpoint* B (*SPB*); etc.

- (ii) **Matlab Script**

Como o tratamento dos dados adquiridos foi executado em *Matlab*, todas as variáveis necessárias à análise eram gravadas em um único arquivo *.mat* (extensão própria do

Matlab). Na configuração utilizada neste bloco, a única variável de entrada obrigatória é y , correspondente à iteração do bloco do *while loop* externo. A variável *cputime* retorna o tempo fornecido pelo computador utilizado (*PC*). Por exemplo, para salvar dos dados referentes à temperatura do sensor T_s :

$ts(y,:) = [cputime \ T_s]$

Ou seja, o comando descrito determina: salve a variável *ts* no formato de um vetor, a cada iteração (y), sendo que a 1ª coluna corresponde ao tempo (*cputime*); e a 2ª coluna, ao valor de T_s .

- (iii) **Data Acquisition - ADC**

O bloco utilizado para o conversor analógico-digital (*Data Acquisition*), responsável por capturar os dados de saída do circuito eletrônico (tensão de saída do sensor, V_s) é um bloco de programação em *alto nível*, disponível apenas a partir da versão 7.0 do *LabVIEW*. As configurações internas do bloco são:

Input Range: Max = 10 V e Min = 0 V

Terminal Configuration: *RSE*

Acquisition Mode: *continuous*

Samples to Read: 50

Rate (Hz): 1000

- (iv) **Média e ganho do sinal**

Como o sinal adquirido apresentava ruídos indesejáveis, uma alternativa para melhorá-lo foi a utilização do nível médio deste sinal. Os sinais extraídos do *ADC* são conectados a um somador e a um bloco de *index array*, sendo assim somados e, após a quantidade de entradas definida (*samples to read* do bloco de *Data Acquisition*), a média do sinal corresponde à informação que é utilizada. Além disso, como a saída do circuito de condicionamento de sinal utiliza um divisor de tensão com ganho de 1/4,9 para diminuir a amplitude da tensão de saída do circuito, adequando-a aos limites dos sinais de entrada no *ADC* (Figura 5.9), o valor original de V_s é estimado multiplicando por 4,9 a média extraída do sinal.

- (v) **Controlador**

O bloco do controlador utilizado, *Simple PID*, compõe o *toolkit* de controle do *LabVIEW*, e a função PID estruturada no bloco possui o formato:

$$P + \frac{I}{s} + Ds \quad ,$$

sendo P , I e D os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador, respectivamente.

- **(vi) Coeficientes P e I**

Para determinação dos coeficientes a utilizar no controlador do *LabVIEW*, a função de transferência do controlador projetado deve ser comparada com a equação do *PID* configurada no bloco *Simple PID*. Por exemplo, para o controlador projetado para o sistema linearizado por realimentação, a equação encontrada foi:

$$G_{IMC-RU}(s) = \frac{C_{th}s + G_{th}}{\tau_f s}$$

Desta forma, os ganhos do controlador no *LabVIEW* são:

$$P = C_{th}/\tau_f$$

$$I = G_{th}/\tau_f$$

$$D = 0$$

- **(vii) *Data Acquisition* - *DAC***

O bloco utilizado para o conversor digital-analógico (*Data Acquisition*), responsável por enviar os dados para a entrada do circuito eletrônico é idêntico ao utilizado para o *ADC*. As configurações internas do bloco são:

Input Range: Max = 10 V e Min = -10 V

Acquisition Mode: 1 sample (on demand)

Como os sinais de entrada no *DAC* do *LabVIEW* não excedem o limite de ± 10 V, o circuito de condicionamento de sinal utiliza um multiplicador de tensão com ganho de 3,9 (vide *AMPOP2* - Plataforma experimental, Seção 5.5) para aumentar a amplitude da tensão de entrada do circuito do sensor (vide *AMPOP3* - Plataforma experimental, Seção 5.5), adequando-a aos limites dos sinais de saída do *DAC* (Figura 5.9). Ou seja, o sinal de entrada desejado no circuito do sensor é reduzido na proporção de 3,9 na entrada do bloco de comando do *DAC* para, posteriormente, ser amplificado pelo circuito do *AMPOP2*.

- **(viii) *Formula Node* da temperatura**

Para estimar a temperatura do sensor, T_s , utilizou-se um dos blocos de fórmulas do *LabVIEW* com as seguintes características:

- **Variáveis de entrada**

- * **Coeficientes do sensor utilizado:** A e B

- * **Tensão de entrada para o sensor:** valor correspondente à tensão após o circuito multiplicador de tensão (vide *AMPOP2* - Plataforma experimental, Seção 5.5)
- * **Tensão de saída do sensor:** valor correspondente à tensão sobre o sensor
- **Variáveis de saída**
 - * **Resistência do sensor:** R_s
 - * **Temperatura do sensor:** T_s
- **Algoritmo**

$R_s = V_s * 1000 / V_{in}$;

. Obs: equação deduzida do circuito eletrônico básico (Figura 2.2).

$T_s = [B / \ln(R_s/A)] - 273,15$;

. Obs: equação 2.4 utilizada como referência; como a unidade de B é *Kelvin*, é necessário subtrair 273,15 para que a temperatura encontrada esteja em $^{\circ}C$.
- **(ix) Filtro Digital**

O filtro digital está inserido na saída do controlador, de modo a minimizar instabilidades nos instantes iniciais da aquisição de dados.
- **(x) Limites para os sinais de comando do *Data Acquisition* do *DAC***

Conforme circuito de condicionamento de sinal apresentado na Seção 5.5, o valor máximo dos sinais de entrada nos amplificadores operacionais *OPA544* é de $\pm 30 V$. Assim, o bloco de *Input Range* é utilizado para limitar os sinais de comando para o bloco de *Data Acquisition* do *DAC*. Neste caso, o limite superior utilizado foi de 28 V (considerando uma margem de segurança de 2 V); e o limite inferior, de 0,1 V (devido às instabilidades iniciais do sistema, é necessário evitar que, em algum momento o sinal tenha valor nulo).

Apêndice B

Interface com o usuário (painel frontal) do *LabVIEW* comentada

Neste apêndice será comentada a função dos controles e indicadores da interface com o usuário do instrumento virtual desenvolvido no *LabVIEW*.

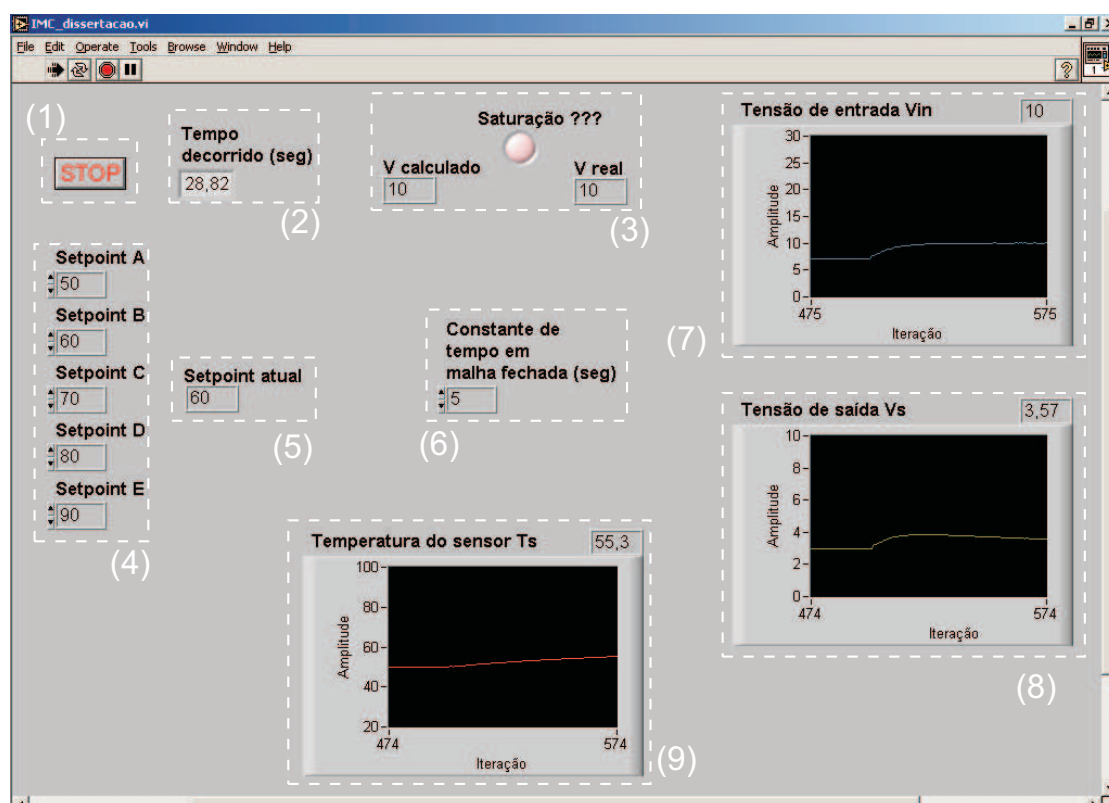


Figura B.1: Interface com o usuário em *LabVIEW*

- **(1) Controle de finalização da aquisição**

Associado a este comando individual para finalização da aquisição, existe um bloco em lógica *booleana* no diagrama de blocos (*case structure*) para garantir que o sinal de saída do *DAC* estará em 0V (zero) após a conclusão da aquisição de dados.

- **(2) Indicador de tempo decorrido**

Indicação, em tempo real, de duração da aquisição. Esta função retorna para o valor 0s (zero) ao iniciar cada aquisição de dados.

- **(3) Indicador de saturação do sinal de comando**

Indicação visual da ocorrência dos limites máximo ou mínimo do sinal de comando do *DAC*. Caso o valor calculado esteja dentro dos limites definidos (vide bloco (x), apêndice A), os indicadores *V calculado* e *V real* apresentam os mesmos valores; caso contrário, o *led virtual* da saturação do nível do sinal acende, e o indicador *V real* mostra qual o limite aplicado (máximo ou mínimo).

- **(4) Controles de valores dos *setpoints***

Os valores desejados para aplicação de *setpoints* são definidos em cada bloco de controle. A sequência de valores é *A*, *B*, *C*, *D* e *E*. Relacionado a este comando, o bloco (i) do diagrama de blocos (*formula node*, apêndice A) apresenta a sequência de valores como *SPA*, *SPB*, *SPC*, *SPD* e *SPE*.

- **(5) Indicador do *setpoint* atual**

Indicação, em tempo real, do *setpoint* aplicado.

- **(6) Controle da constante de tempo em malha fechada**

Bloco de controle numérico para definição da constante de tempo em malha fechada do sistema com realimentação.

Obs: no diagrama de blocos (apêndice A), relaciona-se com o bloco (vi).

- **(7) Indicador da tensão de entrada**

Indicador visual da tensão de entrada no circuito eletrônico (saída do *DAC* multiplicada pelo ganho do condicionamento de sinal).

Obs: no diagrama de blocos (apêndice A), relaciona-se com o bloco (vii).

- **(8) Indicador da tensão de saída**

Indicador visual da tensão de saída do circuito eletrônico (entrada do *ADC* multiplicada pelo valor inverso do ganho do divisor de tensão).

Obs: no diagrama de blocos (apêndice A), relaciona-se com o bloco (iv).

- **(9) Indicador da temperatura do sensor**

Indicador visual da tensão de saída do circuito eletrônico.

Obs: no diagrama de blocos (apêndice A), relaciona-se com o bloco (viii).

Apêndice C

Dados do *NTC 1K2A1*

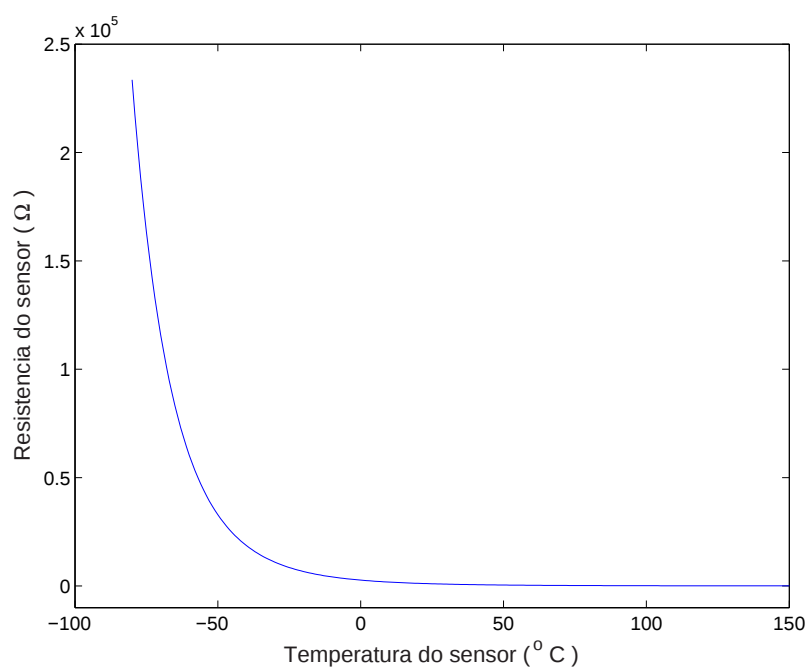


Figura C.1: Curva de Resistência $\times$ Temperatura do sensor termo-resistivo *NTC 1K2A1*

Tabela C.1: Valores de $R_s \times T_s$ fornecidos pelo fabricante do NTC 1K2A1

$T_s(^{\circ}C)$	$R_s(\Omega)$	$T_s(^{\circ}C)$	$R_s(\Omega)$	$T_s(^{\circ}C)$	$R_s(\Omega)$	$T_s(^{\circ}C)$	$R_s(\Omega)$	$T_s(^{\circ}C)$	$R_s(\Omega)$
-80	233.516,0	-33	12.806,0	14	1.519,0	61	301,2	108	85,4
-79	217.298,0	-32	12.154,0	15	1.460,0	62	292,3	109	83,4
-78	202.147,0	-31	11.540,0	16	1.405,0	63	283,6	110	81,4
-77	188.227,0	-30	10.960,0	17	1.351,0	64	275,3	111	79,5
-76	175.258,0	-29	10.412,0	18	1.300,0	65	267,3	112	77,7
-75	163.454,0	-28	9.896,0	19	1.252,0	66	259,5	113	75,9
-74	152.435,0	-27	9.408,0	20	1.205,0	67	252,0	114	74,2
-73	142.234,0	-26	8.947,0	21	1.160,0	68	244,8	115	72,5
-72	132.779,0	-25	8.511,0	22	1.118,0	69	237,8	116	70,8
-71	124.017,0	-24	8.100,0	23	1.077,0	70	231,0	117	69,2
-70	115.888,0	-23	7.709,0	24	1.038,0	71	224,5	118	67,7
-69	108.347,0	-22	7.341,0	25	1.000,0	72	218,1	119	66,1
-68	101.343,0	-21	6.992,0	26	964,0	73	212,0	120	64,7
-67	94.837,0	-20	6.662,0	27	929,5	74	206,1	121	63,2
-66	88.793,0	-19	6.350,0	28	896,3	75	200,4	122	61,8
-65	83.171,0	-18	6.053,0	29	864,6	76	194,9	123	60,5
-64	77.942,0	-17	5.773,0	30	834,2	77	189,5	124	59,2
-63	73.075,0	-16	5.507,0	31	804,9	78	184,3	125	57,9
-62	68.544,0	-15	5.255,0	32	776,9	79	179,3	126	56,6
-61	64.321,0	-14	5.016,0	33	750,0	80	174,5	127	55,4
-60	60.386,0	-13	4.709,0	34	724,1	81	169,8	128	54,2
-59	56.717,0	-12	4.574,0	35	699,3	82	168,8	129	53,0
-58	53.294,0	-11	4.369,0	36	675,5	83	165,2	130	51,9
-57	50.099,0	-10	4.175,0	37	652,6	84	156,6	131	50,8
-56	47.116,0	-9	3.991,0	38	630,6	85	152,4	132	49,7
-55	44.329,0	-8	3.816,0	39	609,5	86	148,4	133	48,7
-54	41.725,0	-7	3.649,0	40	589,2	87	144,6	134	47,7
-53	39.289,0	-6	3.491,0	41	569,6	88	140,8	135	46,7
-52	37.012,0	-5	3.341,0	42	550,8	89	137,2	136	45,7
-51	34.881,0	-4	3.198,0	43	532,8	90	133,6	137	44,8
-50	32.886,0	-3	3.061,0	44	515,4	91	130,2	138	43,2
-49	31.016,0	-2	2.932,0	45	498,7	92	126,9	139	43,0
-48	29.266,0	-1	2.808,0	46	482,6	93	123,7	140	42,1
-47	27.624,0	0	2.691,0	47	467,1	94	120,6	141	41,2
-46	26.085,0	1	2.579,0	48	452,3	95	117,5	142	40,4
-45	24.642,0	2	2.472,0	49	437,8	96	114,6	143	39,6
-44	23.286,0	3	2.371,0	50	424,0	97	111,7	144	38,8
-43	22.014,0	4	2.274,0	51	410,7	98	109,0	145	38,0
-42	20.819,0	5	2.182,0	52	397,8	99	106,3	146	37,3
-41	19.697,0	6	2.094,0	53	385,5	100	103,7	147	36,5
-40	18.641,0	7	2.009,0	54	373,5	101	101,2	148	35,8
-39	17.649,0	8	1.929,0	55	362,0	102	98,7	149	35,1
-38	16.716,0	9	1.853,0	56	351,0	103	96,3	150	34,4
-37	15.837,0	10	1.780,0	57	340,3	104	94,0	-	-
-36	15.010,0	11	1.710,0	58	330,0	105	91,7	-	-
-35	14.231,0	12	1.643,0	59	320,0	106	89,6	-	-
-34	13.498,0	13	1.579,0	60	310,4	107	87,4	-	-

Referências Bibliográficas

Bet05 BetaTherm Sensors. < <http://www.betatherm.com/> >. Acesso em 31.ago.2005.

BV98 Ilene J. Busch-Vishniac. *Electromechanical Sensors and Actuators*. Springer, 1998.

Cat00 Sebastian Yuri Cavalcanti Catunda. *Considerações Sobre Circuitos Mistos Reconfiguráveis para Medição*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba, Brasil, 2000.

DFL⁺92 G. S. Deep, Raimundo C. S. Freire, Pio C. Lobo, J. S. Rocha Neto, and Antônio M. N. Lima. Dynamic response of thermoresistive sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (6):815–819, 1992.

Doe04 Ernest O. Doebelin. *Measurements Systems: Application and Design*. McGraw Hill, 2004.

DOF⁺99 G. S. Deep, Amauri Oliveira, Raimundo C. S. Freire, J. S. Rocha Neto, and Maria Bernadete M. França. Thermodynamic modeling analysis of an electrical substitution radiometer. In *8th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICES'99)*, pages 1301–1304, 1999.

DRL⁺96 G. S. Deep, J. S. Rocha Neto, Antônio M. N. Lima, Raimundo C. S. Freire, and Pio C. Lobo. Thermoresistive sensor response time employing electrical heating. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (01):332–335, 1996.

dRN94 José Sérgio da Rocha Neto. *Caracterização de Sensores Termoresistivos*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba, Brasil, 1994.

- FND⁺94 R. C. S. Freire, J. S. R. Neto, G. S. Deep, A. M. N. Lima, and P. C. Lobo. Experimental determination of the time constant of a thermoresistive sensor. In *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC'94)*, pages 450–453, 1994.
- Fra06 Ana Lúcia Driemeyer Franco. *Controle Não Linear Robusto: um Método Baseado em uma Linearização por Realimentação*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, Brasil, 2006.
- Fre06 Raimundo Carlos Silvério Freire. Discussões sobre a estrutura atômica de sensores termoresistivos. Technical report, 2006.
- LDR⁺94 Antonio Marcus Nogueira Lima, G. S. Deep, J. S. Rocha Neto, Raimundo C. S. Freire, and P. C. Lobo. Identification of thermoresistive solar radiation sensors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (02):133–138, 1994.
- Lom86 C. G. Lomas. *Fundamentals of hot wire anemometry*. Cambridge University Press, 1986.
- MG90 Richard H. Middleton and Graham C. Goodwin. *Digital Control and Estimation - A Unified Approach*. Prentice Hall, 1990.
- Nat National Instruments. < [http :
//zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/5053](http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/5053) >.
- Oli97 Amauri Oliveira. *Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba, Brasil, 1997.
- ORDF96 Amauri Oliveira, J. S. Rocha Neto, G. S. Deep, and Raimundo C. S. Freire. Thermoresistive sensor parameters from its static IxV characteristics. In *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC'99)*, pages 586–589, 1996.
- OYSS98 Mang Ou-Yang, Chin-Shown Sheen, and Jin-Shown Shie. Parameter extraction of resistive thermal microsensors by AC electrical method. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (02):403–408, 1998.
- PAW01 Ramon Pallas-Areny and John G. Webster. *Sensors and Signal Conditioning*. John Wiley & Sons, Ltd, 2001.

POdC⁺03 Lúcia Souza Palma, Amauri Oliveira, Alexandre Santana da Costa, Antônio Quadros Andrade Jr., Cleber Vinícius R. de Almeida, Marcus Zurita, and Raimundo C. S. Freire. Implementation of a feedback I²-controlled constant temperature environment temperature meter. *Sensors*, (10):498–503, 2003.

RMS86 Daniel E. Rivera, Manfred Morari, and Sigurd Skogestad. Internal model control. 4. PID controller design. *Ind. Eng. Chem. Res.*, (25):252–265, 1986.

Sar93 G. R. Sarma. Analysis of a constant voltage anemometer circuit. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC)*, pages 731–736, 1993.

Sko03 Sigurd Skogestad. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, (13):291–309, 2003.

SP05 Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control - Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Ltd, 2005.

Sze85 S. M. Sze. *Semiconductor Devices, Physics and Technology*. Wiley, 1985.