

# Contribuições à Modelagem de Sensores Termo-Resistivos e à Medição de Radiação Solar

Gláucio Bezerra Brandão

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Gurdip Singh Deep, Ph.D.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Orientador

Helmut Franz Neff, PhD.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Gláucio Bezerra Brandão, Agosto de 2002

**B817c  
2002**

**Brandão, Gláucio Bezerra**

**Contribuições à modelagem de sensores termo-resistivos e à  
medição de radiação solar / Gláucio Bezerra Brandão –  
Campina Grande - PB: UFCG, 2002.**

**185p. : il.**

**Tese (Doutorado) - UFCG/CCT- Engenharia Elétrica  
Inclui Bibliografia**

**1.Sensor Termo-Resistivo 2. Coeficiente de Transferência  
de Calor 3.Medição de Radiação Solar I. Título**

**CDU: 681.586.6**

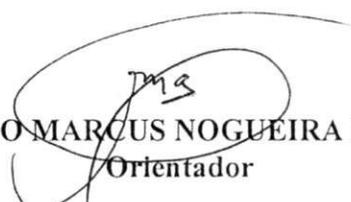
**DIGITALIZAÇÃO:**

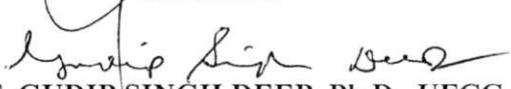
**SISTEMOTECA - UFCG**

CONTRIBUIÇÕES À MODELAGEM DE SENSORES TERMO-RESISTIVOS E À  
MEDIÇÃO DE RADIAÇÃO SOLAR

GLÁUCIO BEZERRA BRANDÃO

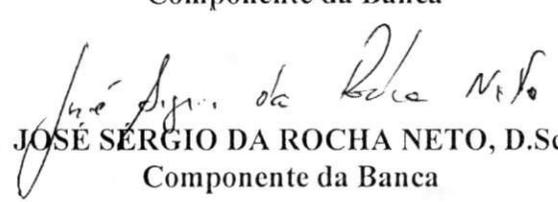
Tese Aprovada em 19.08.2002

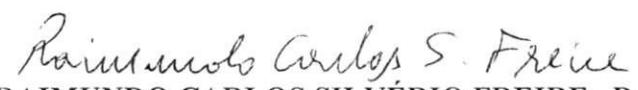
  
PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG  
Orientador

  
PROF. GUDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFCG  
Orientador

  
PROF. LUIZ PEREIRA CALÔBA, Ph.D., UFRJ  
Componente da Banca

  
PROF. PIO CAETANO LOBO, Ph.D., UNIFEI  
Componente da Banca

  
PROF. JOSÉ SÉRGIO DA ROCHA NETO, D.Sc., UFCG  
Componente da Banca

  
PROF. RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB  
Agosto - 2002

## Dedicatória

A Heloísa, mãe, arquétipo de conduta, senso e conforto.

A Nivaldo, pai, professor social, que acreditava no ser humano (*in memoriam*).

A Fabíola, Bráulio e Liélio, irmãos, pelo apoio na construção de minha estrutura.

A Matias, meu pequeno pai, pelo meu fortalecimento mental... “Aqui, ali e alhures!”  
(*in memoriam*).

A Leydjane, pelo amor, crença, estímulo e muita paciência.

E, por fim, a todos aqueles que questionam os conceitos, *todos os conceitos*, criando possibilidades!

## Agradecimentos

Aos professores e tripulantes que embarcaram nessa nau chamada Tese, Gurdip Singh Deep, Antonio Marcus Nogueira Lima e Helmut Franz Neff, não deixando que ela ficasse a deriva, norteando a carta náutica, a minha sincera gratidão!

A Mauricy Motta, amigo que me tomou por aprendiz de marinheiro, nesse mar chamado Ciência.

Ao Professor José Sergio da Rocha Neto, que me apontou algumas ilhas: "Você precisa olhar mais para a parede!".

Aos amigos, irmãos que a vida se encarregou de me dar, que encontrei pelas corredeiras. Em especial a Gustavo e Anamaria, Geovany, Pedro Negreiros, Marcelo, Talvanes, Maurício, Luís Almeida, Edgar, Reginaldo, Eduard, Rômulo, Bernadete e Alexandre, e muitos outros, os quais seriam impossíveis citar, mas possuem o mesmo grau de importância.

Aos colegas de trabalho Ângela e Pedro (COPELE), por ajudarem a destrinchar o mapa.

Ao pessoal do LIEC(Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle) e do LAT (Laboratório de Alta Tensão), pela gentil ajuda e empréstimo das instalações.

À Tmed, empresa de inovação tecnológica e mental, que me lançou um bote quando havia caído ao mar.

À Campina Grande, que me serviu de porto.

Ao CNPQ, que me proporcionou o barco e custeou boa parte das despesas dessa epopéia.

Como elos de uma corrente, seria impossível segurar o navio se um deles rompesse.

"Uma teoria só é científica se seus enunciados são falseáveis, isto é, passíveis de serem considerados falsos."

Karl Popper, Filósofo Austríaco (1902-1993)

## Resumo

Este trabalho é uma contribuição à caracterização de sensores termo-resistivos e o uso destes dispositivos na medição de radiação eletromagnética de amplo espectro. Seu comportamento físico e elétrico é determinado de acordo com o tipo, estrutura, construção e a interação térmica com o meio em que está imerso. As características térmicas, elétricas e dinâmicas destes dispositivos são investigadas e analisadas por meio de uma nova metodologia, na qual é utilizada a excitação elétrica incremental dos sensores sobre um ponto de operação quiescente.

Utilizando esta nova abordagem, foi possível determinar normas que consideram, entre outros fatores, a influência e variação do coeficiente de transferência de calor  $G$ , o equivalente de temperatura ambiente associado, a excitação elétrica e o modo de operação na parametrização do sensor. As considerações teóricas e experimentais revelaram a importância da não-linearidade no comportamento do dispositivo, a faixa e as condições para que se estabelecesse a operação estável do sensor.

Com esta abordagem e o modelo refinado do sensor, o qual incorpora uma solução para o problema da determinação da temperatura equivalente, um modo mais rápido de operação do sensor baseado em controle de malha fechada é proposto. Com a reduzida resposta térmica temporal, foi possível obter a auto-calibração dos parâmetros do sensor em tempo real. Resultados experimentais e de simulações ilustram a viabilidade deste conceito na implementação em sistemas dedicados, que utilizam processamento digital de sinais.

## Abstract

This work is a contribution to the characterization of thermo-resistive sensors, and the use of such devices for the measurement of electromagnetic radiation in both, the short and long wavelength region. Their physical and electrical function is determined by the selection of the material, the mechanical lay-out and construction, the interaction and thermo-physical coupling to the environment. The temporal, thermal and electrical response characteristics of these sensors has been investigated and analyzed by means of a novel methodology, where incremental electrical signals at varying sensor operation levels are applied.

Using this approach, it is possible to derive general laws that take into account, among other quantities, the influence of the thermal coupling parameter  $G$ , the associated equivalent environmental temperature, the electrical biasing and operation mode. Both, theoretical and experimental considerations revealed the relevance of device nonlinearity, the range and conditions to establish stable sensor operation.

With this approach and refined sensor model, that incorporates the solution of the equivalent environmental temperature problem, a new and fast operation mode based on active, controlled feedback is proposed. Apart from a drastically reduced thermal response time, sensor self-calibration is obtained in real time. Experimental results and simulations illustrate the viability of this implementation concept in an embedded systems, based on digital signal processing.

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	A Necessidade da Caracterização . . . . .	1
1.2	Objetivo do Trabalho e Aspectos Históricos . . . . .	2
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	6
<b>2</b>	<b>Sensores Termo-Resistivos</b>	<b>8</b>
2.1	Introdução . . . . .	8
2.2	Formas de Transmissão de Calor . . . . .	10
2.3	Características dos Sensores Termo-Resistivos . . . . .	12
2.4	Caracterização de Sensores Termo-Resistivo . . . . .	18
2.4.1	Ensaio Calorimétrico . . . . .	18
2.4.2	Ensaio Elétrico . . . . .	19
2.5	Não-Linearidades Intensificadas Pela Excitação Elétrica . . . . .	21
2.5.1	Realimentação Eletrotérmica . . . . .	21
2.5.2	Variação dos Parâmetros da Equação de Balanço Termodinâmico	24
2.5.3	Instabilidade no Comportamento do Sensor . . . . .	26
2.5.4	Inércia Térmica . . . . .	28
2.6	Resultados Experimentais . . . . .	29
2.6.1	Efeito da Realimentação Eletrotérmica sobre a Resposta Dinâmica do Sensor . . . . .	29
2.6.2	Variação dos Parâmetros da Equação de Balanço Termodinâmico	32
2.6.3	Efeito da Excitação de Longa Duração: A Deriva Térmica . . . . .	33
2.6.4	Inércia Térmica . . . . .	33
2.7	Conclusão . . . . .	34
<b>3</b>	<b>Métodos Utilizados na Medição de Grandezas Térmicas</b>	<b>36</b>
3.1	Introdução . . . . .	36

3.2	Métodos de Medição: Avaliação em Regime Estacionário . . . . .	37
3.2.1	Utilizando Fonte de Tensão . . . . .	37
3.2.2	Utilizando Fonte de Corrente . . . . .	38
3.2.3	Através do Controle da Temperatura do Sensor . . . . .	38
3.2.4	Através do Controle da Potência Fornecida ao Sensor . . . . .	39
3.3	Comparação entre os Métodos de Medição: Avaliação em Regime Dinâmico	40
3.4	Ferramentas Utilizadas na Caracterização dos Sensores . . . . .	41
3.4.1	Descrição da Plataforma . . . . .	41
3.4.2	Excitação do Sensor Utilizando Fontes de Corrente e Tensão . . . .	43
3.4.3	Excitação do Sensor Através do Controle da Potência Elétrica . . .	45
3.4.4	Comparação entre Plataformas de Caracterização Utilizando Conversor D/A $\times$ PWM . . . . .	49
3.5	Resultados Experimentais . . . . .	50
3.5.1	Aplicação de Degrau de Potência . . . . .	50
3.5.2	Aplicação de Sinal Arbitrário . . . . .	51
3.6	Comentários e Conclusões . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Caracterização Convencional de Sensores Termo-Resistivos</b>	<b>55</b>
4.1	Introdução . . . . .	55
4.2	Caracterização Estática Utilizando Sinais de Grande Excursão na Extração de Parâmetros . . . . .	56
4.2.1	Dependência de $G$ com $\Delta T$ para o sensor $Pt_{100}$ excitado por fonte de corrente, tensão e potência elétrica . . . . .	56
4.2.2	Relação entre $\Delta T$ e $I_s$ . . . . .	58
4.2.3	O Parâmetro $C$ . . . . .	62
4.2.4	Dependência de $G$ com a Pressão Ambiente e com Características Geométricas do Sensor Termo-Resistivo . . . . .	63
4.2.5	Considerações sobre o Efeito da Variação dos Parâmetros sobre o Comportamento do Sensor. . . . .	67
4.3	Resultados Experimentais . . . . .	68
4.4	Caracterização do Sensor Utilizando Técnicas de Estimação Paramétrica .	76
4.5	Conclusão . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Utilização de Pequenos Sinais na Determinação de Parâmetros</b>	<b>85</b>
5.1	Introdução . . . . .	85
5.2	Caracterização Incremental do Sensor . . . . .	86

5.2.1	Caracterização Incremental Estática . . . . .	86
5.2.2	Caracterização Incremental Dinâmica . . . . .	87
5.2.3	Considerações Sobre a Temperatura Equivalente Vista pelo Sensor . . . . .	88
5.3	Resultados Experimentais . . . . .	91
5.3.1	Microsensor $Pt_{15k}$ . . . . .	91
5.3.2	Sensor $Pt_{100}$ . . . . .	102
5.3.3	Termistor . . . . .	103
5.3.4	Corrida Térmica . . . . .	109
5.3.5	Condições de Equilíbrio para Operação do Sensor . . . . .	109
5.3.6	Discussão dos Resultados Obtidos . . . . .	112
5.4	Avaliação do Modelo Obtido Através de Simulação . . . . .	115
5.5	Conclusão . . . . .	118
<b>6</b>	<b>Controle da Temperatura de Sensores Termo-Resistivos</b>	<b>120</b>
6.1	Introdução . . . . .	120
6.2	Formas de Operação do Radiômetro . . . . .	121
6.3	O Controle Preditivo . . . . .	121
6.3.1	O Algoritmo para Controle da Temperatura do Sensor . . . . .	122
6.3.2	Aplicação Experimental do Algoritmo . . . . .	124
6.4	Conclusão e Comentários . . . . .	127
<b>7</b>	<b>Nova Estrutura para Radiômetro Utilizando um Único Sensor</b>	<b>129</b>
7.1	Introdução . . . . .	129
7.2	Radiação Solar . . . . .	130
7.2.1	Radiação Direta e Radiação Difusa . . . . .	131
7.2.2	A Importância da Solarimetria . . . . .	132
7.2.3	O Instrumental de Medição da Radiação Solar . . . . .	132
7.3	Multiplexação Temporal da Operação do Sensor . . . . .	137
7.3.1	Sensor Operando como Termômetro . . . . .	139
7.3.2	Sensor Operando como Radiômetro . . . . .	140
7.4	O Radiômetro Simulado . . . . .	143
7.4.1	Análise dos Resultados de Simulação . . . . .	143
7.5	Conclusão e Comentários . . . . .	146
<b>8</b>	<b>Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros</b>	<b>147</b>
8.1	Perspectivas e Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	148

<b>A</b>	<b>Descrição do Programas Utilizados Pela Plataforma de Caracterização</b>	<b>150</b>
A.1	Sistema de Medição com Placa de Aquisição sem Conversor D/A . . . . .	150
A.2	Programa em Linguagem C para Controle da Resistência dos Sensores Termo-Resistivos . . . . .	158
A.3	Programa em Linguagem C para Controle da Potência Elétrica Fornecida aos Sensores Termo-Resistivos . . . . .	160
<b>B</b>	<b>Calibração do Sistema de Medição Desenvolvido</b>	<b>161</b>
B.0.1	Exemplos de formas de onda geradas . . . . .	162
<b>C</b>	<b>Deduções Matemáticas e Formulação do Problema para Ajustes de Curvas</b>	<b>167</b>
C.1	Solução da Equação de Equilíbrio Termodinâmico . . . . .	167
C.2	Programa Para Ajuste de Curvas Utilizando a função <i>fmins</i> . . . . .	169
<b>D</b>	<b>Fatores de Conversão para Unidades de Pressão</b>	<b>171</b>
<b>E</b>	<b>Simulação do Radiômetro Utilizando Matlab<sup>®</sup></b>	<b>172</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>181</b>

# Lista de Símbolos e Abreviaturas

- $\alpha$  - coeficiente do produto transmissividade-absorção do sensor;
- $\beta_i$  - coeficientes de variação da resistência com temperatura para sensores termo-resistivos;
- $\phi$  - vetor de regressão;
- $\Theta$  - vetor de parâmetros;
- $\sigma$  - Constante de Stefan-Boltzmann -  $56,7 \times 10^{-9} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K}^4)$
- $\tau$  - constante de tempo intrínseca do sensor;
- $\tau_a$  - constante de tempo aparente do sensor;
- $\tau_{eff}$  - constante de tempo efetiva;
- $A$  - resistência do termistor NTC quando a temperatura tende ao infinito;
- $B$  - constante do termistor NTC;
- $c$  - calor específico;
- $C$  - capacitância térmica do sensor;
- $C_{po}$  - capacitância térmica para um determinado ponto de operação;
- $G$  - coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio;
- $G_{po}$  - coeficiente de transferência de calor para um determinado ponto de operação;
- $I$  - corrente elétrica;
- $I_s$  - corrente elétrica no sensor;
- $M_s$  - massa do transdutor;
- NTC - *negative temperature coefficient*;
- $P_e$  - potência elétrica sobre fornecida ao sensor;
- $po$  - ponto de operação considerado;
- $P_H$  - radiação térmica incidente;
- $P_{leg}$  - Potência dissipada através dos terminais;
- $Pr$  - Pressão considerada;
- PRBS - *pseudo random binary signal*;
- PTC - *positive temperature coefficient*;
- $\Delta Q$  - variação de energia interna de um sistema;

$Q_{in}$  - energia térmica injetada em um sistema;  
 $Q_{out}$  - trabalho realizado pelo sistema;  
REN - realimentação eletrotérmica negativa;  
REP - realimentação eletrotérmica positiva;  
 $R_{IV}$  - Resistência obtida utilizando variáveis instrumentais;  
 $R_{LS}$  - Resistência obtida utilizando o método de mínimos quadrados recursivos;  
 $R_o$  - resistência elétrica do sensor à temperatura  $T_o$ ;  
 $R_s$  - resistência elétrica do sensor;  
 $S$  - área de seção transversal;  
 $T_a$  - temperatura ambiente no sentido convencional;  
 $T_{ap}$  - temperatura aparente “vista” pelo sensor;  
 $T_{leg}$  - Temperatura dos terminais do sensor;  
 $T_o$  - temperatura de referência;  
 $T_s$  - temperatura do sensor;  
 $\Delta T$  - diferença entre temperatura do sensor e temperatura ambiente;  
 $u(t)$  - vetor de dados da entrada (preditor);  
 $V_s$  - tensão sobre o sensor;  
 $y(t)$  - vetor de dados da saída (preditor);

# Lista de Tabelas

4.1	Sensor Pt100 excitado por corrente constante. $P_r = 1 \text{ Atm}$ , $T_a = 25,65 \text{ C}$ .	73
4.2	Sensor Pt100 excitado por corrente constante. $P_r = 1 \text{ mBar}$ , $T_a = 25,44 \text{ C}$ .	73
4.3	Comportamento entre os parâmetros G para as pressões 1 mBar e 1 Atm. .	74
4.4	Sensor Pt100 excitado por corrente constante. $P_r = 1 \text{ Atm}$ , $T_a = 26,0 \text{ C}$ , $T_{leg} = 0 \text{ C}$ . . . . .	75
4.5	Sensor Pt100 excitado por corrente constante. $P_r = 1 \text{ mBar}$ , $T_a = 25,44 \text{ C}$ , $T_{leg} = 0 \text{ C}$ . . . . .	76
4.6	Cálculo de G considerando $T_a = T_{leg} = 0 \text{ C}$ . . . . .	76
D.1	Fatores de Conversão. . . . .	171

# Lista de Figuras

2.1	Lei de Fourier aplicada a um elemento de espessura $dx$ e área de seção $A$ , mostrando o fluxo de calor devido à condução. . . . .	11
2.2	Estrutura física típica de um termistor. O termistor utilizado possui a $\simeq 1,2mm$ e $b \simeq 0,9mm$ . . . . .	13
2.3	Razão de resistência $R_p/R_o \times T_s$ e $R_s/R_o \times T_s$ para sensor termo-resistivo de platina, com $R_o = 100$ , onde $R_p = R_o(1 + AT_s + BT_s^2 + C(T_s - 100)T_s^3)$ e $R_s = R_o(1 + AT_s)$ . . . . .	15
2.4	Sensor $Pt_{100}$ -Filme fino de platina depositado sobre substrato cerâmico. O desenho do sensor não está proporcional às medidas indicadas. . . . .	16
2.5	Microsensor de platina. O desenho do sensor não está proporcional às medidas indicadas. . . . .	17
2.6	Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo operando passivamente. .	18
2.7	Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo excitado por fonte elétrica.	20
2.8	a) Diagrama em blocos da função de transformação $f(.)$ para a conversão de $\Delta T(t) = T_s - T_{ap}$ em $R_s$ . b) Representação em forma de subsistema. . . .	21
2.9	Diagrama em blocos para excitação do sensor por fonte de (a) potência, (b) corrente e (c) tensão. . . . .	22
2.10	Representação em função de transferência para o sensor excitado por fonte de (a) potência, (b) corrente e (c) tensão. . . . .	23
2.11	Ensaio do sensor $Pt_{100}$ na câmara de vácuo, cuja temperatura próxima ao sensor foi medida com termistor a $3\text{ mm}$ do sensor $Pt_{100}$ . . . . .	25
2.12	Sensores $Pt_{100}$ protegidos por hemisfera de vidro. . . . .	26
2.13	(a) Curvas de resposta do sensor $Pt_{100}$ a degraus de tensão de $2,38\text{ V}$ a $2,58\text{ V}$ e (b) respectivas constantes de tempo efetivas, ajustadas pela função $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ . . . . .	30

2.14 (a) Curvas de resposta do sensor $Pt_{100}$ a diferentes degraus de corrente e (b) respectivas respostas temporais efetivas, ajustadas pela função $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ . . . . .	31
2.15 (a) Curvas de resposta do sensor $Pt_{100}$ a diferentes degraus de potência e (b) respectivas constantes de tempo efetivas, ajustadas pela função $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ . . . . .	31
2.16 (a) Coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio, $G$ , medido a partir do regime. O índice $N$ indica o último ponto do experimento. (b) Capacidade térmica calculada a partir de $C = \tau G$ . . . . .	33
2.17 (a) Degráus de potência aplicados ao sensor $Pt_{100}$ e (b) respectivas respostas em função do tempo, evidenciando o efeito da deriva térmica. . . . .	34
2.18 Ampliação da região $I_s^2 < (15 \text{ mA})^2$ para evidenciar o efeito de deslocamento da curva $I_s^2 \times (T_s - T_a)$ devido a inércia térmica produzida pelo corpo do sensor. Pode-se observar a mudança na inclinação entre os segmentos de reta $a$ e $b$ . . . . .	35
3.1 Sistema de medição com realimentação controlado por computador. . . . .	42
3.2 Janela de observação da câmara de vácuo, onde os sensores estão montados. . . . .	42
3.3 Diagrama esquemático do Sistema de Medição Controlado por Computador para caracterização de sensores termo-resistivos . . . . .	43
3.4 Circuito de condicionamento . . . . .	46
3.5 Diagrama temporal da aquisição do sinal de saída do MUX. . . . .	47
3.6 Excitação do microsensor utilizando o algoritmo para controle da potência. (a) Degraú de potência aplicado ( $870 - 1026 \mu W$ ); (b) ampliação da região para o valor final do degraú; (c) corrente de correção para manutenção da potência constante; (d) resposta do sensor. . . . .	51
3.7 Excitação do sensor $Pt_{100}$ utilizando o algoritmo para potência constante. (a) Degraú de potência aplicado ( $42,5 - 52,2 \text{ mW}$ ); (b) ampliação da região para o valor final do degraú; (c) corrente de correção para manutenção da potência constante; (d) ampliação do trecho de corrente ( $20,75 - 20,95 \text{ mA}$ ) para evidenciar o efeito da deriva térmica. . . . .	52
3.8 (a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do termistor em função do tempo. Os índices $b_{1-4}$ , para a resposta se referem, respectivamente, aos índices $a_{1-4}$ para a excitação. . . . .	53
3.9 (a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do sensor $Pt_{100}$ em função do tempo. . . . .	54

4.1	Gráfico mostrando a modificação da temperatura do sensor devido à passagem de corrente elétrica. $\Delta T_{med}$ e $\Delta T_{adj}$ representam $(T_s - T_a)$ medido e ajustado a partir de mínimos quadrados, respectivamente. . . . .	59
4.2	Ampliação da região $I_s < 15 mA$ da figura(4.1) para evidenciar o efeito da mudança de inclinação entre as retas (a) e (b). . . . .	60
4.3	Coefficientes de transferência de calor, medido e ajustado, $G_{med}$ e $G_{adj}$ , respectivamente . . . . .	61
4.4	Equivalente térmico para o sensor termo-resistivo excitado por fonte de potência $P$ , com a contribuição individual das parcelas de $G$ . . . . .	65
4.5	Seção dos terminais do sensor submetida à diferença de temperatura $\Delta T = T_1 - T_2$ . . . . .	66
4.6	Característica $P_s \times \Delta T$ para o sensor $Pt_{100}$ . $T_a \simeq 27 C$ . Ajuste por uma única reta. . . . .	70
4.7	Característica $P_s \times \Delta T$ para o sensor $Pt_{100}$ . $T_a \simeq 27 C$ . Ajuste por duas retas. . . . .	71
4.8	Ampliação da figura(4.7) evidenciando a região de mudança de inclinação da reta. . . . .	71
4.9	Gráficos dos coeficientes medido e ajustado, $G_{med}$ e $G_{adj}$ , calculadas a partir de $G = P_s/\Delta T$ . . . . .	72
4.10	Comparação entre $G_{atm}$ e $G_{mbar}$ no ambiente de pressão $1atm$ e $1mBar$ , respectivamente. . . . .	74
4.11	Excitação $PRBS$ de corrente . . . . .	79
4.12	(a) Resistência do sensor $R_s(t)$ e sua estimação $y(t)$ utilizando algoritmo $RLS$ . (b) Resistência do sensor $R_s(t)$ e sua estimação $y(t)$ utilizando algoritmo $RIV$ . . . . .	80
4.13	Curvas dos parâmetros estimados através do algoritmo $RIV$ . . . . .	80
4.14	Gráfico mostrando a potência gerada pelo sensor $P_s = I_s^2 R_s$ e seu valor $y(t)$ estimado por mínimos quadrados recursivo $RLS$ . . . . .	81
4.15	Convergência dos parâmetros $k_1, k_2, k_3, k_4$ e $k_5$ . . . . .	82
4.16	Condutância térmica $G$ estimada a partir do algoritmo $RLS$ , para o sensor $Pt_{100}$ excitado por $PRBS$ de corrente . . . . .	83
4.17	Capacitância térmica $C$ estimada a partir do algoritmo $RLS$ , para o sensor $Pt_{100}$ excitado por $PRBS$ de corrente . . . . .	84
4.18	Constante de tempo efetiva $\tau_{eff}(\Delta T) = \frac{C(\Delta T)}{G(\Delta T)}$ . . . . .	84
5.1	Esboço de resposta térmica para um circuito de primeira ordem. . . . .	88

5.2	(a) Representação esquemática de um sensor termo-resistivo de platina sob substrato. São mostradas as temperaturas do meio, $T_a$ , e invólucro, $T_{ap}$ ; (b) Esboço da resposta da temperatura do sensor (linha pontilhada) a excitação em potência elétrica (linha cheia). A linha tracejada representa a média entre as temperaturas aparentes dentro do invólucro, inicial ( $T_{api}$ ) e final ( $T_{apf}$ ), respectivas aos níveis da excitação elétrica. . . . .	89
5.3	(a) Excitação por potência e (b) respectivas respostas do microsensor em função do tempo. . . . .	92
5.4	(a) $\tau_{eff}$ , (b) $G_{op}$ , (c) $C_{op}$ e (d) $T_{ap}$ , calculados em função da potência e temperatura de regime do microsensor. . . . .	93
5.5	(a) Valores de $\Delta P \times \Delta T$ calculados para o microsensor e (b) ajustados a partir de uma parábola. A curva (c) mostra um segmento de reta ligando os pontos extremos de $\Delta P \times \Delta T$ para comparação com a parábola ajustada em (b). . . . .	94
5.6	Relação $\Delta T \times \Delta P$ para o microsensor. (a) e (b) $\Delta P = 1,87 \Delta T^2 + 24,34 \Delta T + 9,37$ ; A curva (c) mostra um segmento de reta ligando os pontos extremos de $\Delta T \times \Delta P$ para comparação com a parábola ajustada em (b). . . . .	95
5.7	(a) $G_T$ calculado para o microsensor e (b) respectivos valores ajustados por uma reta; para este gráfico, $dT = T_s - T_a$ (regime). (c) $G_{po}$ calculado e (d) respectivos valores ajustados. Neste caso, $dT = T_s - T_{ap}$ (regime). . . . .	96
5.8	Relação corrente $\times$ temperatura de regime, extraída da excitação por potência controlada, para o microsensor. (a) $I_s^2 = 1,99 \times 10^{-9} T_s - 4,39 \times 10^{-8}$ e (b) $I_s^2 = 2,01 \times 10^{-9} (T_s - T_a) - 8,44 \times 10^{-10}$ . . . . .	97
5.9	Coefficiente $G_T$ , calculado sem o efeito da realimentação eletrotérmica, para o microsensor calculado a partir da equação (5.17). . . . .	97
5.10	(a) Excitação do microsensor por corrente e (b) respectiva variação de resistência em função do tempo. . . . .	98
5.11	$G_{op}$ calculado a partir de $\Delta P / \Delta T$ para o microsensor excitado por corrente.	99
5.12	Constantes de tempo efetiva para o microsensor, $\tau_{eff}$ , calculada a partir $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ . para cada ponto de operação. . . . .	99
5.13	(a) Excitação do microsensor com tensão e (b) respectiva resposta do em função do tempo. . . . .	100
5.14	Coefficiente $G_{po}$ calculado a partir de $\Delta P / \Delta T$ para o microsensor excitado por tensão. . . . .	100

5.15	Constantes de tempo efetiva do micros sensor, $\tau_{eff}$ , calculada a partir $R_s(t) = A[1 - e^{(-\frac{t}{\tau})}]$ para cada ponto de operação. . . . .	101
5.16	Coefficientes globais de transferência de calor (a,b) em função da potência, $G_{po}(P_s) \times 10^{-1}$ , (c,d) da corrente $G_{po}(I_s)$ e (e,f) da tensão $G_{po}(V_s)$ , em situação de regime, para o micros sensor. . . . .	101
5.17	(a) Excitação por potência elétrica controlada e (b) respectivas resposta do sensor $Pt_{100}$ em função do tempo. A excitação de longa duração visa observar os efeitos de deriva térmica. . . . .	102
5.18	(a) Resposta do sensor à excitação de longa duração; (b) Ampliação da região 68-69 $C$ para evidenciar efeito da deriva térmica. . . . .	103
5.19	Relação incremento $\times$ nível d.c, para manutenção da relação sinal ruído constante. . . . .	104
5.20	(a) $\tau_{eff}$ , (b) $G_{op}$ , (c) $C_{op}$ e (d) $T_{ap}$ , em função de $T_s$ para o sensor $Pt_{100}$ excitado por fonte de potência. . . . .	105
5.21	(a) Excitação por potência (b) respectiva resposta do sensor em função do tempo. . . . .	105
5.22	Contantes de tempo efetiva do sensor $Pt_{100}$ calculadas para a excitação por corrente, $\tau_{I_s}$ , e tensão, $\tau_{V_s}$ , e respectivos coeficientes $G$ . . . . .	106
5.23	Resposta do sensor $Pt_{100}$ a degraus incrementais de correntes de 2 mA. Em (b) é mostrada a resposta do sensor a um degrau de corrente de 17 – 19 mA, onde pode ser constatada a deriva térmica. . . . .	106
5.24	Característica $T_s \times R_s$ do termistor utilizado. Na figura à direita, é traçado o gráfico $(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_o}) \times \log(\frac{R_s}{R_o})$ , para obtenção do coeficiente $B$ . Os índices <i>med</i> e <i>ajuste</i> , se referem aos valores medidos e ajustados para a reta obtida, respectivamente. . . . .	107
5.25	(a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do termistor em função do tempo. Os índices $b_{1-4}$ , para a resposta se referem, respectivamente, aos índices $a_{1-4}$ para a excitação. . . . .	107
5.26	(a) Excitação por corrente e respectivas respostas do termistor em função da (b) resistência e (c) temperatura. . . . .	108
5.27	(a) $\tau_{eff}$ , (b) $G_{op}$ , (c) $C_{op}$ e (d) $T_{ap}$ , em função de $T_s$ para o termistor excitado por potência incremental. . . . .	108
5.28	Contantes de tempo efetiva calculadas para a excitação por (a) potência e (b) corrente, para o termistor. . . . .	109

5.29	Curva de resposta do sensor $Pt_{100}$ a excitação por três diferentes degraus de corrente: (a) 30-40 mA; (b) 50-55 mA; (c) 65-70 mA. O experimento (c) foi interrompido pelo programa, com a finalidade de preservar o sensor. . . . .	110
5.30	Curva de resposta do termistor a excitação por degrau de tensão. . . . .	110
5.31	Resposta do micros sensor a excitação de degrau de corrente(285 $\mu A$ -305 $\mu A$ ). Resposta real (—) e simulada(- -). . . . .	111
5.32	Resposta experimental (—) e simulada(- -) para o sensor NTC. . . . .	111
5.33	Modelo físico representativo da troca de calor entre o sensor e o invólucro e deste com o meio externo. . . . .	114
5.34	Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo excitado por potência, considerando a dinâmica do meio envolvente. . . . .	114
5.35	Diagrama em blocos do sensor desmembrado em dois sistemas lineares menores. . . . .	115
5.36	(a)Resposta do sensor $Pt_{100}$ a excitação de corrente de grande excursão e (b) ampliação mostrando os dados experimentais(b1) e simulados(b2). . . . .	116
5.37	Simulação da resposta do micros sensor a degraus de corrente, utilizando parâmetros constantes (a-f) e dependentes de $T_s$ (g-l). . . . .	117
5.38	Simulação da resposta do termistor a degraus de tensão, utilizando parâmetros constantes (a-f) e dependentes de $T_s$ (g-l). . . . .	117
6.1	Esboço da estrutura realimentada utilizada para controle da resistência do sensor. . . . .	122
6.2	Resultado experimental da variação de temperatura do micros sensor, promovida pela inserção de uma resistência externa a ele. (a) Correção da corrente para manutenção da resistência efetiva constante ( $dR + R_s = cte$ ); (b) variação da resistência do micros sensor; (c) variação da tensão lida em seus terminais e (d) variação da potência correspondente. . . . .	125
6.3	Resultado experimental para o micros sensor excitado por radiação térmica. (a) Correção da corrente para manutenção da resistência; (b) variação da resistência do micros sensor; (c) variação de temperatura correspondente e (d) potência proporcional à radiação absorvida pelo micros sensor. . . . .	126
6.4	Equivalente da potência térmica absorvida pelo micros sensor, provocado pela incineração abrupta do fósforo à 5cm de distância. . . . .	127

7.1	Intensidade da radiação solar ao nível do mar em função do comprimento de onda para um percurso através da atmosfera 1,5 vezes a altitude. Os vales no espectro são devidos às bandas moleculares de absorção presentes na atmosfera. . . . .	131
7.2	Aparato utilizado para medição da radiação incidente durante o ciclo I, e estimação dos parâmetros do durante o ciclo A. . . . .	138
7.3	Simulação para o sensor $Pt_{100}$ . Operação do sensor em ciclos distintos: ciclo A - período de estimação dos parâmetros do sensor, no qual $P_H = 0$ ; ciclo B - período de medição de $P_H$ , utilizando os parâmetros estimados no ciclo A. . . . .	141
7.4	Simulação para o microsensor. a) Radiação incidente e ciclos de estimação dos parâmetros e medição de $P_H$ . b) Variação da temperatura ambiente e temperaturas estimadas, $T_{ap1}$ e $T_{ap2}$ , durante o ciclo de estimação ; c) Resposta do microsensor à variação de $T_a$ e incidência de $P_H$ com (-) e sem (-.-) controle. . . . .	144
7.5	Simulação para o microsensor: a) Ajuste da corrente para controle da potência - pontos <i>a</i> e <i>b</i> - e manutenção da resistência constante - pontos <i>c</i> e <i>d</i> . e b) Radiação incidente estimada a partir da equação (7.10). . . . .	145
7.6	Simulação de sensor hipotético no qual $\frac{\tau}{h} = 4$ . . . . .	146
B.1	Valores de tensão $V_o$ sobre o resistor $R_2$ de $110\Omega$ , obtidos a partir do circuito da figura(3) com $R_1 = 100\Omega$ . . . . .	162
B.2	Comparação entre valores da diferença de temperatura, $\Delta T = T_s - T_a$ , em função da potência entregue ao sensor ( $P_s$ ) adquiridos via multímetro (-) e sistema de medição (o). . . . .	163
B.3	Sinal de entrada $V_i$ senoidal gerado, com frequência de oscilação $f_{osc} = 16.6mHz$ , e respectiva resposta $V_o$ sobre o sensor $R_s$ . $R_1 = 200\Omega$ . . . . .	163
B.4	Sinal de entrada $V_i$ triangular gerado, com frequência de oscilação $f_{osc} = 8.3mHz$ , e respectiva resposta $V_o$ sobre o sensor $R_s$ . $R_1 = 200\Omega$ . . . . .	164
B.5	Sinal de entrada $V_i$ quadrado gerado, com frequência de oscilação $f_{osc} = 8.3mHz$ , e respectiva resposta $V_o$ sobre o sensor $R_s$ . $R_1 = 200\Omega$ . . . . .	164
B.6	Sinal de entrada $V_i$ multi-seno gerado e respectiva resposta $V_o$ sobre o sensor $R_s$ . $R_1 = 200\Omega$ . . . . .	165
B.7	Resposta $V_o$ do sensor a degrau de entrada $V_i$ . $R_1 = 100\Omega$ . . . . .	165
B.8	Sinal PRBS aplicado ao sensor e sua respectiva resposta. $R_1 = 100\Omega$ . . . . .	166

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 A Necessidade da Caracterização

No mundo moderno, deve-se evitar o desperdício. Desta forma, para que o controle de determinado processo seja realizado de forma eficiente, é necessária a monitorização acurada das grandezas envolvidas. No entanto, em alguns processos, é imprescindível a conversão de algumas grandezas em sinais elétricos correspondentes. Utilizam-se nestes casos transdutores.

Para que se possa avaliar o desempenho de um sistema, é necessária a descrição física e matemática de seu comportamento. Uma das aplicações da instrumentação consiste em, além de desenvolver procedimentos para medição de grandezas físicas, caracterizar os elementos necessários à “quantificação” correta das grandezas envolvidas no processo em estudo.

O trabalho apresentado tem por objetivo o estudo de uma tipo específico de sensores: os termo-resistivos. A importância destes sensores pode ser avaliada na literatura, nas quais os autores constatam que “depois da medição do tempo, a medição da temperatura é o procedimento mais comumente realizado” [1]- [7].

Um dos principais aspectos no estudo dos sensores termo-resistivos, está no entendimento do seu comportamento em relação ao meio em que está inserido. Deve-se então recorrer a equações que descrevam seu comportamento, nas quais a caracterização das grandezas que relacionam o sensor ao meio deve ser bem descrita, já que qualquer quantificação de temperatura, radiação, fluxo, dependerá da acurácia dos parâmetros determinados.

Com uma caracterização bem efetuada, é possível então partir-se para a modelagem de estruturas através de ferramentas computacionais, de modo a poder-se viabilizar implementações reais utilizando os resultados de simulações, sem a necessidade prévia de montagens

físicas dispendiosas, além de se explorar situações de “pior caso” sem danificar-se estruturas, diminuindo-se assim os custos e aumentando-se a eficiência. Uma vez que o modelo da estrutura de interesse - aqui o sensor - é bem conhecido, pode-se antecipar sua resposta térmica à diferentes níveis de excitação, de modo a previni-lo contra falhas e/ou faltas, ou seja, cria-se a possibilidade de uma atuação preditiva.

## 1.2 Objetivo do Trabalho e Aspectos Históricos

O objetivo deste trabalho consiste em estudar o comportamento de alguns sensores termo-resistivos, com a finalidade de apresentar uma metodologia que os caracterize em torno de um ponto de operação específico, e, como condição subsequente, dar ao sistema que os utiliza a possibilidade de auto-calibração. Tudo isso voltado para aplicações de interesse típicas, tais como radiometria, termometria e anemometria.

Assim, com o propósito de se testar a nova metodologia aqui apresentada, no sentido de melhorar a caracterização dos sensores termo-resistivos em geral, o comportamento de dois tipos de sensores - os resistivos, que utilizam a platina como elemento de transdução e termistores semicondutores - são utilizados como estudo de caso. A metodologia aqui desenvolvida foi concebida com o intuito de ser aplicada também em outros tipos sensores termo-resistivos.

Para que se possa medir, por exemplo, a radiação incidente em um sensor termo-resistivo, é necessário excitá-lo eletricamente, o que altera o estado de equilíbrio termodinâmico em que o sensor se encontrava inicialmente.

A primeira lei da termodinâmica [2] postula que a *variação da energia interna* ( $\Delta U$ ) de um sistema estacionário se iguala a *diferença entre o calor líquido transferido ao sistema* ( $\Delta Q$ ) e o *trabalho líquido* ( $\Delta W$ ) realizado pelo sistema:

$$\Delta U = \Sigma Q - \Sigma W = Q_{entra} - Q_{sai} + W_{entra} - W_{sai}.$$

Em termos de potência,

$$\frac{dQ_{entra}}{dt} + \frac{dW_{entra}}{dt} = \frac{dQ_{sai}}{dt} + \frac{dW_{sai}}{dt} + \frac{dU}{dt}. \quad (1.1)$$

Assim, a equação(1.1), aplicada ao sensor termo-resistivo, considerado um elemento concentrado, fornece a *equação de balanço termodinâmico* [3]. Deste modo, a potência elétrica  $I_s^2 R_s$  e a radiação incidente  $P_H$ , transferidas ao sensor, se igualam à taxa de variação de sua energia interna,  $C \frac{dT_s}{dt}$ , adicionada à taxa de transferência de calor do sensor para o

meio,  $G(T_s - T_a)$ . Assim

$$I_s^2 R_s + P_H(t) = G(T_s - T_a) + C \frac{dT_s}{dt}. \quad (1.2)$$

Os termos anteriores  $I_s$  e  $R_s$  são a corrente e resistência elétrica do sensor, respectivamente,  $C$  a capacitância térmica,  $T_s$  a temperatura do sensor,  $t$  o tempo;  $P_H = \alpha HS$  é a potência irradiante absorvida pelo sensor, composta pela radiação incidente  $H$  por unidade de área  $S$ , multiplicada pelo índice de absorção  $\alpha$ . O parâmetro  $G$  é o coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio.

A relação entre  $R_s$  e  $T_s$  para os sensores em estudo, já bem difundida na literatura, pode ser encontrada em Lomas [3]. A corrente aplicada ao sensor é conhecida. Logo, observando-se a equação de balanço termodinâmico (1.2), verifica-se a necessidade da determinação dos parâmetros  $C$  e  $G$  para o entendimento do comportamento do sensor, de forma a poder-se calcular a radiação incidente absorvida pelo sensor,  $P_H(t)$ , no caso de um radiômetro.

Em trabalhos anteriores sobre a caracterização de sensores termo-resistivos, muitas questões foram levantadas sobre o comportamento dos parâmetros  $C$  e  $G$ . Em alguns deles admitia-se a constância destes parâmetros [8]- [12], de modo que acreditava-se na possibilidade de atribuir-se um comportamento linear à relação  $I_s^2 \times T_s$  para a equação (1.2).

Então, para um sensor termo-resistivo de filme de platina, sujeito a um degrau de corrente  $I_s$ , com valor final  $I_f$ ,  $P_H$  nula, Rocha Neto [9] obteve como constante de tempo efetiva para um sensor PTC,

$$\tau_a = \tau \frac{1}{1 - \frac{\beta R_o I_f^2}{G}}, \quad (1.3)$$

cuja relação temperatura  $\times$  resistência é dada por [3]

$$R_s = R_o(1 + \beta T_s), \quad (1.4)$$

sendo  $R_o$  o valor de resistência do sensor à temperatura de  $0^\circ C$  e  $\beta$  ( $C^{-1}$ ) o coeficiente térmico da resistência elétrica do sensor. A equação (1.3), *constante de tempo aparente*  $\tau_a$ , é função da magnitude do degrau de corrente e dos parâmetros  $C$  e  $G$ , e possui a constante de tempo intrínseca do sensor,  $\tau_{int}$ , definida como [13]

$$\tau_{int} = \frac{C}{G}. \quad (1.5)$$

De acordo com a equação (1.3), para a resposta do sensor a um degrau de corrente com valor final nulo, obtem-se  $\tau_a = \tau_{int}$ , ou seja, determina-se a constante de tempo intrínseca a partir de um simples ensaio elétrico. No entanto, não há como medir-se a resistência

elétrica deste sensor sem excitá-lo eletricamente. Além disso, através da comparação entre dados experimentais e estimação, observou-se que o desvio do valor da constante de tempo intrínseca cometido no cálculo, devido a aplicação da corrente era de [8]

$$e(\%) = \frac{100}{1 - \frac{G}{\beta R_o I_f^2}}. \quad (1.6)$$

Tal desvio, no entanto, poderia ser inferior a 1% caso o valor da corrente final não ultrapassasse  $\sqrt{G/101\beta R_o}$ .

Para determinar-se  $\tau_{int}$  eletricamente, sugeriu-se então que a aplicação de uma corrente controlada, a qual compensasse a variação da resistência com o tempo, que pudesse impor ao sensor um degrau de potência elétrica constante. Isto, apesar de factível, exigiria uma instrumentação um pouco mais complexa, a qual faria uso de controle com realimentação [9].

Ao invés disto, propôs-se então o método de dois pontos, na qual a constante de tempo intrínseca era determinada por

$$\tau = \tau_{a1} \frac{I_{f1}^2 - I_{f2}^2}{n I_{f1}^2 - I_{f2}^2}, \quad (1.7)$$

onde  $n = \tau_{a1}/\tau_{a2}$ , é definido como o quociente entre as constantes de tempo aparente, determinadas a partir da equação (1.3), obtidas da aplicação de dois degraus de corrente com valores finais  $I_{f1}$  e  $I_{f2}$ , respectivamente

Este método, embora mais preciso, apresenta um erro na estimação da constante de tempo intrínseca dependente da relação entre as correntes aplicadas ao sensor, o qual diminui com a diferença entre o valor dos degraus.

Mais uma vez, o trabalho de determinação da constante de tempo intrínseca possuía dependência com a amplitude do sinal de excitação.

Apesar do esforço na determinação elétrica da constante de tempo intrínseca, uma nova abordagem teria de ser elaborada. Logo, a proposta anterior de determinação da constante de tempo a partir da aplicação de degrau de potência elétrica foi retomada, pois com a aplicação deste tipo de sinal, poderia-se compensar o efeito aparente de auto-aquecimento adicional, causado pela realimentação eletrotérmica, que contribuía para o erro dado pela equação (1.6), na dependência de  $\tau_a$  com a corrente aplicada ao sensor.

Assim, Morais *et alli* [14], desenvolveram uma metodologia baseada em uma plataforma de teste que aplicava ao sensor termo-resistivo um degrau de potência elétrica, de modo a se compensar o efeito do auto-aquecimento, produzido pela corrente elétrica ao atravessar o sensor. Surpreendentemente, os resultados obtidos para a constante de tempo intrínseca com a aplicação de diferentes degraus de potência, apresentavam variações que seguiam um comportamento bem característico, sugerindo que: ou a definição da constante de tempo

intrínseca (1.5) estava incorreta, pois se obteve nestes testes mais de uma constante de tempo, ou alguns dos parâmetros envolvidos na equação de balanço (1.2), não estavam satisfatoriamente determinados.

Para um sistema de primeira ordem a parâmetros constantes, a solução da equação de balanço termodinâmico (1.2), com um sensor excitado por um degrau de potência elétrica  $P_e$  e não sujeito a radiação eletromagnética, é [1, 15]

$$T_s = T_a + \frac{P}{G} \left( 1 - e^{-t/\tau_{int}} \right),$$

onde, por definição  $\tau_{int} = C/G$ .

Logo, por ser  $\tau_{int}$  um parâmetro definido, pôde-se atribuir o erro em sua estimação, nos ensaios anteriores, à não observância das variações dos parâmetros  $C$  e  $G$ , as quais são um dos objetivos do trabalho aqui proposto. Logo, a determinação de  $\tau_{int}$  está vinculada à correta determinação dos parâmetros da equação (1.2).

Além da resposta dinâmica do sensor ser modificada com a magnitude da excitação elétrica, observou-se em trabalhos posteriores [16, 17], que para uma mesma magnitude da excitação, a resposta dinâmica do sensor era alterada para diferentes pontos de operação, sugerindo então que uma abordagem utilizando grandes sinais levava a um grande erro na estimação de  $C$  e  $G$ . Desta forma, foi idealizada uma parametrização mais precisa dos sensores baseada em pequenos sinais, abordagem essa descrita neste trabalho como “abordagem incremental”, na qual o sensor é considerado um elemento ativo e, portanto, ele é submetido a pequenas variações de sinais em torno de pontos de operação distintos, de modo a poder-se traçar um perfil do comportamento de seus parâmetros.

Outros fenômenos observados são melhor esclarecidos nesta abordagem incremental. Um exemplo é a deriva térmica, oriunda do aquecimento adicional do sensor devido ao efeito de realimentação eletrotérmica, provocado pelo fato de o sensor ser excitado eletricamente [19], que dá a este uma característica de instabilidade, podendo levá-lo a uma situação de ruptura, conhecida na literatura por corrida térmica ou *runaway* [19].

A abordagem incremental, na qual o sensor é considerado um elemento ativo dependente do ponto de operação, além de permitir uma caracterização *in loco* em um instante, é capaz de mensurar grandezas de interesse, *e.g.* temperatura, radiação, movimento do fluido no instante subsequente, dando ao sistema a capacidade de auto-calibração. Esta nova abordagem possibilitará a colocação do sensor como elemento de referência na estimação de seus próprios parâmetros. Assim, a temperatura ambiente, antes tida como uma referência na estimação, passa a ser considerada um parâmetro dependente da temperatura do sensor.

Pela metodologia aqui apresentada, uma aplicação mais sensível como medição de ra-

dição, passa a ser feita de modo a apresentar uma maior robustez, no sentido de melhoria da relação sinal/ruído, quando comparada a propostas anteriores, tornando a confecção do radiômetro com um único sensor realizável.

Para que a abordagem “estimação baseada em modelo” seja realizada com eficiência, os sensores podem ser associados a sistemas digitais de processamento numérico, *e.g.* computador pessoal, microprocessador, DSP (*Digital Signal Processor*), FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Assim, graças à integração sensor-sistema digital, que é a tendência atual da instrumentação inteligente [6], é incorporada aos sensores a capacidade de adaptação às mudanças provocadas por fatores externos alheios à medição em si, através da utilização de algoritmos apropriados, de modo aos sensores poderem se auto-calibrar através de tomadas de decisão em tempo real.

*Assim, é propósito deste trabalho apresentar uma metodologia para caracterização de sensores termo-resistivos, que possibilite uma formulação explícita das características de parâmetros do sensor, tais como os parâmetros  $C$ ,  $G$  e  $\tau$ , de modo a poder-se obter um modelo comportamental mais aprimorado do sensor em função do meio em que está inserido, durante todo o tempo e em tempo real. Como consequência direta dessa modelagem, as aplicações dependentes deste modelo serão mais precisas, uma vez que o sistema pode se auto-calibrar.*

### 1.3 Organização do Trabalho

O desenvolvimento deste trabalho será mostrado em 8 capítulos. Um breve resumo do conteúdo dos demais capítulos é apresentado a seguir:

- No capítulo 2 é apresentada uma introdução sobre o comportamento dos sensores termo-resistivos. São mostradas neste capítulo as formas de transmissão de calor, as características básicas dos sensores termo-resistivos, as formas de caracterização comumente utilizadas, algumas não-linearidades intrínsecas dos sensores e outras intensificadas pela excitação elétrica. O capítulo é finalizado com alguns resultados experimentais.
- No capítulo 3, são apresentados os métodos para medição da radiação e temperatura mais utilizados, a descrição da instrumentação utilizada em todos os experimentos para caracterização dos sensores e, finalizando, alguns resultados experimentais são mostrados.

- No capítulo 4 são abordadas contribuições sugeridas para melhoria da caracterização dos sensores. É apresentada a abordagem incremental, a qual demonstra a necessidade de considerar-se o sensor como um elemento ativo e dependente do ponto de operação. Como resultado, são introduzidos neste capítulo, novos procedimentos que regem o comportamento de parâmetros do sensor. Como consequência direta disso, a invariância da resposta temporal do sensor é questionada.
- No capítulo 5 são discutidas as condições de equilíbrio para operação dos sensores até então não bem esclarecidas; é também mostrada a temperatura real medida pelo sensor, onde são sugeridas considerações sobre qual temperatura de referência deve ser utilizada na medição e caracterização de parâmetros. Algumas simulações dos modelos obtidos através da caracterização incremental e uma comparação com resultados experimentais é feita.
- O capítulo 6 contém o desenvolvimento de um algoritmo que possibilita controlar a temperatura dos sensores. Este algoritmo é de fundamental importância para a confecção do radiômetro. São mostrados então sua dedução e alguns resultados experimentais.
- No capítulo 7 é proposta, a partir de simulações, uma nova estrutura de radiômetro utilizando um único sensor com capacidade de auto-calibração.
- Por fim, no capítulo 8, são apresentados comentários e conclusões de resultados obtidos e perspectivas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Sensores Termo-Resistivos

### 2.1 Introdução

Um sensor termo-resistivo é um dispositivo que varia sua resistência elétrica em função da alteração de sua temperatura, seja esta alteração provocada por efeitos diversos, tais como incidência de radiação eletromagnética, variação da temperatura do ambiente, movimento de fluidos no meio em que está inserido ou por excitação elétrica. Desta forma, ele pode ser utilizado em bolometria, termometria e anemometria.

Em trabalhos realizados anteriormente sobre estimação de parâmetros de sensores térmicos por meio elétrico [10, 14], utilizou-se, como forma de excitação, sinais elétricos cujas variações das amplitudes eram grandes, quando comparadas ao nível de excitação do sensor. Em estimações convencionais, o sensor era excitado de um valor inicial mínimo considerado, até um valor final pré-determinado, consistindo em grandes variações à medida que o valor final era aumentado. Tais sinais elétricos serão considerados daqui para frente *sinais de grande excursão*.

Para estes trabalhos, admitia-se que os parâmetros *coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio ( $G$ )* e a *capacitância térmica do sensor ( $C$ )* fossem constantes e, sendo assim, tratados como possuindo característica linear.

No entanto, trabalhos recentes [16, 17] mostram que tais parâmetros apresentam dependência com a temperatura do sensor, e outros fatores não-lineares, tais como *realimentação eletrotérmica* e *deriva térmica*, que surgem pelo fato de o sensor ser excitado eletricamente, intensificam as não-linearidades intrínsecas do sensor, de modo que este tem de ser tratado como um sistema essencialmente não-linear.

Como um dos objetivos do trabalho aqui apresentado está em avaliar o sensor em um dado ponto de operação, seja este ponto mantido através da excitação do sensor por tensão

ou corrente, verificou-se experimentalmente que uma variação dentro de uma faixa de 10% do valor do sinal de excitação, não acarretava uma mudança substancial nos parâmetros avaliados para aquele ponto. Ou seja: nenhuma nova informação era obtida. Estipulou-se então que os sinais elétricos cujas variações não ultrapassassem 10% do valor da excitação do ponto de operação em que está o sensor, seriam considerados *sinais de pequena excursão*.

Devido a estas características, uma abordagem utilizando sinais de grande excursão não avalia corretamente o comportamento dos sensores, uma vez que estes apresentam comportamento dinâmico dependente do ponto de operação em que se encontram [17].

Além destes fatores, o sensor quando excitado eletricamente, passa a se comportar como uma fonte de calor à temperatura  $T_s$ , alterando com isso a temperatura do ambiente à sua volta. Assim, a temperatura com a qual o sensor troca seu calor com o meio externo é na realidade uma composição entre a temperatura gerada pelo calor dissipado por ele e a temperatura do ar na circunvizinhança. Situação diferente de quando se considera o sensor sem invólucro.

Desta forma, quando se faz referência à caracterização do sensor termo-resistivo neste trabalho, deve-se deixar claro que o que se deseja é descrever o comportamento do transdutor, do responsável pela conversão do calor em sinal elétrico, do elemento sensível às variações de fato e, em separado, dos parâmetros que o vinculam ao meio externo,  $C$  e  $G$ . Assim, um aproximação normalmente feita é a de se caracterizar todo o corpo do sensor: o transdutor (*e.g. platina*) + invólucro (terminais + sustentáculo cerâmico + camada de vidro protetora), e atribuir-se todo o efeito de variação a um único elemento (*e.g. platina*), o que leva a valores estimados longe do esperado, pois nesta caracterização estão envolvidos os outros parâmetros combinados citados acima. Feito esta diferenciação, pode-se então estimar, isoladamente, cada parâmetro do sensor.

Baseado nos fatores descritos acima, define-se o ambiente que circunda o transdutor, como possuindo uma temperatura equivalente resultante da combinação da temperatura dos elementos constituintes do invólucro (*heat sink*) associada à temperatura do ar circunvizinho, a qual será denominada daqui em diante por *temperatura aparente ou equivalente* ( $T_{ap}$ ), cujo efeito da excitação elétrica em seu comportamento é verificado.

Tal fato colaborou para o erro de avaliação de alguns parâmetros, quando na prática considou-se a *temperatura ambiente* ( $T_a$ ), temperatura do ar em volta do invólucro do elemento sensível *e.g. platina*, como a temperatura de referência para a estimação. Em outras palavras, as características do elemento sensível foram estimadas com base em um ambiente instável, ambiente externo ao sensor, ao qual o transdutor não tinha acesso direto, no qual o coeficiente global de transferência de calor depende da temperatura atual em que

é feita a troca de calor [18]. Assim, é também proposta neste trabalho, uma forma de estimação da temperatura atual que circundanda o sensor.

Com o intuito de demonstrar-se à vinculação do comportamento dos sensores ao nível de excitação em que se encontram, o problema de caracterização aqui abordado é tratado de modo semelhante à abordagem utilizada para caracterização de dispositivos de estado sólido: uma abordagem utilizando sinais de pequena excursão sobre pontos quiescentes pré-estabelecidos. Estando o sensor mantido em um determinado ponto, uma variação de pequena amplitude, no sentido convencionado no texto, não provoca grande variação nos parâmetros do sensor, de modo que nesta situação o sensor poderá ser modelado como um dispositivo de 1ª ordem.

Neste trabalho, é apresentada uma metodologia alternativa para a análise do comportamento dos sensores térmicos com coeficiente de temperatura positivo (PTC) e negativo (NTC), utilizando a abordagem de pequenos sinais, onde os parâmetros  $G$  e  $C$  são avaliados e uma forma para estimação da temperatura aparente, aquela vista pelo transdutor, é sugerida. O trabalho também mostra um estudo sobre deriva e corrida térmica, o qual também contribuirá para uma melhor compreensão da dinâmica do sensor. Assim, para que se possa estudar o comportamento do sensor, uma descrição pormenorizada de seus parâmetros e dos elementos que interferem em sua termodinâmica se faz necessário. Tais descrições são apresentadas neste capítulo.

## 2.2 Formas de Transmissão de Calor

O comportamento dos sensores termo-resistivos em relação ao meio que o circunda é descrito pela *equação de balanço termodinâmico* [3], a qual aplicada aos sensores em estudo, admitindo-se a variação aos parâmetros  $C$  e  $G$  [17], antes considerados constantes, estabelece que

$$P_H + P_e = G(\Delta T)(T_s - T_{ap}) + C(\Delta T) \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}, \quad (2.1)$$

na qual  $P_H = \alpha HS$  é a radiação eletromagnética absorvida pelo sensor, sendo  $\alpha$  o produto coeficiente de transmissividade-absorção do sensor;  $H$  a radiação incidente e  $S$  área do sensor sujeita à radiação.  $P_e$  é a potência elétrica entregue ao sensor;  $G(\Delta T)$  o coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio, antes considerado constante e igual ao valor obtido para o sensor em estado estacionário, passa a ser uma função dependente das temperaturas  $T_s$  e  $T_{ap}$ ;  $T_s$  a temperatura instantânea do sensor;  $T_{ap}$  a temperatura aparente com a qual o sensor troca calor;  $\Delta T = T_s - T_{ap}$ ;  $G(\Delta T)(T_s - T_{ap})$  é a potência térmica perdida pelo sensor para o meio próximo;  $C(\Delta T)$  é a capacitância térmica do sensor,

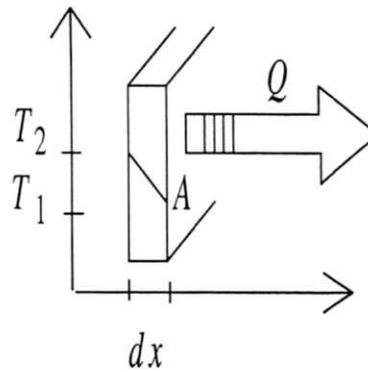


Figura 2.1: Lei de Fourier aplicada a um elemento de espessura  $dx$  e área de seção  $A$ , mostrando o fluxo de calor devido à condução.

composta pela associação das capacitâncias térmicas do transdutor, do substrato cerâmico e elementos de proteção, *e.g.* camada de vidro, apresentando, devido a esta associação, uma pequena dependência com  $T_s$  e  $T_{ap}$ . Desta forma,  $C(\Delta T) \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}$  é a variação da energia interna do sensor por unidade de tempo. Embora para a faixa de operação utilizada o parâmetro  $C$  seja aparentemente constante, em si tratando de estimação, ir-se-á considerar sua dependência com  $T_s$ , e tal confirmação deverá ser avaliada nos resultados obtidos.

O sensor pode receber ou perder calor. A transferência de energia devido à diferença de temperatura é definida como transmissão de calor [2].

Na literatura distingue-se três formas distintas de transmissão de calor: *condução*, *radiação* e *convecção*.

Na condução a energia é transmitida por meio de comunicação molecular direta, sem envolver transporte de massa. Ela pode ocorrer através da excitação dos elétrons, passando sua energia para os elétrons vizinhos, ou pela movimentação atômica (phonons). Assim, para um elemento de espessura  $dx$ , área de seção  $A$ , sujeito a um gradiente de temperatura  $T_2 - T_1$ , cuja condutividade térmica é  $\kappa$ , vide figura (2.1), a lei de Furrier postula que o fluxo de calor devido a condução será dado por

$$Q(x, t) = -\kappa A \frac{dT(x, t)}{dx}.$$

Na radiação, puramente eletromagnética, não há necessidade de meio físico.

Para o estudo aqui desenvolvido, esta forma de transmissão pode ser desprezada em temperaturas abaixo de 100 C. Considere-se, como exemplo, um sensor hipotético em forma de barra retangular, possuindo uma área de superfície totalmente de platina de  $2 \times A = 2 \times 2 \text{ mm} \times 7 \text{ mm} = 28 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ,  $\sigma = 56,7 \times 10^{-9} \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K}^4)$ , com  $\epsilon_r = 0,13$ , o índice de emissividade global para a platina polida a 93 C [5]. O cálculo aproximado para

radiação emitida por este sensor, a uma temperatura  $T_s = 93\text{ C}$  ( $366,15\text{ K}$ ), para o meio externo a  $T_a = 27\text{ C}$  ( $300,15\text{ K}$ ), utilizando-se a lei Lambert, é

$$P_H = 2\varepsilon_r\sigma A(T_s^4 - T_a^4) \simeq 2,031\text{ mW}, \quad (2.2)$$

na qual foram desprezadas as emissões laterais.

Admitindo-se que a área superficial do sensor  $Pt_{100}$  é pelo menos 10 vezes maior do que a área superficial do filme de platina, ou seja, o sensor hipotético acima apresenta uma emissão 10 vezes maior do que o sensor em estudo, considerando-se também este sensor um elemento único, composto apenas da platina, tem-se uma emissão devido à platina do sensor real 10 vezes menor do que a calculada na equação (2.2). Nestas condições, para o sensor em estudo, a radiação emitida é da ordem de  $0,1 \times 2,031 = 203,1\ \mu\text{W}$ . O sensor à temperatura de  $93\text{ C}$  possui uma resistência elétrica típica  $R_s = 135\ \Omega$ , para a qual é necessária uma excitação por corrente elétrica de  $40\text{ mA}$  à temperatura ambiente. A potência elétrica dissipada por ele é portanto  $P_e = 135(40 \times 10^{-3})^2 = 216\text{ mW}$ . Logo, o erro relativo que se comete ao se desprezar a radiação em temperaturas abaixo de  $100\text{ C}$  para este sensor é da ordem de

$$\frac{P_H}{P_e} = \frac{203,1 \times 10^{-6}}{216 \times 10^{-3}} = 938,3 \times 10^{-6} = 0,0938\%.$$

A convecção se dá praticamente pela ação da gravidade promovendo o movimento dos gases de diferentes densidades (convecção natural), ou pelo movimento das massas de gases induzido por dispositivo mecânico (convecção forçada). Ela pode ainda ser uma combinação de ambas - convecção mista - e se dar de forma laminar ou turbulenta. A lei de resfriamento de Newton postula que

$$Q = h(T_c - T_f),$$

na qual  $T_c$  representa a temperatura do corpo que está sendo resfriado,  $T_f$  a temperatura do fluido que envolve o corpo,  $h$  o coeficiente de transferência de calor do meio e  $Q$  a quantidade de calor transferida para o fluido.

## 2.3 Características dos Sensores Termo-Resistivos

Os tipos de sensores mais utilizados para medição de temperatura por dispositivos elétricos são os detectores de temperatura resistivos (*Resistive Temperature Detectors* - RTD's) e os termistores, seguidos pelos termopares e por último pelos dispositivos semicondutores [1].

Estes podem ser classificados em dois grandes grupos: 1) sensores com coeficiente de temperatura negativo, ou *negative temperature coefficient* (NTC) e 2) sensores com coeficiente de temperatura positivo, *positive temperature coefficient* (PTC).

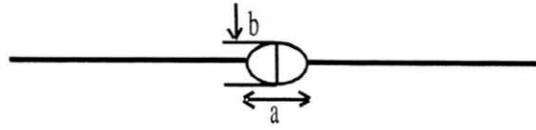


Figura 2.2: Estrutura física típica de um termistor. O termistor utilizado possui  $a \simeq 1,2\text{mm}$  e  $b \simeq 0,9\text{mm}$ .

No primeiro grupo, no qual a resistência elétrica diminui com o aumento da temperatura do sensor, estão incluídos os dispositivos semicondutores cerâmicos, conhecidos como termistores. Estes dispositivos são amplamente utilizados na compensação de temperatura nos circuitos a dispositivos semicondutores.

Uma grande vantagem deste dispositivo em relação aos confeccionados com elementos metálicos é seu grande *coeficiente de variação da resistência elétrica com a temperatura*, o coeficiente  $\beta$ . No entanto, suas características resistivas-térmicas são não-lineares e apresentam comportamento semelhante aos dispositivos semicondutores. Deste modo, o coeficiente  $\beta$  varia em função de sua temperatura, o que constitui uma grande desvantagem em relação aos RTD's metálicos.

Para os termistores NTC a relação entre resistência elétrica e temperatura do sensor pode ser dada por [1]:

$$R_s \simeq R_o e^{B\left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_o}\right)} \quad (2.3)$$

na qual  $R_s$  e  $R_o$  são as resistências do termistor nas temperaturas de utilização  $T_s$  e referência  $T_o$ , respectivamente, ambas em  $K$ . O parâmetro  $B$  é intrínseco ao dispositivo. Na figura (2.2) é mostrado um esboço da estrutura física do termistor utilizado neste trabalho.

No segundo grupo, a resistência elétrica do sensor aumenta com o aumento de sua temperatura, porém, neste caso, a relação é polinomial. Ela pode ser expressa por [3]:

$$R_s = R_q [1 + \beta_o(T_s - T_q) + \beta_1(T_s - T_q)^2 + \dots + \beta_{n-1}(T_s - T_q)^n], \quad (2.4)$$

na qual:  $R_s$  e  $R_q$  são os valores da resistência do sensor para as temperaturas  $T_s$  e  $T_q$ , respectivamente, e os  $\beta_i$  são os coeficientes de variação da resistência com a temperatura do sensor.

Em [4] é mostrado que os coeficientes  $\beta_i$ , para os termos  $(T_s - T_q)^{i+1}$  da equação (2.4) com  $i \geq 2$ , podem ser desprezados para temperaturas inferiores a  $100\text{C}$ . A relação entre a temperatura do sensor e sua resistência elétrica é dada então pela equação linear

$$R_s = R_q [1 + \beta(T_s - T_q)]. \quad (2.5)$$

Para  $T_o = 0\text{ C}$ ,

$$R_s = R_o(1 + \beta T_s), \quad (2.6)$$

onde  $R_o$  é a resistência do sensor a  $0\text{ C}$ . Assim, a resistência do sensor à temperatura ambiente,  $T_a$ , é obtida através de

$$R_a = R_o(1 + \beta T_a). \quad (2.7)$$

Dividindo a equação (2.6) por (2.7), vem

$$\frac{R_s}{R_a} = \frac{1 + \beta T_s}{1 + \beta T_a}. \quad (2.8)$$

Expandindo a relação (2.8) em série binomial [20], até a 3ª potência, resulta

$$\begin{aligned} \frac{R_s}{R_a} &= \frac{1 + \beta T_s}{1 + \beta T_a} \\ &= (1 + \beta T_s)(1 + \beta T_a)^{-1} \\ &= (1 + \beta T_s)[1 - \beta T_a + (\beta T_a)^2 - (\beta T_a)^3] \\ &= 1 + \beta(T_s - T_a) + (\beta T_a)^2 - (\beta T_a)^3 - T_s(\beta^2 T_a) + T_s(\beta^3 T_a^2) - T_s(\beta^4 T_a^3). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Em uma condição extrema dos ensaios realizados, *e.g.*  $T_a = 30\text{ C}$ ,  $T_s = 100\text{ C}$  e  $\beta = 0,00385/\text{C}$ , a equação (2.9) mostra a razão  $R_s/R_a = 1,279$ , enquanto que a aproximação feita, ignorando-se os termos onde  $\beta$  possui potência igual ou superior a 2, fornece  $R_s/R_a = 1,269$ .

Assim, o erro relativo entre a aproximação e a expansão, quando utiliza-se o sensor nas condições descritas acima, fica em torno de

$$e = \frac{1,279 - 1,269}{1,279} = 7,788 \times 10^{-3} \leq 0,78\%.$$

Deste modo, nas condições em que o trabalho foi feito, pode-se aproximar a expressão (2.4) aplicada aos sensores, pela seguinte equação

$$R_s \simeq R_a[1 + \beta_o(T_s - T_a)] = R_a(1 + \beta \Delta T), \quad (2.10)$$

com  $\Delta T = T_s - T_a$ .

A equação (2.10) é suficientemente acurada para representar a relação  $R_s \times T_s$  em toda faixa de temperatura em que os sensores foram utilizados.

Além disso, é mostrado em [4], para um sensor termo-resistivo de platina, a seguinte relação:

$$R_p(T_s) = R_o[1 + AT_s + BT_s^2 + C(T_s - 100)T_s^3]. \quad (2.11)$$

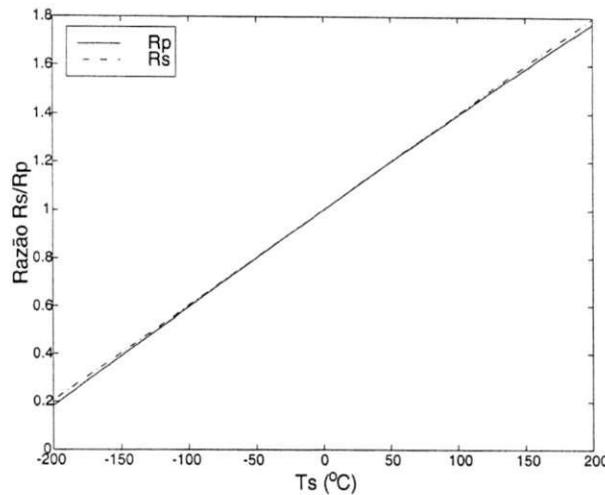


Figura 2.3: Razão de resistência  $R_p/R_o \times T_s$  e  $R_s/R_o \times T_s$  para sensor termo-resistivo de platina, com  $R_o = 100$ , onde  $R_p = R_o(1 + AT_s + BT_s^2 + C(T_s - 100)T_s^3)$  e  $R_s = R_o(1 + AT_s)$ .

Para temperaturas entre  $-100$  e  $100\text{ C}$ , uma boa aproximação pode ser alcançada desprezando-se os termos com potência igual ou superior a 2. Na figura (2.3) apresenta-se as curvas obtidas através das equações (2.10) e (2.11), para efeito de comparação, com  $A = 3,9 \times 10^{-3}/\text{C}$ ,  $B = -5,85 \times 10^{-7}/\text{C}^2$  e  $C = -4,35 \times 10^{-5}/\text{C}^4$ , mostrando que para a faixa em que os experimentos foram realizados ( $T_s < 130\text{ C}$ ) pode-se utilizar a expressão (2.10) com boa aproximação, cujo erro para o maior valor de temperatura atingida pelo sensor

$$\left| \frac{R_p(130\text{ C}) - R_s(130\text{ C})}{R_p(130\text{ C})} \right| < 0,0061 = 0,61\%$$

pode ser desprezado.

A maioria dos sensores PTC utilizam como elemento sensível a platina, por ser inerte, apresentar baixa oxidação, ser disponível com altíssimo grau de pureza, o que garante estabilidade da resistência e do coeficiente térmico, tanto para um dado sensor como entre sensores, conferindo excelente reprodutibilidade, além de possuir boa linearidade para grandes variações de temperatura em comparação a outros metais.

Na confecção dos RTD mais utilizada, que é feita de modo similar a manufatura de circuitos integrados, é depositado um filme fino de platina sobre substrato cerâmico, o qual concede resistência mecânica e estabilidade térmica ao dispositivo, sobre o qual é colocada uma película fina de vidro para proteção contra umidade e contaminações do meio exterior. Um esboço desta estrutura é mostrado na figura (2.4).

Como vantagem, esta estrutura apresenta simplicidade de confecção, boa resistência mecânica e fácil manuseio. No entanto, pelo fato do corpo cerâmico possuir relativamente uma grande massa em comparação à platina, este tipo de composição apresenta histerese,

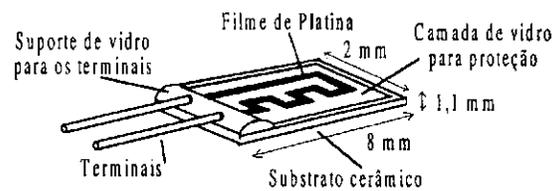


Figura 2.4: Sensor  $Pt_{100}$ -Filme fino de platina depositado sobre substrato cerâmico. O desenho do sensor não está proporcional às medidas indicadas.

erro de estabilidade em regime e problemas de leitura gerada pelo auto-aquecimento, o que pode inviabilizar medições de grande precisão. Apresenta também uma grande estrutura para dissipação de calor - seus terminais - os quais influenciam diretamente na medição das grandezas, já que são os responsáveis por boa parte da condução do calor do sensor para o meio, e por isso precisam ter sua temperatura controlada, o que não é prático.

É mostrado também em Deep *et alli.* [21] que este tipo de configuração é responsável pela não-linearidade na troca de calor entre o transdutor (platina) e a grandeza que se está medindo, pois associado ao sensor, está o substrato cerâmico e a camada de vidro, de modo que, em uma avaliação mais refinada do modelo, o sensor passa a ser visto como a composição platina + camada de vidro + substrato cerâmico + terminais.

Pelo fato da massa do substrato cerâmico ser consideravelmente maior que a massa da platina, sua temperatura é alterada com maior dificuldade, quando o aumento da temperatura do sensor é induzido eletricamente, já que a temperatura da platina terá de vencer a inércia térmica do substrato e da camada de vidro. Por outro lado, esta relação de massas é apropriada na avaliação calorimétrica, quando a grande massa do substrato cerâmico fornece estabilidade para medida de temperatura ambiente, por exemplo. Uma situação semelhante pode ser observada com aquecimento elétrico dos termistores, onde o elemento transdutor, *e.g.* óxido de metal, sofre interferência do invólucro.

Assim, são características que se desejam para os RTD's:

- Garantia de uma excelente contato entre o sensor e o que se deseja medir;
- Baixa influência térmica dos terminais do sensor (condução térmica) sobre o transdutor;
- Grande coeficiente temperatura  $\times$  resistência elétrica;
- Linearidade;

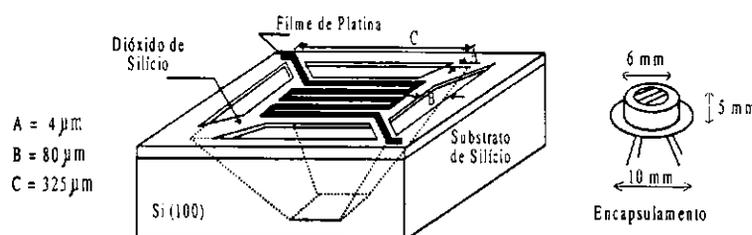


Figura 2.5: Microsensor de platina. O desenho do sensor não está proporcional às medidas indicadas.

Dependendo da operação, passiva (calorimétrica), onde a transferência de calor se dá do meio para o sensor, ou ativa (elétrica), quando o sensor se torna uma fonte de calor cuja transferência se dá do sensor para o meio, a configuração dos RTD's deve ser apropriadamente descrita. Com base nessas características, projetistas desenvolveram RTD's para aplicações em que a excitação elétrica é imprescindível, onde procuraram diminuir as desvantagens causadas pela grande massa e pelo acoplamento do sensor ao meio externo causado pelos terminais, e ampliar as qualidades de detecção das grandezas de interesse. Os micros sensores são conseqüência deste aprimoramento. Na figura (2.5) é mostrada um esboço do micros sensor estudado neste trabalho, o qual possui as mesmas características de fabricação daquele apresentado em Yang *et. alli* [16]. Este sensor é produzido através da deposição do filme de platina sobre um estrutura de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ), que é bom isolante elétrico, de modo a não comprometer as propriedades condutivas da platina. Diferente do sensor anterior, a estrutura de  $\text{SiO}_2$  apresenta uma relação de massa muito menor e, em conseqüência, uma menor inércia térmica, comparada com a do sensor da figura (2.4), a qual é diminuída também pela cavidade existente entre a estrutura de  $\text{SiO}_2$  e seu corpo de silício o que, como pode ser verificado em [5], aumenta sua sensibilidade a variações de temperatura da ordem de 2 graus de magnitude, levando a resposta dinâmica deste sensor para a ordem de milisegundos.

Os terminais externos do sensor são ligados ao filme de platina através de fios com diâmetros muitas vezes menores do que a espessura do filme, de modo que o efeito de acoplamento térmico através dos terminais é reduzido. Tudo isso é então encerrado em um encapsulamento metálico com uma janela de vidro, a qual permite a passagem de radiação infravermelha.

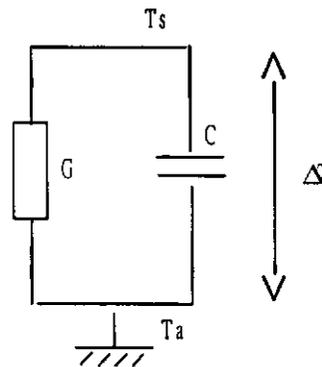


Figura 2.6: Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo operando passivamente.

## 2.4 Caracterização de Sensores Termo-Resistivo

### 2.4.1 Ensaio Calorimétrico

Como mencionado anteriormente, esta é uma forma passiva de caracterização, em que a temperatura do sensor é alterada através do controle da temperatura externa ao sensor, por meios de banhos térmicos ou estufas, por exemplo. Neste caso, desde que a corrente que monitora sua resistência seja pequena o suficiente para evitar o auto-aquecimento, o sensor não perturba o ambiente a sua volta e, portanto, não há geração de gradientes de temperatura entre o sensor e o meio, e o modelo para esta situação pode ser representado pelo circuito da figura (2.6) [5]. Observando-se esta figura, pode-se interpretar o sensor como um dispositivo que armazena energia térmica devido à sua capacitância  $C$ , sendo a diferença de temperatura  $T_s - T_a$  função da transferência de calor e do coeficiente  $G$ .

A solução da equação diferencial de 1ª ordem para um circuito elétrico [22] pode aqui ser utilizada. Assim, a temperatura do sensor,  $T_s$ , segue qualquer pequeno degrau de variação da temperatura ambiente,  $T_a$ , quando a potência elétrica aplicada ao sensor pode ser negligenciada, com a dinâmica

$$T_s(t) = T_a + (T_i - T_a)e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ com } \tau = \frac{C}{G}. \quad (2.12)$$

Deste modo, um aumento abrupto de  $T_a$  faz com que a temperatura do sensor responda com uma constante de tempo da ordem de  $C/G$ , onde  $T_i$  é a temperatura inicial do sensor.

Neste modo de operação passivo, o efeito de não-linearidade provocada pela excitação pode ser desprezado, desde que se respeite o limite do sinal de monitoração.

### 2.4.2 Ensaio Elétrico

Uma vez que as variações térmicas são consideradas lentas quando comparadas às variações de ordem elétrica, os procedimentos de caracterização calorimétrica não são adequados para ensaios dinâmicos rápidos, nos quais as respostas em frequência de alguns sensores chegam a ordem de  $kHz$ .

Desta forma, induz-se a alteração da temperatura do sensor através de fontes elétricas. Isto constitui o *princípio da equivalência elétrica*, em que os efeitos de variação da resistência do sensor produzidos termicamente, podem ser gerados ou compensados também por meios elétricos.

Esta forma de ensaio, embora mais prática, acarreta alguns problemas de medição, uma vez que o sensor passa a se comportar como uma fonte de calor, de modo que alguns fatores devem ser levados em consideração:

- O sensor passa a ser uma fonte de calor à temperatura  $T_s$ .
- Como consequência do item anterior, a temperatura do ar ambiente,  $T_a$ , vista por ele - figura (2.6) - passa a ser uma combinação da temperatura do ar e da temperatura gerada pela dissipação do seu calor, a qual será convencionada neste trabalho por  $T_{ap}$ , como mostrado na figura (2.7), já que o sensor força a criação de um gradiente de temperatura entre ele e a temperatura externa a seu corpo (invólucro+terminais), por possuírem diferentes composições e, conseqüentemente, diferentes inércias térmicas.
- O fato de ser aquecido eletricamente por uma corrente maior do que aquela que não seria capaz de produzir uma variação perceptível em sua temperatura,  $I_{aq}$ , faz com que o fenômeno de auto-aquecimento seja intensificado, pois, para o sensor de platina PTC, antes de atingir o regime, tem-se

$$\text{potência entregue ao sensor} > \text{a potência transferida para o meio.} \quad (2.13)$$

- Assim, para correntes aplicadas ao sensor maiores que  $I_{aq}$ , a diferença de temperatura entre a platina e o substrato favorece a criação de um gradiente de temperatura em torno do sensor, provocando um ligeiro aumento de sua temperatura, caracterizando a *Deriva térmica*.
- Devido ao efeito do auto-aquecimento e deriva térmica, uma corrente excessiva ou mesmo uma excitação de longa duração, pode fazer com que a resistência do sensor

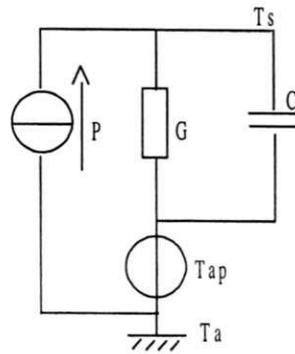


Figura 2.7: Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo excitado por fonte elétrica.

cresça indefinidamente, podendo danificá-lo. Neste ponto ocorre a chamada *Corrida térmica* e, com base na equação (2.1) para uma situação de regime,

$$I_{\max} = \lim_{R_s \rightarrow R_{fus}} \sqrt{\frac{G(\Delta T)}{\beta(\Delta T)R_a} \left(1 - \frac{R_a}{R_s}\right)} = \sqrt{\frac{G(\Delta T)}{\beta(\Delta T)R_a}}, \quad (2.14)$$

na qual  $R_{fus}$  seria a resistência correspondente à temperatura de fusão do sensor, admitindo-se pequenas variações para os parâmetros  $G$  e  $\beta$  em função de sua temperatura. Em outras palavras,  $I_{\max}$  é o limite máximo de corrente que pode ser aplicada ao sensor sem danificá-lo. Isto será visto com mais detalhes no capítulo 4. Um comportamento semelhante ao do auto-aquecimento para sensores PTC pode ser observado excitando-se sensores NTC através de fontes de tensão.

Diante do exposto acima, quando o sensor é excitado eletricamente, a equação de balanço termodinâmico (2.1), aplicada ao sensor na ausência do auto-aquecimento, pode ser avaliada utilizando-se o paralelo elétrico mostrado no circuito da figura (2.7). Para pequenas variações de temperatura em torno de um ponto de operação específico, onde  $G$  e  $C$  podem ser considerados constantes, a solução da equação para este circuito é

$$\Delta T(t) = \frac{P_e}{G} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (2.15)$$

$$\text{com } \tau = \frac{C}{G} \text{ e } \Delta T(t) = T_s(t) - T_{ap}. \quad (2.16)$$

## 2.5 Não-Linearidades Intensificadas Pela Excitação Elétrica

Nos ensaios elétricos utilizando-se aquecimento Joule, pode-se excitar o sensor de três formas distintas: *potência*, *corrente* ou *tensão*. Cada uma delas possui peculiaridades, responsáveis pela intensificação de alguns dos comportamentos não-lineares dos sensores.

### 2.5.1 Realimentação Eletrotérmica

A equação (2.5) é mostrada como uma relação linear entre a temperatura e resistência do sensor, a qual é representada no diagrama da figura (2.8), com  $T_{ap}$ , a temperatura aparente substituindo  $T_a$ , a temperatura do ar ambiente.

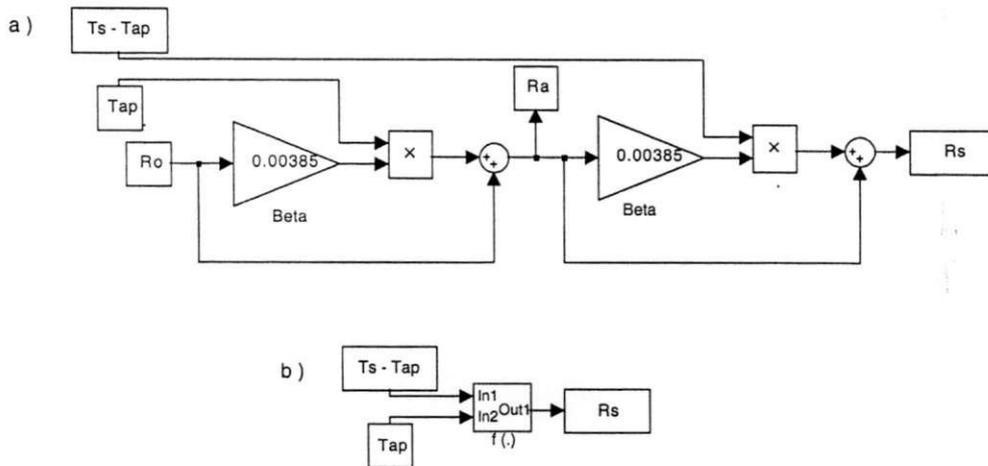


Figura 2.8: a) Diagrama em blocos da função de transformação  $f(.)$  para a conversão de  $\Delta T(t) = T_s - T_{ap}$  em  $R_s$ . b) Representação em forma de subsistema.

Este comportamento linear, entretanto, não é seguido pela relação entre o sensor e o meio. Assim, resolvendo-se a equação de balanço termodinâmico (2.1) para  $\Delta T(t)$ , com  $P_H = 0$ , quando o sensor é excitado por potência elétrica, e esboçando-a em termos de diagrama de blocos, obtém-se a figura (2.9a).

Substituindo-se  $P_e = I_s^2 R_s$  e  $P_e = V_s^2 / R_s$  na mesma equação, para a excitação por fonte de corrente e tensão, respectivamente, com  $G$  e  $C$  constantes, e resolvendo-se para  $\Delta T(t)$ , obtém-se

$$\Delta T(t) = \frac{1}{C} \int [I_s^2(t)R_s(t) - \Delta T(t)G] dt, \text{ e} \tag{2.17}$$

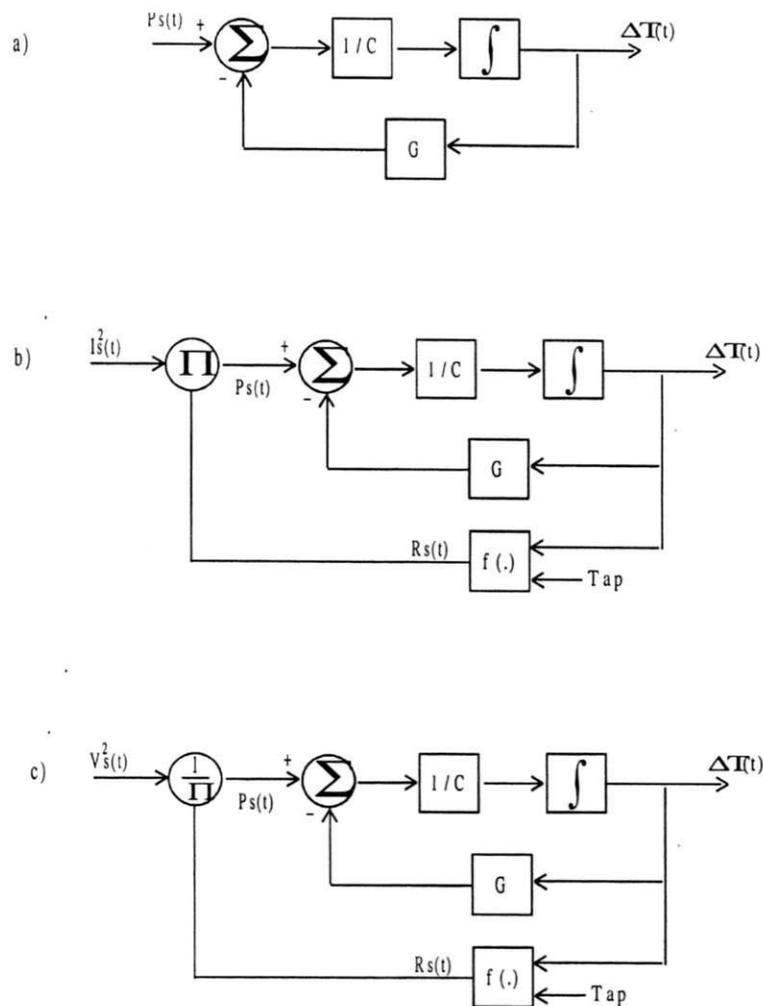


Figura 2.9: Diagrama em blocos para excitação do sensor por fonte de (a) potência, (b) corrente e (c) tensão.

$$\Delta T(t) = \frac{1}{C} \int \left[ \frac{V_s(t)}{R_s(t)} - \Delta T(t)G \right] dt, \quad (2.18)$$

cuja representação em diagramas é mostrada pelas figuras (2.9b) e (2.9c).

Para uma melhor compreensão destes diagramas, eles são reduzidos aos diagramas mostrados na figura (2.10), onde o diagrama (2.10a) é transformado em uma função que converte potência elétrica aplicada ao sensor em modificação de temperatura. Nomeando este operador por *Função de Transferência em Potência* (FP), cuja entrada é dada em potência,  $P_e(t)$ , e a saída em temperatura,  $\Delta T(t)$ , observa-se que se pode inserí-lo nos blocos das outras configurações. O resultado, em termos de função de transferência é mostrado na figura (2.10b), para a excitação por corrente, e na figura (2.10c), para a excitação por tensão.

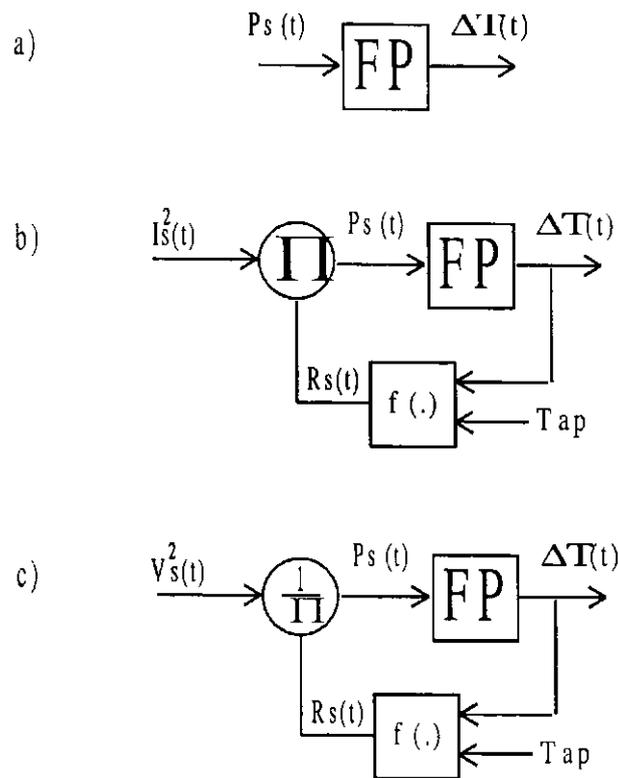


Figura 2.10: Representação em função de transferência para o sensor excitado por fonte de (a) potência , (b) corrente e (c) tensão.

Observa-se então que na excitação por potência - figura (2.10a) - o sensor e o meio são representados por um sistema linear [23]. No entanto, para a excitação por fonte de corrente, pode-se ver a introdução de um produtório à excitação por potência, fazendo com que a realimentação atue de forma regenerativa, no caso dos sensores PTC, e o novo sinal de entrada, em vez de  $P_e$  passa a ser  $P_e(I_s) = I_s^2 \times R_s(t)$ , transformando a função de transferência  $I_s^2 \times \Delta T(t)$  em uma relação não-linear. Esta realimentação é causada pela influência direta de  $\Delta T(t)$  no sinal de entrada, enquanto que para o diagrama figura (2.10a), pode-se ver que o sinal de entrada,  $P_e$ , não sofre esta influência.

Assim, à medida que o sensor é aquecido, sua resistência aumenta e em conseqüência a potência fornecida ao sensor sofre um efeito acumulativo, aumentando novamente sua temperatura e, como resultado, um novo aumento de resistência.

No caso da excitação por fonte de tensão, no entanto, a solução para a equação (2.18) introduz um divisor, de modo que o sinal de entrada em potência é agora  $P_e(V_s) = V_s^2/R_s$ , transformando a função entrada/saída  $V_s^2 \times \Delta T(t)$  em uma relação não-linear. Neste caso, o sinal de realimentação atua de forma degenerativa, de modo que um aumento da resistência  $R_s$  diminui a potência  $P_e(V_s)$  fornecida à função FP. Estes comportamentos são descritos

na literatura [19] como *realimentação eletrotérmica*. Para o caso de ser ela regenerativa, têm-se a realimentação eletrotérmica *positiva*. Quando a realimentação é degenerativa, a realimentação eletrotérmica é *negativa*.

De modo conciso, a excitação de um sensor PTC por fonte de corrente produz a realimentação eletrotérmica positiva, ao passo que a excitação por tensão realimenta o sensor negativamente. Resultados similares podem ser obtidos para sensores NTC. Neste caso, entretanto, a realimentação é regenerativa para o sensor excitado por tensão, e degenerativa quando se faz uma excitação por corrente.

Mesmo para a abordagem utilizando pequenos sinais, a realimentação eletrotérmica torna o sistema inerentemente não-linear, alterando de forma não previsível seu comportamento dinâmico, aumentando o tempo de resposta para a excitação com realimentação positiva e diminuindo para a excitação com realimentação negativa, podendo, inclusive, levá-lo à instabilidade. Assim, o único modo de excitação que elimina este tipo de não-linearidade é a excitação por fonte de potência.

Em trabalhos anteriores [10, 12, 16], foi utilizada a corrente como sinal para a caracterização, o que causou influência na estimação de parâmetros da equação (2.1), devido ao efeito da realimentação eletrotérmica.

Rocha Neto *et alli* [9] mostraram que o erro cometido na avaliação da resposta temporal empregando aquecimento elétrico por corrente é dado por

$$e(\%) = \frac{100}{1 - \frac{G}{\beta R_o I^2}}, \quad (2.19)$$

e que este erro pode ser reduzido a um valor máximo de 1%, desde que a corrente que atravessa o sensor não ultrapasse  $\sqrt{G/101\beta R_o}$ , podendo ser eliminado se esta excitação é feita compensando-se o incremento de potência através de um decremento correspondente de corrente, caracterizando uma excitação por potência.

### 2.5.2 Variação dos Parâmetros da Equação de Balanço Termodinâmico

Com o intuito de eliminar-se a realimentação eletrotérmica, Morais *et alli* [14] utilizaram a excitação por potência para caracterização dos sensores. Neste trabalho porém, observou-se que a constante de tempo apresentava pequenas variações quando se alterava a amplitude do degrau de potência. Em princípio foi sugerido que tal comportamento deveria ser atribuído ao modelo simples de primeira ordem adotado para o sensor, devendo este sofrer uma modificação para segunda ou terceira ordem.

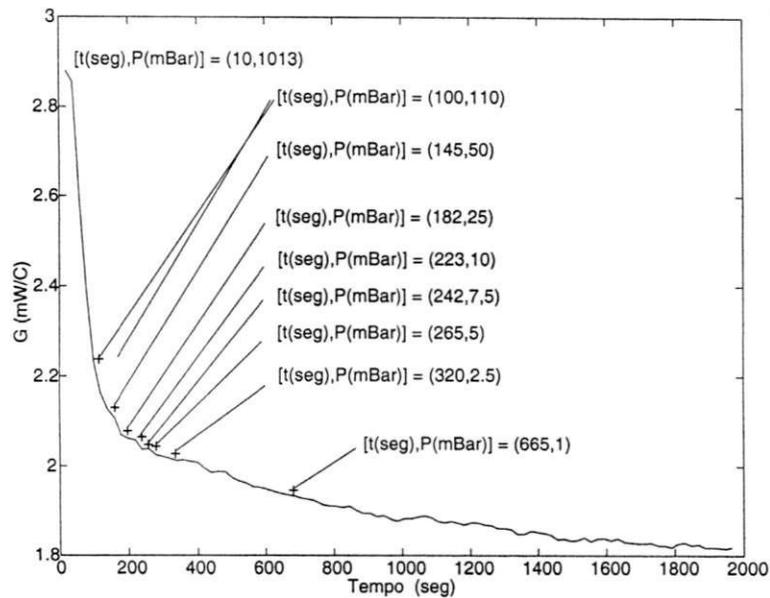


Figura 2.11: Ensaio do sensor  $Pt_{100}$  na câmara de vácuo, cuja temperatura próxima ao sensor foi medida com termistor a 3 mm do sensor  $Pt_{100}$ .

Estes modelos também não corresponderam às expectativas e suspeitou-se então que as variações causadas nas respostas temporais e que impediam a determinação da constante de tempo intrínseca do sensor eram devido à variação do parâmetro  $G$ , o que de fato mais tarde veio a ser confirmado, não só por experimentos em que se alterava o nível de excitação do sensor [16, 17], mas também através de ensaios realizados com o sensor em uma câmara de vácuo, na qual a pressão externa ao sensor era controlada. Observou-se que o coeficiente  $G$  depende fortemente, como esperado, da densidade do ar à sua volta, densidade esta que é modificada por influência da temperatura do sensor. Assim, no experimento mostrado na figura (2.11), o sensor  $Pt_{100}$  foi excitado por uma fonte de corrente mantida em 12 mA, temperatura do ambiente aferida através de um termistor a 3 mm do sensor igual a 25,6 C, cuja pressão foi diminuída por extração do ar da câmara de vácuo. Observe-se a variação de  $G$  entre 1 atm (1013 mBar) e  $0,997 \times 10^{-4}$  atm (1 mBar). Este efeito prova que a convecção, que é fortemente dependente do movimento resultante da variação da densidade do ar, é também responsável pela variação de  $G$ .

Portanto, além da excitação por fonte de potência eliminar o efeito da realimentação eletrotérmica, ela carrega consigo o real comportamento dos parâmetros da equação (2.1).

Com base nestes resultados, sugere-se então outra postura na estimação: se os parâmetros variam com a amplitude do sinal de excitação, a excitação com sinais de grande excursão pode levar a erros de parametrização, uma vez que o modelo não pode ser linearizado

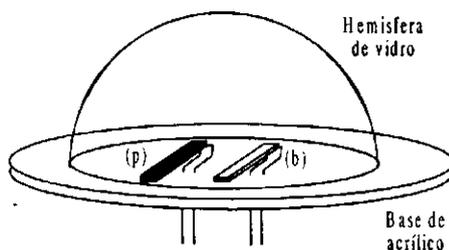


Figura 2.12: Sensores  $Pt_{100}$  protegidos por hemisfera de vidro.

por uma única excursão. Como consequência, uma outra abordagem é necessária.

Assim, destacam-se os seguintes fatores que contribuem para a alteração dos parâmetros da equação de balanço entre o sensor e o meio:

1. Para cada nível de excitação, o sensor apresentou uma constante de tempo correspondente e diferente dos outros níveis, mesmo quando esta excitação era feita sem a influência da realimentação eletrotérmica.
2. A temperatura com a qual o elemento transdutor troca seu calor com o meio é alterada, devido ao gradiente criado entre este último e seu invólucro. Como consequência, a temperatura de invólucro juntamente com a temperatura dos terminais, os quais interferem na temperatura aparente,  $T_{ap}$ , passa a ser também função do nível de excitação elétrica.

### 2.5.3 Instabilidade no Comportamento do Sensor

#### Deriva Térmica

Com o intuito de minimizar-se o efeito da convecção, os sensores de platina  $Pt_{100}$  foram encerrados em uma hemisfera de vidro, como mostrado na figura (2.12). Observou-se que este tipo de artifício intensificava outro efeito: a *deriva térmica*.

Como será mostrado com alguns resultados experimentais, este efeito leva ao aparecimento de um segunda constante de tempo na resposta temporal do sensor, devido ao aquecimento da hemisfera pelo próprio sensor, fazendo com que este não atinja o regime em um tempo menor do que 100 constantes de tempo típicas do sensor, pelo menos.

Embora a estrutura mostrada na figura (2.12) seja uma concepção artesanal, ela apenas mostra com maior evidência o que acontece, como por exemplo, com os microsensores, que estão lacrados em invólucros bem mais aprimorados. Uma diminuição da troca de

calor entre o sensor e sua circunvizinhança, quando este é excitado eletricamente, reduziria os efeitos provenientes da convecção, aumentando, entretanto, o efeito da realimentação eletrotérmica, o que poderia levar o sensor a fundir-se.

### Corrida Térmica

Em aplicações de anemometria e bolometria, o sensor térmico é convencionalmente excitado por corrente ou tensão. Devido à realimentação eletrotérmica, existe um limite da magnitude da excitação, além da qual a potência gerada pelo sensor cresce continuamente, podendo danificá-lo. Neste ponto, o sensor inicia a chamada *corrida térmica*, também conhecida por *runaway*.

Admitindo-se que o sensor esteja operando em regime, a corrida térmica pode ser evitada desde que o acréscimo de potência elétrica entregue ao sensor neste regime seja transferida para o meio.

Para um sensor PTC, a realimentação positiva e, conseqüentemente a corrida térmica, se dá quando ele é excitado por corrente. Na situação de regime e sem incidência de radiação, a equação (2.1) passa a ser

$$G(T_{so} - T_a) = I_s^2 R_{so}.$$

No instante em que o sensor sofre alteração de sua resistência, ele produz realimentação eletrotérmica positiva e, para que seja evitado o auto-aquecimento pelo acúmulo de calor e uma eventual corrida térmica, a variação positiva de sua potência deve ser entregue ao meio. Deste modo

$$\begin{aligned} G\Delta T_s &> I_s^2 \Delta R_s = I_s^2 \beta R_o \Delta T_s \Rightarrow \\ I_s^2 &< \frac{G}{\beta R_o}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Esse resultado também pode ser obtido resolvendo-se a equação de balanço (2.1) em função de  $T_s(t)$ , para pequenas variações de  $T_s$ , com  $P_H = 0$ , o que nos dá [15]

$$T_s(t) = \frac{I_s^2 R_o + GT_a + (G - I_s^2 R_o \beta) T_o e^{-t \left( \frac{G - I_s^2 R_o \beta}{C} \right)}}{G - I_s^2 R_o \beta}. \quad (2.21)$$

A constante de tempo da equação (2.21) é  $\tau = \frac{C}{G - I_s^2 R_o \beta}$ . A condição de corrida térmica exige que  $T_s(t)$  cresça indefinidamente, que é o mesmo que uma constante de tempo tendendo para o infinito. Deste modo,

$$\text{corrida térmica} = \lim_{\tau \rightarrow \infty} T_s(t) = \infty.$$

Esta condição é obtida com

$$\begin{aligned} G - I^2 R_o \beta &= 0 \Rightarrow \\ I^2 &= \frac{G}{\beta R_o}. \end{aligned} \quad (2.22)$$

A equação (2.22) fornece então o limite inferior para o início da corrida térmica.

Quando o sensor é excitado por tensão, a solução da equação (2.1) para  $T_s(t)$  é [15]

$$T_s(t) = \frac{V^2 R_o + G T_a R_o^2 + (R_o \beta V^2 + G R_o^2) k_1 e^{-t \left( \frac{R_o \beta V^2 + G R_o^2}{C R_o^2} \right)}}{R_o \beta V^2 + G R_o^2}, \quad (2.23)$$

na qual  $\frac{V^2}{R_s}$  foi expandido em série binomial [20]. Para  $(\beta T_s)^2 < 1$ ,

$$\begin{aligned} \frac{V^2}{R_s} &= \frac{V^2}{R_o(1 + \beta T_s)} = \frac{V^2}{R_o} (1 - \beta T_s + \beta^2 T_s^2 - \dots) \\ \frac{V^2}{R_s} &\simeq \frac{V^2}{R_o} (1 - \beta T_s). \end{aligned}$$

Neste caso, a corrida térmica se dá quando

$$\begin{aligned} R_o \beta V^2 + G R_o^2 &= 0 \\ V^2 &= -\frac{G R_o}{\beta}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

A equação (2.24) só possui sentido físico para  $\beta < 0$ , ou seja, para o sensor PTC não há corrida térmica quando este é alimentado por tensão. Por outro lado, para sensores NTC, a equação (2.24) apresenta solução real, produzindo a corrida térmica. Para sensores NTC excitados por corrente, no entanto, não há corrida térmica.

Finalmente, para a excitação incremental com potência, a solução da equação (2.1) com  $P_H = 0$  fornece

$$T(t) = T_a + \frac{P_e}{G} (1 - e^{-\frac{tG}{C}}). \quad (2.25)$$

Uma vez que a equação (2.25) não apresenta termos que possam se cancelar mutuamente e fazer com que a temperatura do sensor cresça indefinidamente, não haverá corrida térmica.

## 2.5.4 Inércia Térmica

Na caracterização, quando se excita o sensor eletricamente, diferentemente do ensaio calorimétrico no qual o sensor atua de forma passiva - desde que a corrente utilizada para monitoração das grandezas de interesse não provoque o efeito de auto-aquecimento - a troca de calor entre o sensor e meio se dá de dentro para fora. No caso do sensor de

platina, possuindo esta uma massa muitas vezes menor que a massa do corpo do sensor, a platina quando excitada tem de vencer a inércia térmica causada pelo substrato cerâmico + camada de vidro + terminais.

Deste modo, uma pequena excitação elétrica tende a elevar a temperatura da platina que, no entanto, pode não ser suficiente devido à inércia térmica do substrato, de modo que o substrato oferece uma resistência térmica à variação da temperatura da platina, o que pode levar a erros de interpretação de leitura da resistência para sinais de estimação e ou medição que variem rapidamente. A platina precisa vencer várias *inércias térmicas* antes de elevar cada elemento do meio à sua temperatura de equilíbrio. Este fato talvez explique o efeito de deslocamento observado na origem da curva  $P_e \times \Delta T$  [17], onde o esperado seria uma curva passando pela origem, quando  $I_s^2 R_s = 0 W$ , além de outro possível fator, associado à mudança de regime da convecção de laminar para turbulento.

## 2.6 Resultados Experimentais

Com o propósito de ilustrar algumas características não-lineares abordadas nas seções anteriores, esta seção apresenta resultados preliminares de alguns experimentos realizados com os sensores excitados por fontes de tensão, corrente e potência. Com a intenção de se demonstrar os efeitos das não-linearidades, os sensores foram submetidos a excitação por sinais de grande excursão. Apesar de apresentar-se por ora apenas resultados para o sensor platina  $Pt_{100}$ , resultados semelhantes foram obtidos para o termistor e o microsensor de platina, de modo a poder-se generalizá-los.

A plataforma utilizada para a excitação e estimação de parâmetros destes sensores é descrita no capítulo 3.

### 2.6.1 Efeito da Realimentação Eletrotérmica sobre a Resposta Dinâmica do Sensor

Na figura (2.13) são mostrados os resultados obtidos no experimento no qual o sensor  $Pt_{100}$  foi excitado por diferentes degraus de tensão, cujo valor inicial é de 1 V. Na figura (2.13a), podem-se ver as respostas do sensor aos respectivos degraus de tensão, cujas respostas dinâmicas são apresentados na figura (2.13b). As respostas são obtidas através de um programa para ajustes, a função *fmins* do programa utilitário MatLab<sup>®</sup> [24], nas quais fez-se o ajuste da resposta do sensor à uma função exponencial do tipo  $R_s(t) = A(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{eff}}})$ , obtendo assim  $\tau_{eff}$ , a constante de tempo efetiva - vide apêndice C.

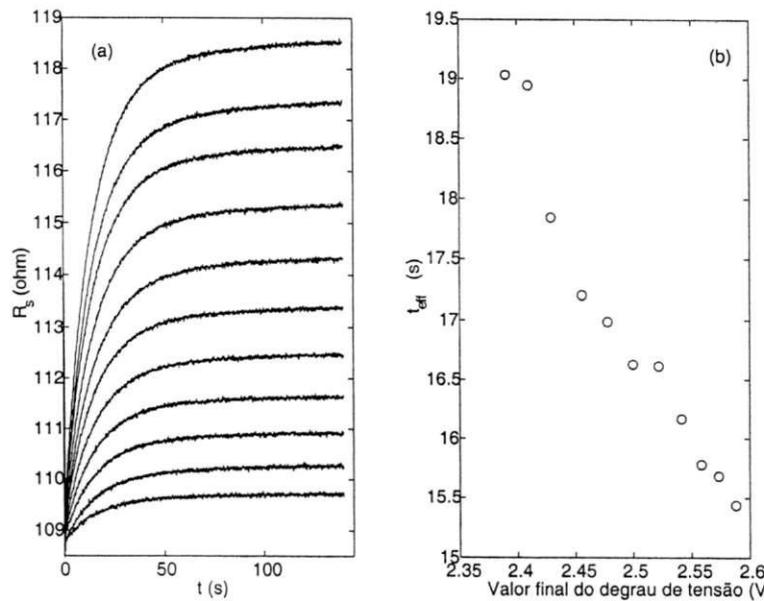


Figura 2.13: (a) Curvas de resposta do sensor  $Pt_{100}$  a degraus de tensão de 2,38 V a 2,58 V e (b) respectivas constantes de tempo efetivas, ajustadas pela função  $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ .

Da mesma forma, nas figuras (2.14) e (2.15) mostram-se as curvas de resposta do sensor a degraus de corrente e potência, respectivamente.

Pode-se observar que:

- Quando o sensor  $Pt_{100}$  é alimentado por fonte de tensão, o aumento instantâneo da potência gerada por ele faz com que sua temperatura aumente, acompanhando sua resistência elétrica; como resultado, para uma tensão fixa, sua potência elétrica tende a diminuir, configurando a *Realimentação Eletrotérmica Negativa* (REN), pois

$$P_e = \frac{V_s^2}{R_s}, \quad \uparrow R_s \implies \downarrow P_e. \quad (2.26)$$

Em consequência, as constantes de tempo efetivas para o sensor  $Pt_{100}$  decrescem com o aumento da magnitude do degrau de tensão;

- Para o caso dos degraus de corrente, observa-se o efeito oposto. Ou seja: o aquecimento do sensor aumenta ainda mais a potência dissipada por ele, a qual incrementa sua resistência, que por sua vez, aumenta ainda mais a potência dissipada por ele, configurando uma *Realimentação Eletrotérmica Positiva* (REP). A equação de balanço para este caso é

$$P_e = I_s^2 R_s, \quad \uparrow I_s \implies \uparrow P_e \implies \uparrow R_s \implies \uparrow P_e. \quad (2.27)$$

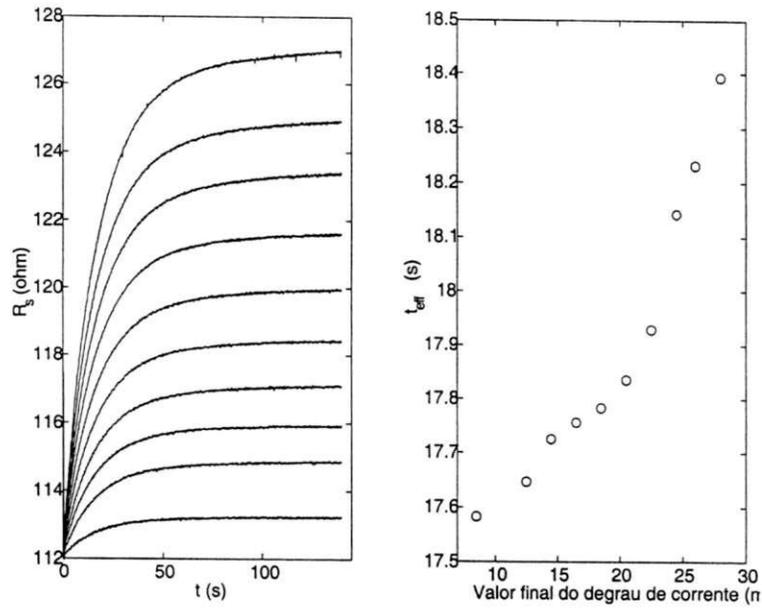


Figura 2.14: (a) Curvas de resposta do sensor  $Pt_{100}$  a diferentes degraus de corrente e (b) respectivas respostas temporais efetivas, ajustadas pela função  $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ .

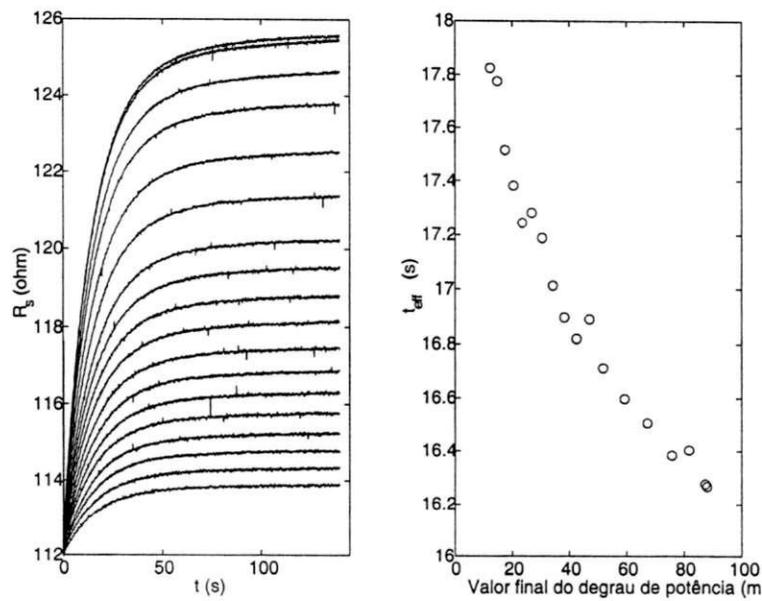


Figura 2.15: (a) Curvas de resposta do sensor  $Pt_{100}$  a diferentes degraus de potência e (b) respectivas constantes de tempo efetivas, ajustadas pela função  $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ .

Logo, para diferentes degraus de corrente, o tempo necessário para se atingir um possível regime cresce proporcionalmente.

- Finalmente, para a excitação do sensor por degraus de potência, como esta é controlada, não existe realimentação eletrotérmica, pois à medida que o sensor sofre um incremento de potência por auto-aquecimento, este é retirado pela ação de controle, e vice-versa. Entretanto, as respostas temporais são diferentes, mostrando que um outro fenômeno é responsável por tais modificações.

## 2.6.2 Variação dos Parâmetros da Equação de Balanço Termodinâmico

Conforme discutido no item 2.5.2, e observado na figura (2.15), as constantes de tempo efetiva para o sensor, quando da aplicação de diferentes degraus de potência, não são as mesmas. O que se observa, entretanto, é uma diminuição da resposta temporal com o aumento da magnitude do degrau de potência. No entanto, por ser este um experimento não apropriado, do ponto de vista de pequenos sinais, uma vez que aplicou-se sinais de grande excursão ao sensor, deve-se então ater-se ao fato de que o sensor não apresenta a mesma resposta temporal para diferentes níveis de excitação. Assim, a proposta em [8,9], de que seria possível encontrar uma resposta temporal única para este sensor com a aplicação de degrau de potência, a *constante de tempo intrínseca*, independente da excursão, não foi alcançada.

Utilizando-se a definição de  $G$ , proveniente da lei de Newton para a transferência de calor [2], no regime estacionário

$$G = \frac{P_e}{\Delta T}, \quad (2.28)$$

e aplicando-se ao sensor, obtém-se o gráfico da figura (2.16a). O parâmetro  $C$  é obtido da definição da constante de tempo  $\tau$ , onde considerou-se constante para cada nível de excitação considerado. Assim,

$$\tau = \frac{C}{G} \Rightarrow C = \tau G. \quad (2.29)$$

Aplicando-se a equação (2.29) para cada valor de  $G$  e  $\tau$  encontrado, de modo que  $C(N) = \tau(N)G(N)$ , obtém-se o gráfico da figura (2.16b). Como veremos mais adiante (cap. 4), os resultados encontrados para a abordagem com pequenos sinais diferem destes resultados, porém não contrariam a evidência de variação dos parâmetros  $C$ ,  $G$ , e  $\tau$ .

É importante mencionar que estes comportamentos são relativos ao sensor como um todo, ou seja, não se está observando, com estes experimentos, as variações intrínsecas

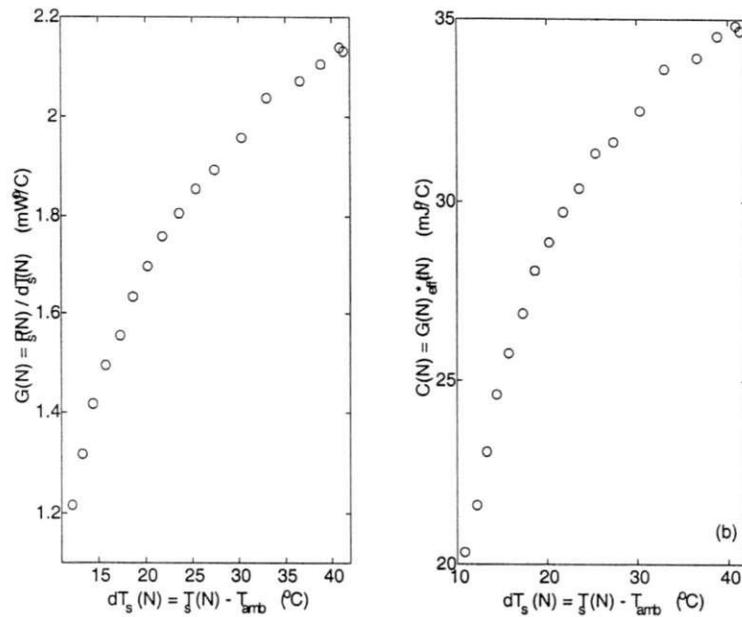


Figura 2.16: (a) Coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio,  $G$ , medido a partir do regime. O índice  $N$  indica o último ponto do experimento. (b) Capacidade térmica calculada a partir de  $C = \tau G$ .

do elemento transdutor isoladamente. A literatura [2] mostra que a condutividade ( $k$ ) e calor específico ( $c$ ) de ligas não apresentam variações comparáveis a estas. Estes efeitos acentuados, como será mostrado mais adiante, são devidos à composição não homogênea do sensor.

### 2.6.3 Efeito da Excitação de Longa Duração: A Deriva Térmica

No item 2.5.3 verificou-se que o efeito da excitação de longa duração e do encapsulamento do sensor favorecem a deriva térmica. Observa-se então pela figura (2.17) que para diferentes degraus de potência, à medida que a magnitude da excitação é aumentada - figura (2.17a), a inclinação da curva de resposta do sensor a partir dos 500 segundos cresce - (2.17b). Para o degrau de menor intensidade, no entanto, o fenômeno da deriva térmica torna-se evidente à medida que a duração da excitação é continuada.

Na situação de pior caso, o sensor pode entrar em corrida térmica e ser danificado.

### 2.6.4 Inércia Térmica

Como mencionado no item 2.5.4, a dificuldade que a massa do elemento sensor, a platina, tem de vencer para atingir uma temperatura de equilíbrio, causa o efeito de deslocamento

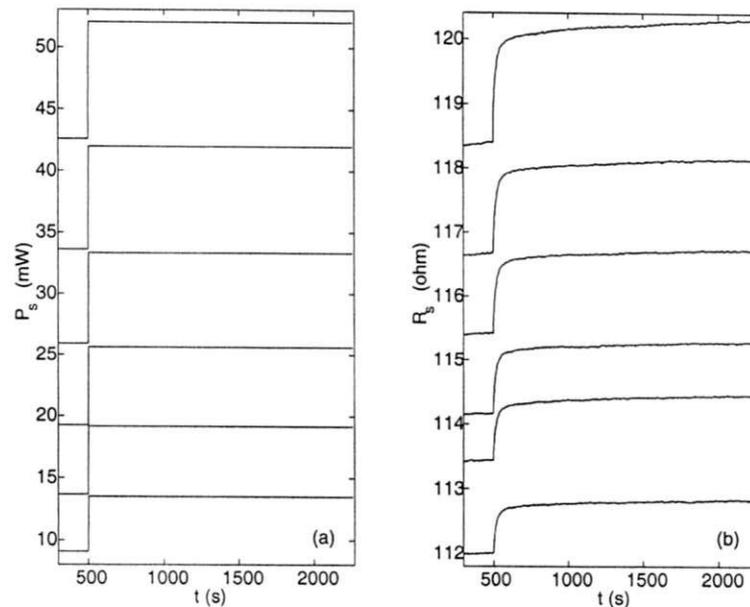


Figura 2.17: (a) Degraus de potência aplicados ao sensor  $Pt_{100}$  e (b) respectivas respostas em função do tempo, evidenciando o efeito da deriva térmica.

observado na figura (2.18). Assim, o efeito observado nesta figura é o resultado da inércia térmica proveniente da diferença de massa entre o transdutor e seu invólucro. Logo, para valores de correntes abaixo de 5 mA, o calor gerado pela potência elétrica dissipada pela platina, não é suficiente para elevar a temperatura do invólucro prontamente à temperatura que a platina alcançaria se o invólucro possuísse uma massa próxima à da platina.

## 2.7 Conclusão

Nos trabalhos até então realizados, tomou-se por “sensor” toda composição: elemento sensível + substrato cerâmico + camada protetora de vidro + terminais, e por temperatura de referência a temperatura do ar medido próximo ao sensor. O erro na caracterização talvez tenha sido provocado por não se diferenciar os efeitos secundários, *e.g.* alteração da temperatura próxima ao sensor por ele próprio, aumento da convecção com a temperatura, para citar os principais.

Outros fenômenos menos perceptíveis, *e.g.* inércia térmica, devido à aplicação de sinais de grande excursão foram ignorados. Embora o parâmetro  $G$  possa ser obtido através da utilização de grandes sinais, é necessária uma abordagem utilizando-se pequenos sinais para a correta observação do comportamento dinâmico do sensor, já que este depende do nível de excitação.

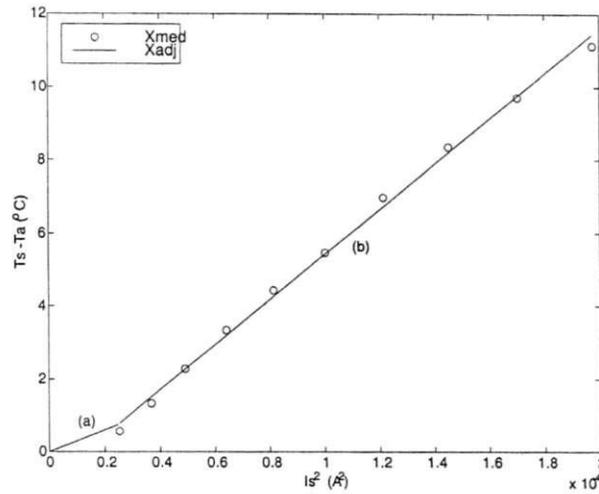


Figura 2.18: Ampliação da região  $I_s^2 < (15 \text{ mA})^2$  para evidenciar o efeito de deslocamento da curva  $I_s^2 \times (T_s - T_a)$  devido a inércia térmica produzida pelo corpo do sensor. Pode-se observar a mudança na inclinação entre os segmentos de reta *a* e *b*.

Deste modo, os efeitos conjuntos das não-linearidades intrínsecas do sensor evidenciadas pela excitação elétrica, mascararam muitos resultados, levando a conclusões errôneas sobre o comportamento de seus principais parâmetros,  $C$ ,  $G$  e  $\tau$ .

## Capítulo 3

# Métodos Utilizados na Medição de Grandezas Térmicas

### 3.1 Introdução

As principais aplicações dos sensores termo-resistivos estão concentradas na termometria, bolometria e anemometria. Excetuando-se a termometria, forma em que se pode utilizar apenas a característica  $R_s \times T_s$  em condições de excitação elétrica de baixa magnitude, nas outras aplicações é necessário aquecer-se o sensor por efeito Joule além do ponto de poder-se desprezar os efeitos provenientes das não-linearidades, o que não impede também de se utilizar o aquecimento elétrico com sinais de grande excursão para a determinação da temperatura ambiente. Entretanto, o aquecimento por efeito Joule utilizando grandes sinais é responsável por intensificar as características de não-linearidade intrínsecas dos sensores, principalmente a realimentação eletrotérmica.

Será mostrado neste capítulo as formas convencionais de medição utilizando aquecimento por efeito Joule. Para tanto, é necessária uma descrição resumida da plataforma na qual o sensor foi caracterizado.

Finalmente, é apresentado o algoritmo para controle da excitação por potência elétrica, com o qual é possível tornar o efeito da realimentação eletrotérmica desprezível.

## 3.2 Métodos de Medição: Avaliação em Regime Estacionário

A equação de equilíbrio termodinâmico, a qual expressa a relação entre o sensor e o meio em que este se encontra é aqui repetida:

$$P_H + P_e = G_{po}(T_s - T_{ap}) + C_{po} \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}. \quad (3.1)$$

Para pequenas perturbações da temperatura do sensor, em uma ponto de operação previamente fixado, onde a variação dos parâmetros  $G$  e  $C$  pode ser desprezada, admite-se que o valor estabelecido para estes parâmetros, neste *ponto de operação* ( $po$ ), é  $G_{po}$  e  $C_{po}$ .

A temperatura ambiente,  $T_a$ , é substituída pela temperatura aparente,  $T_{ap}$ , o equivalente da temperatura externa vista pelo elemento sensível do sensor, o transdutor, o qual realmente é excitado eletricamente. Esta substituição ficará mais clara no capítulo 4.

Na condição de regime,  $\frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}$  é nulo, de onde

$$P_H + P_e = G_{po}(T_s - T_a). \quad (3.2)$$

Logo, os três métodos convencionais de medição de grandezas fazem uso do sensor em um determinado ponto de operação - tensão, corrente e temperatura constantes - utilizando a equação (3.2), na qual uma das grandezas é mantida constante e outra é então monitorada ou estimada.

Embora seja um procedimento não convencional, com o intuito de verificar-se a possibilidade de medição das grandezas térmicas utilizando o controle da potência fornecida ao sensor, este método é também avaliado.

### 3.2.1 Utilizando Fonte de Tensão

Este método é apresentado na literatura como *constant voltage mode (CVM)* ou ainda *voltage excitation/current readout* [19], em que a tensão sobre o sensor é mantida constante e a corrente que o atravessa é utilizada como elemento de medição. Assim, substituindo  $P_e = V_s I_s$  na equação (3.2), obtém-se

$$V_s I_s = G_{po}(T_s - T_a) - P_H. \quad (3.3)$$

Logo, uma variação na radiação incidente sobre o sensor ou uma mudança na temperatura do ambiente  $T_{ap}$ , é refletida na corrente que atravessa o sensor  $I_s$  e em sua temperatura (resistência)  $T_s(R_s)$ . Assim, para um sensor termo-resistivo metálico, onde

$$R_s = R_o(1 + \beta T_s), \quad (3.4)$$

tem-se

$$\begin{aligned} T_s &= kR_s - kR_o \\ T_s &= k\frac{V_s}{I_s} - kR_o, \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde  $k = \frac{1}{\beta R_o}$ .

Substituindo a equação (3.5) na equação (3.3), chega-se a

$$I_s^2 = G_{po}k - \frac{G_{po}}{V_s}(kR_o + T_{ap})I_s - \frac{1}{V_s}P_H I_s, \quad (3.6)$$

uma equação de segunda ordem em  $I_s$ , cujos coeficientes dependem da temperatura ambiente e da radiação eletromagnética incidente.

### 3.2.2 Utilizando Fonte de Corrente

Neste método, conhecido por *constant current mode (CCM) current excitation/voltage readout* [19], o sensor é alimentado por fonte de corrente constante, e a tensão é utilizada como parâmetro de medição. Logo a equação (3.2) passa a apresentar a seguinte forma

$$I_s^2 R_s = G_{po}(T_s - T_{ap}) - P_H. \quad (3.7)$$

Como antes, faz-se

$$T_s = kR_s - kR_o,$$

e aplicando-se a equação (3.7), obtém-se

$$I_s^2 R_s = G_{po}(kR_s - kR_o - T_{ap}) - P_H. \quad (3.8)$$

Colocando a equação (3.8) em função de  $V_s$ ,

$$V_s = I_s R_s = \frac{G_{po}(kR_o + T_{ap}) + P_H}{G_{po}k - I_s^2} I_s. \quad (3.9)$$

### 3.2.3 Através do Controle da Temperatura do Sensor

Neste método, em condições ideais, a temperatura (resistência) do sensor é mantida constante, através de controle em malha fechada. Fazendo  $P_e = \frac{V_s^2}{R_s}$  e aplicando à equação (3.2), obtém-se

$$\begin{aligned} V_s^2 &= R_s[G_{po}(kR_s - kR_o - T_{ap}) - P_H], \\ V_s^2 &= R_s G_{po} k (R_s - R_o) - R_s G_{po} T_{ap} - R_s P_H \\ V_s^2 &= k_V - R_s (G_{po} T_{ap} - P_H), \end{aligned} \quad (3.10)$$

com  $k_V = R_s G_{po} k (R_s - R_o)$ .

Para  $P_e = I_s^2 R_s$

$$\begin{aligned} I_s^2 &= \frac{1}{R_s} [G_{po}(kR_s - kR_o - T_{ap}) - P_H] \\ I_s^2 &= G_{po}k\left(1 - \frac{R_o}{R_s}\right) - G_{po}\frac{T_{ap}}{R_s} - \frac{P_H}{R_s} \\ I_s^2 &= k_I - \frac{1}{R_s}(G_{po}T_{ap} - P_H), \end{aligned} \quad (3.11)$$

com  $k_I = G_{po}k\left(1 - \frac{R_o}{R_s}\right)$ .

### 3.2.4 Através do Controle da Potência Fornecida ao Sensor

Neste último método, ainda considerando-se a situação de regime, na qual  $\frac{dT_s}{dt} = 0$ , em condições ideais a potência fornecida ao sensor é mantida constante. Assim

$$\begin{aligned} P_H + P_e &= G_{po}(T_s - T_{ap}) \\ P_e &= G_{po}(kR_s - kR_o - T_{ap}) - P_H. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Neste caso, tem-se uma relação entre  $P_H$  e  $T_{ap}$  direta, e uma alteração em uma destas duas variáveis poderia ser estimada a partir de  $P_e$ . Uma vez que  $P_e$  é mantida constante, a relação  $I_s V_s$  tem que permanecer fixa. Logo, uma modificação da resistência do sensor provocada pela temperatura ou radiação incidente, iria refletir em ambas variáveis de medição de forma indeterminada, de modo que não se pode utilizar este método para estimação da variação das grandezas térmicas externas ao sensor.

Nos três primeiros métodos, observa-se que a relação entre a grandeza que se deseja medir ( $P_H$ ) e o sinal de medição ( $I_s$ ,  $V_s$ ) é não-linear. Além disto, é necessária a compensação, estimação ou conhecimento prévio de uma grandeza para que se possa calcular a outra. Logo, para se determinar com precisão a radiação incidente no sensor, deve-se ter o conhecimento prévio ou controle da temperatura ambiente, e vice-versa.

Assim, para as condições de equilíbrio estático, na equação (3.6) a corrente  $I_s$  é função da temperatura  $T_{ap}$  e da radiação incidente  $P_H$ . De forma semelhante, a tensão  $V_s$  possui dependência com  $T_{ap}$  e  $P_H$  na equação (3.9), o mesmo acontecendo para o método de medição utilizando temperatura contante nas equações (3.10) e (3.11).

Logo, variações de radiação incidente e temperatura aparente provocam modificações no sinal de medição, seja este a corrente ou tensão no sensor. Uma análise de pequenas variações em torno de um ponto de operação, como sugerido em [12, 25] se faz necessária. Isto será mostrado no capítulo 4.

Assim, com base nas equações (3.6), (3.9), (3.10) e (3.11), fica claro que para situações em que a radiação incidente é conhecida, pode-se calcular a temperatura aparente  $T_{ap}$  através de aquecimento do sensor por efeito Joule. Isto é importante quando, no capítulo 7, é sugerida uma implementação para medição da radiação e da temperatura aparente utilizando um único sensor.

### 3.3 Comparação entre os Métodos de Medição: Avaliação em Regime Dinâmico

Sabe-se que a consideração feita na seção anterior é para uma condição particular, situação na qual admite-se que determinada grandeza térmica permaneceu estática ou modificou-se muito lentamente em torno de um ponto de operação específico. Nos sistemas físicos reais, entretanto, esta não é a condição normal. Para o caso geral, uma nova análise dos métodos de medição considera as variações da temperatura do sensor no tempo. Assim, a equação (3.1) assumiria as seguintes formas:

1. Utilizando fonte de tensão.

$$\begin{aligned} I_s^2 &= G_{po}k - \frac{G_{po}}{V_s}(kR_o + T_{ap})I_s - \frac{1}{V_s}P_H I_s + \frac{kC}{V_s}I_s \frac{dR_s}{dt}, \\ I_s^2 &= G_{po}k - \frac{G_{po}}{V_s}(kR_o + T_{ap})I_s - \frac{1}{V_s}P_H I_s + kCI_s \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{I_s}\right). \end{aligned} \quad (3.13)$$

2. Utilizando fonte de corrente.

$$\begin{aligned} V_s &= I_s R_s = \frac{G_{po}(kR_o + T_{ap}) + P_H - kC \frac{dR_s}{dt}}{G_{po}k - I_s^2} I_s, \\ V_s &= I_s R_s = \frac{G_{po}(kR_o + T_{ap}) + P_H - \frac{kC}{I} \frac{dV_s}{dt}}{G_{po}k - I_s^2} I_s. \end{aligned} \quad (3.14)$$

3. Através do controle da temperatura do sensor.

$$I_s^2 = k_I - \frac{1}{R_s}(G_{po}T_{ap} - P_H). \quad (3.15)$$

4. Através do controle da potência fornecida ao sensor.

$$P_e = G_{po}(kR_s - kR_o - T_{ap}) - P_H + kC \frac{dR_s}{dt}. \quad (3.16)$$

A tentativa de utilizar as equações (3.13), (3.14) e (3.16) para mensurar  $T_{ap}$  ou  $P_H$  é dificultada pela introdução dos termos com derivadas no segundo membro da equação,

além de a equação (3.16) não ser viável para este tipo de medição, como foi explicado na seção anterior.

A implementação destes três métodos em forma de circuito elétrico, com base nestas equações, tornaria o método impreciso, uma vez que é necessária uma linearização razoável para que se pudesse fazer um controle eficiente, do ponto de vista computacional. Mesmo que o controle fosse conseguido, a solução das equações (3.13) e (3.14) para se determinar  $T_{ap}$  e  $P_H$  não é trivial.

Entretanto, reescrevendo-se a equação (3.15) em termos de constantes, obtém-se

$$\begin{aligned} I_s^2 &= k_I - \frac{1}{R_s}(G_{po}T_{ap} - P_H) \\ I_s^2 &= k_I - \frac{G_{po}T_{ap}}{R_s} + \frac{P_H}{R_s} \\ I_s^2 &= k_I + k_A T_{ap} + k_B P_H, \end{aligned} \quad (3.17)$$

com  $k_A = \frac{-G_{po}}{R_s}$  e  $k_B = \frac{1}{R_s}$ .

Portanto, conhecendo-se uma das variáveis a serem estimadas e utilizando-se a equação (3.17), fica fácil determinar a outra variável. Por esta razão, este foi o método escolhido neste trabalho para estimação das grandezas  $T_{ap}$  e  $P_H$ , pois a eficiência do controle digital é estritamente dependente da forma de discretização da lei de controle. Neste caso, nenhuma linearização foi necessária.

## 3.4 Ferramentas Utilizadas na Caracterização dos Sensores

### 3.4.1 Descrição da Plataforma

Com o objetivo de se caracterizar o sensor de forma automatizada e com instrumentação de interface simples, cuja complexidade de geração dos sinais de excitação fica restrita, principalmente, à programação computacional, foi criada uma plataforma baseada no diagrama da figura (3.1).

Da forma como foi concebida, a plataforma possibilita a excitação do sensor em malha aberta e oferece opção de implementação de técnicas de controle em malha fechada. Assim, a elaboração do algoritmo e a resolução dos conversores A/D e D/A são os pontos mais críticos em um sistema de aquisição/excitação, os quais serão discutidos aqui.

Alguns experimentos necessitaram de uma estrutura mais elaborada, tais como a verificação da influência da variação de pressão externa e da convecção, bem como da tempe-

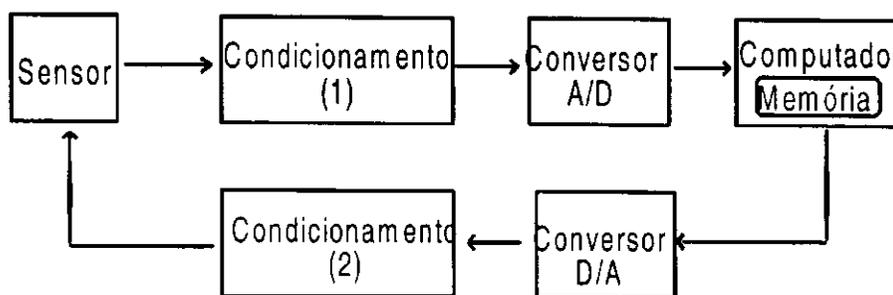


Figura 3.1: Sistema de medição com realimentação controlado por computador.

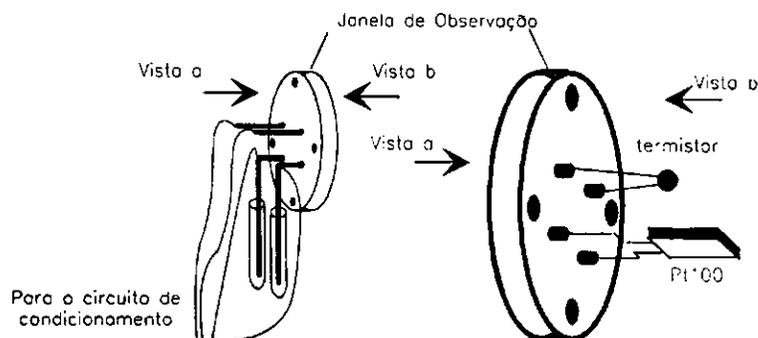


Figura 3.2: Janela de observação da câmara de vácuo, onde os sensores estão montados.

ratura dos terminais sobre o elemento sensor. Tais experimentos foram então realizados em uma câmara de vácuo. É mostrado neste item uma descrição resumida desta plataforma. Uma descrição pormenorizada pode ser vista no relatório interno [26].

### Câmara de Vácuo

Com o intuito de minimizar-se as variações bruscas de temperatura e movimento do ar em torno do sensor, os quais influenciam de modo não previsível o comportamento do sensor, assim como controlar também a pressão do ambiente em torno deste, o sensor é montado em uma das janelas de acrílico da câmara de vácuo e seus terminais soldados a hastes de cobre, como pode ser visto na figura (3.2).

Em termos gerais, a câmara de vácuo Edwards<sup>®</sup> possui um volume interno próximo a 30 litros, 4 janelas de acrílico para observação e uma bomba de sucção de 1 hp, capaz de diminuir a pressão interna da câmara abaixo de 1 mBar, ou seja 1/1013 de uma atmosfera (1 atm), em menos de 30 minutos.

Para monitorização da temperatura nas circunvizinhanças do sensor sob ensaio, a qual também pode ser feita por ele próprio, um termistor foi colocado a 3 mm do corpo do sensor, como pode ser visto na figura (3.2). Para diminuir o efeito de variação da temperatura

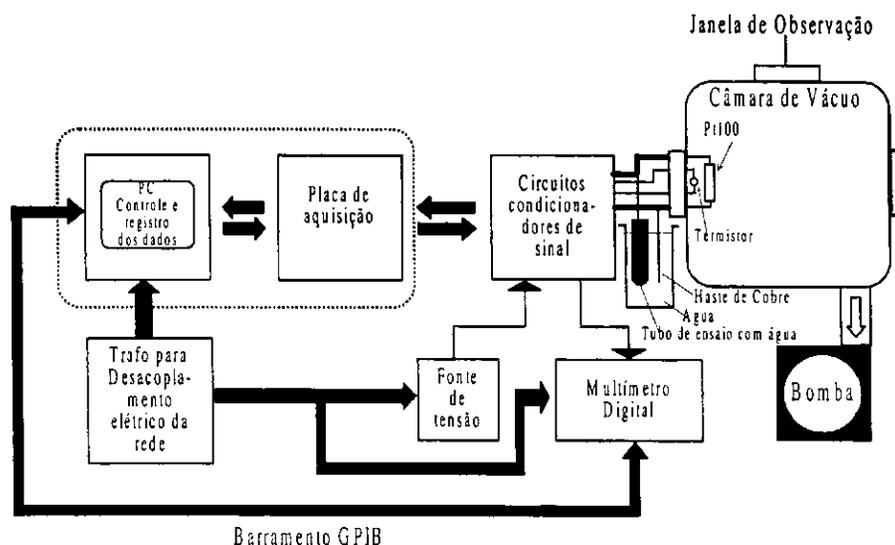


Figura 3.3: Diagrama esquemático do Sistema de Medição Controlado por Computador para caracterização de sensores termo-resistivos

externa, as hastes de cobre ligadas ao sensor são isoladas com fita isolante e mergulhadas em uma vasilha com água a temperatura ambiente. Os tubos de ensaio garantem o isolamento elétrico entre as duas hastes.

Assim, com os terminais dos dois dispositivos soldados aos parafusos da janela de acrílico, fixa-se esta à câmara de vácuo e conectam-se os fios aí soldados ao circuito de condicionamento, como mostra a figura (3.2).

Finalmente, todos os dispositivos, com exceção da bomba de vácuo, são acoplados à rede elétrica comercial através de um transformador de 1000 W. Outros instrumentos de medição compatíveis com o protocolo GPIB podem ser anexados à plataforma, caso seja necessário. Um esboço completo do sistema de medição pode ser visto na figura (3.3).

### 3.4.2 Excitação do Sensor Utilizando Fontes de Corrente e Tensão

Na caracterização elétrica, pode-se excitar os sensores por três formas distintas: corrente, tensão ou potência.

Foi demonstrado no capítulo 2 que os métodos de medição utilizando corrente e tensão são responsáveis pelo aparecimento da realimentação eletrotérmica, as quais contribuem para a alteração dos parâmetros quando seus efeitos não são compensados.

A forma de excitação por correção da potência é isenta do efeito da realimentação

eletrotérmica, porém necessita do controle em malha fechada. Assim, é necessário monitorar uma grandeza elétrica e atuar em outra, ou seja, medir a tensão e atuar na corrente, ou vice-versa.

Desta forma, os tipos de excitação necessários para a aplicação de potência elétrica controlada, CCM (*constant current mode*) e CVM (*constant voltage mode*) serão primeiramente abordados.

### Circuito Condicionador de Sinal

A figura (3.4) mostra a plataforma utilizada para aquisição de dados dos sensores, através dos conversores D/A e A/D de 12 bits da placa multifunção PCL812 [27], instalada no barramento de um computador IBM PC.

Os amplificadores  $A1$  e  $A2$  constituem uma fonte de corrente, quando  $R_s$  está na malha de realimentação de  $A2$  e  $R1$  como resistor de entrada, e fonte de tensão, quando  $R_s$  é permutado com  $R1$ .

A técnica utilizada para aproveitar toda a faixa de excursão do A/D (0-5 V) é conseguida adquirindo-se apenas a variação da resistência de  $R_s$ , a qual foi utilizada na plataforma desenvolvida por Moraes [14]. Isto é feito através do ajuste do potenciômetro  $R_{bal}$  do amplificador  $A4$ .

Inicialmente, o sensor é alimentado eletricamente e, observando-se a saída do subtrator  $A5$  com um osciloscópio, ajusta-se manualmente  $R_{bal}$ , até que a saída de  $A5$  possua um valor inferior à resolução do A/D da placa PCL812. Neste instante, pode-se iniciar o experimento.

Para execução do programa de controle da potência elétrica, o sensor é excitado através do conversor D/A da placa. Assim, a corrente aplicada ao sensor é dada por  $I_s = \frac{V_i}{R1}$ . É feita então a leitura da resistência do sensor através da tensão  $V_o$ . A resistência do sensor é calculada a partir de  $R_s = \frac{|V_o|}{I_s}$ .

Quando a saída de  $A5$  é ajustada através de  $R_{bal}$  para um valor próximo à resolução do A/D ( $\cong 2,5 \text{ mV}$ ), é dado, via teclado do PC, o comando para início da aplicação da excitação. Neste instante, o valor inicial de  $R_s (R_{s0})$  é armazenado e o multiplexador 4053 (MUX), que inicialmente estava com a saída conectada a  $V_o$ , é chaveado para a saída de  $A5 (dV_o)$ , através de comando realizado pela saída digital  $Dig$ .

Os dados adquiridos a partir deste instante são devidos exclusivamente às variações de  $R_s$ . No caso da excitação por potência, a corrente é então ajustada através da equação (3.23), mostrada no item 3.4.3. Na figura (3.5) é mostrado um diagrama simplificado da aquisição do sinal de saída do MUX pela placa.

Uma vez que todo o circuito de condicionamento é alimentado por uma fonte simétrica de  $\pm 15$  V, a uma temperatura ambiente inferior a 30 C, a resistência típica do MUX entre a entrada e a saída no estado fechado,  $R_{ON}$ , é da ordem de 80  $\Omega$ . A corrente de fuga típica, nestas mesmas condições, para o estado em que a chave está aberta,  $R_{OFF}$ , é da ordem de 0,05  $\eta A$ . O tempo de transição típico entre os estados aberto-fechado é da ordem de 240  $\eta s$ , muito inferior portanto aos tempos de amostragem utilizados nos experimentos. O conversor A/D da placa PCL812 possui uma corrente de fuga típica da ordem de 0,1  $\mu A$ , o que fornece uma impedância de entrada de aproximadamente 10  $M\Omega$ . Assim, o erro cometido na leitura da tensão sobre  $R_s$  é dado pelo divisor de tensão  $80\Omega / 10^7 \Omega$ , ou seja, muito inferior à resolução do conversor A/D.

A implementação deste circuito de condicionamento garante que em qualquer instante  $R_s = \frac{|V_o + dV_o|}{I_s}$ , com a vantagem de utilizar-se apenas um único A/D. A necessidade de utilização do MUX surgiu para que se possa aumentar a frequência de aquisição da placa multifuncional, pois à medida que se utiliza mais canais do conversor A/D, a frequência de aquisição é diminuída de um fator igual a quantidade dos canais utilizados, devido à multiplexação interna da placa. Desta forma, pode-se utilizar sua máxima frequência de aquisição.

A simples permuta entre  $R_s$  e  $R_1$  caracteriza a excitação por corrente/leitura por tensão e vice-versa.

### 3.4.3 Excitação do Sensor Através do Controle da Potência Elétrica

#### Algoritmo para Excitação dos Sensores por Potência

Com base no algoritmo apresentado em Moraes *et alli* [14], o qual era aplicado a uma excitação utilizando sinal PWM, foi desenvolvido neste trabalho um algoritmo semelhante, com a vantagem de utilização de uma plataforma contendo conversor D/A, pois, sendo este conversor uma estrutura dedicada, além de mais rápido, não acrescenta uma constante de tempo própria da demodulação necessária no PWM.

Suponha-se o sensor excitado por uma fonte de corrente controlada pelo conversor D/A, cuja corrente inicial atravessando o sensor seja  $I_o$ . A potência entregue ao sensor com resistência  $R_{so}$  no instante  $k = 0$  é dada por

$$P_{eo} = I_o^2 R_{so}. \quad (3.18)$$

No instante subsequente,  $k = 1$ , aplica-se um degrau de corrente. A corrente neste instante

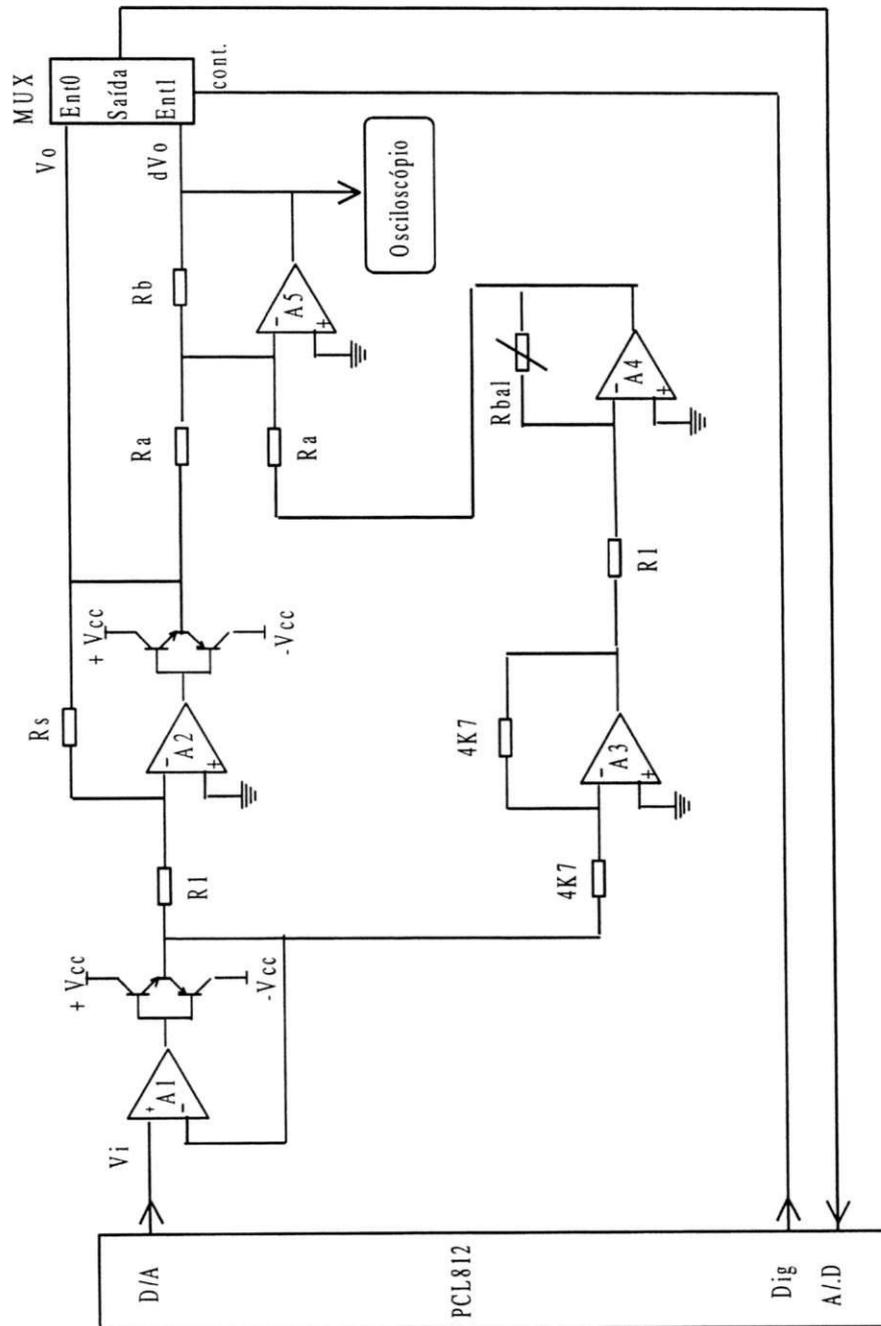


Figura 3.4: Circuito de condicionamento

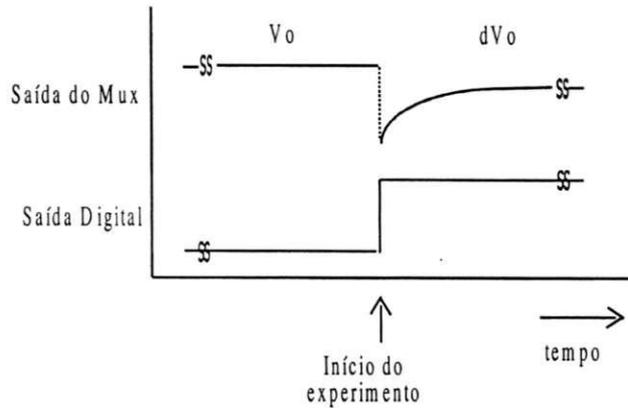


Figura 3.5: Diagrama temporal da aquisição do sinal de saída do MUX.

passa imediatamente ao valor  $I_1$ , ao passo que a resistência do sensor, por se tratar de um sistema termodinâmico, apresenta um tempo de resposta diferente de zero, permanecendo em  $R_{so}$ . Assim, neste instante, o valor da potência entregue ao sensor é

$$P_{e1} = I_1^2 R_{so}. \quad (3.19)$$

No próximo instante,  $k = 2$ , a resistência do sensor começa a variar, sofrendo um incremento de  $\Delta R$ . A corrente neste instante deve ser corrigida de um fator  $\Delta I$  de modo a manter o sensor com a potência inicial  $P_e$ . Tem-se então

$$P_{e2} = (I_1 + \Delta I)^2 (R_{so} + \Delta R). \quad (3.20)$$

A correção de corrente para manter a potência constante deve garantir que  $P_{e2} = P_{e1}$ . Assim

$$\begin{aligned} P_{e1} &= P_{e2} \\ I_1^2 R_{so} &= (I_1 + \Delta I)^2 (R_{so} + \Delta R) \\ I_1^2 R_{so} &= I_1^2 R_{so} + I_1^2 \Delta R + \Delta I^2 R_{so} + \Delta I^2 \Delta R + 2I_1 \Delta I R_{so} + 2I_1 \Delta I \Delta R \implies \\ 0 &= \Delta I^2 (R_{so} + \Delta R) + \Delta I (2I_1 R_{so} + 2I_1 \Delta R) + I_1^2 \Delta R. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Resolvendo (3.21) para  $\Delta I$ ,

$$\Delta I = -I_1 \pm I_1 \sqrt{\frac{R_{so}}{R_{so} + \Delta R}}. \quad (3.22)$$

Admitindo-se que o valor  $\Delta I$  é definido no instante 1 e  $\Delta R$  no instante anterior à correção pela corrente (instante 0), em um instante qualquer  $\Delta I = \Delta I_{k+1} = I_{k+1} - I_1$ , e  $\Delta R =$

$\Delta R_{k+0} = R_{sk} - R_{so}$ ; a equação (3.22) passa a ser escrita como

$$I_{k+1} = I_1 \sqrt{\frac{R_{so}}{R_{so} + \Delta R_k}},$$

onde considerou-se o sinal positivo, ou seja, valores de corrente com o mesmo sentido de  $I_1$ . De forma genérica

$$I_{k+1} = I_{\text{mod}} \sqrt{\frac{R_{so}}{R_{so} + \Delta R_k}}, \quad (3.23)$$

onde  $I_{\text{mod}}$  é definida como a modulante do sinal de controle  $I_{k+1}$ , pois é esta corrente que fornece o ponto de operação do sensor. O denominador do radicando poderia ser simplificado para  $R_{so} + \Delta R_k = R_{sk}$ . No entanto, devido a forma de implementação da plataforma, como foi explicado, na qual o valor da diferença da resistência  $\Delta R_k$  é utilizado como fator de correção, este fator é evidenciado

Assim, a correção da corrente no instante  $k + 1$  é feita pela equação (3.23), cujo ponto de operação é dado pela modulante. Logo,  $I_{\text{mod}}$ , além de estabelecer em que ponto de operação o sensor irá trabalhar, é importante na geração de sinais de potência arbitrários, necessários para a estimação paramétrica utilizando sinais binários aleatórios [28].

Como ilustração, o trecho do programa para o controle da corrente aplicada ao sensor no intervalo de amostragem/excitação é mostrado abaixo:

```
// Lei de controle (Ps constante)

Vk = LER_AD(Saida_do_Mux); //Leitura da saida do MUX

{
    dR = Vk*(4k7/Rbal)/I1; //Calculo da alteracao de Rs
    Vi = R*I1*sqrt(Ro/(Ro+dR)); //Calculo do novo valor da
                                //tensao para correcao de Ps
}

ESCREVER_DA(Vi); //Valor de tensao aplicado a
                 //fonte de corrente
```

O valor de  $I_1$  é estabelecido previamente. Assim, a alteração do nível de potência é feita simplesmente pela modificação de  $I_1$ . Logo, se é imposto a  $I_1$  uma função binária, *e.g.* onda quadrada, a potência entregue ao sensor terá esta forma, ou seja, a plataforma manterá o sensor excitado por potência entre dois níveis.

Como será mostrado adiante, esta forma de algoritmo é importante para a realização da estimação paramétrica.

### 3.4.4 Comparação entre Plataformas de Caracterização Utilizando Conversor D/A $\times$ PWM

Uma vez que o controle da potência exige que o sensor esteja operando em malha fechada, o procedimento utilizado em configurações com modulação PWM e integrador [12] oferece algumas desvantagens:

- *Dependência entre a frequência fundamental do PWM com o tempo de resposta do sensor*

Para que a operação da malha de controle se dê satisfatoriamente, experimentos realizados [26] mostraram que a frequência fundamental mínima do PWM para que se possa controlar eletricamente um sensor com tempo de resposta da ordem de 10 segundos é de 200 Hz. A operação do PWM nesta frequência corresponde a um período  $T$  de 5 ms. A frequência máxima de trabalho do temporizador da placa, em outras palavras, da geração de pulsos é de 1 MHz. Assim, o número máximo de pulsos contidos no período  $T$  é

$$n = \frac{1MHz}{200Hz} = 5000,$$

o que nos dá um valor teórico para o ciclo de trabalho ( $l$ ) mínimo de  $5ms/5000 = 1\mu s$  e máximo de 5ms. O valor eficaz de um sinal é definido como [22]

$$Valor\ eficaz = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt}. \quad (3.24)$$

Assim, a tensão eficaz,  $V_{eff}$ , obtida sobre o sensor, cuja resposta em frequência é muito menor que a frequência do sinal PWM, e portanto pode ser considerado um filtro passa-baixas, é dado por

$$V_{eff} = A\sqrt{\frac{l}{T}}, \quad (3.25)$$

onde  $A$  representa a amplitude da tensão aplicada,  $l$  sua largura e  $T$  seu período. Assim, o valor eficaz  $V_{eff\ min}$  da menor variação que pode ser aplicada ao sensor é de

$$V_{eff\ min} = A\sqrt{\frac{1\mu s}{5ms}} \simeq A \times \frac{1}{2}.$$

- *Limitação da resolução equivalente do sinal eficaz aplicado ao sensor*

A resolução equivalente depende da largura  $l$ . Assim, quanto maior a frequência necessária para excitar o sensor, menor será a resolução equivalente que o sistema pode oferecer. Nas condições acima,  $T = 5ms$ ,  $1\mu s < l < 5ms$ , a resolução equivalente do sistema de excitação via PWM, comparada a um conversor D/A, é da ordem de 6 bits.

- *Deslocamento de fase.*

O integrador utilizado para converter o sinal pulsado em contínuo, acrescenta sua própria constante de tempo ao sistema. No entanto, a tentativa de redução de sua constante de tempo - aumento da resposta em frequência do circuito - aumenta também a frequência do sinal à entrada do modulador PWM, produzindo assim um ruído inerente, que influencia as medições.

De acordo com o apresentado acima, a resolução do sistema diminuirá à medida que o ciclo de trabalho tiver de ser diminuído, tornando-se crítico para os microsensores, cujo tempo de resposta é da ordem de milisegundos, inviabilizando a estimação de parâmetros destes sensores por este método.

Baseando-se na comparação entre vantagens e desvantagens oferecidas pelas duas plataformas, decidiu-se então pela utilização da placa com conversores D/A de 12 bits, o que representa um aumento de resolução significativo de 2 , e um aumento considerável na velocidade de correção do sinal de malha fechada para a frequência de operação da placa de aquisição.

## 3.5 Resultados Experimentais

Com o intuito de ilustrar-se a eficiência do algoritmo utilizado na plataforma, é mostrado aqui alguns resultados da excitação dos sensores de platina  $Pt_{100}$ , do microsensor e do termistor por potência. Alguns ensaios de calibração da plataforma podem ser vistos no apêndice B.

### 3.5.1 Aplicação de Degrau de Potência

Na figura (3.6), é mostrada uma aplicação de degrau de potência ao microsensor gerado através do conversor D/A da placa, cujo valor final ampliado pode ser visto na figura (3.6b). Pode-se observar a velocidade de correção do algoritmo da potência através da rápida convergência e permanência desta próxima a um valor final pré-determinado. A

atuação do sinal de controle (a corrente  $I_{k+1}$ ), pode ser vista na figura (3.6c). A resposta temporal do microsensor a esta excitação é mostrada na figura (3.6d). A frequência do sinal de controle atuando no microsensor foi de 25 kHz.

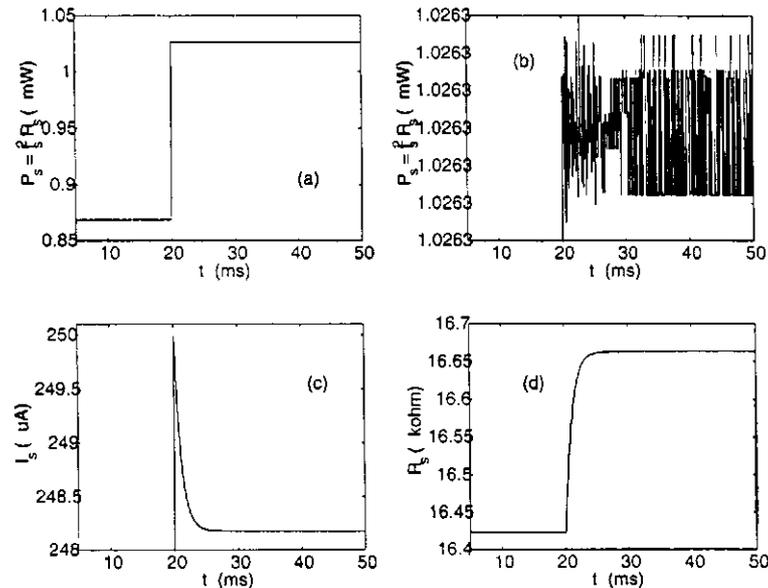


Figura 3.6: Excitação do microsensor utilizando o algoritmo para controle da potência. (a) Degrau de potência aplicado ( $870 - 1026 \mu W$ ); (b) ampliação da região para o valor final do degrau; (c) corrente de correção para manutenção da potência constante; (d) resposta do sensor.

Experimento semelhante é realizado com o sensor  $Pt_{100}$ , neste caso com uma frequência de atuação do sinal de controle de 1 kHz. Pode-se observar nitidamente pelo gráfico da figura (3.7d) o efeito da deriva térmica, intensificada pelo domo envolvendo o sensor  $Pt_{100}$  - vide figura (2.12), capítulo 2. Mesmo para um período longo de excitação de 1800 segundos (30 minutos), o sinal de controle não atinge um regime. Como será visto mais adiante, este efeito também acontece com o microsensor, só que em uma escala bem reduzida. E finalmente, para mostrar a atuação bilateral do algoritmo, a figura (5.25) mostra a resposta de um termistor NTC a diferentes níveis de excitação por potência.

### 3.5.2 Aplicação de Sinal Arbitrário

Na estimação paramétrica, o tipo de sinal necessário para excitação do sensor deve possuir algumas características peculiares [28]. Com o intuito de se demonstrar a flexibilidade do algoritmo para excitação por potência dado pela equação (3.23), foi realizado o experimento

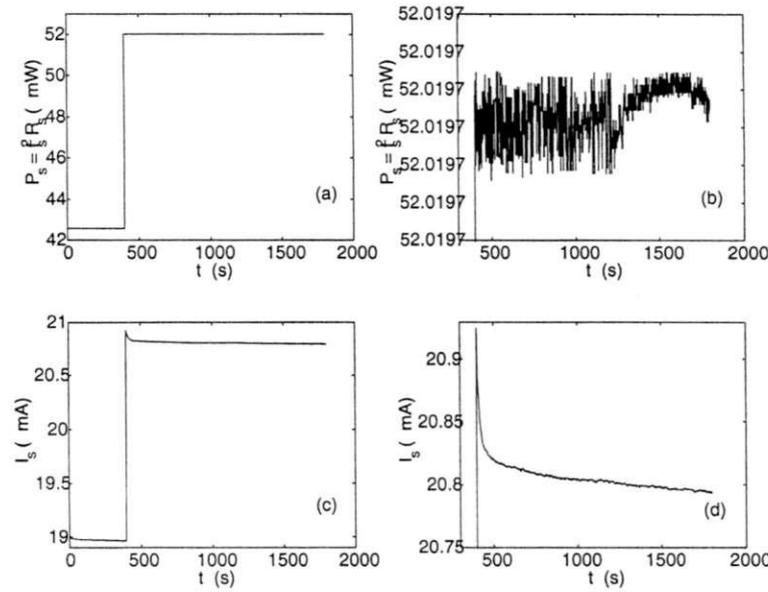


Figura 3.7: Excitação do sensor  $Pt_{100}$  utilizando o algoritmo para potência constante. (a) Degrau de potência aplicado (42,5 – 52,2 mW); (b) ampliação da região para o valor final do degrau; (c) corrente de correção para manutenção da potência constante; (d) ampliação do trecho de corrente (20,75 – 20,95 mA) para evidenciar o efeito da deriva térmica.

apresentado na figura (3.9), para o sensor  $Pt_{100}$ , cujo sinal modulante é dado por

$$I_{\text{mod}}(t) = 15\text{mA} + 2\text{mA} [\sin(2\pi ft) + \sin(6\pi ft) - \sin(10\pi ft)], \quad (3.26)$$

no qual a frequência de atuação do sinal de controle  $I_k$  é de 1 kHz.

A frequência  $f$  foi obtida considerando-se um tempo de resposta típico para o sensor de 12 segundos. Logo, para se garantir uma excitação que pudesse ser acompanhada pelo sensor, fez-se o período  $T = 10 \times 12 = 120$  segundos. Com isso,  $f = 1/T = 8,3 \text{ mHz}$ . Assim, a maior frequência excitando o sensor é da ordem de  $5f = 0,042 \text{ mHz}$ , equivalente a um período  $T$  de 24 segundos. Logo, para este experimento, a resposta do sensor acompanha a excitação praticamente sem atenuação ou atraso de fase. O mesmo não acontece para excitações com maiores frequências, como será visto mais adiante.

### 3.6 Comentários e Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados os métodos convencionais de medição da temperatura ambiente e radiação incidente utilizando-se a excitação do sensor por aquecimento elétrico. Da comparação feita, demonstrou-se o por quê da escolha do método em que se controla a

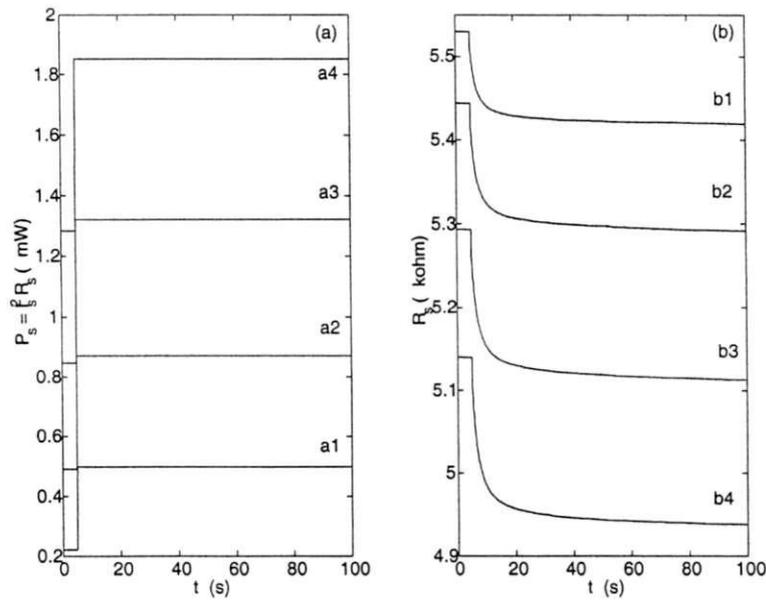


Figura 3.8: (a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do termistor em função do tempo. Os índices  $b_{1-4}$ , para a resposta se referem, respectivamente, ao índices  $a_{1-4}$  para a excitação.

temperatura (resistência) do sensor, e o por quê da não utilização da potência nas medições de grandezas externas ao sensor.

Foi apresentada também uma descrição da plataforma utilizada para realização desta tarefa. Além disso, foi desenvolvido o algoritmo para excitação do sensor por potência controlada, forma de excitação necessária para a caracterização do sensor sem o efeito da realimentação eletrotérmica. Como será visto nos capítulos 4 e 5, a aplicação de potência controlada é de fundamental importância para a realização do radiômetro e do termômetro, uma vez que a pretensão em se desenvolver uma plataforma digital é a de se medir grandezas e, concomitantemente, estimar-se os parâmetros do sistema em tempo real, dando assim a este sistema um caráter de auto-calibração e tolerância a falha/falha, desde que o modelo do sensor possa estar embutido no sistema.

Desta forma, a nova plataforma apresentada, baseada em conversores A/D e D/A, é versátil, de modo a poder-se utilizá-la tanto para a caracterização de parâmetros como para a utilização em medições.

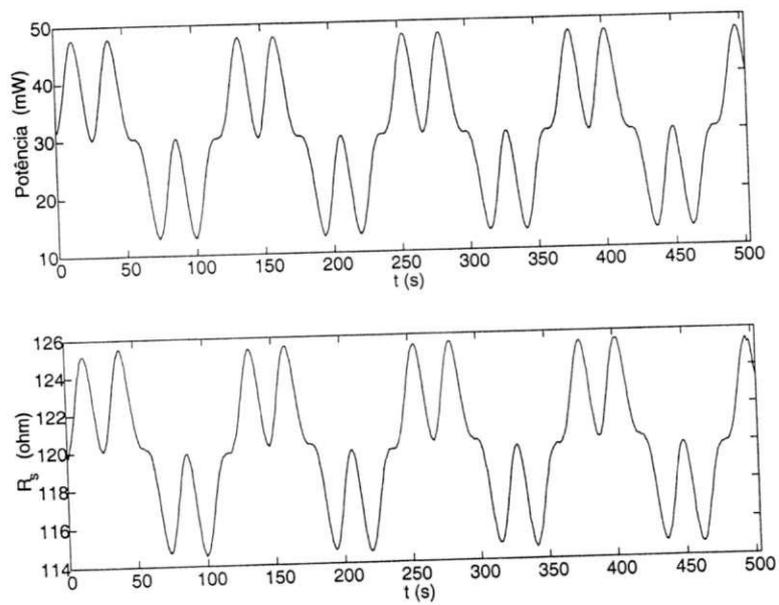


Figura 3.9: (a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do sensor  $Pt_{100}$  em função do tempo.

# Capítulo 4

## Caracterização Convencional de Sensores Termo-Resistivos

### 4.1 Introdução

Por ser composto por várias estruturas diferentes, substrato cerâmico, platina, óxidos metálicos ( no caso dos termistores ), os sensores termo-resistivos apresentam uma natureza intrinsecamente não-linear. Entretanto, a determinação de algumas grandezas depende apenas do ponto de operação, ou seja, de valores finais de excursão, de seu ponto de regime. Assim, na estimação de parâmetros que influenciam o comportamento estático do sensor, pode-se utilizar sinais de grande excursão, sinais que, como foi estabelecido antes, ultrapassam 10% da amplitude do ponto de operação. Além disso, quando o que se deseja é avaliar as não-linearidades, o uso da excitação por corrente de grande excursão intensifica muitas destas características.

Desse modo, será utilizado no desenvolvimento deste capítulo o sensor  $Pt_{100}$ , um sensor que, devido ao seu processo de fabricação, apresenta uma menor precisão na medição de temperatura comparado ao microsensor e ao termistor, os quais são melhor elaborados nesse aspecto. Logo, por ser projetado para aplicações mais robustas e apresentar uma maior massa em relação aos outros sensores, suas características não-lineares são acentuadas quando a excitação se dá por meio elétrico.

Apesar desta forma de caracterização, na qual se utiliza sinais com grande excursão, intensificar o comportamento não-linear do sensor, a utilização de potência controlada para verificar a influência da temperatura dos terminais do sensor em seu comportamento, pode ser prejudicada, uma vez que o controle da potência entregue ao sensor também faz com que sua temperatura atinja um regime imposto pelo controle em malha fechada. Assim, a

aplicação de um sinal de corrente em malha aberta por parte da plataforma, mostra o real comportamento do sensor sem imposições feitas pelo controle, de modo a poder-se analisar os efeitos do aquecimento Joule de forma ampliada.

Neste capítulo, as formulações baseadas em grandes sinais são abordadas, de forma a poder-se observar os efeitos da variação dos parâmetros e dos erros inerentes às respectivas estimações. Em suma, será utilizado neste capítulo a abordagem convencional, para uma posterior comparação com a abordagem apresentada no capítulo 5.

Outrossim, características importantes como a dependência do comportamento dinâmico do sensor com suas propriedades geométricas, com o ar em sua vizinhança e com a temperatura ambiente, são aqui abordados.

Espera-se com isso, traçar-se um perfil do comportamento dos sensores termo-resistivos, de modo a poder se predizer de forma mais abrangente como o sensor funcionará em circunstâncias adversas numa determinada aplicação, através de simulações mais próximas de seu comportamento real.

## 4.2 Caracterização Estática Utilizando Sinais de Grande Excursão na Extração de Parâmetros

Nesta seção, será desenvolvido o formalismo que levou à determinação de uma função genérica para o coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio,  $G$ , para o sensor termo-resistivo em função da variação de temperatura  $\Delta T = T_s - T_a$ . Deve-se ressaltar aqui que o sensor é ensaiado em função da temperatura ambiente no sentido convencional, ou seja, em relação à temperatura do ar ambiente. O sensor é então submetido às três formas de excitação elétrica: corrente, tensão e potência. Também será apresentada uma forma de estimação indireta para a capacitância térmica  $C$ . O formalismo apresentado aqui pode ser aplicado a outros tipos de sensores, *e.g.* termistor.

Serão avaliados alguns dos fatores que influenciam na determinação de  $G$ , o coeficiente global de transferência de calor, tais como a pressão externa do meio em que o sensor está imerso e a influência das características geométricas do sensor.

### 4.2.1 Dependência de $G$ com $\Delta T$ para o sensor $Pt_{100}$ excitado por fonte de corrente, tensão e potência elétrica

Uma forma simples de se obter o parâmetro  $G$  pode ser realizada através do aquecimento do sensor por efeito Joule: faz-se uma corrente atravessar o sensor, e para cada par corrente-

tensão do sensor espera-se que este atinja o regime, obtendo-se assim o valor de  $P_e$ , a potência elétrica entregue ao sensor. Ao mesmo tempo, pode-se obter o valor de  $T_s$  através de sua resistência, também retirada do mesmo par corrente-tensão.

Assim, da definição proveniente da lei de Newton para a transferência de calor entre duas superfícies [2], obtém-se

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t}, \quad (4.1)$$

na qual  $I$  representa a condução térmica,  $\Delta Q/\Delta t$  a quantidade de energia térmica por unidade de tempo.

Fazendo-se a analogia com sensor termo-elétrico, e escrevendo-se  $P_e$ , a potência elétrica entregue ao sensor  $R_s$ , para caso da excitação por fonte de corrente  $I_s$ , tem-se

$$G(\Delta T) = \frac{P_e(\Delta T)}{\Delta T} = \frac{I_s^2 R_s}{\Delta T}. \quad (4.2)$$

Aplicando (2.10) em (4.2), chega-se a

$$\begin{aligned} G(\Delta T) &= \frac{I_s^2 R_s}{\Delta T} \\ &= \frac{I_s^2 R_a (1 + \beta \Delta T)}{\Delta T} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$= \frac{I_s^2 R_a}{\Delta T} + I_s^2 R_a \beta \quad (4.4)$$

$$= I_s^2 R_a \left( \frac{1}{\Delta T} + \beta \right). \quad (4.5)$$

Quando o sensor  $R_s$  é excitado por fonte de tensão, as equações (4.2) a (4.5) passam a ser

$$G(\Delta T) = \frac{V_s^2}{R_s} \frac{1}{\Delta T} \quad (4.6)$$

$$= \frac{V_s^2}{R_a} \frac{1}{(1 + \beta \Delta T) \Delta T} \quad (4.7)$$

$$= \frac{V_s^2}{R_a} \left( \frac{1}{\Delta T} - \frac{\beta}{(1 + \beta \Delta T)} \right). \quad (4.8)$$

Na maioria dos experimentos realizados, o valor de  $\Delta T$  é inferior a 70 C. Logo, a parcela  $\beta \Delta T$  será menor do que 0,269. Assim, para nossos propósitos de estimação, os quais serão verificados mais adiante, para o pior caso, a equação (4.8) pode ser reescrita como

$$G = \frac{V_s^2}{R_a} \left( \frac{1}{\Delta T} - 0,003 \right). \quad (4.9)$$

Finalmente, para a condição em que o sensor é excitado com potência constante  $P_e$ , a expressão para a  $G$  é

$$G(\Delta T) = \frac{P_e}{\Delta T} = P_e \left( \frac{1}{\Delta T} \right). \quad (4.10)$$

Comparando-se as equações (4.5), (4.9) e (4.10), observa-se que os termos entre parênteses possuem a parcela  $\frac{1}{\Delta T}$  em comum e mais um fator independente de  $\Delta T$ , o que nos dá portanto um forte indício para uma lei genérica de estimação para o parâmetro  $G$  em função de  $\Delta T$ , para as três formas de excitação: por corrente ( $I_s$ ), tensão ( $V_s$ ) e potência ( $P_e$ ).

Pode-se sugerir então, como estimativa inicial para o sensor termo-resistivo PTC, quando  $R_a$ ,  $\beta$ ,  $I_s$ ,  $V_s$  e  $P_e$  não são conhecidos, *a priori*, porém os valores de  $\Delta T$  podem ser extraídos ou observados, uma possível relação de dependência da forma:

$$G(\Delta T, (I_s, V_s)) = \frac{a(I_s, V_s)}{\Delta T} + b(I_s, V_s), \quad (4.11)$$

onde os parâmetros  $a$  e  $b$  são ajustados em função do tipo de excitação elétrica aplicada ao sensor, seja ela gerada por fonte de corrente, tensão ou potência.

### 4.2.2 Relação entre $\Delta T$ e $I_s$

Para obter-se uma relação com  $G$  independente do tipo de excitação e dependente apenas da diferença de temperatura entre o sensor e o meio, é necessário determinar o comportamento de  $\Delta T$  em função da excitação elétrica aplicada ao sensor. Para isso, ir-se-á inicialmente propor uma relação entre a corrente aplicada ao sensor e sua respectiva alteração de temperatura (resistência)  $I_s \times \Delta T$ , a partir de uma relação típica obtida experimentalmente, como aquela mostrada na figura (4.1).

Nos experimentos, observou-se o efeito pronunciado do aquecimento adicional do sensor devido à realimentação eletrotérmica, para correntes acima de 5 mA, quando para valores de corrente abaixo deste ponto era possível verificar o regime. Assim, a inclinação  $\alpha'$  da reta (a), região onde  $I_s < (0,005 A)$ , é diferente da inclinação  $\alpha$  da reta (b), como pode ser visto na figura (4.2).

A tentativa de ajuste da relação  $I_s \times \Delta T$  por uma única reta, além de não fornecer uma interpretação física condizente com o observado experimentalmente, fornece um erro médio quadrático definido por

$$\Sigma_{x^2} = \frac{1}{2N} \sum (x_{adj} - x_{med})^2, \quad (4.12)$$

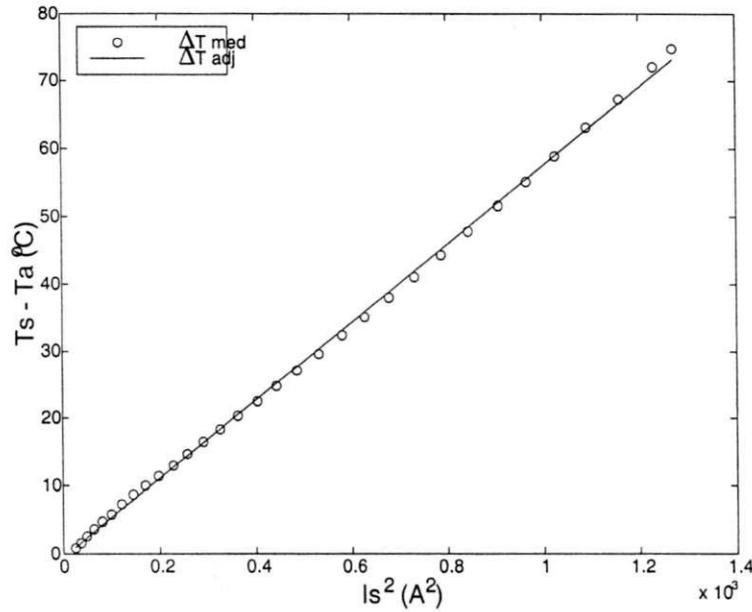


Figura 4.1: Gráfico mostrando a modificação da temperatura do sensor devido à passagem de corrente elétrica.  $\Delta T_{med}$  e  $\Delta T_{adj}$  representam  $(T_s - T_a)$  medido e ajustado a partir de mínimos quadrados, respectivamente.

de  $\Sigma_{x^2}^N = 1,15$ , enquanto que a aproximação por duas retas nos dá  $\Sigma_{x^2}^N = 5,62 \times 10^{-2}$ , onde  $x_{adj}$  e  $x_{med}$  representam os valores ajustados e medidos do conjunto de dados, respectivamente. Pode-se então aproximar a dependência da corrente que atravessa o sensor e sua respectiva variação de temperatura (resistência) por duas retas distintas, cuja ajuste é melhor do que com apenas uma.

Deste modo, o segmento de reta (a) mostrado na figura (4.2) foi obtido unindo-se o valor ajustado para o ponto  $[I_s^2(mA); \Delta T(C)] = [2,5 \times 10^{-5}; 1]$  ao ponto  $[0; 0]$ , uma vez que para uma excitação nula a diferença  $\Delta T$  é nula. Assim

$$I_s = 0 \implies \Delta T = 0, \text{ ou}$$

$$T_s = T_a,$$

Logo, pode-se aproximar a relação  $I_s^2 \times \Delta T$  pelas seguintes funções:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \alpha' I_s^2, & \text{para } I_s \leq 5 \text{ mA e} \\ \Delta T &= \alpha I_s^2 + \gamma, & \text{para } I_s > 5 \text{ mA.} \end{aligned} \tag{4.13}$$

Escrevendo-se a equação (4.13) em função de  $I_s^2$ , obtém-se

$$I_s^2 = A \Delta T + B, \text{ com } A = 1/\alpha \text{ e } B = -\gamma/\alpha. \tag{4.14}$$

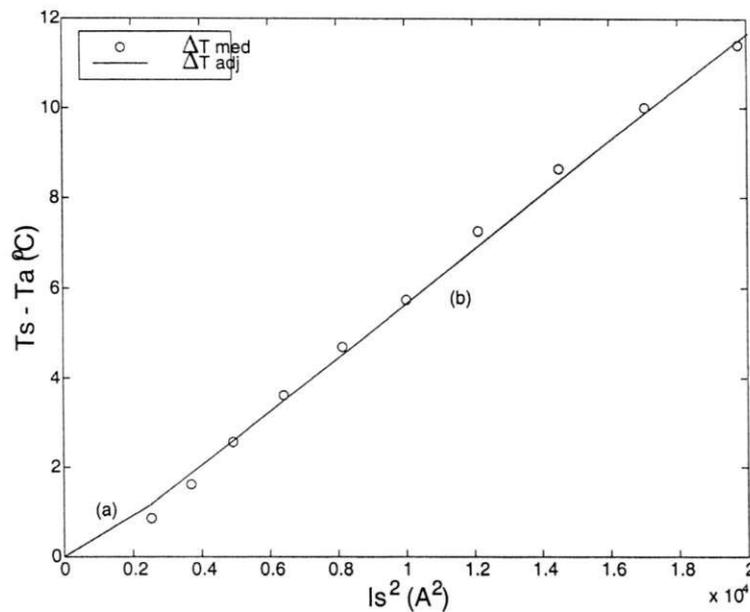


Figura 4.2: Ampliação da região  $I_s < 15 \text{ mA}$  da figura(4.1) para evidenciar o efeito da mudança de inclinação entre as retas (a) e (b).

Desta forma, para correntes maiores do que  $5 \text{ mA}$ , aplica-se (4.14) em (4.5), fornecendo

$$G(\Delta T) = (A + B\beta)R_a + \frac{BR_a}{\Delta T} + AR_a\beta\Delta T.$$

Genericamente, escreve-se

$$G(\Delta T) = k_1 + \frac{k_2}{\Delta T} + k_3\Delta T. \quad (4.15)$$

A equação (4.15) fornece então um modelo plausível para ser aplicado à estimação paramétrica de  $G$ . Uma forma similar é obtida quando o sensor é excitado por tensão.

Calculando-se  $G$  em regime a partir da equação (4.2) - caracterização estática - ajustando-se seus valores através de (4.15), e utilizando-se para isso a função de ajuste *fmins* [24] - vide apêndice C -, obtém-se o gráfico da figura (4.3), que deve representar o comportamento dinâmico de  $G$  dentro de uma faixa de utilização. Os valores encontrados para a curva de ajuste  $G_{adj}$  no gráfico da figura (4.3) foram  $k_1 = 2,16 \text{ mW/C}$ ,  $k_2 = -2,35 \text{ mW}$  e  $k_3 = 3,3 \mu\text{W/C}^2$ , com  $\Sigma_{x^2}^N = 1,09 \times 10^{-9}$ .

Outro resultado de caracterização proposto em Yang *et alli* [16], apresenta as dependências de  $C$  e  $G$  com  $\Delta T$  da seguinte forma,

$$C(\Delta T) = a_1\Delta T + b_1 \quad (4.16)$$

$$G(\Delta T) = a_2\Delta T + b_2, \quad (4.17)$$

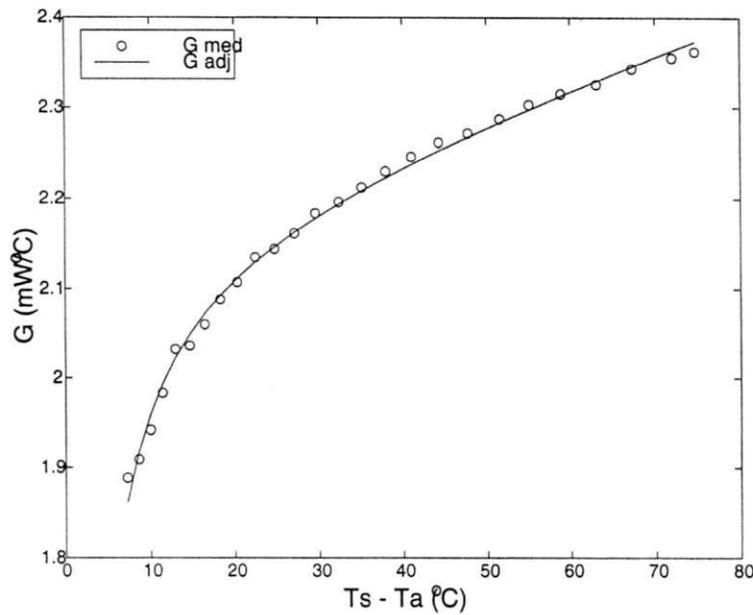


Figura 4.3: Coeficientes de transferência de calor, medido e ajustado,  $G_{med}$  e  $G_{adj}$ , respectivamente

as quais, quando aplicadas ao nosso sensor, não descrevem bem seu comportamento para variações de temperatura abaixo de 50 C, fato este que pode ser atribuído à diferente composição do sensor. Neste aspecto, a equação (4.15) mostrou-se mais precisa.

Uma interpretação física para a equação (4.15) nos diz que a parcela com o coeficiente  $k_2$  domina a equação para valores  $\Delta T$  menores que 50 C, enquanto a parcela com o coeficiente  $k_3$  domina a relação para valores de  $\Delta T$  maiores que 50 C. Em termos numéricos, o maior valor experimental encontrado para  $|k_2|$  foi da ordem de 3 mW, de modo que

$$\begin{aligned}
 G(\Delta T) &= k_1 + \frac{0,003}{50} + k_3 \Delta T \\
 G(\Delta T) &\simeq k_1 + k_3 \Delta T, \text{ para } \Delta T > 50 \text{ C}
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

e

$$\begin{aligned}
 G(\Delta T) &= k_1 + \frac{k_2}{\Delta T} + 3,3 \times 10^{-6} \times 50 \\
 G(\Delta T) &\simeq k_1 + \frac{k_2}{\Delta T}, \text{ para } \Delta T < 50 \text{ C},
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

mostrando que, para o nosso sensor, a equação (4.17) não é uma boa aproximação para  $\Delta T < 50 \text{ C}$ .

Pode-se explicar o comportamento de  $G$  dado pela equação (4.15), a qual intensifica o efeito do aquecimento adicional produzido pelo auto-aquecimento para correntes acima de 5 mA, mostrado na figura (4.2), da seguinte forma: a utilização de uma corrente  $I_m$  para

fazer a medição de  $R_s$ , gera um acréscimo de temperatura  $\Delta T$  no sensor acima da temperatura do ambiente, proveniente da dissipação de potência  $I_m^2 R_s$ . Desde que a medição da temperatura do sensor é feita em regime, para análise de pior caso, o efeito da capacitância térmica  $C$  pode ser desprezado. Assim, para que a realimentação eletrotérmica mantenha o acréscimo da temperatura abaixo de um valor especificado,  $\Delta T_{\max}$ , a transferência de calor para o meio deve ser maior do que o calor recebido pelo sensor, de outra modo ele irá aquecer cada vez mais. Pode-se expressar o que foi dito da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \text{Potência transferida para o meio} &> \text{Potência recebida pelo sensor} \\ G\Delta T_{\max} &> I_m^2 R_s \\ G &> \frac{I_m^2 R_s}{\Delta T_{\max}}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Pela expressão (4.20), ao realizar-se uma excitação elétrica, enquanto o coeficiente  $G$  for capaz de transferir mais calor para o meio do que aquele recebido pelo sensor, o auto-aquecimento pode ser desprezado, e à medida que a corrente elétrica fornecida ao sensor ultrapassa o valor de  $I_m$ , o efeito do auto-aquecimento torna-se mais evidente, provocando o aumento da inclinação da reta mostrada na figura (4.2).

Do modo como  $G$  foi determinado, sua estimativa utilizando a equação de ajuste (4.15), sofre o efeito da realimentação eletrotérmica perceptível para valores de corrente superiores a  $5 \text{ mA}$ , assim como as equações (4.16) e (4.17). A expressão obtida, no entanto, pode ser utilizada para a estimativa paramétrica com sinal de potência.

### 4.2.3 O Parâmetro $C$

A capacitância térmica  $C$  de um corpo, que é dada pelo produto de seu calor específico  $c$  por sua massa  $m$ ,  $C = mc$ , é um parâmetro que apresenta pequenas variações para pequenas mudanças de temperatura. Para a água, por exemplo, é mostrado em [2] que a variação de  $C$  numa faixa de temperatura de  $0 \text{ C}$  a  $100 \text{ C}$  é menor do que 1%.

Em virtude do calor específico da água variar tão pouco com a temperatura, a capacitância térmica  $C$  ou calor específico  $c$  de um corpo, podem ser medidos apropriadamente mediante o aquecimento deste corpo, por algum processo térmico, até uma temperatura facilmente mensurável e, em seguida, colocando-o num banho de água de massa e temperatura conhecidas, medindo-se a temperatura final do equilíbrio desse conjunto. Se todo o sistema estiver isolado das vizinhanças, o calor que sai do corpo é igual ao calor que entra na água. Seja  $m$  a massa do corpo,  $c$  seu calor específico e  $T_c$  sua temperatura inicial. Seja  $m_a$  a massa de água do banho,  $c_a$  seu calor específico e  $T_a$  a temperatura inicial do banho.

$T_f$  é a temperatura final de equilíbrio do sistema. O calor absorvido pela água é

$$Q_{af} = m_a c_a (T_f - T_a)$$

e o calor perdido pelo corpo é

$$Q_{ef} = mc(T_c - T_f).$$

Uma vez que estas quantidades de calor são iguais,  $C$  pode ser calculado por

$$\begin{aligned} Q_{af} &= Q_{ef} \\ m_a c_a (T_f - T_a) &= mc(T_c - T_f) \implies \\ C &= mc = \frac{m_a c_a (T_f - T_a)}{(T_c - T_f)} \end{aligned} \quad (4.21)$$

A equação (4.21) oferece, portanto, uma forma experimental para a determinação da capacitância térmica  $C$ . Nosso interesse, no entanto, está em determinar tais parâmetros eletricamente, pois, do contrário, as dificuldades experimentais seriam inúmeras, uma vez que o controle e o isolamento do ambiente em que o sensor estaria submetido seria uma tarefa bastante complexa.

Devido à grande dificuldade experimental para a determinação do parâmetro  $C$  com precisão através de procedimento calorimétrico, baseou-se no trabalho realizado por M. Ouyang *et alli* [16], em que se supõe uma variação para  $C$  da forma dada pela equação (4.16), e no trabalho proposto em Lima [10], onde já foi comprovada a obtenção de parâmetros indiretamente a partir de estimativa. Deste modo será considerado, por ora, a função para a estimativa de  $C$  da forma:

$$C(\Delta T) = k_4 + k_5 \Delta T. \quad (4.22)$$

Com os valores de  $C$  e  $G$  estimados, pode-se então calcular a constante de tempo efetiva,  $\tau_{eff}$ , para determinado ponto de operação, a partir de

$$\tau_{eff} = \frac{C(\Delta T)}{G(\Delta T)}. \quad (4.23)$$

#### 4.2.4 Dependência de $G$ com a Pressão Ambiente e com Características Geométricas do Sensor Termo-Resistivo

Como já explanado, os três principais mecanismos de transferência de calor são a *condução*, a *convecção* e a *radiação*.

Existindo um gradiente de temperatura em qualquer sistema, o calor irá fluir da região mais quente para a mais fria, caracterizando uma *condução*. Assim, é necessário que haja massa e uma diferença de temperatura entre dois pontos dessa massa.

Se se aquece determinado fluido por uma fonte de calor, a porção de fluido mais próxima desta fonte ficará mais quente e apresentará uma menor densidade em relação à porção mais fria. A força gravitacional atuará no fluido devido à diferença de densidade, provocando um movimento chamado de *convecção*. Do modo como foi dito, a convecção é *natural*. Se, no entanto, utiliza-se dispositivos que aumentem a velocidade do movimento da massa do fluido e, conseqüentemente, uma maior troca de calor entre o fluido e a fonte geradora de calor, a convecção passará então a uma *convecção forçada*.

O terceiro mecanismo de transferência é a *radiação*. Ela é puramente eletromagnética e é resultado do movimento atômico de um corpo, dos coeficientes de absorção e reflexão para radiação deste corpo. De acordo com item 2.2, capítulo 2, a radiação pode ser desprezada quando a temperatura do sensor não ultrapassar  $373,17\text{ K}$  [29].

Assim, quando se trabalha com transferência de calor, tem-se que considerar a contribuição de cada mecanismo de transferência de calor individualmente e, se possível, tentar isolar um do outro, ou diminuir o efeito daquele em que não se está interessado em medir-se por ora.

Tais mecanismos representam um papel fundamental na medição de temperatura de um sistema e do meio em que o sensor se encontra, uma vez que os sensores não podem ser isolados do objeto de medição - exceto quando a medição é feita por sensores que possam ser desacoplados completamente do objeto de medida, como é o caso dos sensores que detectam emissão infra-vermelha - podendo apresentar uma ligação térmica indesejável se não se consegue avaliar os efeitos deles na medição.

### **Determinação das Parcelas Individuais de $G$**

Após descrito os mecanismos de transferência de calor, é natural questionar-se se  $G$ , um coeficiente global, pode ser dividido em parcelas individuais. Pois, desta forma, obtém-se uma noção quantitativa do erro cometido na estimação de  $G$ , devido ao fato de se desprezar os fenômenos de convecção e irradiação eletromagnética.

Ora, sabe-se que o sensor quando aquecido transfere calor para o ar a sua volta, para seus terminais, pois existe um gradiente de temperatura entre o corpo do sensor e a extremidade final dos terminais, e emite radiação eletromagnética na faixa do infra-vermelho. Como nas condições ensaiadas a perda de calor por radiação eletromagnética pode ser desprezada [29],

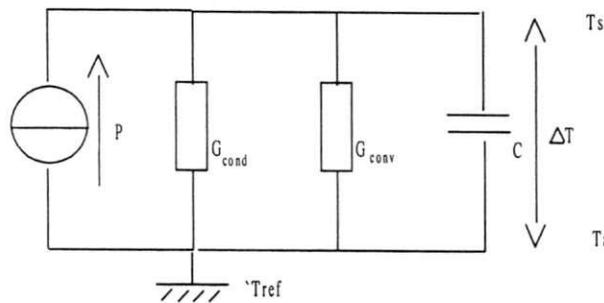


Figura 4.4: Equivalente térmico para o sensor termo-resistivo excitado por fonte de potência  $P$ , com a contribuição individual das parcelas de  $G$ .

escreve-se  $G$  através da contribuição das parcelas de condução e convecção,

$$G = G_{cond} + G_{conv}, \quad (4.24)$$

onde  $G_{cond}$  e  $G_{conv}$  dizem respeito às parcelas de transferência de calor por condução e convecção, respectivamente. O circuito equivalente térmico para o caso em que as contribuições de  $G$  são mostradas individualmente, pode ser visto na figura (4.4).

Pelo circuito da figura (4.4), pode-se observar que a eliminação de  $G_{conv}$ , ou seja, a eliminação do caminho de transferência de calor pelo ar, faz com que o sensor tenha uma menor transferência de calor dele para o meio, contribuindo para a elevação de sua temperatura, para uma mesma potência elétrica aplicada, quando o sensor tinha mais este caminho para liberar calor.

O interesse em se desmembrar o parâmetro  $G$  vem da observação da influência da temperatura dos terminais do sensor em seu comportamento. Em ambientes cujo gás apresenta baixa densidade, da ordem de  $\mu Bar$ , a transferência de calor é dado por [5]:

$$G_{low} = G_o \frac{p_{low}}{p_o}, \quad (4.25)$$

no qual o índice *low* faz referência à baixa pressão e o índice *o* indica pressão em CNTP.

Em ambientes com pressão intermediária, pressões acima de  $1 \text{ mBar}$ , o coeficiente de convecção natural possui uma relação com o número de Rayleigh elevado a  $1/4$  ou  $1/3$  [4]. Assim, possuindo  $G$  uma dependência direta com a densidade do fluido que circunda o sensor, e reduzindo-se a pressão ambiente a um milésimo da pressão atmosférica,  $G$  iria ter uma redução de  $1000^{1/4} = 5,53$  a  $1000^{1/3} = 10$ .

E assim, tomando-se a pressão atmosférica como referência, obtém-se como faixa de variação para  $G$

$$G_{mbar} = \frac{G_{atm}}{10} \text{ a } \frac{G_{atm}}{5,53}. \quad (4.26)$$

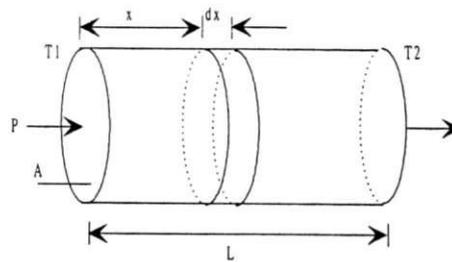


Figura 4.5: Seção dos terminais do sensor submetida à diferença de temperatura  $\Delta T = T_1 - T_2$ .

Tem-se então que em um ambiente de pressão próxima a  $1\text{ mBar}$ , doravante chamado de vácuo por conveniência, na melhor das hipóteses a contribuição da parcela  $G_{conv}$  será reduzida a  $1/10$  de seu valor no ambiente de pressão  $1\text{ Atm}$ .

No vácuo, a equação (4.24) toma a forma

$$G_{vacuo} = G_{cond} + 0,1G_{conv}. \quad (4.27)$$

Pode-se então avaliar a contribuição de  $G_{cond}$  isoladamente e, por simples operação aritmética, determinar-se a contribuição de  $G_{conv}$ , através da equação (4.27), com um erro próximo a 10%.

### Influência das Características Geométricas do Sensor em seu Comportamento Térmico

Como demonstrado no item anterior, o coeficiente  $G$  possui componentes distintos através do qual o sensor troca calor com o meio. Uma vez que ele está ligado ao aparato eletrônico por meio de seus terminais, a diferença de temperatura entre o corpo do sensor e a extremidade final dos terminais gera um gradiente de temperatura, criando um caminho de condução maior do que aquele oferecido pelo ar. Esta observação reforça a suposição de que a temperatura e o comprimento dos terminais são parâmetros físicos de grande importância no comportamento do sensor.

Para se ter uma idéia de como a transferência de calor se dá através de seus terminais, considere-se uma porção de um dos terminais como um cilindro de comprimento  $L$  e área de seção transversal  $A$ , como indicado na figura (4.5).

Suponha-se que  $T_1$  seja a extremidade mais próxima ao corpo do sensor. Na aplicação de potência elétrica sobre ele, em regime, a distribuição de temperatura será dada por um gradiente  $\Delta T/L$  ao longo da seção do cilindro. Desprezando-se a perda por dissipação para o meio a sua volta, o fluxo de calor atravessando o cilindro será diretamente proporcional

à diferença de temperatura  $\Delta T$ , à área de seção transversal  $S$  e inversamente proporcional ao comprimento:

$$P \propto S \frac{\Delta T}{L}. \quad (4.28)$$

Transformando a equação (4.28) numa igualdade através da introdução da condutividade térmica  $\kappa$  [2], obtém-se

$$P = \kappa S \frac{\Delta T}{L}. \quad (4.29)$$

Da definição de  $G$

$$G = \frac{P}{\Delta T}, \quad (4.30)$$

e comparando-se com a equação (4.29), tem-se

$$G = \kappa \frac{S}{L}, \quad (4.31)$$

onde  $\kappa$  é dado em  $W/Cm$ . Os valores de  $\kappa$  para diferentes materiais são facilmente encontrados em tabelas de livros de termodinâmica [2, 7].

Vê-se, a partir da equação (4.31), que tanto o comprimento quanto a área de seção transversal dos terminais do sensor determinam o comportamento de  $G$ , mesmo para a condutividade do material dos terminais  $\kappa$  considerada constante.

Uma outra característica física que deve ser considerada é a massa do elemento sensor. Assim, uma massa maior implica em uma maior capacitância térmica  $C$ , pois

$$C = mc, \quad (4.32)$$

onde  $m$  é a massa equivalente do sensor e  $c$  o calor específico à pressão constante, levando à uma inércia térmica temporal e um acúmulo de calor maior.

Em todos os experimentos descritos, o ambiente de ensaio teve sua temperatura inicial medida por um sensor  $Pt_{100}$ , um termistor e um termômetro de mercúrio, e foi verificado que em todos os ensaios, sem exceção, a temperatura medida pelo termistor e pelo termômetro de mercúrio apresentavam uma diferença de temperatura inferior à temperatura medida pelo  $Pt_{100}$  em pelo menos  $1 C$ , resultado proporcionado pela excitação elétrica das diferentes massas dos sensores.

#### 4.2.5 Considerações sobre o Efeito da Variação dos Parâmetros sobre o Comportamento do Sensor.

As implicações provenientes da dependência de  $G$  com  $\Delta T$  e com aspectos geométricos do sensor, levam às seguintes considerações:

- As condições ambientais influenciam de maneira fundamental na determinação dos parâmetros do sensor e, portanto, devem ser precisamente especificadas em todos os ensaios;
- Considerando-se que  $G$  pode ser desmembrado em duas parcelas de maior importância,  $G_{cond}$  e  $G_{conv}$ , e que cada uma delas contribui de maneira diferente na composição de  $G$ , deve-se determinar qual a temperatura ou quais temperaturas de referência devem ser consideradas na equação de equilíbrio termodinâmico (3.1). Pois, pode-se escrever

$$\begin{aligned}
 G_{cond} &= \frac{P_{leg}}{T_s - T_{leg}} \text{ e} \\
 G_{conv} &= \frac{P_{ar}}{T_s - T_{ar}} \implies \\
 G &= G_{cond} + G_{conv} = \frac{P_{leg}}{T_s - T_{leg}} + \frac{P_{ar}}{T_s - T_{ar}}, \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

onde o  $T_{ar}$  corresponde à temperatura do ar em torno do sensor e  $T_{leg}$  à temperatura das extremidades dos terminais do sensor onde os dispositivos eletrônicos de condicionamento estão acoplados. Assim,  $P_{leg}$  é a dissipação de potência por efeito Joule do corpo do sensor para o ambiente através de seus terminais e  $P_{ar}$  a dissipação de potência do corpo do sensor pelo ar.

Em todos os experimentos realizados no LIEC, foi considerado  $T_{leg} = T_{ar}$ , ou

$$G = G_{cond} + G_{conv} = \frac{P_{leg} + P_{ar}}{T_s - T_{leg}}, \quad (4.34)$$

o que não constituiu um erro nos ensaios realizados, uma vez que o sensor e seus terminais não foram sujeitos a diferentes ambientes, ao contrário dos ensaios aqui realizados;

- Uma vez que a medição de temperatura do meio e do próprio sensor dependem de suas características físicas, equações (4.31) e (4.32), uma abordagem à parâmetros distribuídos não pode ser desconsiderada.

### 4.3 Resultados Experimentais

Alguns experimentos serviram de base para as afirmações anteriores. Desta forma, é importante e necessário que sejam aqui apresentados.

### Dependência de $G$ com $\Delta T$

Para avaliar-se as afirmações feitas na seção 4.2.1, o sensor é submetido à excitação em regime através da aplicação de valores fixos de corrente realizando-se a aquisição dos dados através da plataforma já descrita. Nos terminais do sensor, fora da câmara, são colocadas hastes de cobre com o propósito de criar uma referência térmica, as quais foram submersas em água. Vide figura (3.2). A temperatura da água foi constantemente monitorada por um termômetro de mercúrio, de modo que a temperatura ambiente  $T_a$ , considerada para o experimento, foi extraída da média das temperaturas medidas com o  $Pt_{100}$ , o termistor e o termômetro de mercúrio, antes do início do experimento.

Do conjunto de dados experimentais gerados, obtém-se a curva mostrada na figura (4.6). A tentativa de ajuste de curva por uma única reta para este gráfico dá

$$\Delta T(C) = 0,407P_e + 2,045,$$

com um erro médio quadrado dado por

$$V_N = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (\Delta T_{adj}(i) - \Delta T_{med}(i))^2 = 2,004, \quad (4.35)$$

quando o esperado seria uma aproximação da forma

$$\Delta T(C) = aP_e,$$

já que o ponto  $[\Delta T, P_e] = [0; 0]$  é um ponto legítimo deste gráfico, como exposto na seção 4.2.1. A causa deste erro pode ser explicada pelo efeito do aquecimento adicional gerado pela realimentação eletrotérmica no sensor: como a potência  $P_e$  é função da resistência do sensor,  $P_e = I_s^2 R_s$ , à medida que a corrente atravessa o sensor, ele aquece e, se tratando de um sensor  $PTC$ , sua resistência  $R_s$  aumenta, aumentando novamente  $P_e$ . Como explicado anteriormente, o efeito se torna mais evidente à medida que se aumenta a corrente através do sensor.

Assim, agindo da mesma forma como no caso da corrente, onde trabalhou-se com a função  $I_s^2 \times \Delta T$ , ir-se-á ajustar a função  $P_e \times \Delta T$ .

Observando o gráfico (4.7), escolheu-se o valor de  $P_e \cong 16 \text{ mW}$  como sendo o ponto de mudança de inclinação da reta. Procedendo o ajuste por duas retas, as retas que melhor se ajustaram à função  $P_e \times \Delta T$  foram

$$\text{reta}(a) : \Delta T(C) = 0,557P_e - 0,039, V_{NA} = 0,041 \text{ e} \quad (4.36)$$

$$\text{reta}(b) : \Delta T(C) = 0,401P_e - 3,083, V_{NB} = 0,027, \quad (4.37)$$

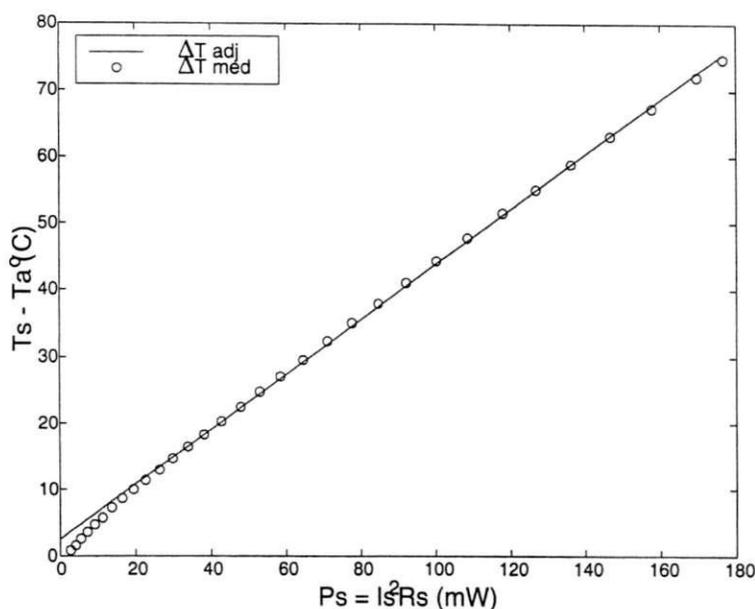


Figura 4.6: Característica  $P_s \times \Delta T$  para o sensor  $Pt_{100}$ .  $T_a \simeq 27^\circ C$ . Ajuste por uma única reta.

as quais podem ser vistas na figura (4.8). Comparando-se os erros  $V_N$ ,  $V_{NA}$  e  $V_{NB}$  das equações (4.35), (4.36) e (4.37), observa-se ser melhor o ajuste por duas retas. Desta forma, para efeito de estimação, iremos generalizar a relação  $P_e \times \Delta T$  como

$$\Delta T = aP_e + b,$$

ressalvando as considerações impostas pelas equações (4.36) e (4.37).

Utilizando os valores obtidos deste experimento, efetua-se a divisão

$$\frac{P_e(i)}{\Delta T(i)} = \frac{P_e(i)}{T_s(i) - T_a}, \quad (4.38)$$

resultando ao gráfico mostrado na figura (4.9).

A equação (4.38) nada mais é do que a definição de  $G$  dada pela equação (4.30). Assim, com base neste resultado, cometeu-se um erro nos trabalhos realizados anteriormente [9, 10, 12, 14], quando assumiu-se um valor único para  $G$  em sua estimação utilizando corrente elétrica.

Verifica-se então que o ajuste de  $G$  a partir do modelo proposto pela equação (4.15) procede. O conjunto de dados é assim ajustado através da rotina de estimação baseada na função *fmins* do Matlab<sup>®</sup> [24] -vide apêndice C -, que minimiza os pontos de uma série em torno de uma função dada.

Com o auxílio da equação (4.15), obtém-se os valores de ajuste para a curva  $G_{adj}$  no

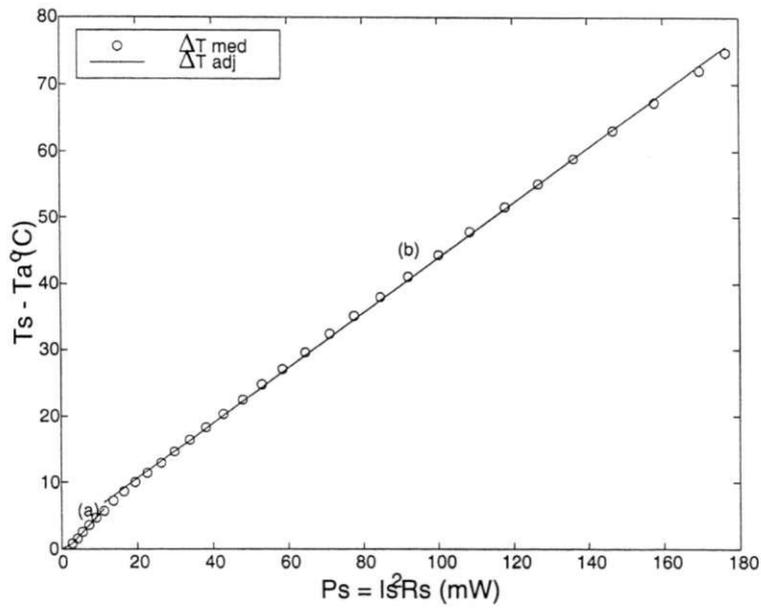


Figura 4.7: Característica  $P_s \times \Delta T$  para o sensor  $Pt_{100}$ .  $T_a \simeq 27^\circ C$ . Ajuste por duas retas.

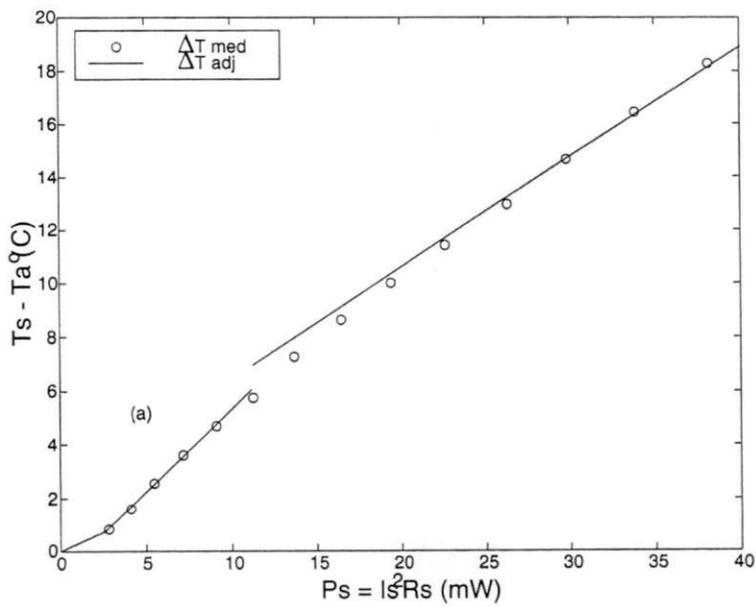


Figura 4.8: Ampliação da figura(4.7) evidenciando a região de mudança de inclinação da reta.

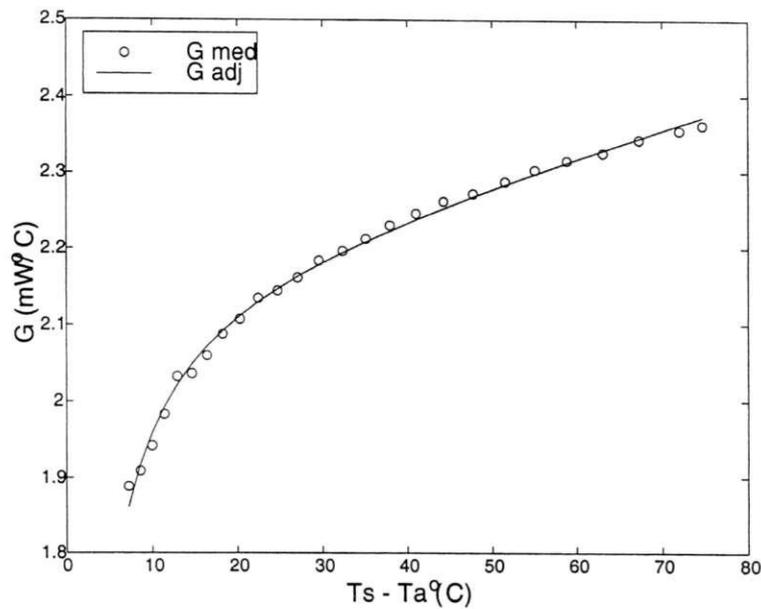


Figura 4.9: Gráficos dos coeficientes medido e ajustado,  $G_{med}$  e  $G_{adj}$ , calculadas a partir de  $G = P_s/\Delta T$ .

gráfico da figura (4.9):  $k_1 = 2,16 \text{ mW/C}$ ,  $k_2 = -2,35 \text{ mW}$  e  $k_3 = 3,31 \text{ } \mu\text{W/C}^2$ , com  $V_N = 1,09 \times 10^{-9}$ .

Em vários ensaios realizados para a obtenção de  $G$ , os parâmetros  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_3$  apresentaram pequenas variações, devido principalmente a variação da temperatura ambiente. Isto, no entanto, não invalida os resultados, desde que se especifique as condições de temperatura em que os experimentos foram realizados.

### Dependência de $G$ com a Pressão Ambiente

Com o intuito de se averiguar a dependência de  $G$  com a pressão ambiente e mostrar a contribuição individual das parcelas  $G_{cond}$  e  $G_{conv}$ , como demonstrado na seção 4.2.4, o sensor  $Pt_{100}$  é submetido agora a um ambiente de pressão controlada.

Utilizando-se as tabelas 4.1 e 4.2, visualizam-se os valores para  $G_{atm}$  e  $G_{mbar}$ , coeficientes obtidos à pressão atmosférica e de  $1 \text{ mBar}$ , respectivamente. A temperatura ambiente  $T_a$  admitida foi, como anteriormente, extraída da média aritmética entre as temperatura do  $Pt_{100}$ , do termistor e do termômetro de mercúrio, no início de cada experimento.

Observa-se que os valores de  $T_a$  para os dois experimentos (tabelas 4.1 e 4.2) não coincidem. No entanto, como queremos avaliar a função  $G(\Delta T)$  em ambos os casos, isto não invalida os resultados. Além disso, a diferença relativa entre as duas temperaturas

$I_s(mA)$	$R_s(\Omega)$	$T_s( C )$	$P_e(mW)$	$G_{atm}(\frac{mW}{C})$
12,68	113,32	34,59	18,22	1,88
16,93	116,20	42,08	33,31	2,02
17,53	116,68	43,33	35,86	2,03
21,18	119,57	50,83	53,64	2,13
25,37	123,84	61,92	79,71	2,20
29,61	129,22	75,89	113,29	2,26

Tabela 4.1: Sensor Pt100 excitado por corrente constante.  $Pr = 1 \text{ Atm}$ ,  $Ta = 25,65 \text{ C}$ .

$I_s(mA)$	$R_s(\Omega)$	$T_s( C )$	$P_e(mW)$	$G_{mbar}(\frac{mW}{C})$
12,68	113,01	33,79	18,17	1,75
16,93	116,00	41,55	33,26	1,84
17,53	117,09	44,38	35,98	1,85
21,18	120,01	51,97	53,83	1,89
25,37	125,25	65,58	80,61	1,91
29,61	132,04	83,22	115,77	1,94

Tabela 4.2: Sensor Pt100 excitado por corrente constante.  $Pr = 1 \text{ mBar}$ ,  $Ta = 25,44 \text{ C}$ .

ambiente

$$e(\%) = 100 \left( \frac{25,65 - 25,44}{\frac{25,65+25,44}{2}} \right) \cong 0,82\%$$

é menor do que 1%, portanto, muito inferior às diferenças entre  $G_{atm}$  e  $G_{mbar}$ .

A figura (4.10) mostra os gráficos de  $G$  provenientes das tabelas 4.1 e 4.2. Pode-se notar  $G_{atm} > G_{mbar}$ , como esperado, pois, reportando-se ao circuito da figura (4.4), percebe-se que em um ambiente de vácuo ( $Pr = 1 \text{ mBar}$ ), a equação (4.27) mostra que o erro cometido ao se pode desprezar  $G_{conv}$  é da ordem de 10%, uma vez que o caminho de transferência de calor entre o sensor e o meio foi diminuído, resultando em um menor  $G$  efetivo,  $G_{eff}$ .

Ao efetuar-se a subtração dos correspondentes  $G_{atm}(\Delta T)$  e  $G_{mbar}(\Delta T)$ , obtidos por estimação dos valores medidos das tabelas 4.1 e 4.2 através da função  $fmins$ , chega-se à tabela 4.3, para valores escolhidos através das funções estimadas

$$G_{atm}(\Delta T) = 2,4614 - \frac{4,1341}{\Delta T} - 0,0024\Delta T \text{ e } V_N = 0,00348 \text{ e} \quad (4.39)$$

$$G_{mbar}(\Delta T) = 2,2503 - \frac{4,8777}{\Delta T} - 0,0041\Delta T \text{ e } V_N = 0,00173. \quad (4.40)$$

Fazendo  $G_{conv}(\Delta T) = G_{atm}(\Delta T) - G_{mbar}(\Delta T)$ , de acordo com a tabela 4.3, pode-se

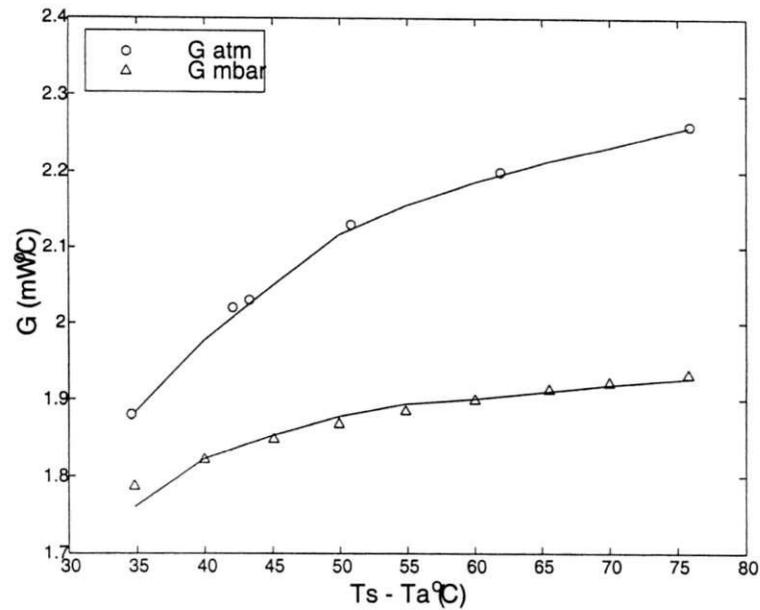


Figura 4.10: Comparação entre  $G_{atm}$  e  $G_{mbar}$  no ambiente de pressão  $1atm$  e  $1mBar$ , respectivamente.

$\Delta T$ ( C )	$G_{atm}(\frac{mW}{C})$	$G_{mbar}(\frac{mW}{C})$	$G_{atm} - G_{mbar}(\frac{mW}{C})$	$\Delta G(\%) = \left( \frac{G_{atm} - G_{mbar}}{G_{atm} + G_{mbar}} \right) \%$
34,83	1,794	1,786	0,008	0,45
39,96	1,882	1,820	0,062	3,35
45,09	1,950	1,847	0,103	5,43
49,93	2,001	1,867	0,134	6,93
54,87	2,044	1,884	0,160	8,15
60,00	2,082	1,898	0,184	9,25
65,51	2,115	1,911	0,204	10,13

Tabela 4.3: Comportamento entre os parâmetros G para as pressões 1 mBar e 1 Atm.

$I_s(mA)$	$R_s(\Omega)$	$T_s( C)$	$P_e(mW)$
12,68	109,68	25,14	17,63
16,93	112,05	31,29	32,11
17,53	113,02	33,81	34,73
21,18	115,46	40,15	51,79
25,37	119,65	51,03	77,01
29,61	124,94	64,77	109,54

Tabela 4.4: Sensor Pt100 excitado por corrente constante.  $P_r = 1 \text{ Atm}$ ,  $T_a = 26,0 \text{ C}$ ,  $T_{leg} = 0 \text{ C}$ .

concluir que a maior parte da transferência de calor se dá pelos terminais do sensor, com um erro de  $\pm 10\%$ . Define-se então a função *diferença pontual*,  $\Delta G$ , como sendo a diferença relativa às médias dos coeficientes  $G_{atm}$  e  $G_{mbar}$  para um mesmo valor de excitação, para que se possa compará-los. Admitindo-se uma média entre as diferenças pontuais para a coluna 5 da tabela 4.3, obtém-se  $\Delta \bar{G}(\%) = 6,24\%$ .

Ao comparar-se os gráficos das figuras (4.9) e (4.10), nota-se que eles apresentam uma pequena diferença para os valores de  $G$  na pressão de  $1 \text{ Atm}$ . Isto, provavelmente, se deve à diferença na temperatura do ambiente quando os dados foram adquiridos, comprovando a suposição de que o ambiente altera a transferência de calor entre o sensor e o meio. Assim, experimentos com maior controle do ambiente, *e.g.* controle de pressão e temperatura ambiente, devem ser realizados para se verificar a precisão dos resultados encontrados.

### Dependência de $G$ com a Temperatura dos Terminais do Sensor

Como visto no item anterior, a maior parte da condução térmica se dá pelos terminais do sensor. Isto motivou a realização do seguinte experimento: variar a temperatura dos terminais e verificar como o sensor se comporta nestas condições. As tabelas 4.4 e 4.5 mostram os resultados deste experimento.

Comparando as tabelas 4.1 com 4.4 e 4.2 com 4.5, verifica-se que as temperaturas finais atingidas pelo sensor, tanto à pressão de  $1 \text{ Atm}$  quanto no vácuo, foram reduzidas, quando as hastes de cobre soldadas aos terminais do sensor são imersas no gelo. No entanto, não se pode concluir com precisão o comportamento dos coeficientes, pois ter-se-ia que fazer uma investigação sobre qual temperatura considerar referência. Porém, se se considera unicamente a temperatura dos terminais como referência,  $\Delta T = T_s$ , a coeficiente apresenta os valores mostrados na tabela 4.6. Ou seja: menor temperatura nos terminais implica em uma menor transferência de calor para o meio, mostrando que a temperatura dos

$I_s(mA)$	$R_s(\Omega)$	$T_s(C)$	$P_e(mW)$
13,11	109,73	25,27	18,85
16,85	112,22	31,74	31,86
19,19	114,37	37,32	42,11
21,11	116,32	42,38	51,83
25,30	121,11	54,83	77,52
29,53	128,54	74,12	112,08

Tabela 4.5: Sensor Pt100 excitado por corrente constante.  $P_r = 1$  mBar,  $T_a = 25,44$  C,  $T_{leg} = 0$  C.

$G_{atm}(\frac{mW}{C})$	$G_{mbar}(\frac{mW}{C})$
0,7013	0,7459
1,0262	1,0038
1,0272	1,1283
1,2899	1,2230
1,5091	1,4138
1,6912	1,5121

Tabela 4.6: Cálculo de  $G$  considerando  $T_a = T_{leg} = 0$  C.

terminais modifica diretamente a temperatura do corpo do sensor. Isso sugere que o pré-aquecimento dos terminais do sensor aumenta a transferência de calor entre o sensor e o meio, conseqüentemente, um tempo de resposta menor. Isto é exatamente o que se observa quando o sensor é aquecido por efeito Joule.

#### 4.4 Caracterização do Sensor Utilizando Técnicas de Estimção Paramétrica

A dependência de  $G$  com outros fatores mostra ser sua determinação direta uma tarefa complexa. Assim, quando não se conhece completamente a característica de determinado sistema, pode-se recorrer à várias técnicas de estimção. Uma delas, a estimção paramétrica por mínimos quadrados [28], utilizada por Lima *et alli* [10]. Utilizando-se o algoritmo de estimção apresentado em [10], ir-se-á estudar o comportamento dos parâmetros do sensor  $Pt_{100}$  nas seguintes condições:

- Estimção paramétrica considerando  $G$  e  $C$  constantes, e

- Estimação paramétrica com  $G$  e  $C$  dependentes de  $\Delta T$ .

Será dada uma introdução breve sobre as ferramentas utilizadas nesta seção.

A técnica de estimação paramétrica requer que a descrição para o modelo do sensor, tomando como variável de saída a resistência elétrica do sensor  $y(t)$ , seja colocada na forma de uma equação de regressão do tipo:

$$y(t) = \phi^T(t)\Theta, \quad (4.41)$$

onde  $\phi^T$  é o vetor de regressores e  $\Theta^T$  o vetor de parâmetros que se deseja determinar [28].

O vetor de parâmetros da equação (4.41) pode ser calculado por um algoritmo de estimação por mínimos quadrados recursivo (RLS) [28], a partir da solução de um problema de otimização da forma:

$$V_N(\Theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} [y(t) - \phi^T(t)\Theta]^2 \quad (4.42)$$

$$\hat{\Theta}_N = \arg \min V_N(\Theta).$$

O vetor de parâmetros estimados para o conjunto de  $N$  pares  $(R(t), P_e(t))$ , é calculado utilizando-se as equações (4.43)(4.44)(4.45):

$$\hat{\Theta}(t) = \Theta(t-H) + K(t)[y(t) - \phi^T(t)\Theta], \quad (4.43)$$

$$K(t) = \frac{P(t-H)\phi(t)}{1 + \phi^T(t)P(t-H)\phi(t)}, \quad (4.44)$$

$$P(t) = P(t-H) - \frac{P(t-H)\phi(t)\phi^T(t)P(t-H)}{1 + \phi^T(t)P(t-H)\phi(t)}. \quad (4.45)$$

Em alguns casos, por problemas de persistência do sinal de excitação, da matriz de covariância, correlação muito forte entre os sinais de ruído e valor a ser estimado ou da escolha inadequada do modelo de estimação proposto, o vetor de parâmetros não converge para um valor  $\Theta_o$  esperado. Aplica-se nestes casos o método de variáveis instrumentais, onde os instrumentos são obtidos a partir de uma função com características desejadas.

Para o algoritmo recursivo com variáveis instrumentais (RIV) [28], o vetor de parâmetros é calculado através das equações (4.43), (4.46) e (4.47) [28]:

$$K(t) = \frac{P(t-H)\zeta(t)}{1 + \phi^T(t)P(t-H)\zeta(t)}, \quad (4.46)$$

$$P(t) = P(t - H) - \frac{P(t - H)\zeta(t)\phi(t)P(t - H)}{1 + \phi(t)P(t - H)\zeta(t)}. \quad (4.47)$$

Nas seções a seguir, a excitação é do tipo CCM, configuração esta descrita no capítulo 3.

### Estimação Utilizando Parâmetros Constantes

Para este caso, aplicando-se a aproximação de Euler de 1ª ordem [15] e considerando-se o intervalo de amostragem igual a unidade, podemos escrever para a equação de equilíbrio termodinâmico (3.1) com  $P_H = 0$

$$I_k^2 R_k = G(T_k - T_a) + C \frac{(T_{k+1} - T_k)}{h}, \quad (4.48)$$

com  $h$ , o período de amostragem igual à unidade, na qual, para a simplicidade da notação, o índice  $s$  dos parâmetros foi omitido. Desta forma  $T_s$ , a temperatura do sensor passa a ser representada por  $T_k$ ,  $I_s$  por  $I_k$  e  $R_s$  por  $R_k$ , cujo índice  $k$  denota o tempo amostral considerado.

Colocando-se os valores de  $T_k$  em função de  $R_k$ , através da equação

$$R_k = R_o(1 + \beta T_k), \quad (4.49)$$

obtem-se

$$R_{k+1} = \frac{\beta R_o}{C} I_k^2 R_k + \left(1 - \frac{G}{C}\right) R_k + \frac{G}{C} R_a. \quad (4.50)$$

Os vetores  $\phi$  e  $\Theta$  podem ser definidos como

$$\phi(t) = [u(t-1)y(t-1) \quad y(t-1) \quad 1] \quad (4.51)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} \frac{\beta R_o}{C} & \left(1 - \frac{G}{C}\right) & \frac{G}{C} R_a \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

onde  $u(t) = I_k^2$  e  $y(t) = R_k$ . Pode-se então colocar a variável a ser estimada  $y(t)$ , na forma de regressão dada pela equação (4.41).

A covariância de um parâmetro estimado dependerá da informação média por amostra e diz o quanto o parâmetro representa o comportamento real do sensor, de acordo com o critério de minimização da função de custo (4.42). Assim, o intervalo de amostragem deve ser muito menor do que a constante de tempo do sensor e deve-se utilizar alguns critérios para a escolha do período do sinal de excitação. É sugerido em Ljung [28] o uso de sinal pseudo-aleatório (PRBS), cujo período varia entre  $1\tau$  e  $10\tau$ , onde  $\tau$  é um valor típico de constante de tempo do sensor. Para o sensor  $Pt_{100}$  uma resposta a um degrau de corrente de  $10 \text{ mA}$  é da ordem de  $\tau \simeq 10 \text{ s}$ . Assim teremos  $10\text{s} < T_{PRBS} < 100 \text{ s}$ .

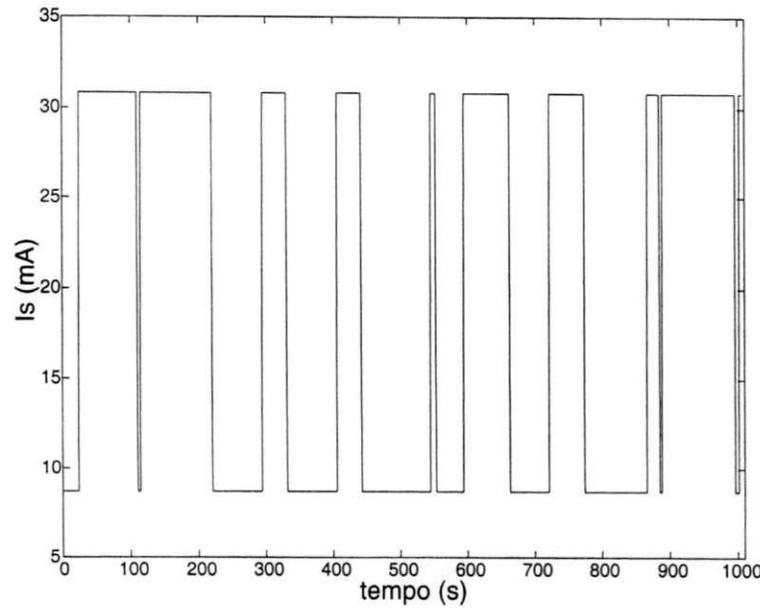


Figura 4.11: Excitação PRBS de corrente

Os valores de  $R_s$  medidos e estimados ( $y(t)$ ) e a convergência dos parâmetros a partir da excitação em corrente PRBS, podem ser visto nas figuras(4.11), (4.12) e (4.13), na qual, para a estimação RIV, utilizou-se como valor inicial os parâmetros estimados no método RLS. Este conjunto de dados possui 1000 pontos e foi adquirido com intervalo de amostragem de 1 segundo. Na estimação paramétrica, o fator de esquecimento utilizado foi  $\lambda = 1$ . O único artifício utilizado para melhorar a convergência foi fazer  $y(1) = R_a$ , ou seja, o valor inicial do vetor de estimação foi estabelecido como sendo o da resistência à temperatura ambiente,  $R_a$ .

O vetor de parâmetros obtido foi

$$\Theta^T = [ 20,713 \quad 0,865 \quad 14,899 ].$$

Resolvendo o sistema

$$\Theta^T = \left[ \frac{\beta R_o}{C} \quad \left(1 - \frac{G}{C}\right) \quad \frac{G}{C} R_a \right] = [ 20,713 \quad 0,865 \quad 14,899 ],$$

obtém-se  $R_a = 110,609\Omega$ ,  $G = 2,504 \text{ mW}/C$  e  $C = 18,587 \text{ mJ}/C$ , implicando em uma resposta dinâmica com constante de tempo  $\tau = C/G = 7,422 \text{ s}$ . O valor de  $T_a$  extraído de  $R_a$  foi  $T_a = 27,56 \text{ C}$ . A função de custo para esta estimação foi de  $V_N = 1,55 \times 10^{-3}$ .

### Estimação Utilizando Parâmetros Variáveis

Para este caso, ir-se-á admitir  $G(\Delta T) = k_1 + \frac{k_2}{\Delta T} + k_3 \Delta T$  e  $C(\Delta T) = k_4 + k_5 \Delta T$ . Reescrevendo a equação (4.48) com os parâmetros  $G$  e  $C$  em função de  $\Delta T$ , chega-se a:

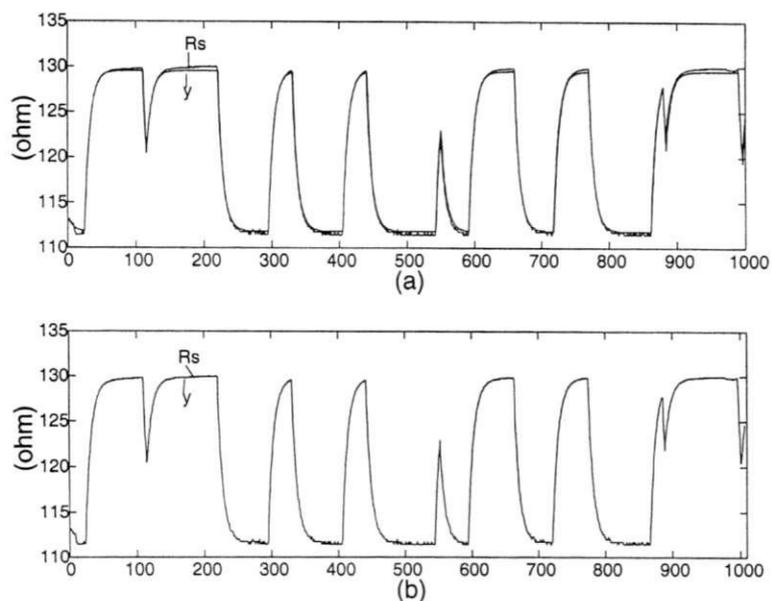


Figura 4.12: (a) Resistência do sensor  $R_s(t)$  e sua estimação  $y(t)$  utilizando algoritmo *RLS*.  
 (b) Resistência do sensor  $R_s(t)$  e sua estimação  $y(t)$  utilizando algoritmo *RIV*.

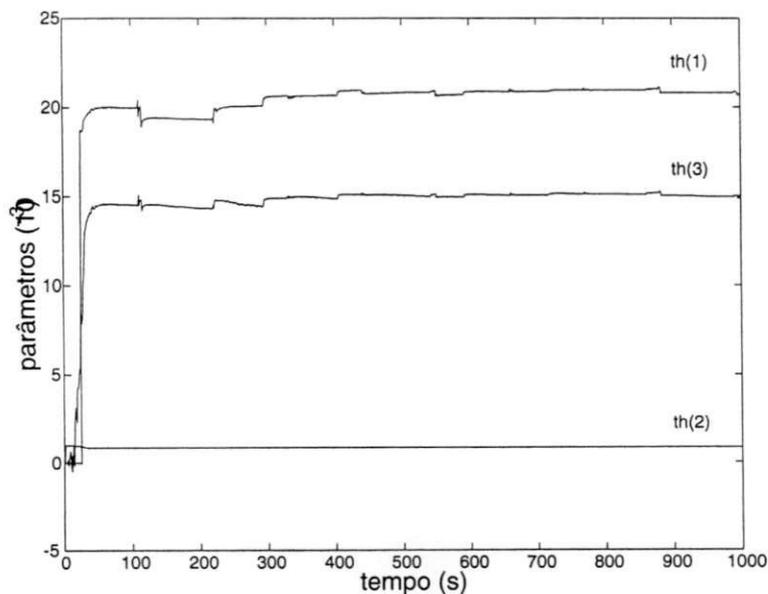


Figura 4.13: Curvas dos parâmetros estimados através do algoritmo *RIV*.

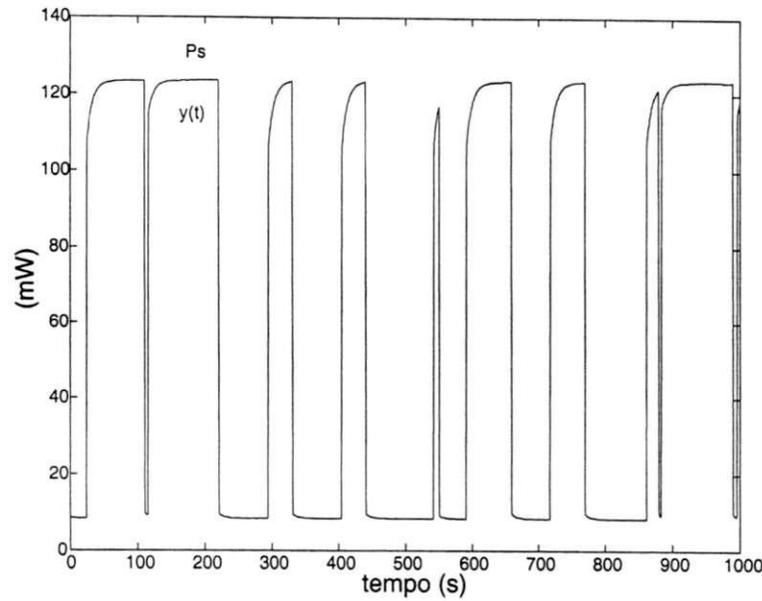


Figura 4.14: Gráfico mostrando a potência gerada pelo sensor  $P_s = I_s^2 R_s$  e seu valor  $y(t)$  estimado por mínimos quadrados recursivo *RLS*.

$$\begin{aligned}
 I_k^2 R_k &= G_k(\Delta T) \Delta T_k + C_k(\Delta T)(T_{k+1} - T_k) \\
 I_k^2 R_k &= k_1 \Delta T_k + k_2 + k_3 \Delta T_k^2 + k_4 (T_{k+1} - T_k) + \\
 &\quad k_5 \Delta T_k (T_{k+1} - T_k).
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

Os vetores de regressão e parâmetros obtidos a partir da equação (4.53) serão redefinidos como:

$$\phi^T(t) = [\Delta T_k \quad 1 \quad \Delta T_k^2 \quad (T_{k+1} - T_k) \quad \Delta T_k (T_{k+1} - T_k)], \tag{4.54}$$

$$\Theta^T = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4 \quad k_5 \quad k_6]. \tag{4.55}$$

cujo problema de estimação consiste agora na minimização da função de custo

$$V_N(\Theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} [y(t) - \phi^T(t)\Theta]^2 \tag{4.56}$$

$$\hat{\Theta}_N = \arg \min V_N(\Theta),$$

com  $y(t) = I_s^2 R_s$ . Com o mesmo conjunto de dados para a estimação *RLS* a parâmetros constantes e com fator de esquecimento  $\lambda = 1$ , obtém-se  $G(\frac{mW}{C}) = 2,40 - \frac{2,11}{\Delta T} + 0,003\Delta T$  e  $C(\frac{mJ}{C}) = 16,72 + 0,002\Delta T$  com  $V_N = 3,47 \times 10^{-19}$ . As figuras (4.14) e (4.15) mostram a comparação entre  $P_e$  e  $y(t)$  e a convergência dos parâmetros estimados através do algoritmo *RLS*.

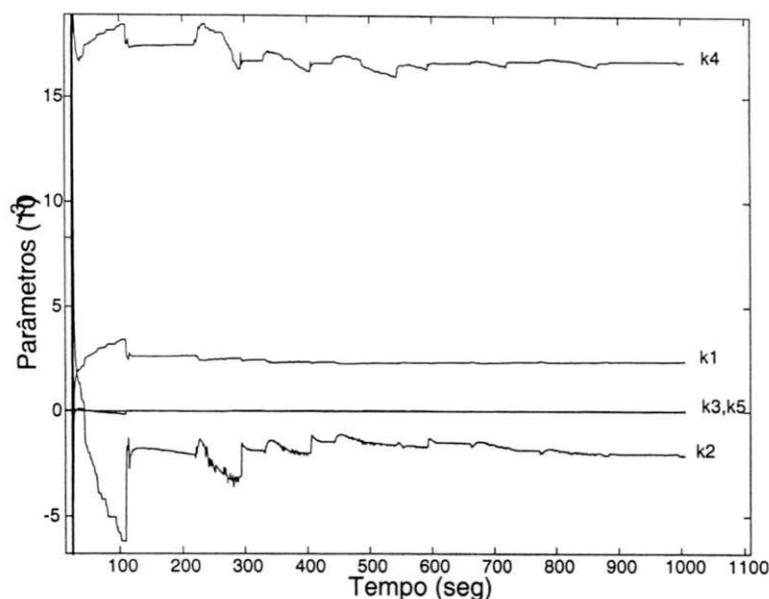


Figura 4.15: Convergência dos parâmetros  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ ,  $k_4$  e  $k_5$

O parâmetro  $T_a$  foi considerado constante durante todo o experimento e igual a 26,52  $C$ , média aritmética entre os dois sensores e o termômetro de mercúrio. As curvas de  $G$  e  $C$  estimadas a partir do algoritmo  $RLS$  são mostradas nas figuras (4.16) e (4.17), respectivamente.

Partindo dos valores de  $G$  e  $C$  obtidos pela estimação a parâmetros variáveis, o valor de  $\tau$ , para estes experimentos, não pode ser considerado constante, porém dependente da temperatura do sensor. A capacitância térmica  $C$ , por outro lado, apresentou uma variação muito pequena para a faixa de temperatura do experimento. Resta saber se essa variação existe de fato ou se ela é causada por algum condicionamento numérico inadequado.

Embora os resultados de estimação aqui obtidos sofram influência da realimentação eletrotérmica, eles foram apresentados aqui para uma posterior comparação, onde uma estimação utilizando excitação por potência será realizada.

## 4.5 Conclusão

A grande variação de aproximadamente 23%, observada no gráfico da figura (4.9) para o parâmetro  $G$  e, conseqüentemente  $\tau$ , pode ser atribuída ao fato de que os corpos em comunicação térmica com o sensor possuem diversos tempos de resposta. Assim, a acomodação e distribuição do calor entre estas estruturas pode ser a responsável por estas variações que, do ponto de vista de um elemento simples, *e.g.* *platina*, são gigantescas.

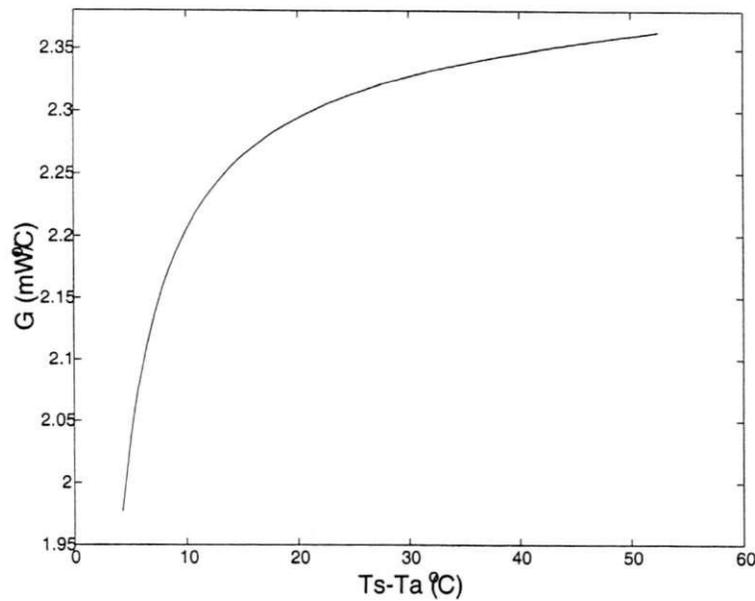


Figura 4.16: Condutância térmica  $G$  estimada a partir do algoritmo *RLS*, para o sensor  $Pt_{100}$  excitado por *PRBS* de corrente

Como o estudo é feito com um sensor de baixa precisão, pode-se ter uma idéia qualitativa do que acontece em menor grau com sensores mais elaborados.

Mesmo com as variações de  $G$  encontradas, foi possível deduzir-se uma equação que considera sua dependência com a temperatura do sensor e do meio, ou seja, uma boa candidata a explicação do comportamento de  $G$  não só em regime, porém também no transitório de temperatura.

Outra observação que se pode retirar dos experimentos abordados é da necessidade de uma medição acurada da temperatura do meio que envolve o sensor. Ou seja, existe a necessidade de se “caracterizar” o meio antes do sensor. Entretanto será mostrado no próximo capítulo uma forma de contornar-se esta necessidade, na qual o sensor passar a ser um referencial absoluto, no que versa sobre a caracterização, independente de variações da temperatura do meio.

Este capítulo mostrou que as técnicas convencionais utilizadas na caracterização dos sensores utilizam sinais elétricos com grande excursão, contribuindo ainda mais para o erro na parametrização. No entanto, como será visto no próximo capítulo, elas podem e serão aplicadas na estimação utilizando pequenos sinais, desde que se respeite o limite em que os parâmetros dos sensores apresentam um variação desprezível em função da excitação aplicada. Com esta filosofia, pode-se aplicar todas os métodos de estimação apresentados aqui em torno de um ponto de operação determinado.

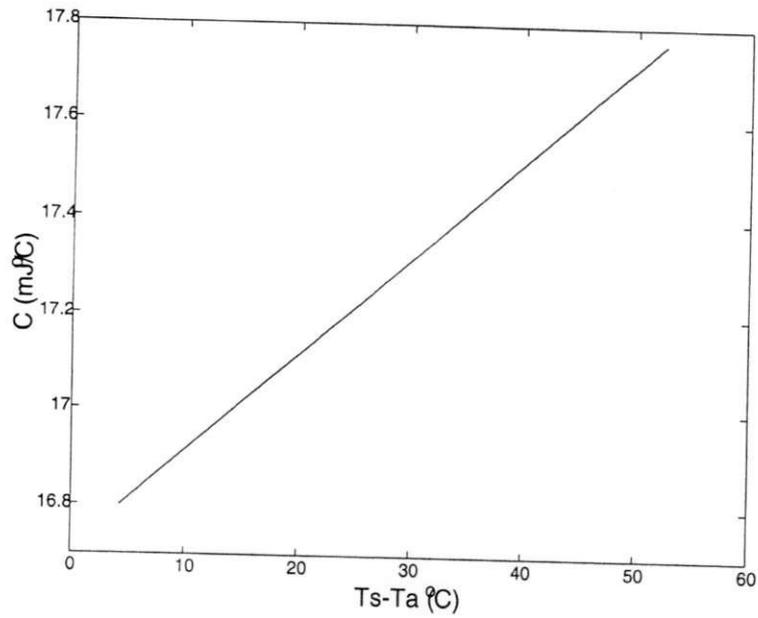


Figura 4.17: Capacitância térmica  $C$  estimada a partir do algoritmo  $RLS$ , para o sensor  $Pt_{100}$  excitado por  $PRBS$  de corrente

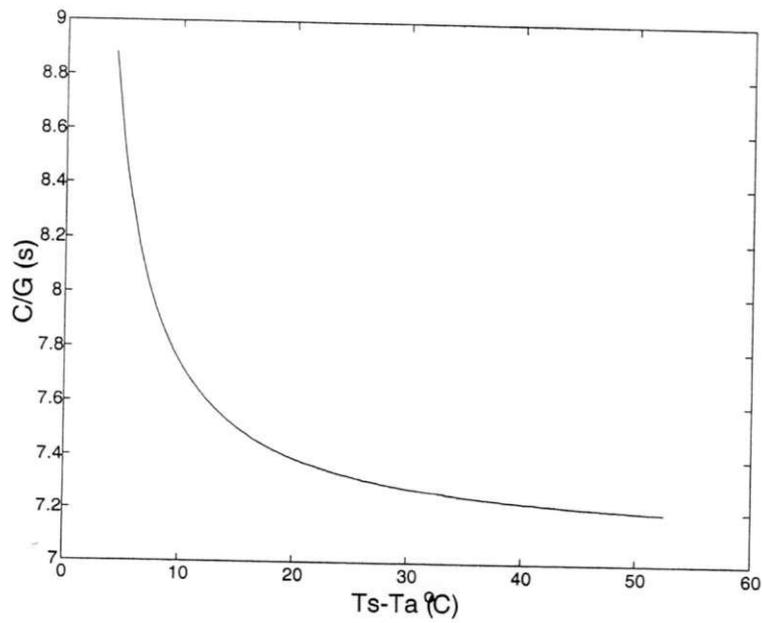


Figura 4.18: Constante de tempo efetiva  $\tau_{eff}(\Delta T) = \frac{C(\Delta T)}{G(\Delta T)}$ .

# Capítulo 5

## Utilização de Pequenos Sinais na Determinação de Parâmetros

### 5.1 Introdução

A utilização de sinais com grande excursão para determinação de parâmetros de sistemas não-lineares encobre a real natureza do comportamento destes parâmetros. Logo, este tipo de caracterização é indicada apenas para a “visualização” do comportamento dos sensores, porém, para a correta caracterização de seus parâmetros, uma abordagem dependente do ponto de operação é a mais adequada.

Geralmente, medições de precisão são feitas por sensores termo-resistivos no momento em que ocorrem variações incrementais das grandezas a serem medidas, quando o sensor já está em um ponto de operação específico. Outros fenômenos, os quais podem ser avaliados em condições de pequenas perturbações, são os fatores que determinam a estabilidade para a operação do sensor, tais como limites de resposta em frequência, fase e amplitude.

Propriedades como sensibilidade e linearidade, para o caso em que o sensor opera em condições extremas, tornam-se difíceis de se compatibilizarem. Deste modo, uma análise para determinação do ponto de operação em que estes sensores operem com eficiência máxima é essencial para dispositivos de medição que utilizem tais sensores.

Serão deduzidas neste capítulo expressões para o comportamento do sensor submetido à pequenas variações na amplitude do sinal de excitação em torno de um ponto quiescente de operação.

Foi mostrado que a única forma de excitação do sensor capaz de eliminar o efeito da realimentação eletrotérmica é aquela realizada por potência elétrica controlada. Portanto, este será o principal modo de excitação utilizado para a caracterização incremental dos

sensores, já que os outros modos, CVM e CCM, introduzem a realimentação eletrotérmica negativa e positiva.

Pode-se então analisar o comportamento do sensor de duas maneiras distintas: caracterizá-lo durante o seu transiente, *caracterização dinâmica*, onde o principal parâmetro a ser analisado é sua resposta temporal, ou observá-lo durante o regime, fazendo assim uma *caracterização estática*.

Como será mostrado no decorrer deste capítulo, a caracterização incremental, por possuir um caráter local, ou seja, apresentar ferramentas para determinação dos parâmetros do sensor de forma independente da temperatura ambiente convencional,  $T_a$ , mostrará como possibilidade a perspectiva de colocar-se o sensor, cito sua temperatura  $T_s$ , como referencial na estimação de todos os parâmetros da equação de balanço termodinâmico. Assim, ao invés de toda caracterização ter por referência  $T_a$ , a temperatura do ar ambiente, a qual passa a ser um parâmetro secundário, a temperatura do elemento transdutor é colocada como referência. E a condição única para que  $T_s$  seja tomada como referência é que a relação  $R_s \times T_s$  não seja alterada em toda faixa de operação do sensor; em outras palavras, a condição de  $T_s$  ser elevado a referencial de parametrização depende apenas precisão da relação de transdução.

## 5.2 Caracterização Incremental do Sensor

### 5.2.1 Caracterização Incremental Estática

A equação de balanço termodinâmico, aqui repetida por conveniência, expressa que

$$P_H + P_e = G(\Delta T)(T_s - T_{ap}) + C(\Delta T) \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}, \quad (5.1)$$

onde  $T_{ap}$  representa a temperatura com a qual o elemento sensível troca seu calor. Em regime, as parcelas com dependência temporal são nulas e para pequenas variações em torno de um ponto quiescente de operação, a variação dos parâmetros  $C$  e  $G$  pode ser desprezada.

Do mesmo modo, para pequenas variações de potência controlada em um dado ponto de operação, a variação da temperatura do ambiente externa ao sensor durante o ensaio pode ser desprezada. Isso porque a excitação do sensor com um sinal incremental, cuja frequência da excitação o sensor pode responder, porém uma frequência alta o suficiente para que a temperatura em sua vizinhança não se modifique, devido à inércia térmica associada, fará com que  $T_{ap}$  fique em torno de um valor médio, de modo que suas variações

também podem ser desprezadas. O valor de  $T_{ap}$  é então obtido da média de temperaturas aparentes antes e depois da excitação, de modo que

$$T_{ap} = \frac{T_{api} + T_{apf}}{2}, \quad (5.2)$$

como mostra a figura (5.2b).

O mesmo raciocínio vale para  $G$  e  $C$ . Se estes parâmetros, em uma análise de pior caso, apresentam variações em torno de 10% quando a perturbação elétrica sobre o ponto de operação do sensor é de grande excursão, para perturbações de pequena excursão (10 a 20 vezes menores), admite-se que o erro cai para valores menores do que 1% em média. Ainda assim, para excitação elétrica alternada, a inércia térmica força ainda mais estes parâmetros a permanecerem em uma faixa de variação estreita, em torno de um ponto médio, contribuindo ainda mais para a diminuição do erro de estimação.

Referindo-se à equação (5.1), com  $P_H$ , a parcela de radiação eletromagnética incidente, nula, uma pequena perturbação na potência elétrica entregue ao sensor, leva este do estado inicial de regime

$$P_{ei} = G_{po}(T_{si} - T_{ap}), \quad (5.3)$$

para o estado final

$$P_{ef} = G_{po}(T_{sf} - T_{ap}), \quad (5.4)$$

onde os índices  $i$ ,  $f$  e  $po$  identificam os estados inicial, final e o ponto de operação considerado, respectivamente. Vide figura (5.2b).

Para a análise vigente, é suficiente descrever a transferência de calor entre o sensor e o meio como um efeito global, sem considerar os mecanismos internos do modelo. Assim, a transferência de calor passa a ser comandada apenas pela diferença de temperatura entre os estados final e inicial em que o sensor se encontra. Subtraindo (5.3) de (5.4), chega-se a

$$P_{ef} - P_{ei} = G_{po}(T_{sf} - T_{si}). \quad (5.5)$$

Nessas condições, o parâmetro  $G_{po}$  é obtido de

$$G_{po} = \frac{P_{ef} - P_{ei}}{T_{sf} - T_{si}} = \frac{\Delta P_{po}}{\Delta T_{po}}, \quad (5.6)$$

onde  $\Delta P_{po}$  e  $\Delta T_{po}$  são definidos naquele ponto de operação. Diz-se então que  $G_{po}$  é o coeficiente de transferência global de calor para este ponto de operação.

### 5.2.2 Caracterização Incremental Dinâmica

Conhecidos os valores de regime final e inicial para  $P_e$  e  $T_s$ , determina-se o valor de  $G$ . A constante de tempo efetiva ( $\tau_{po}$ ) neste ponto, pode ser extraída da resposta do sensor a

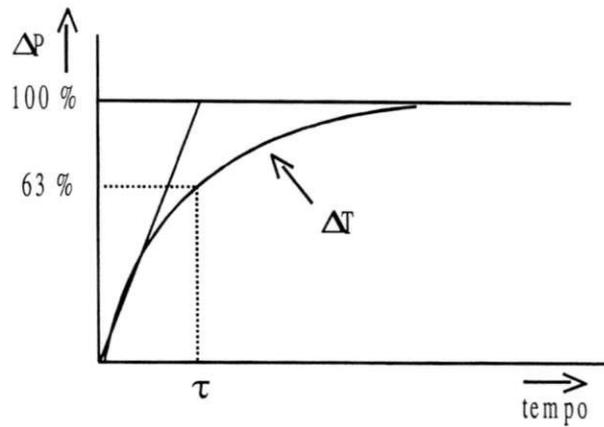


Figura 5.1: Esboço de resposta térmica para um circuito de primeira ordem.

um degrau de potência através de um método de ajuste de curva. A figura (5.1) mostra um esboço da resposta térmica temporal de um circuito de primeira ordem a um degrau de potência. Os valores de potência e temperatura estão normalizados apenas para efeito de comparação. Usando a função *fmins* do programa utilitário MatLab<sup>®</sup> [24]- vide apêndice C -, faz-se o ajuste da resposta do sensor à uma função exponencial do tipo  $y(t) = A[1 - e^{(-\frac{t}{\tau})}]$ , obtendo-se assim  $\tau$ . Através da equação (2.16), extrai-se a capacitância térmica para este ponto de operação, de modo que

$$C_{po} = \tau_{po} G_{po}. \quad (5.7)$$

Desta forma, determina-se  $G_{po}$  de um ensaio estático e  $C_{po}$  indiretamente, através da avaliação dinâmica da resposta temporal do sensor. Aplicando-se este procedimento para diferentes pontos de operação, pode-se traçar a curva de operação do sensor, obtendo-se um modelo mais aprimorado em pequenos sinais para os parâmetros da equação de balanço termodinâmico (5.1).

### 5.2.3 Considerações Sobre a Temperatura Equivalente Vista pelo Sensor

Muitas implicações surgem sobre a temperatura ambiente nas proximidades do sensor quando este é alimentado por sinal elétrico capaz de provocar seu aquecimento por efeito Joule. Neste ponto, o sensor passa a ser uma fonte de calor a uma temperatura  $T_s$ , superior a temperatura ambiente inicial, contribuindo para a perturbação dessa temperatura através da criação de um gradiente de temperatura (vide figura (5.2a)). Este procedimento, no entanto, é necessário para algumas aplicações desses sensores, tais como bolometria e anemometria.

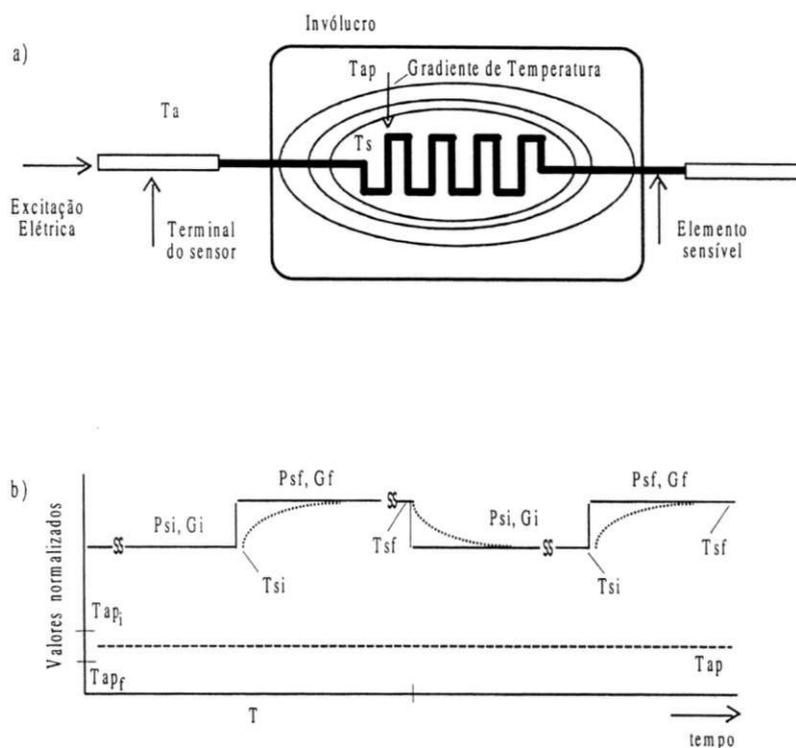


Figura 5.2: (a) Representação esquemática de um sensor termo-resistivo de platina sob substrato. São mostradas as temperaturas do meio,  $T_a$ , e invólucro,  $T_{ap}$ ; (b) Esboço da resposta da temperatura do sensor (linha pontilhada) a excitação em potência elétrica (linha cheia). A linha tracejada representa a média entre as temperaturas aparentes dentro do invólucro, inicial ( $T_{api}$ ) e final ( $T_{apf}$ ), respectivas aos níveis da excitação elétrica.

Foi mostrado no capítulo anterior que o sensor de platina  $Pt_{100}$ , com características semelhantes ao mostrado na figura (2.4), transmite grande parte de seu calor por seus terminais, e que a temperatura dos terminais é fator determinante da dinâmica do sensor, controlando de modo direto a temperatura da platina.

Considerando-se estes dois aspectos, *alteração da temperatura ambiente próxima ao sensor* e o *efeito da temperatura dos terminais sobre a platina*, admite-se então que o sensor é constituído também pela geometria dos seus terminais e pelo gradiente térmico criado, ficando difícil portanto apresentar uma equação que descreva o comportamento exato deste novo ambiente, pois este ambiente teria de ser controlado com muita precisão, no qual a variação da temperatura externa admitida seria da ordem de  $\pm 0,1\text{ C}$  [16].

No entanto, do ponto de vista do modelo a parâmetros concentrados, pode-se aplicar a

abordagem de pequenos sinais aqui apresentada para se obter  $T_{ap}$ , a *temperatura aparente*, citada várias vezes ao longo do texto, para exprimir um equivalente da temperatura externa ao transdutor com a qual ele troca seu calor.

### Cálculo da Temperatura Aparente Vista pelo Sensor, $T_{ap}$

Parte-se do regime  $P_{ei}, T_{si}, G_i$ , e excita-se o sensor com um degrau de potência sobre um determinado ponto de operação, até que este atinja o novo estado de regime  $P_{ef}, T_{sf}, G_f$  (vide figura (5.2b)). Uma vez que o transdutor, à temperatura  $T_s$ , troca calor com uma temperatura externa a ele,  $T_{ap}$ , pode-se calcular o parâmetro  $G$  para os dois instantes considerados: antes e depois do degrau em função de  $T_{ap}$ . Procedendo-se desta forma, obtém-se

$$G_i = \frac{P_{ei}}{T_{si} - T_{ap}}, \quad (5.8)$$

$$G_f = \frac{P_{ef}}{T_{sf} - T_{ap}}. \quad (5.9)$$

Admitindo-se que este degrau de potência não é suficiente para alterar a temperatura em torno do sensor de forma mensurável durante estes dois instantes de regime, como ficou claro anteriormente, e que a variação de  $G$  pode ser desprezada, já que o degrau aplicado é considerado um sinal de pequena excursão, no sentido definido anteriormente (perturbação/ponto de operação  $< 10\%$ ), tem-se  $G_i = G_f = G_{po}$ , onde poderia-se admitir também

$$G_{po} = \frac{G_i + G_f}{2}. \quad (5.10)$$

Igualando-se as equações (5.8) e (5.9), obtém-se

$$\frac{P_{ei}}{T_{si} - T_{ap}} = \frac{P_{ef}}{T_{sf} - T_{ap}}, \quad (5.11)$$

e resolvendo-se a equação (5.11) para  $T_{ap}$ , chega-se finalmente a

$$T_{ap} = \frac{P_{ef}T_{si} - P_{ei}T_{sf}}{P_{ef} - P_{ei}}, \quad (5.12)$$

um resultado que também pode ser obtido resolvendo-se simultaneamente as equações (5.3) e (5.4) para  $T_{ap}$ .

A temperatura calculada desta forma reflete a temperatura aparente externa vista pelo sensor, com a qual ele troca seu calor, em outras palavras, a temperatura equivalente ou temperatura de *heat sink*.

Duas importantes observações são extraídas das deduções anteriores, e talvez representem os resultados mais importantes deste trabalho:

1 - As equações (5.8), (5.9) e (5.12) permitem calcular, respectivamente, os parâmetros  $G_i$ ,  $G_f$  e a temperatura equivalente do meio, a partir das temperaturas e potências elétricas do sensor, sem a necessidade de definir a temperatura do meio (ar) a priori, independentemente do acoplamento do sensor ao invólucro!

2- A temperatura ambiente,  $T_a$ , utilizada na equação de balanço termodinâmico, não pode ser considerada a temperatura do meio interno ao invólucro, e portanto tal efeito deve ser levado em conta quando se referencia o sensor à temperatura  $T_a$  convencional. A equação (5.12) deve ser considerada um fator de correção para a estimação dos parâmetros do sensor. Desta forma, a quantidade  $T_{ap} - T_a$  pode ser interpretada como uma espécie de atmosfera que envolve o sensor.

Assim, à medida que a temperatura do transdutor é alterada, o gradiente com o qual este troca seu calor é modificado, alterando toda a sua dinâmica e, como consequência, a temperatura aparente passa a ser uma função dinâmica, dependente do ponto de operação em que o sensor se encontra. A obtenção da temperatura  $T_s$  depende exclusivamente da relação  $R_s \times T_s$ .

Em uma abordagem estatística pode-se avaliar  $T_{ap}$  como sendo um sinal de *offset*. Logo, se o invólucro no qual o transdutor está encerrado e bem acoplado ao que se deseja medir, esta temperatura refletirá a verdadeira temperatura do ar ambiente, com um pequeno desvio.

Pode-se também interpretar a equação (5.12) como uma temperatura intermediária entre  $T_a$  e  $T_s$ , temperatura ambiente, no sentido convencional, e temperatura do transdutor, respectivamente, como pode ser visto na figura (5.2a).

## 5.3 Resultados Experimentais

### 5.3.1 Microsensor $Pt_{15k}$

O microsensor utilizado nesta seção é aquele apresentado no capítulo 2, com resistência elétrica de  $15\text{ k}\Omega$  à temperatura ambiente de  $25\text{ C}$ . Sua estrutura interna e invólucro podem ser vistos na figura (2.5).

#### Excitação do Microsensor Utilizando Potência Incremental

Como mostrado na seção 2.5, esta é a única forma de excitação em que a realimentação eletrotérmica é eliminada. Outro ponto relevante diz respeito ao microsensor desenvolvido por Yang *et alli* [16], pois se trata de um sensor mais elaborado do que o  $Pt_{100}$  estudado.

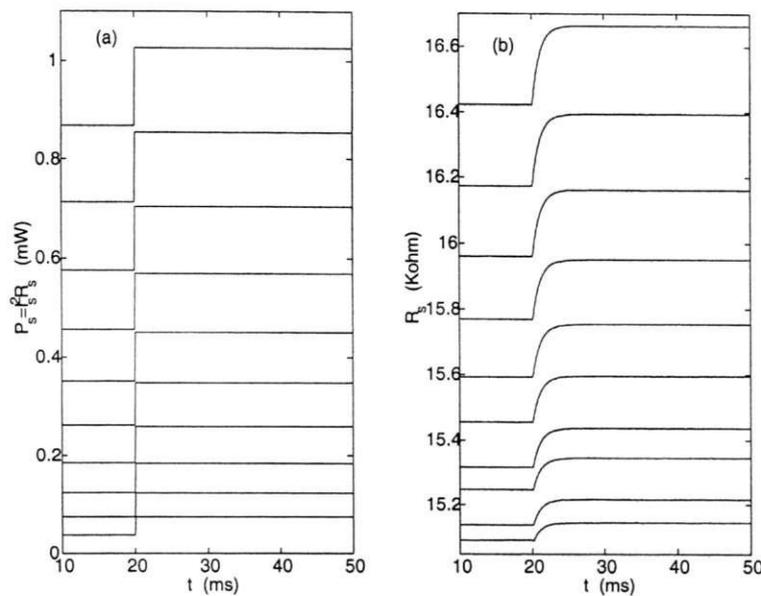


Figura 5.3: (a) Excitação por potência e (b) respectivas respostas do microsensor em função do tempo.

Assim, por se tratar de um sensor mais rápido e preciso, os resultados obtidos com este sensor servirão como referência para comparação com os outros sensores e com as outras formas de excitação: CCM e CVM.

Na figura (5.3a) é mostrada a excitação do microsensor por diferentes níveis de potência, incrementos são proporcionais aos respectivos níveis. Assim, para cada ponto de operação determinado, um critério empírico foi adotado: um sinal elétrico com valor menor ou igual a 10% da amplitude deste nível é aplicado ao sensor. Isso é feito para garantir uma relação sinal/ruído aproximadamente constante.

Portanto, cada incremento de potência e temperatura tem um valor aproximado de 10% do valor do ponto de operação. Desta forma, o incremento de potência aplicado sobre o nível de potência de  $0,9 \text{ mW}$  é de  $0,09 \text{ mW}$ , fazendo com que a potência final entregue ao sensor alcance aproximadamente  $1 \text{ mW}$ .

Da resposta ao degrau para o microsensor, considerando o sistema linear para cada incremento, pode-se ajustar as curvas da figura (5.3b) à equação,

$$R_s(t) = R_{sf}[1 - e^{(-\frac{t}{\tau})}], \quad (5.13)$$

onde  $R_{sf}$  representa o valor da resistência elétrica final de regime, e obter-se a constante de tempo efetiva do sensor,  $\tau_{eff}$ , respectiva a cada ponto de operação. Vide figura (5.4a).

Partindo-se dos valores de regime, final e inicial, para a potência e resistência, calcula-

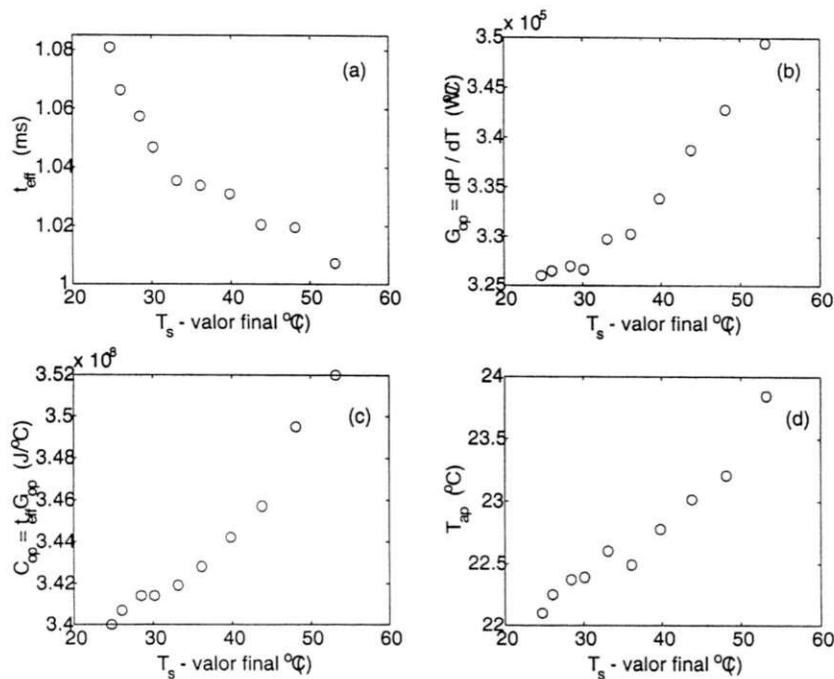


Figura 5.4: (a)  $\tau_{eff}$ , (b)  $G_{op}$ , (c)  $C_{op}$  e (d)  $T_{ap}$ , calculados em função da potência e temperatura de regime do microsensor.

se o valor de  $G_{po}$ , através da equação (5.6). O valor de  $C_{po}$  é obtido da equação (5.7). Finalmente, a temperatura aparente vista pelo sensor,  $T_{ap}$ , para cada ponto de operação é calculada através da equação (5.12). Tais resultados podem ser vistos na figura (5.4).

É sabido que o sensor excitado eletricamente troca calor com o meio a sua volta. Com o intuito de avaliar-se o coeficiente  $G_{po}$ , transferência de calor pontual medido em relação à temperatura aparente,  $T_{ap}$ , e compará-lo ao coeficiente global de transferência de calor (para evitar confusão de notação é aqui representado por  $G_T$ ), calculado a partir da temperatura ambiente convencional,  $T_a$ , medida antes do início do experimento, através da leitura de temperatura realizada por outros sensores e por um termômetro de mercúrio, utilizou-se a equação (5.12). Tais parâmetros podem ser calculados agora por

$$G_T = \frac{P_{ef}}{T_{sf} - T_a} \quad (5.14)$$

$$G_{po} = \frac{P_{ef}}{T_{sf} - T_{ap}}. \quad (5.15)$$

O coeficiente  $G_{po}$  é obtido em função da potência e da temperatura de regime do sensor, através da equação (5.15) ou, de modo similar, utilizando-se a equação (5.6). Assim é traçada a relação  $\Delta P \times \Delta T$  para que se possa verificar o comportamento da temperatura do sensor em função da potência aplicada. As figuras (5.5) e (5.6) ilustram tais resultados.

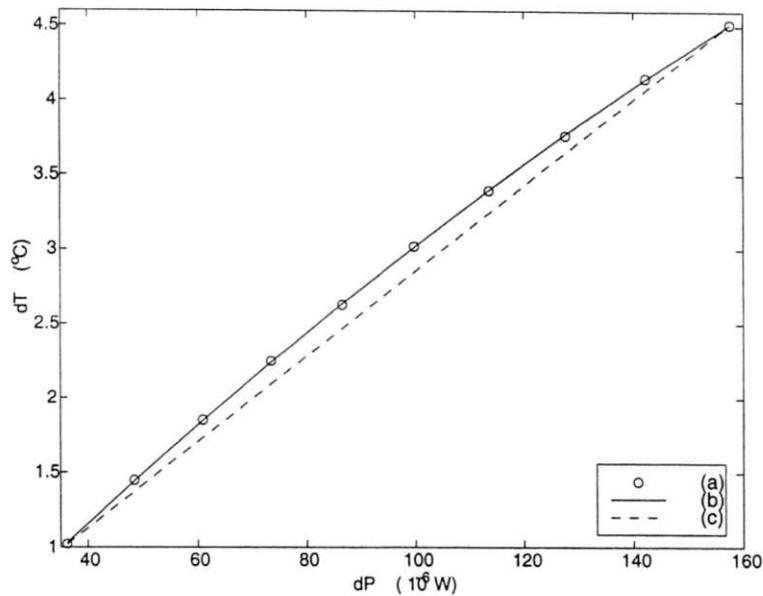


Figura 5.5: (a) Valores de  $\Delta P \times \Delta T$  calculados para o microsensor e (b) ajustados a partir de uma parábola. A curva (c) mostra um segmento de reta ligando os pontos extremos de  $\Delta P \times \Delta T$  para comparação com a parábola ajustada em (b).

De posse dos resultados apresentados nas figuras (5.5) e (5.6), pode-se ver que, do ponto de vista incremental, a relação entre potência elétrica e temperatura não é linear, mostrando portanto que tal relação não poderia apresentar um único coeficiente de reta. Esse resultado, obtido a partir de um ensaio estático, é também um indício da impossibilidade de se ter um único valor para  $G$ .

Para efeito comparativo, o gráfico dos experimentos utilizando as equações (5.14) e (5.15) são os mostrados na figura (5.7). Analisando-se os coeficientes  $G_{po}$  e  $G_T$ , observa-se a diferença entre ambos. O coeficiente  $G_{po}$  é maior do que  $G_T$ . Indica então que a forma de cálculo incremental mostra que o transdutor transmite mais calor para o meio externo do que a transferência indicada pelo cálculo convencional utilizando grandes sinais, onde  $T_a$  é considerada referência. A figura mostra também ter o coeficiente  $G_T$  uma faixa dinâmica muito maior do que  $G_{po}$ , além deste último apresentar um comportamento mais aproximado daquele mostrado por Yang *et all* [16].

Na equação (5.14), quando a potência aplicada é da forma  $I_s^2 R_s$ , ou seja, quando a fonte de corrente não é controlada, a relação  $(T_s - T_a) \times I_s^2$  é obtida com erro na caracterização associado a realimentação eletrotérmica positiva, uma vez que o sensor não foi excitado por potência [17]. A mesma relação de regime  $(T_s - T_a) \times I_s^2$  para o sensor excitado por

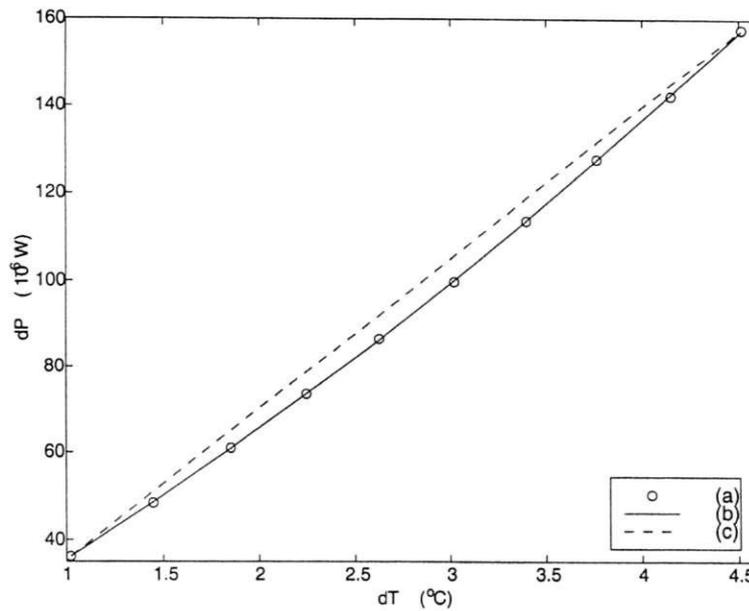


Figura 5.6: Relação  $\Delta T \times \Delta P$  para o microsensor. (a) e (b)  $\Delta P = 1,87 \Delta T^2 + 24,34\Delta T + 9,37$ ; A curva (c) mostra um segmento de reta ligando os pontos extremos de  $\Delta T \times \Delta P$  para comparação com a parábola ajustada em (b).

potência nos dá o gráfico da figura (5.8).

Desenvolvendo-se a equação (5.14) para  $T_a$  constante e  $T_{sf} = T_s$  de regime, com os resultados obtidos do experimento mostrados na figura (5.8), obtém-se

$$\begin{aligned}
 G_T &= \frac{P_{ef}}{T_s - T_a} = \frac{I_s^2 R_s}{T_s - T_a} \\
 G_T &= \frac{I_s^2 R_a + I_s^2 R_o \beta (T_s - T_a)}{T_s - T_a} \\
 G_T &= \frac{[a(T_s - T_a) + b]R_a + [a(T_s - T_a) + b]R_o \beta (T_s - T_a)}{T_s - T_a} \\
 G_T &= (aR_a + bR_o \beta) + \frac{bR_a}{T_s - T_a} + aR_o \beta (T_s - T_a). \tag{5.16}
 \end{aligned}$$

Para  $a = 2,01 \times 10^{-9} A^2/C$ ,  $b = -8,44 \times 10^{-10} A^2$ ,  $\beta = 0,00385/C$ ,  $R_o = 13,83 \text{ k}\Omega$ ,  $R_a(22,72^\circ C) = 15,04 \text{ k}\Omega$ , a equação (5.16) fornece

$$G_T = 3,02 \times 10^{-5} - \frac{4,49 \times 10^{-8}}{T_s - 22,72} + 1,07 \times 10^{-7} (T_s - 22,72) \quad (W/C). \tag{5.17}$$

Agora, sem o efeito da realimentação eletrotérmica positiva, a equação (5.17) explica ser o comportamento hiperbólico de  $G$  devido a consideração de um  $T_a$  constante. A curva da equação (5.17) é mostrada na figura (5.9) para valores típicos de  $T_s$ . Compare-se com o  $G$  obtido na figura (5.7a).

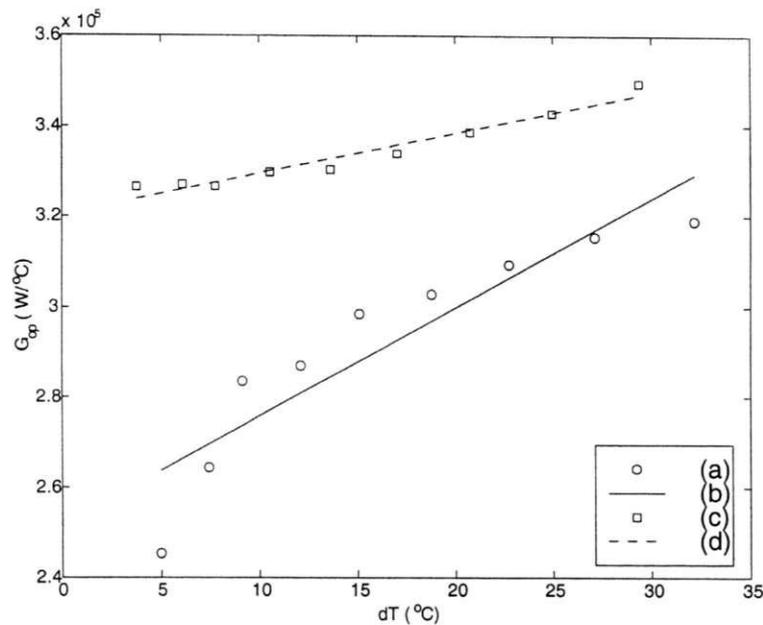


Figura 5.7: (a)  $G_T$  calculado para o microsensor e (b) respectivos valores ajustados por uma reta; para este gráfico,  $dT = T_s - T_a$  (regime). (c)  $G_{po}$  calculado e (d) respectivos valores ajustados. Neste caso,  $dT = T_s - T_{ap}$  (regime).

Este resultado também sinaliza que a admissão de uma temperatura fixa de troca de calor entre o sensor e o meio não deve ser verdadeira. O sentimento físico sugere que à medida que o transdutor é excitado com um sinal elétrico maior, o calor armazenado pelo invólucro aumenta a temperatura em sua vizinhança. Esta é temperatura “vista” pelo sensor. Assim, quando se realiza a medição da temperatura ambiente com um sensor termo-resistivo, cuja excitação elétrica aquece o sensor além da temperatura ambiente, por exemplo, deve-se fazer a correção deste acréscimo através da equação (5.12) para a temperatura aparente.

Este acondicionamento de calor deve ser por demais reduzido se o sensor for composto unicamente pelo transdutor, ao invés de uma associação de diferentes estruturas de diferentes materiais. Do ponto de vista físico é uma boa medida, porém não do ponto de vista prático, no qual o manuseio do sensor seria difícil.

### Excitação do Microsensor Utilizando Corrente Incremental

O microsensor é agora excitado em diferentes níveis de corrente. Para efeito ilustrativo, a figura (5.10) mostra a excitação do microsensor por diferentes níveis de corrente e suas respectivas respostas em função da resistência do sensor. De modo semelhante ao realizado para a excitação por potência, os valores de  $G_{po}$  são calculados através da equação (5.6). O

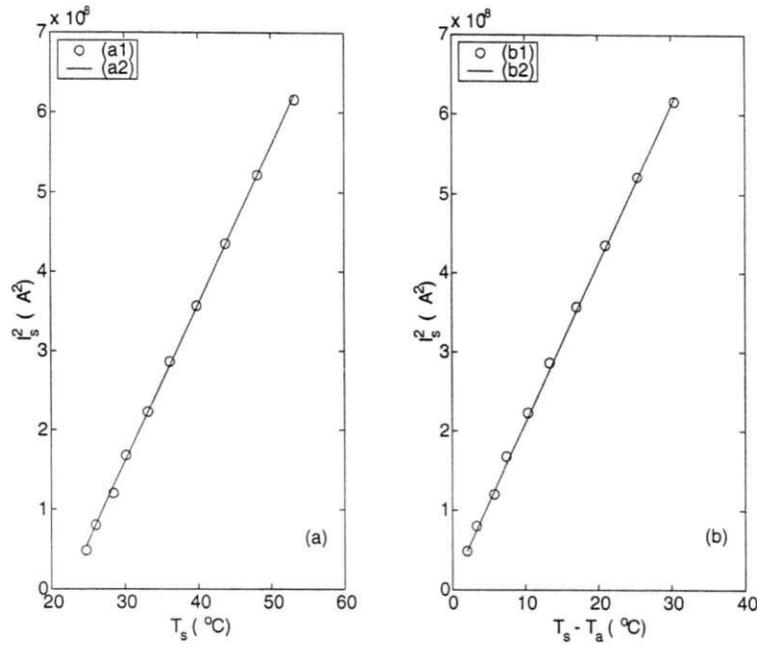


Figura 5.8: Relação corrente  $\times$  temperatura de regime, extraída da excitação por potência controlada, para o microsensor. (a)  $I_s^2 = 1,99 \times 10^{-9}T_s - 4,39 \times 10^{-8}$  e (b)  $I_s^2 = 2,01 \times 10^{-9}(T_s - T_a) - 8,44 \times 10^{-10}$ .

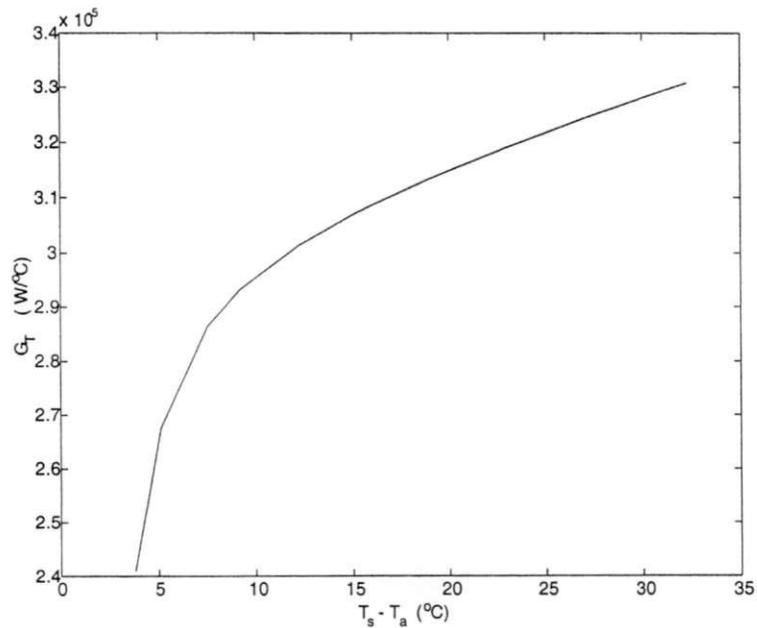


Figura 5.9: Coeficiente  $G_T$ , calculado sem o efeito da realimentação eletrotérmica, para o microsensor calculado a partir da equação (5.17).

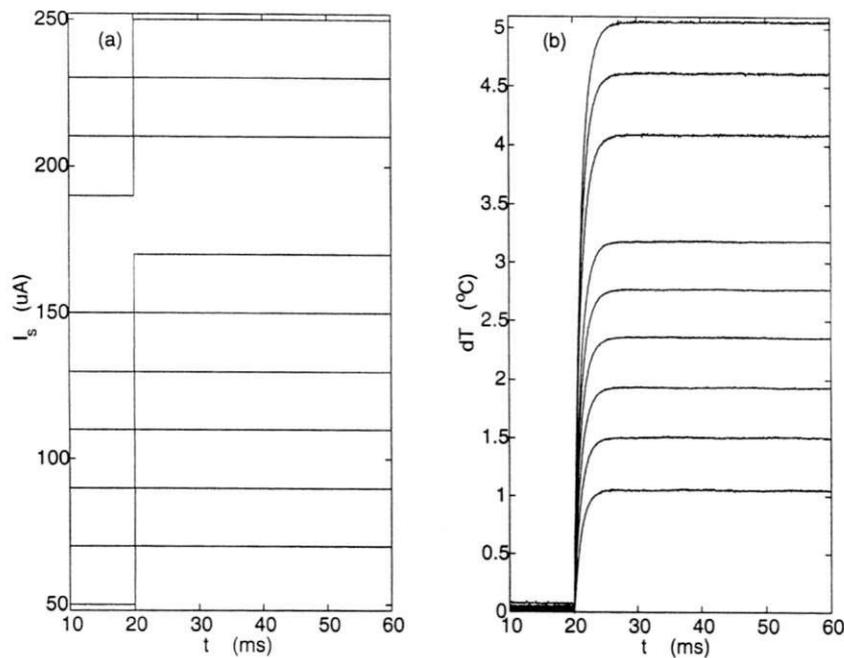


Figura 5.10: (a) Excitação do microsensor por corrente e (b) respectiva variação de resistência em função do tempo.

resultado é mostrado na figura (5.11).

A constante de tempo efetiva,  $\tau_{eff}$ , para cada ponto de operação é ajustada através da equação (5.13), e os resultados mostrados na figura (5.12). Observa-se nestes gráficos as diferenças nos parâmetros quando comparados a excitação por potência. Tais efeitos de variação são produzidos pela realimentação eletrotérmica positiva.

### Resposta do Microsensor à Excitação por Tensão Incremental

A última forma de excitação, a excitação por fonte de tensão, é feita, como antes, através da manutenção do sensor por uma tensão de regime e, em seguida, aplicando-se a este um pequeno degrau de tensão. Vide figura (5.13). Como antes,  $G_{po}$  é calculado utilizando-se a equação (5.6) e  $\tau_{eff}$  é obtido da equação de ajuste(5.13). As figuras (5.14) e (5.15) mostram estes resultados. Observe-se os menores valores obtidos para  $G_{po}$  e a grande faixa dinâmica. Isto é resultado da realimentação eletrotérmica negativa produzida pela excitação por tensão. Compare-se tais resultados com os obtidos para a excitação por corrente.

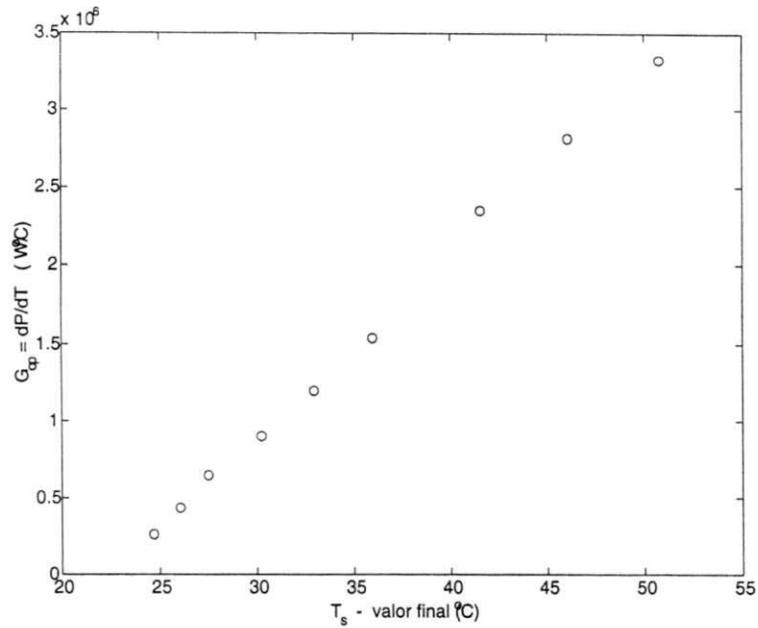


Figura 5.11:  $G_{op}$  calculado a partir de  $\Delta P/\Delta T$  para o microsensor excitado por corrente.

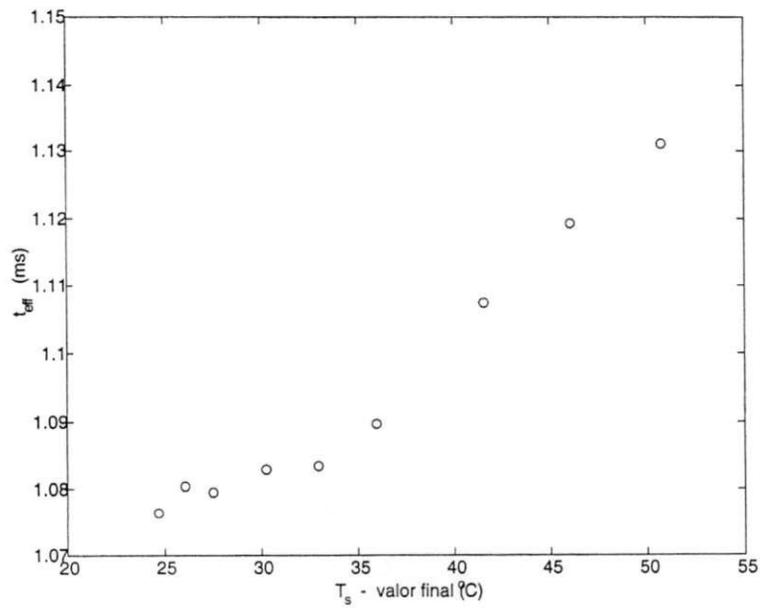


Figura 5.12: Constantes de tempo efetiva para o microsensor,  $\tau_{eff}$ , calculada a partir  $R_s(t) = A[1 - \exp(-\frac{t}{\tau_{eff}})]$ , para cada ponto de operação.

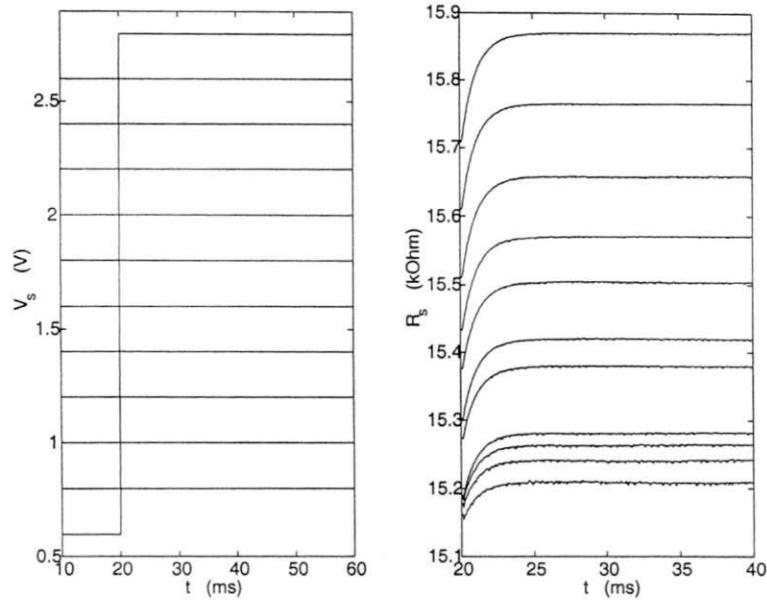


Figura 5.13: (a) Excitação do microsensor com tensão e (b) respectiva resposta do em função do tempo.

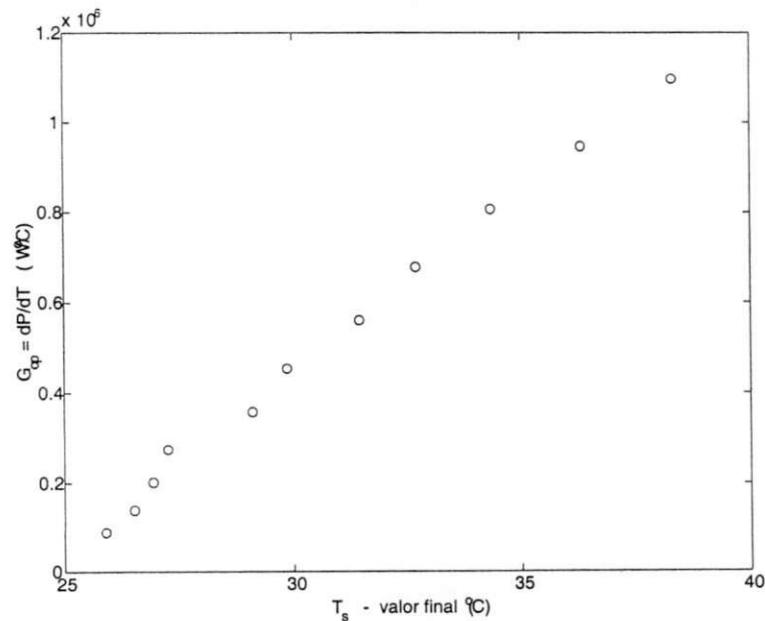


Figura 5.14: Coeficiente  $G_{po}$  calculado a partir de  $\Delta P/\Delta T$  para o microsensor excitado por tensão.

ARL0108

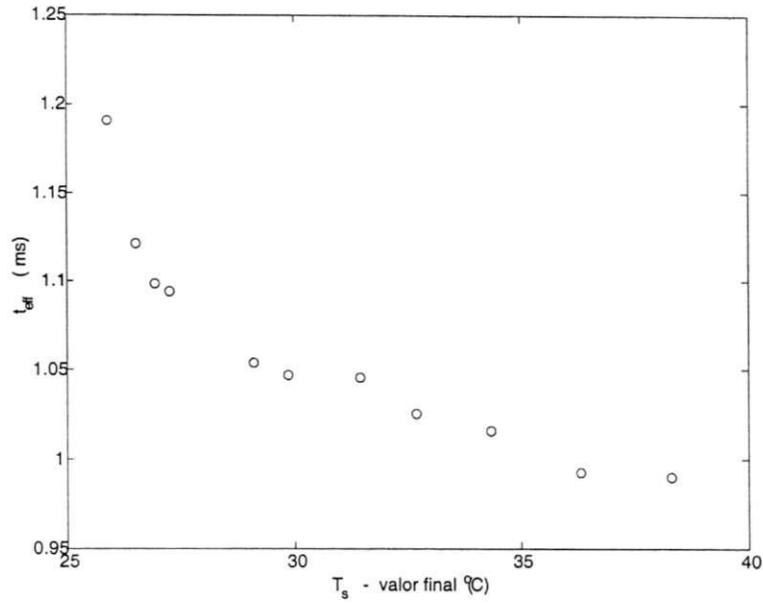


Figura 5.15: Constantes de tempo efetiva do microsensor,  $\tau_{eff}$ , calculada a partir  $R_s(t) = A[1 - e^{(-\frac{t}{\tau})}]$  para cada ponto de operação.

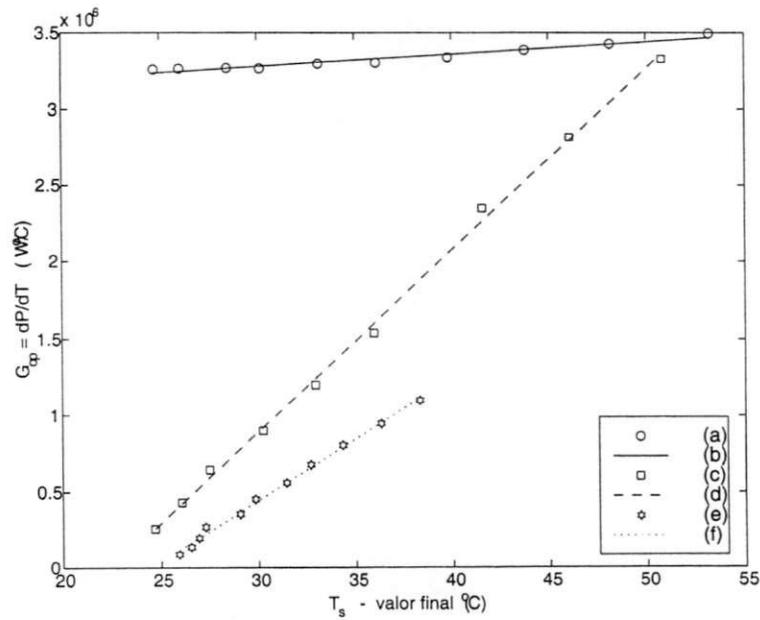


Figura 5.16: Coeficientes globais de transferência de calor (a,b) em função da potência,  $G_{po}(P_s) \times 10^{-1}$ , (c,d) da corrente  $G_{po}(I_s)$  e (e,f) da tensão  $G_{po}(V_s)$ , em situação de regime, para o microsensor.

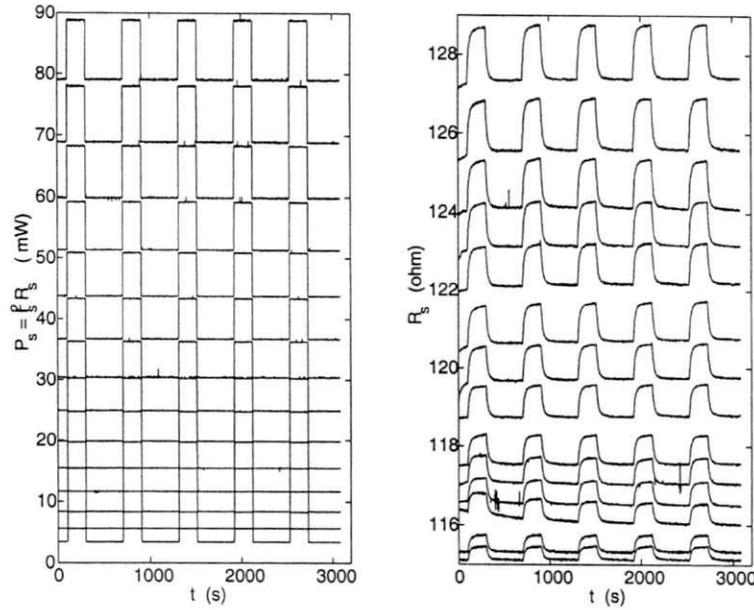


Figura 5.17: (a) Excitação por potência elétrica controlada e (b) respectivas resposta do sensor  $Pt_{100}$  em função do tempo. A excitação de longa duração visa observar os efeitos de deriva térmica.

### 5.3.2 Sensor $Pt_{100}$

Para a excitação do sensor  $Pt_{100}$ , alguns fatores tiveram de ser observados. Além de se tratar de um sensor de menor precisão e sensibilidade que o microsensor de platina e apresentar grande massa, este sensor está envolto por uma hemisfera de vidro colocada para atenuar os efeitos causados pela convecção, como pode ser visto na figura (2.12). Por este motivo, alguns resultados de testes de longa duração são obtidos a partir de médias efetuadas ao longo do mesmo experimento. Na figura (5.17) é mostrada a excitação de longa duração por potência elétrica controlada para o sensor  $Pt_{100}$ . Pode-se assim avaliar o efeito da deriva térmica só observada nestas condições, a qual é mostrada na ampliação feita na figura (5.18).

A relação incremento  $\times$  nível d.c. para manutenção do nível de ruído proporcional para a excitação do sensor  $Pt_{100}$  por sinal binário de potência é mostrada na figura (5.19). Como explanado anteriormente, o efeito da hemisfera de vidro sobre o sensor  $Pt_{100}$  intensifica a deriva térmica. Deste modo, o cálculo de  $\tau_{eff}$ ,  $G$ ,  $C$  e  $T_{ap}$  em determinado ponto de operação é realizado para cada um dos cinco trechos da figura (5.17), e, para diminuir-se o efeito do ruído de medição, é feita a média de dez medidas para cada ciclo de resposta no nível de operação em que se encontra o sensor. O resultado é mostrado na figura (5.20). Outro teste de potência, neste agora aplicando-se um degrau, é mostrado na figura (5.21).

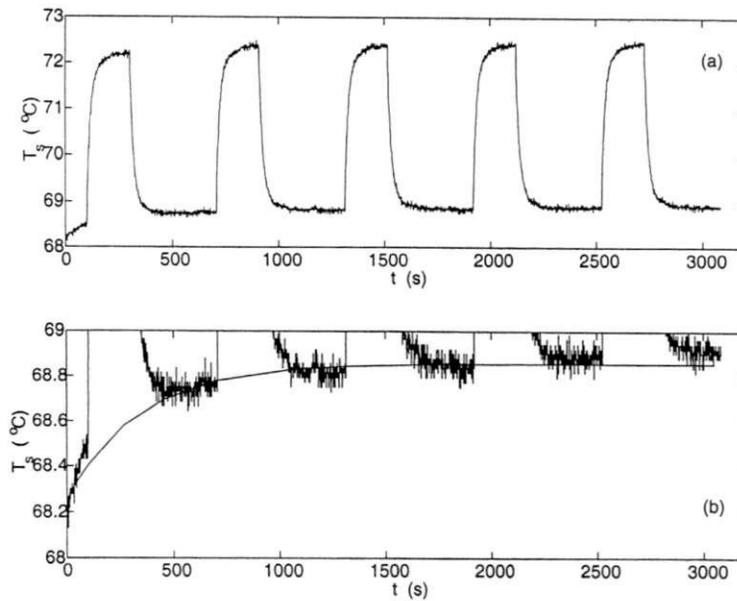


Figura 5.18: (a) Resposta do sensor à excitação de longa duração; (b) Ampliação da região 68-69  $C$  para evidenciar efeito da deriva térmica.

A excitação do sensor  $Pt_{100}$  por corrente e tensão incrementais mostraram comportamentos semelhantes aos obtidos para o microsensor, ou seja, diminuição do valor de  $G$  para as duas formas de excitação, aumento do tempo de resposta para a excitação por corrente e diminuição do tempo de resposta para a excitação por degrau de tensão, como era esperado. A figura (5.22) mostra os resultados para  $G$  e  $\tau_{eff}$ . A constante de tempo para a excitação por corrente, nesse caso, foi encontrada a partir do ajuste da resposta do sensor à função

$$R_s(t) = a_0 + a_1 t + a_2 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (5.18)$$

devido à grande deriva apresentada, a qual pode ser observada em uma resposta típica da figura (5.23b);

### 5.3.3 Termistor

A característica  $R_s \times T_s$  para o termistor utilizado é mostrada na figura (5.24). Ela foi obtida através do aquecimento do termistor por um forno elétrico, cuja temperatura próxima ao sensor foi medida com o CI LM35.

Resolvendo a equação (1.1),

$$R_s = R_o e^{B\left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_o}\right)}, \quad (5.19)$$

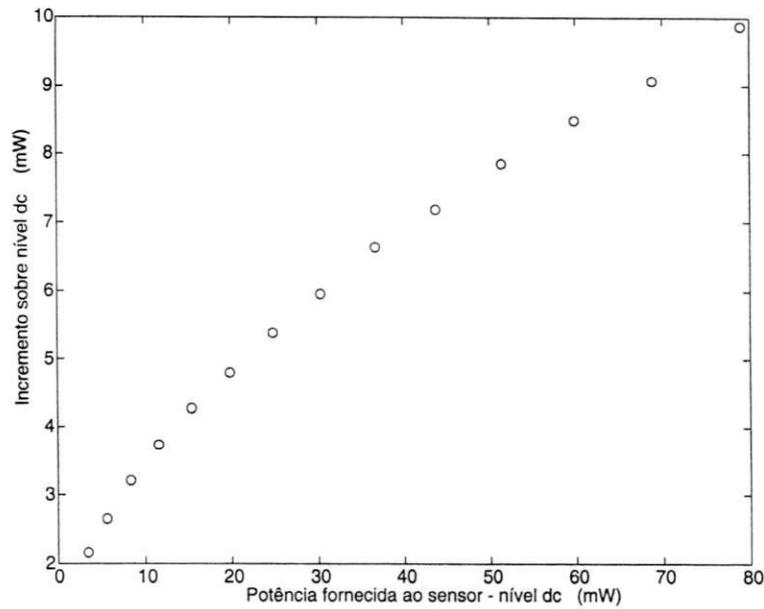


Figura 5.19: Relação incremento  $\times$  nível d.c, para manutenção da relação sinal ruído constante.

para  $B$ , o coeficiente temperatura  $\times$  resistência, obtém-se

$$B = \frac{\ln\left(\frac{R_s}{R_o}\right)}{\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_o}}, \quad (5.20)$$

onde  $T_s$  e  $T_o$  são dados em  $K$ . Assim,  $B$  pode ser interpretado como o coeficiente linear da equação (5.20), cujo ajuste através da função *fmins* nos dá  $B = 3770,07 K$ . Vide apêndice C para a formulação deste problema de ajuste de curvas.

O coeficiente de variação da resistência com a temperatura,  $\beta$ , para o sensor NTC pode ser obtido de

$$\beta = \frac{1}{R_s} \frac{dR_s}{dT_s} = -\frac{B}{T_s^2}. \quad (5.21)$$

Do modo como foi implementado anteriormente com os outros sensores, excita-se o termistor com potência incremental e obtém-se os resultados mostrados à figura (5.25). A excitação por corrente incremental pode ser vista na figura (5.26). Os parâmetros deste termistor são calculados de maneira semelhante ao  $Pt_{100}$ , e mostrados na figura (5.27). Como era esperado, o termistor, por possuir coeficiente de temperatura negativo (NTC), apresenta uma resposta temporal contrária aos sensores de PTC. A figura (5.28) comprova o que foi dito.

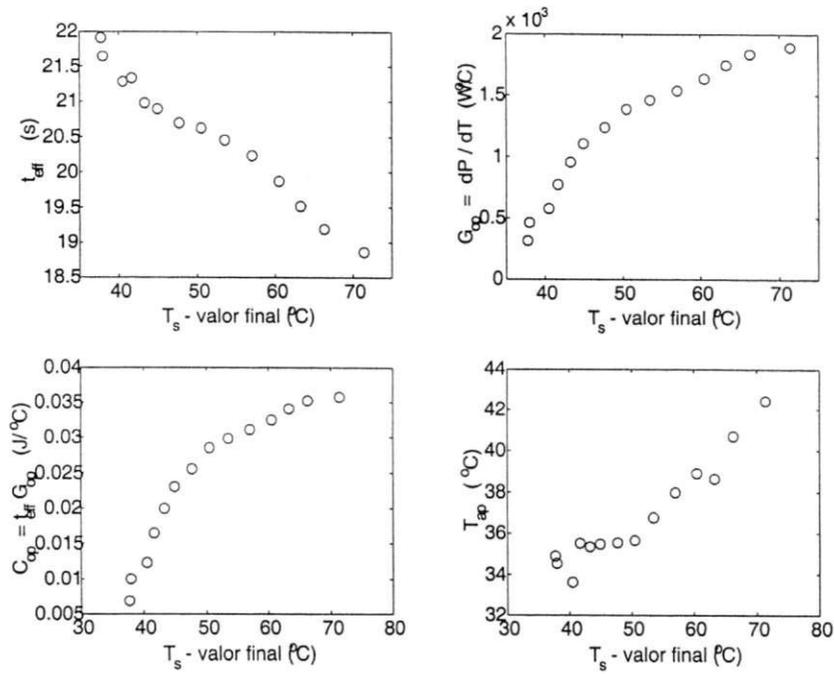


Figura 5.20: (a)  $\tau_{eff}$ , (b)  $G_{op}$ , (c)  $C_{op}$  e (d)  $T_{ap}$ , em função de  $T_s$  para o sensor  $Pt_{100}$  excitado por fonte de potência.

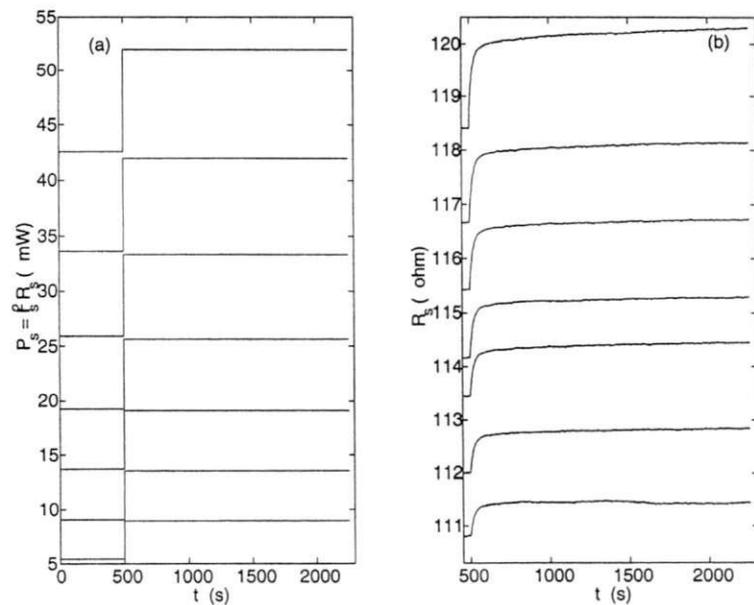


Figura 5.21: (a) Excitação por potência (b) respectiva resposta do sensor em função do tempo.

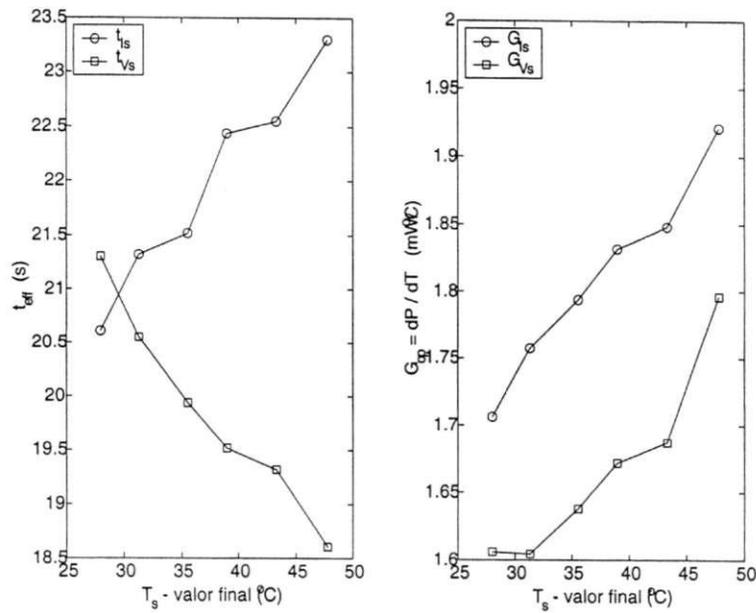


Figura 5.22: Contantes de tempo efetiva do sensor  $Pt_{100}$  calculadas para a excitação por corrente,  $\tau_{I_s}$ , e tensão,  $\tau_{V_s}$ , e respectivos coeficientes  $G$ .

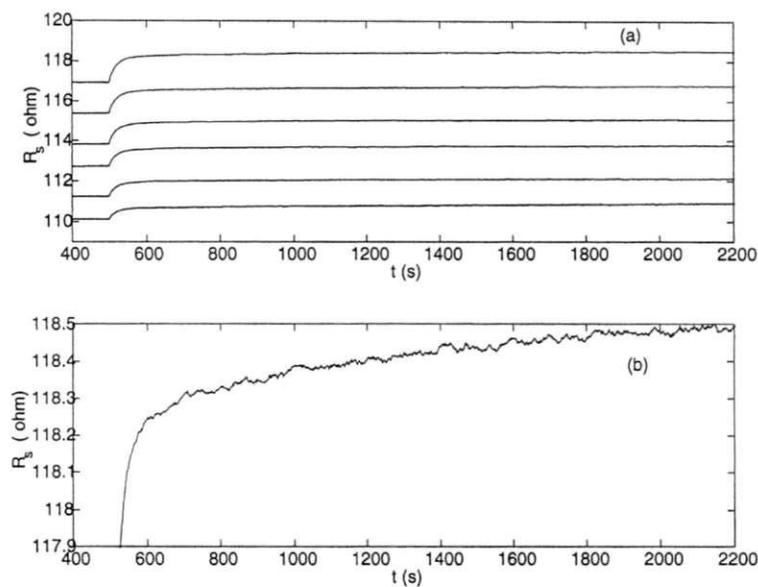


Figura 5.23: Resposta do sensor  $Pt_{100}$  a degraus incrementais de correntes de 2 mA. Em (b) é mostrada a resposta do sensor a um degrau de corrente de 17 – 19 mA, onde pode ser constatada a deriva térmica.

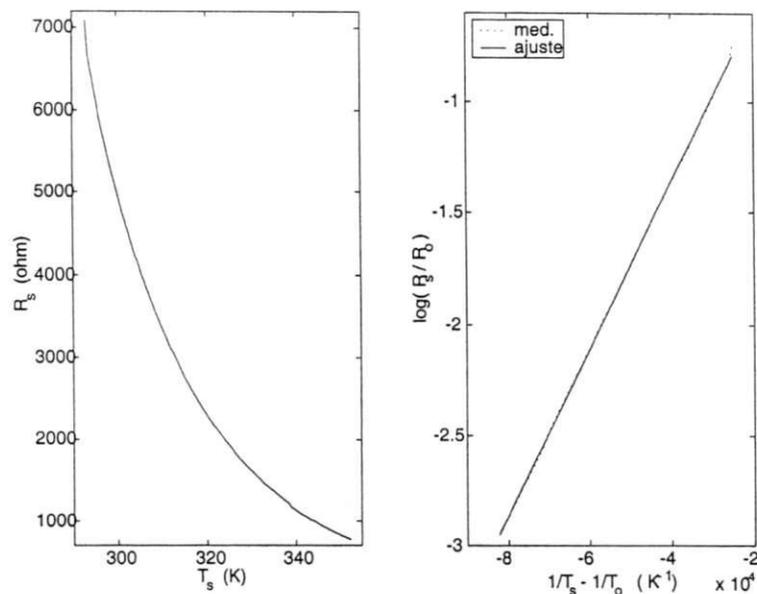


Figura 5.24: Característica  $T_s \times R_s$  do termistor utilizado. Na figura à direita, é traçado o gráfico  $(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0}) \times \log(\frac{R_s}{R_0})$ , para obtenção do coeficiente  $B$ . Os índices *med* e *ajuste*, se referem aos valores medidos e ajustados para a reta obtida, respectivamente.

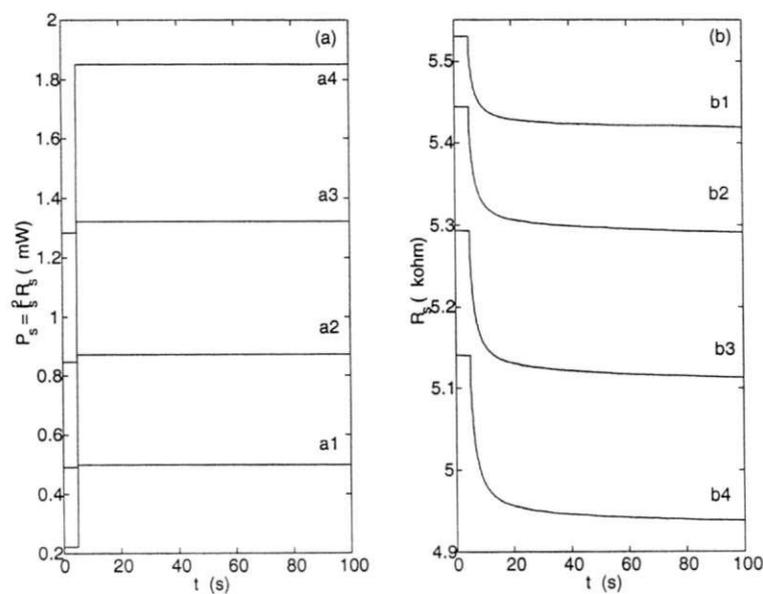


Figura 5.25: (a) Excitação por potência e (b) respectiva resposta do termistor em função do tempo. Os índices  $b_{1-4}$ , para a resposta se referem, respectivamente, ao índices  $a_{1-4}$  para a excitação.

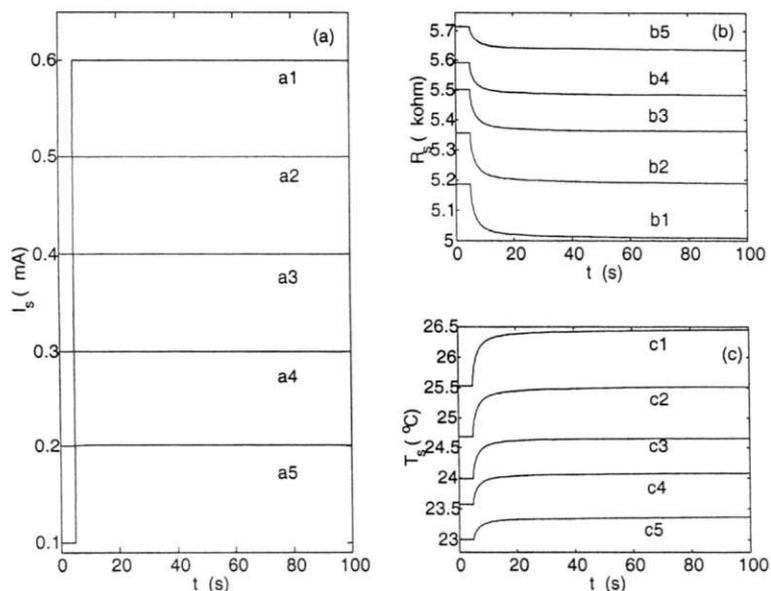


Figura 5.26: (a) Excitação por corrente e respectivas respostas do termistor em função da (b) resistência e (c) temperatura.

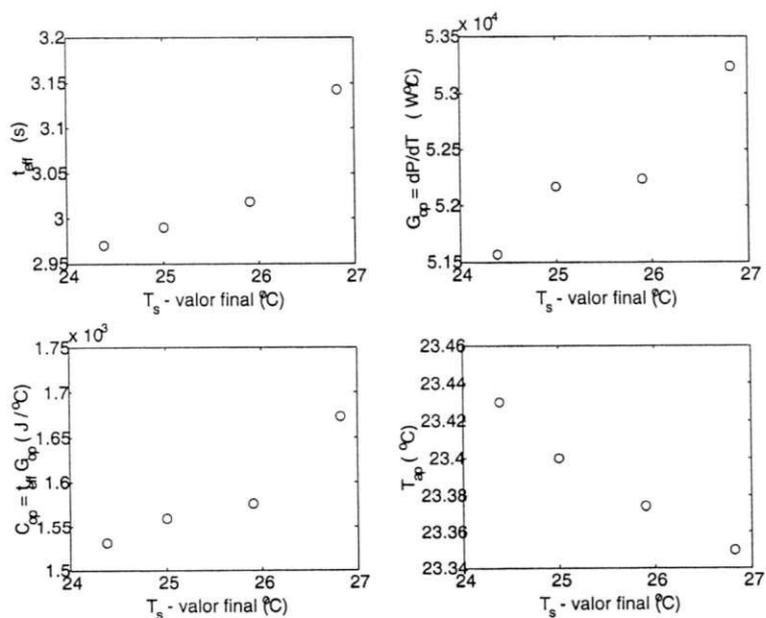


Figura 5.27: (a)  $\tau_{eff}$ , (b)  $G_{op}$ , (c)  $C_{op}$  e (d)  $T_{ap}$ , em função de  $T_s$  para o termistor excitado por potência incremental.

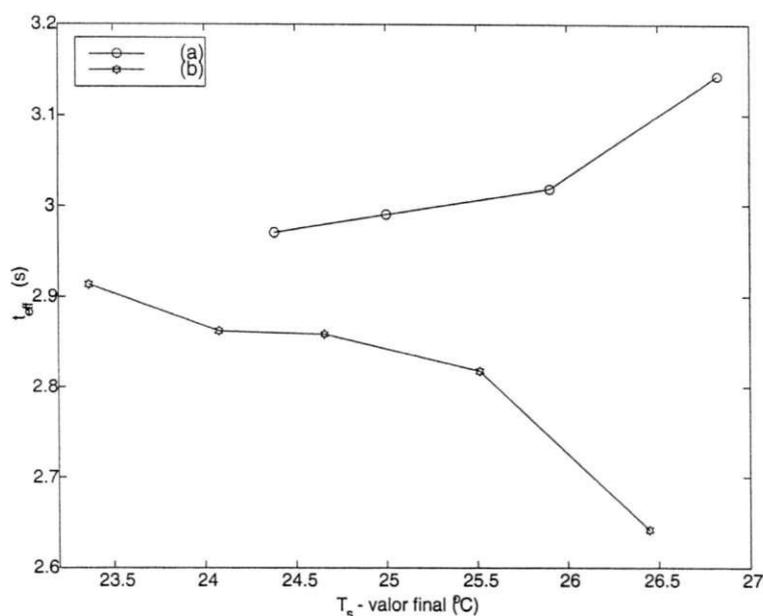


Figura 5.28: Contantes de tempo efetiva calculadas para a excitação por (a) potência e (b) corrente, para o termistor.

### 5.3.4 Corrida Térmica

Para a verificação da corrida térmica, o sensor  $Pt_{100}$  foi excitado com corrente de grande excursão, como mostra a figura (5.29). Pode-se observar que à medida que o valor final do degrau de corrente elevado, a constante de tempo tende a crescer. O cálculo teórico para a corrida térmica, baseado na equação (2.22), aqui repetida por conveniência

$$I^2 = \frac{G}{\beta R_o},$$

mostra que ela ocorre para as correntes de excitação acima de  $I_s = 74 \text{ mA}$ .

Para o caso do termistor, corrida térmica pode ser avaliada aplicando-se uma excitação em tensão, excitação esta que o realimenta positivamente. Assim, aplicando-se um degrau de tensão incremental de  $6V$  para  $7V$ , pode-se ver na figura (5.30) o sensor iniciar a referida corrida térmica.

### 5.3.5 Condições de Equilíbrio para Operação do Sensor

O aparecimento da deriva térmica observada para o microsensor na figura (5.31) e para o termistor na figura (5.32), pode ser utilizado como um critério de segurança e equilíbrio termodinâmico para o limite da excitação aplicada a um dispositivo.

Partindo-se da equação (2.22) para os sensores PTC e (2.24) para os NTC, que nos dá o valor teórico para se evitar a corrida térmica, e da excitação experimental a partir da

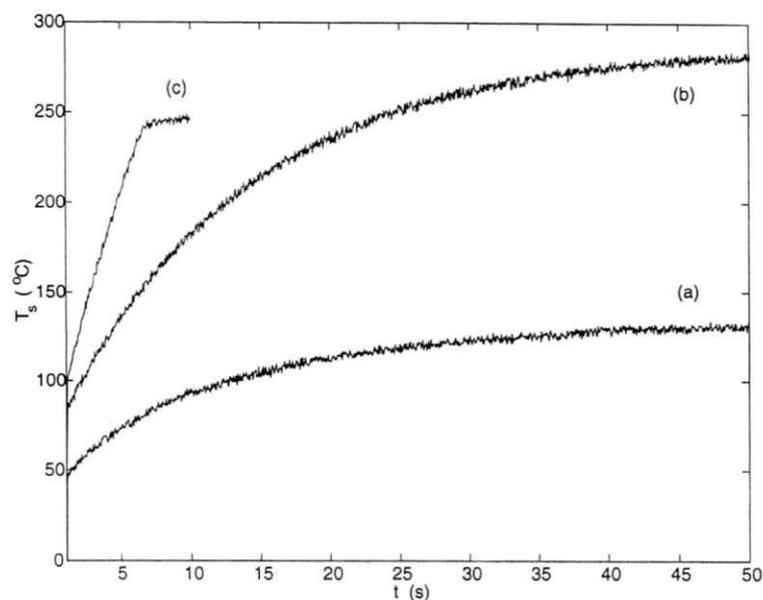


Figura 5.29: Curva de resposta do sensor  $Pt_{100}$  a excitação por três diferentes degraus de corrente: (a) 30-40 mA; (b) 50-55 mA; (c) 65-70 mA. O experimento (c) foi interrompido pelo programa, com a finalidade de preservar o sensor.

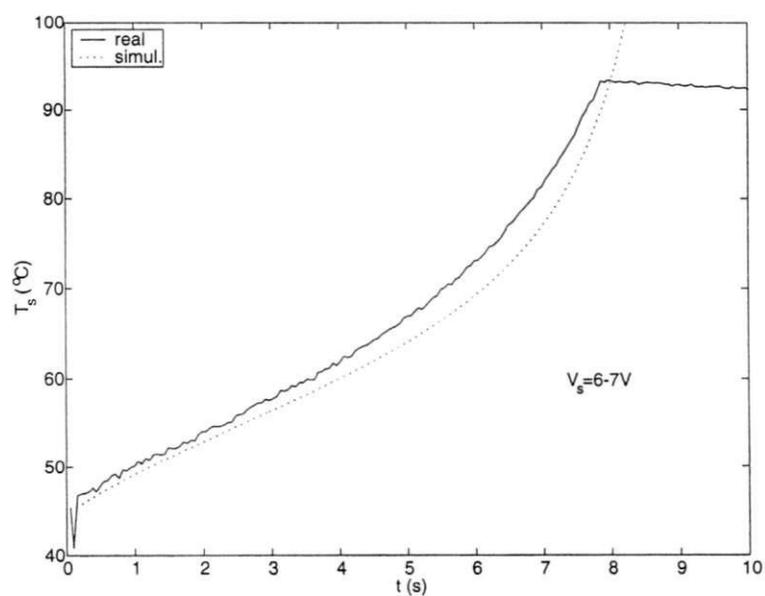


Figura 5.30: Curva de resposta do termistor a excitação por degrau de tensão.

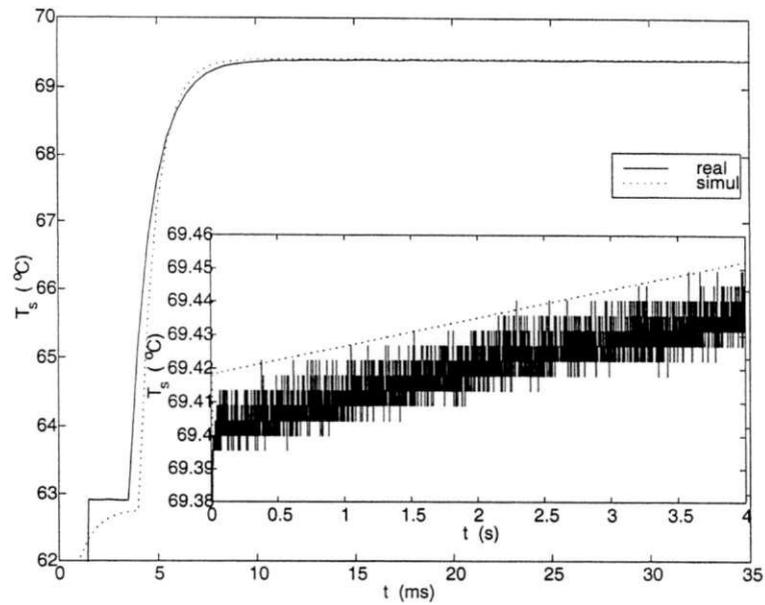


Figura 5.31: Resposta do microsensor a excitação de degrau de corrente ( $285 \mu A$ - $305 \mu A$ ). Resposta real (—) e simulada(---).

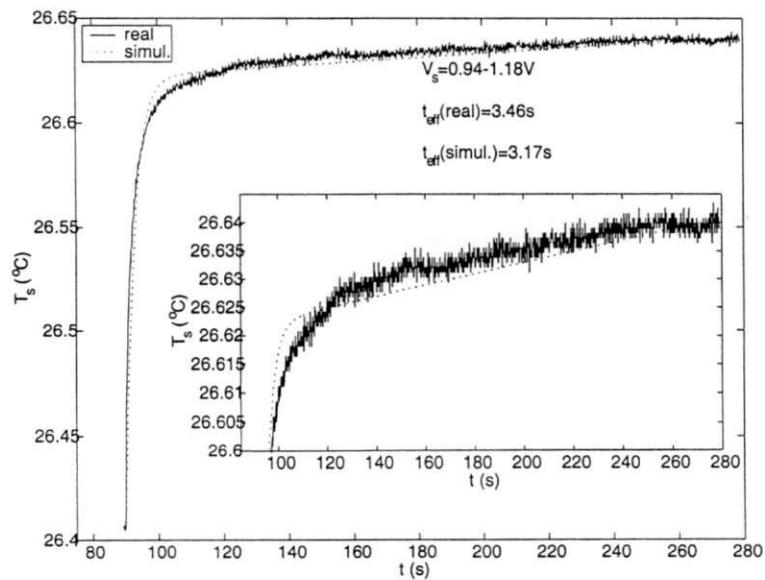


Figura 5.32: Resposta experimental (—) e simulada(---) para o sensor NTC.

qual a deriva térmica tem início, pode-se estipular empiricamente uma corrente de operação máxima na qual o microsensor e o termistor operam livres destes dois efeitos.

Atribuindo-se o valor fixo de  $3,2 \times 10^{-5} W/^{\circ}C$  para o coeficiente  $G$  do microsensor, a equação (2.22) nos dá

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{G}{\beta R_o}} = \sqrt{\frac{3,2 \times 10^{-5}}{3,85 \times 10^{-3} \times 13830}} \cong 774 \mu A,$$

a qual é a corrente de início da corrida térmica para a simulação a parâmetros constantes mostrada na figura (5.37). Para a simulação a parâmetros dependentes de  $T_s$ ,  $I_{\max} \cong 1424 \mu A$ . A corrente a partir da qual a deriva térmica foi observada é de  $285 \mu A$ . Desta forma, o critério experimental para operação do sensor longe dos efeitos de instabilidade, para a excitação do tipo CCM, pode ser dado por

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{deriva}}}{I_{\max}} &= \frac{285}{774} \cong 0,37 \Rightarrow \\ I_{\text{operação}}^{\max} &< 0,37 \sqrt{\frac{G}{\beta R_o}}. \end{aligned} \quad (5.22)$$

Um cálculo semelhante feito para o termistor, utilizando as equações (2.24) e (5.21), nesse caso excitação do tipo CVM, fornece

$$V_{\text{operação}}^{\max} < 0,11 \sqrt{-\frac{GR_o}{\beta}}.$$

### 5.3.6 Discussão dos Resultados Obtidos

A aplicação de sinais de pequena excursão para a estimação de parâmetros dos sensores mostrou que os parâmetros  $T_{ap}$ ,  $G$ ,  $\tau$  e conseqüentemente  $C$ , apresentam variações para cada ponto de operação, como pode ser observado nas figuras (5.4), (5.20) e (5.27). Para ter-se idéia do grau de variação percentual destes parâmetros, pode-se utilizar uma equação que leve em conta a variação de uma grandeza em função de outra. Define-se então, para efeito quantitativo, a seguinte função de sensibilidade:

$$S(x, y) = \frac{\frac{\max(x) - \min(x)}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i)}}{\frac{\max(y) - \min(y)}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i)}}. \quad (5.23)$$

Fazendo uso da equação (5.23), obtêm-se  $S(G, T_s) = 8,91\%$ ,  $S(C, T_s) = 4,42\%$ ,  $S(\tau, T_s) = 8,99\%$  e  $S(T_{ap}, T_s) = 9,71\%$  para os coeficientes  $G$ ,  $C$ ,  $\tau$  e  $T_{ap}$  do microsensor excitado por potência incremental, respectivamente.

Os parâmetros do sensor  $Pt_{100}$ , no entanto, apresentaram variações muito maiores do que o esperado. Na figura (5.20), podemos observar que o parâmetro  $G$  teve seu valor

aumentado de  $3 \times 10^{-4} W/^{\circ}C$  para  $2 \times 10^{-3} W/^{\circ}C$ , (aprox. 6 vezes), enquanto que para a mesma excitação  $C$  variou de  $5 \times 10^{-3} W/J$  para  $3,5 \times 10^{-2} W/J$  (aprox. 7 vezes). Estas grandes variações podem ser atribuídas a dois fatores: 1) O sensor  $Pt_{100}$  apresenta menor precisão, menor velocidade de resposta e maior massa do que o microsensor, de forma que a temperatura de seus terminais e o efeito da forma como é composto, vidro, cerâmica e platina, apresentam grande influência na dinâmica do sensor; 2) o fato de estar envolto por uma hemisfera de vidro, a qual provoca um efeito muito acentuado de deriva térmica, como ficou patente na figura (5.18), altera em muito a estimação dos parâmetros, já que temos que supor um ponto de regime em um tempo hábil. Experimentos de mais de 3600 segundos (60 minutos) não foram suficientes para que o sensor atingisse o regime.

Observa-se também [figura (5.16)] que devido ao efeito da realimentação eletrotérmica, o cálculo de  $G$  é bastante afetado. Assim, quando o sensor é excitado por corrente, a realimentação eletrotérmica positiva aquece o sensor mais intensamente do que a excitação por potência. O resultado é uma transferência de calor aparente menor do que a real, ou de outra forma, um menor  $G$ .

Uma vez que a deriva térmica é também observada para a excitação do sensor por potência elétrica (quando a corrente de correção da potência leva um tempo significativo para atingir o regime, vide figura (3.7d), na qual o efeito da realimentação eletrotérmica é eliminado, pode-se atribuir a deriva à capacitância e condutância térmica secundária, provenientes da hemisfera, e avaliar seus efeitos, os quais também são responsáveis pelo aparecimento da temperatura aparente,  $T_{ap}$ , a qual pode ser vista na figura (2.7). Com base na figura (5.18) para a excitação do sensor  $Pt_{100}$  por potência, pode-se aproximar a equação (5.13) por apenas uma constante de tempo, para a seguinte equação

$$R_s(t) = A[1 + e^{(-\frac{t}{\tau_1})} + e^{(-\frac{t}{\tau_2})}], \quad (5.24)$$

na qual a segunda constante de tempo  $\tau_2 = \frac{C_2}{G_2}$  é atribuída ao meio que envolve o sensor. Um esboço físico do comportamento do sensor considerando a dinâmica do meio e um circuito elétrico equivalente para essa nova configuração são dados nas figuras (5.33) e (5.34). Observando a figura (5.33), a equação de balanço termodinâmico aplicada agora ao modelo completo, para o sensor excitado por potência  $P_e$ , nos dá:

$$C_1 \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt} = P_e - G_1(T_s - T_{ap}) \quad (5.25)$$

$$C_2 \frac{d(T_{ap} - T_a)}{dt} = G_1(T_s - T_{ap}) - G_2(T_{ap} - T_a). \quad (5.26)$$

A equação (5.26) talvez explique o deslocamento das curvas apresentadas pelas relações  $I_s^2 \times R_s$ ,  $V_s^2 \times R_s$  e  $P_e \times R_s$  para todos os sensores, devido à inércia térmica produzida por

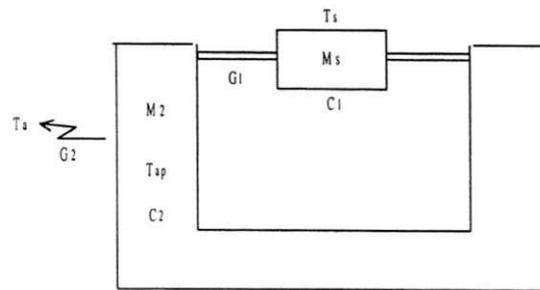


Figura 5.33: Modelo físico representativo da troca de calor entre o sensor e o invólucro e deste com o meio externo.

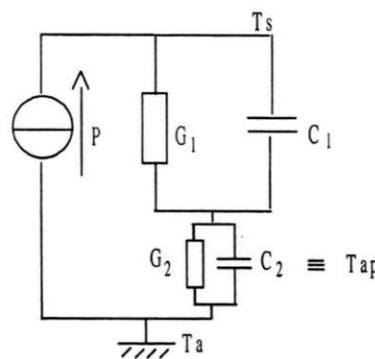


Figura 5.34: Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo excitado por potência, considerando a dinâmica do meio envolvente.

este ambiente com características  $G_2$  e  $C_2$ .

Quando se faz referência ao sensor, de fato, deveria-se se referir ao elemento sensível, ou seja, à massa  $M_s$  da figura (5.33), e não a todo corpo do sensor. Assim, a temperatura do elemento sensível  $M_s$  tem de vencer a temperatura da massa  $M_2$  afim de atingir o equilíbrio termodinâmico.

De fato, os procedimentos de estimação realizadas até então excitavam “um sistema” (o elemento sensível) e colhiam dados de outro sistema (elemento sensível + invólucro + terminais), e tudo se passava como se o comportamento do sistema possuísse ordem superior a um.

Observando-se as equações (5.25) e (5.26), pode-se tratar o sistema como sendo constituído por dois sistemas menores de primeira ordem, o que facilita e torna mais preciso o cálculo de seus parâmetros. O procedimento de estimação para este caso deve ser feito considerando-se uma cascata de sistemas menores, como mostra a figura (5.35). Pode-se facilmente compreender, através da figura (5.35), o erro que se comete ao estimar-se os

parâmetros do sensor como uma resposta total (elemento sensível + invólucro).

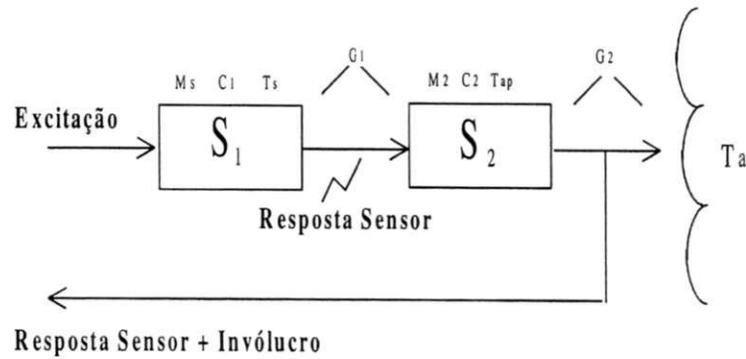


Figura 5.35: Diagrama em blocos do sensor desmembrado em dois sistemas lineares menores.

## 5.4 Avaliação do Modelo Obtido Através de Simulação

Todo experimento de estimação possui um objetivo principal: obtenção de um modelo que se aproxime o máximo possível do comportamento real do sistema estudado. Assim, com base na equação para o cálculo de  $T_{ap}$  (5.12), atribuindo uma lei de variação linear para  $G_{po}$ ,  $C_{po}$  e a deriva térmica  $D$ , discretizou-se a equação de balanço termodinâmico (5.1) com uma aproximação de Euler de primeira ordem [15], para um período de amostragem  $h$ , e obtendo-se a equação para variação incremental da temperatura dos sensores PTC, cujo algoritmo é apresentado a seguir:

Algoritmo para simulação da resposta do sensor

Cálculo da temperatura inicial do sensor em função da excitação

$$T_{si} = aI_s^2 + b$$

Cálculo do  $T_{ap}$ ,  $G_{po}$  e  $C_{ap}$  iniciais para o respectivo nível de excitação

$$T_{ap} = t_o + t_1 T_{si}$$

$$G_{po} = g_o + g_1 T_{si}$$

$$C_{po} = c_o + c_1 T_{si}$$

Laço de iteração

enquanto  $k < N$

Cálculo da deriva térmica

$$D(k) = T_{ap} + d_o k$$

Cálculo da temperatura do sensor

$$T_s(k+1) = T_s(k) + \frac{h}{C_{po}} \{ I_s^2(k) [R_a + R_o \beta (T_s(k) - D(k))] - G_{po} [T_s(k) - D(k)] \},$$

$$k = k + 1,$$

fim.

Através das curvas ajustadas para os dados experimentais de potência incremental, vide apêndice C, obtém-se os parâmetros  $a$ ,  $b$ ,  $t_o$ ,  $t_1$ ,  $g_o$ ,  $g_1$ ,  $c_o$ ,  $c_1$  para o sensor  $Pt_{100}$ , o microsensor e o termistor. Para validação do modelo, utiliza-se o algoritmo de simulação aplicando-se uma excitação por corrente ou tensão ao modelo. Os Resultados podem ser visualizados através das figuras (5.36), (5.31), (5.37), (5.32) e (5.38).

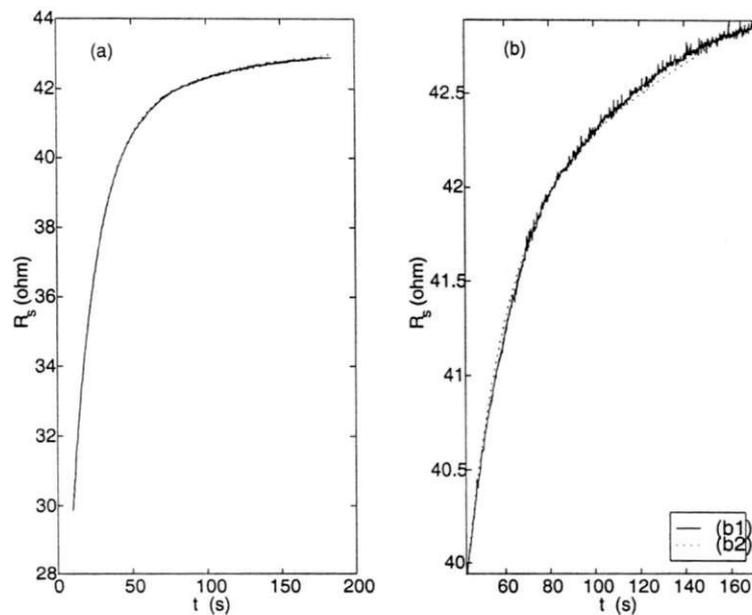


Figura 5.36: (a)Resposta do sensor  $Pt_{100}$  a excitação de corrente de grande excursão e (b) ampliação mostrando os dados experimentais(b1) e simulados(b2).

A figura (5.36) mostra os comportamentos real e simulado do sensor  $Pt_{100}$  considerando-se os parâmetros variáveis. Na figura (5.31) é mostrada a resposta do microsensor a um degrau de corrente de  $285\mu A$  a  $305\mu A$ , tanto real como simulada. A ampliação inserida na figura revela que a temperatura do sensor apresenta uma deriva térmica. Isto foi observado apenas para degraus de corrente acima deste ponto.

Na figura (5.37a-f), é feita a simulação da dinâmica do microsensor para  $G$  e  $C$  fixos, enquanto que na figura (5.37g-l) tais parâmetros possuem dependência com a temperatura do sensor. Os resultados de simulação comparados aos resultados reais, *e.g.* figura (5.31) mostraram ser a abordagem a parâmetros variáveis mais realista.

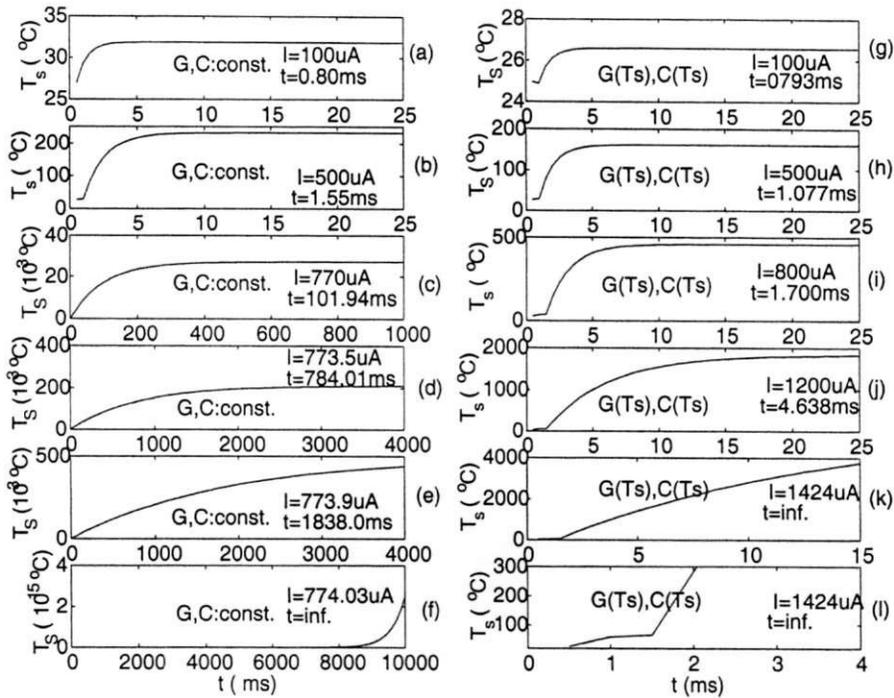


Figura 5.37: Simulação da resposta do microsensor a degraus de corrente, utilizando parâmetros constantes (a-f) e dependentes de  $T_s$  (g-l).

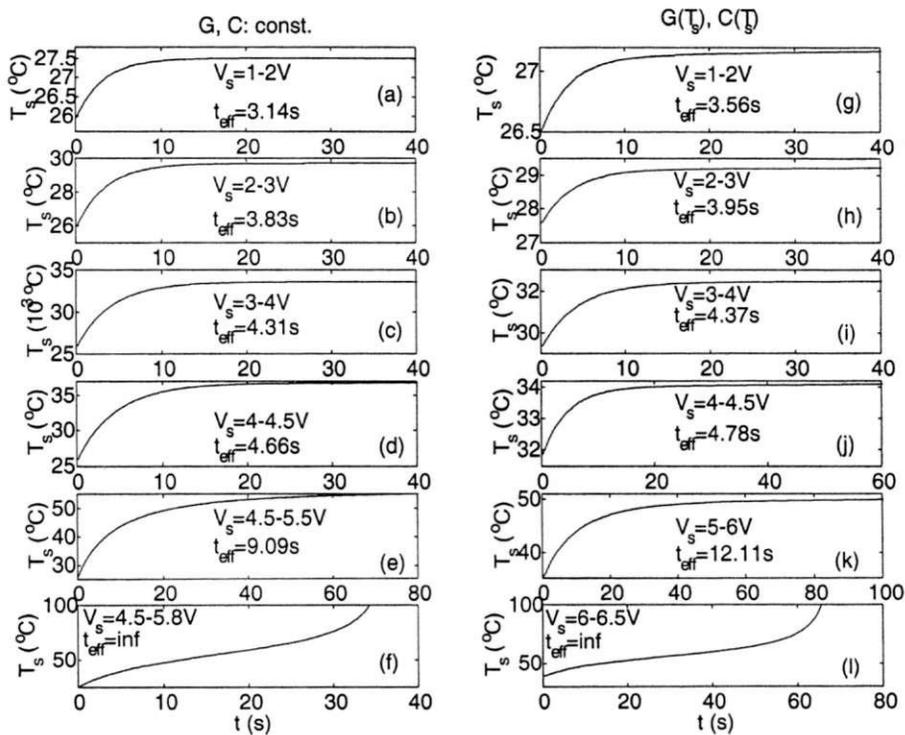


Figura 5.38: Simulação da resposta do termistor a degraus de tensão, utilizando parâmetros constantes (a-f) e dependentes de  $T_s$  (g-l).

## 5.5 Conclusão

Foi mostrado neste capítulo que a utilização de sinais de grande excursão leva a um erro na estimação dos parâmetros dos sensores, pois estes são de fato não-lineares. Desta forma, os parâmetros apresentam variações em seus comportamentos dinâmicos à medida que seu ponto de operação é alterado, devendo então ser analisado de forma incremental em torno deste ponto de operação.

Verificou-se também que a *realimentação eletrotérmica, positiva ou negativa*, mascara o real comportamento do sensor, de modo que a forma de excitação isenta de realimentação, a excitação por potência, é a única modalidade de sinal capaz de extrair dados “intrínsecos” dos sensores.

Uma análise comparativa entre o sensor  $Pt_{100}$  e o microsensor, mostrou não ser necessária a representação de um modelo de segunda ordem para o *coeficiente global de transferência de calor entre o sensor e o meio*,  $G$ . Portanto, o efeito secundário é devido a capacitância térmica e ao coeficiente de transferência de calor criados pelo gradiente de temperatura em torno do sensor quando este é excitado eletricamente, pelo invólucro, pelos terminais do sensor, os quais modificam a troca de calor entre o sensor e o meio, originalmente à temperatura  $T_a$ , sendo sugerido então o conceito de *temperatura aparente*,  $T_{ap}$ , com a qual o sensor troca de fato seu calor, e através da qual pode-se definir a “atmosfera” que envolve o sensor. Desenvolveu-se então uma equação analítica para o cálculo desta temperatura.

Assim, o verdadeiro sensor a ser considerado deveria ser apenas o *elemento sensível à variação de temperatura*, a platina, e não o conjunto elemento sensível + invólucro.

Além da definição da temperatura aparente de troca, outro fato observado foi que esta varia com o tempo, a partir de um determinado nível de excitação elétrica, dando lugar ao aparecimento da *deriva térmica*.

A deriva térmica associada à realimentação eletrotérmica positiva podem levar o sensor a entrar em *corrida térmica*, ponto a partir do qual o sensor começa a aumentar sua potência elétrica abruptamente, chegando a ruptura ou, antes disso, a fazer medições incorretas, caso a potência não seja controlada. Desenvolveu-se então um critério empírico para se evitar a deriva térmica e a possível ruptura do sensor para aplicações em que este é utilizado com excitação elétrica.

Com todos os parâmetros observados, cujos comportamentos foram obtidos experimentalmente, chegou-se a um modelo para os sensores considerando-se a variação dos parâmetros  $C$  e  $G$ , a temperatura aparente ( $T_{ap}$ ) e a deriva térmica.

Embora a literatura mostre que a capacitância térmica possui variação desprezível para

baixas temperaturas, a grande variação encontrada em  $C$  pode ser atribuída ao sensor por ele não ser um elemento simples, porém a composição de várias estruturas e substâncias: vidro + cerâmica + platina, formando assim uma associação de capacitâncias térmicas.

Por último, a expressão obtida para o cálculo de  $T_{ap}$ , mostra que esse é um parâmetro dependente de  $T_s$ , temperatura do elemento sensor. Em consequência,  $T_s$  passa a ser referência na caracterização do sensor, onde  $T_{ap}$  passa a atuar apenas como um nível d.c.

Assim, mesmo corrigindo-se a temperatura  $T_{ap}$ , este capítulo mostrou que os parâmetros  $G$  e  $C$  variam independentes da variação da temperatura ambiente, ou seja, independem de  $T_a$ , dependendo exclusivamente da diferença de temperatura entre o elemento sensor e o meio próximo. Logo, o controle da temperatura externa ao sensor, mesmo se realizado com grande precisão, não seria suficiente para minimizar a variação de tais parâmetros. Em outras palavras, as variações de  $G$  e  $T_{ap}$ , a qual representa também a temperatura de invólucro (*heat sink*), são independentes.

Todas estas avaliações foram obtidas a partir da aplicação de uma metodologia simples: a observação local do comportamento dos parâmetros, através da aplicação de pequenas perturbações em torno de um ponto de operação.

A metodologia simples desenvolvida observou aspectos que ainda não foram abordados em trabalhos anteriores, e os resultados comparativos entre o comportamento real dos sensores e o dos modelos simulados mostram a eficácia da técnica empregada.

# Capítulo 6

## Controle da Temperatura de Sensores Termo-Resistivos

### 6.1 Introdução

O trabalho descrito aqui possui dois objetivos primordiais: 1) a apresentação de uma forma de caracterização dos sensores termo-resistivos, considerando os efeitos resultantes de fatores não-lineares *e.g.* realimentação eletrotérmica e variação de parâmetros do sensor e, como aplicação, 2) a utilização destes procedimentos para demonstrar a viabilidade de implementação de um radiômetro utilizando um único sensor, cujos parâmetros podem ser calibrados durante sua operação. Desta forma, o radiômetro proposto possuirá a característica de auto-calibração em tempo real.

Com o crescente barateamento e eficiência dos sistemas que utilizam processadores digitais de sinal, *e.g.* DSP's, microcontroladores, estas têm sido as escolhas de muitos projetistas, quando precisam desenvolver dispositivos que necessitam tomar "decisões". Entenda-se por "decisão" aqui a capacidade de um dispositivo efetuar uma determinada tarefa de acordo com o resultado prévio de um teste ou medida realizada.

No estudo feito, observou-se que um radiômetro utilizando um único sensor e com características de auto-calibração pode ser implementado através da multiplexação de medições no tempo, uma vez que não é possível distinguir o efeito da variação da temperatura externa/radiação sobre a resistência elétrica do sensor.

A estimação da temperatura pode ser realizada utilizando-se a equação (5.12). A medição da radiação incidente é feita a partir de um algoritmo desenvolvido durante o trabalho e facilmente implementável em dispositivos computacionais. A escolha do tipo e das variáveis de controle, foi baseada nas discussões do capítulo 3.

As deduções e alguns resultados, assim como a eficiência do algoritmo implementado em linguagem C e aplicado à plataforma mostrada no capítulo 3, são aqui apresentados.

## 6.2 Formas de Operação do Radiômetro

Existem três modos de operação dos radiômetros: corrente constante, tensão constante e temperatura (resistência) constante. Como pode ser visto em Oliveira [12], o método que apresenta maior velocidade em resposta e cuja variação de temperatura do sensor é uma função linear do quadrado da corrente, é o método de *medição utilizando temperatura constante*.

Oliveira *et alli* [34] exploram diferentes configurações realimentadas para o radiômetro: o controle PI (proporcional-integral), o controle preditivo e uma configuração utilizando modulação PWM.

O controle PI é um dos mais utilizados na automação industrial, no entanto, para o controle de processos não-lineares e variáveis com o tempo, ele não é uma boa alternativa, sendo utilizado nestes casos apenas para pré-sintonia [36].

A utilização de modulação PWM, apesar de apresentar linearidade em relação às variações da grandeza medida, possui alguns inconvenientes, tais como a inserção da constante de tempo do integrador da malha de controle ao circuito de condicionamento do sensor [34].

Optou-se então pelo esquema de controle preditivo, no qual utiliza-se o quadrado da corrente como sinal de controle, mantendo-se desta forma a linearidade entre a variação da grandeza a ser medida e o sinal de corrente ao quadrado, com a vantagem de poder-se colocar o sensor em pontos de operação pré-determinados, *independente das variações impostas pelas não-linearidades*, além de ser de fácil implementação computacional.

Utiliza-se então o controle preditivo *one-step-ahead controller* ou *cautions controller* [36], em que as incertezas dos parâmetros estimados são levadas em consideração.

## 6.3 O Controle Preditivo

Entende-se por controle preditivo como aquele cujo tipo de controlador faz com que a resposta de determinado sistema seja levado a um ponto de operação previamente determinado [36]. Para que isso ocorra, é necessário projetar-se um controlador que reduza as perturbações externas o máximo possível, produzindo assim um *controlador de mínima-variância*.

Por apresentar características derivativas, este tipo de controle tem como principal

desvantagem a dependência com o intervalo de amostragem. Um período de amostragem pequeno pode levar o sinal de controle a apresentar uma grande variância, enquanto que um grande intervalo de amostragem diminui a variância, já que a função de custo a ser minimizada, semelhante àquela apresentada no item 4.4 do capítulo 4, depende da média temporal do intervalo de amostragem considerado.

Entretanto, a formulação teórica formal deste tipo de controle não é trivial. É proposto então, em uma abordagem empírica, um algoritmo de controle preditivo capaz de minimizar o erro de regime, levando a planta, nesse caso o sensor termo-resistivo, a um ponto de operação previamente determinado.

### 6.3.1 O Algoritmo para Controle da Temperatura do Sensor

Suponha-se, inicialmente, o sensor alimentado por fonte de corrente, cuja resistência é obtida pela leitura da tensão em seus terminais (*current excitation/voltage readout*), em que as condições iniciais sejam  $I_o$ ,  $V_o$  e  $R_o$ , corrente através do sensor, tensão em seus terminais e resistência instantânea inicial, respectivamente, como pode ser visto na figura (6.1).

Assim, no  $k$ ésimo instante inicial  $t_{k+0}$ , temos

$$t_{k+0} \rightarrow R_{k+0} = \frac{V_{k+0}}{I_{k+0}}. \tag{6.1}$$

Admita-se que no instante posterior,  $t_{k+1}$ , a resistência do sensor,  $R$ , seja modificada positivamente, passando a

$$t_{k+1} \rightarrow R_{k+1} = \frac{V_{k+1}}{I_{k+1}}, \quad V_{k+1} > V_{k+0}. \tag{6.2}$$

Admitindo-se que a corrente permanece constante,  $I_{k+1} = I_{k+0}$ , uma vez que esta é imposta pela plataforma, a alteração da resistência irá modificar apenas a tensão lida nos terminais

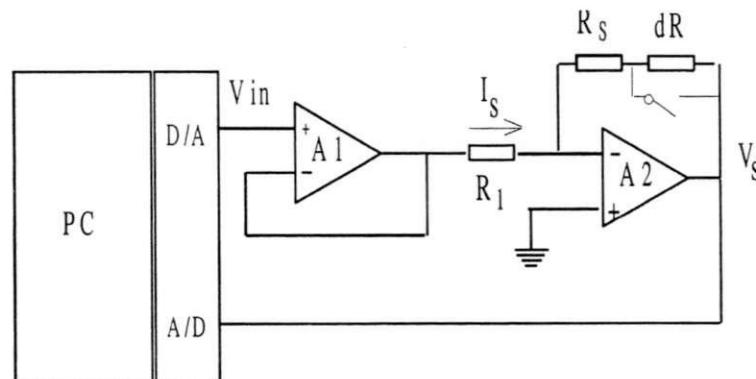


Figura 6.1: Esboço da estrutura realimentada utilizada para controle da resistência do sensor.

do sensor, e a equação (6.2) para o instante  $t_{k+1}$  pode ser reescrita como

$$t_{k+1} \rightarrow R_{k+1} = \frac{V_{k+1}}{I_{k+0}}. \quad (6.3)$$

Para manutenção da resistência constante, o algoritmo de controle exige que a corrente  $I_{k+2}$  no instante subsequente,  $t_{k+2}$ , seja corrigida de modo a devolver o sensor, atualmente com resistência  $R_{k+2}$ , ao valor inicial  $R_{k+0}$ . Desta forma,

$$t_{k+2} \rightarrow R_{k+2} = \frac{V_{k+2}}{I_{k+2}} = \frac{V_{k+1}}{I_{k+2}}, \quad (6.4)$$

na qual a inércia do sensor impede que ele mude sua resistência instantaneamente no instante  $t_{k+2}$ , e conseqüentemente sua tensão. Por isso  $V_{k+2} = V_{k+1}$ .

$R_{k+2}$  sofreu um incremento de resistência de  $\Delta R_{k+1} = R_{k+1} - R_{k+0}$  ( $\Delta V_{k+1} = V_{k+1} - V_{k+0}$ ). Assim, a corrente aplicada ao sensor no instante  $t_{k+2}$ , deve ser decrementada de um fator que devolva  $R_{k+2}$  ao valor inicial,  $R_{k+0}$ , em outras palavras  $I_{k+2} = I_{k+0} - \Delta I_{k+2}$ , onde  $\Delta I_{k+2} > 0$ . Logo,

$$\begin{aligned} t_{k+2} \rightarrow R_{k+2} &= \frac{V_{k+2}}{I_{k+2}} = \frac{V_{k+1}}{I_{k+2}} = \frac{V_{k+1}}{I_{k+0} - \Delta I_{k+2}} = R_{k+0} \Rightarrow \\ V_{k+1} &= I_{k+0}R_{k+0} - \Delta I_{k+2}R_{k+0} \\ \Delta I_{k+2} &= \frac{V_{k+1} - I_{k+0}R_{k+0}}{R_{k+0}} = \frac{V_{k+1} - V_{k+0}}{R_{k+0}} \\ \Delta I_{k+2} &= \frac{\Delta V_{k+1}}{R_{k+0}} \rightarrow I_{k+0} - I_{k+2} = \frac{\Delta V_{k+1}}{R_{k+0}} \\ I_{k+2} &= I_{k+0} - \frac{\Delta V_{k+1}}{R_{k+0}} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Definindo  $I_{k+0} = I_0$ ,  $R_{k+0} = R_0$  e  $V_{k+0} = V_0$ , como condições iniciais de experimento, a equação (6.5) pode ser reescrita como

$$I_{k+2} = I_0 - \frac{\Delta V_{k+1}}{R_0}, \text{ com } \Delta V_{k+1} = V_{k+1} - V_{k+0},$$

ou

$$I_{k+1} = I_0 - \frac{\Delta V_k}{R_0}, \text{ com } \Delta V_k = V_k - V_0. \quad (6.6)$$

Procedendo da forma como foi feita para o algoritmo para controle da potência, pode-se observar que o estado inicial do sensor é dado pela referência  $R_0$ , a qual é um dado de entrada do algoritmo. Portanto,  $R_0$  dita o ponto de operação do sensor. Como antes, o controle de  $R_0$  possibilita a modificação do estado em que se encontra o sensor. Assim, o ponto de operação é determinado pelo valor de  $R_0$ . Assim, a equação (6.6) pode ser expressa por

$$I_{k+1} = I_{po} - \frac{\Delta V_k}{R_{po}} \text{ com } \Delta V_k = V_k - V_{po}, \quad (6.7)$$

onde o índice *po* indica o ponto de operação no qual o sensor está sendo mantido.

Um trecho do programa em linguagem C, baseado no algoritmo da equação (6.6) é mostrado a seguir (refira-se a figura (6.1) para identificação do  $R$ ,  $R_o$ , D/A e A/D):

```
// lei de controle (Ts constante)
Vk = LER_AD();
{
    dV = Vk-Vo;          //Vo - valor armazenado no inicio do controle
    Vi = R*(Ief-dV/Ro); //Vi - valor a ser escrito no D/A. Ro=referencia
    Ief = Vi/R;         // pre-definida
    dR = dV/Ief;
    Rs = Ro+dR;
}
ESCREVE_DA();          //Escreve Vi no D/A. Ief=Vi/R
//lei de controle (Ts constante)
```

Deste modo, a correção da resistência é feita através da alteração da corrente aplicada ao sensor dada pela equação (6.7), em um número pequeno de iterações, em que o esforço de controle é diminuído à medida que o sistema se aproxima da referência, similar a uma aproximação sucessiva, caracterizando o que a literatura descreve como *deadbeat control* [39]. Em outras palavras, à medida que o sistema se afasta da referência, o ganho de malha é aumentado podendo levar o sistema a instabilidade. Sistemas que utilizam esta estratégia de controle podem ser considerados *marginalmente estáveis*.

Assim, algumas considerações devem ser feitas para que este não atinja um ponto de instabilidade. A principal delas, a relação frequência de amostragem  $\times$  resposta em frequência do sensor, garante a convergência do algoritmo.

### 6.3.2 Aplicação Experimental do Algoritmo

Na figura (6.2) é mostrado um experimento realizado com o microsensor com resistência típica da ordem de  $15\text{ k}\Omega$  a  $25\text{ C}$ , em que uma variação de resistência  $\Delta R = 200\ \Omega$ , correspondente a uma variação de temperatura  $\Delta T = \frac{\Delta R}{R_o\beta} = 3,75\text{ C}$ , é aplicada no ponto  $dR$ , mostrado na figura (6.2a). Neste experimento, a variação da resistência do sensor é feita chaveando-se um resistor de  $200\ \Omega$  que está em série com o microsensor. Vide figura (6.1). Esta variação abrupta pode ser vista como um degrau de resistência, uma situação bastante artificial, porém serve para testar a velocidade de correção do algoritmo.

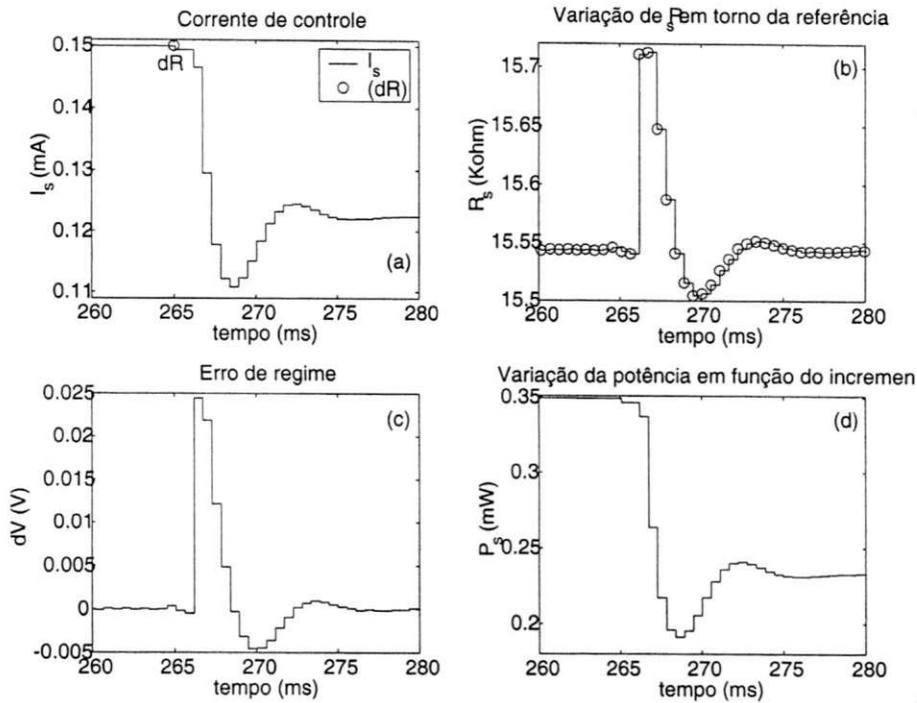


Figura 6.2: Resultado experimental da variação de temperatura do micros sensor, promovida pela inserção de uma resistência externa a ele. (a) Correção da corrente para manutenção da resistência efetiva constante ( $dR + R_s = cte$ ); (b) variação da resistência do micros sensor; (c) variação da tensão lida em seus terminais e (d) variação da potência correspondente.

Em outro experimento, que pode ser visualizado na figura (6.3), foi realizado um teste para o algoritmo de controle mais próximo do real. Por falta de uma fonte de emissão infra-vermelha com espectro específico para excitação do sensor, utilizou-se a chama de palitos de fósforos, já que este artifício produz radiação infra-vermelha em um amplo espectro. Assim, foram colocados à 5 cm do micros sensor dois palitos de fósforo, um aceso e outro apagado. Em um determinado momento, faz-se com que o palito de fósforo aceso seja encostado no outro e, como resultado, tem início uma pequena explosão, cuja variação da emissão é detectada pelo sensor. Os palitos são mantidos acesos após a explosão durante o restante do experimento. Aqui, como o que se deseja de fato é avaliar-se o algoritmo, admita-se que a variação da temperatura ambiente nas proximidades do sensor devido à esta incineração pôde ser desprezada. Assim, o degrau de radiação, cujo início aproximado é indicado pelo círculo na figura (6.3a), é registrado.

Finalmente, o cálculo do degrau de radiação para este experimento pode ser feito através da equação de equilíbrio termodinâmico. Logo

$$P_H + P_e = G(T_s - T_{ap}) + C \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt}$$

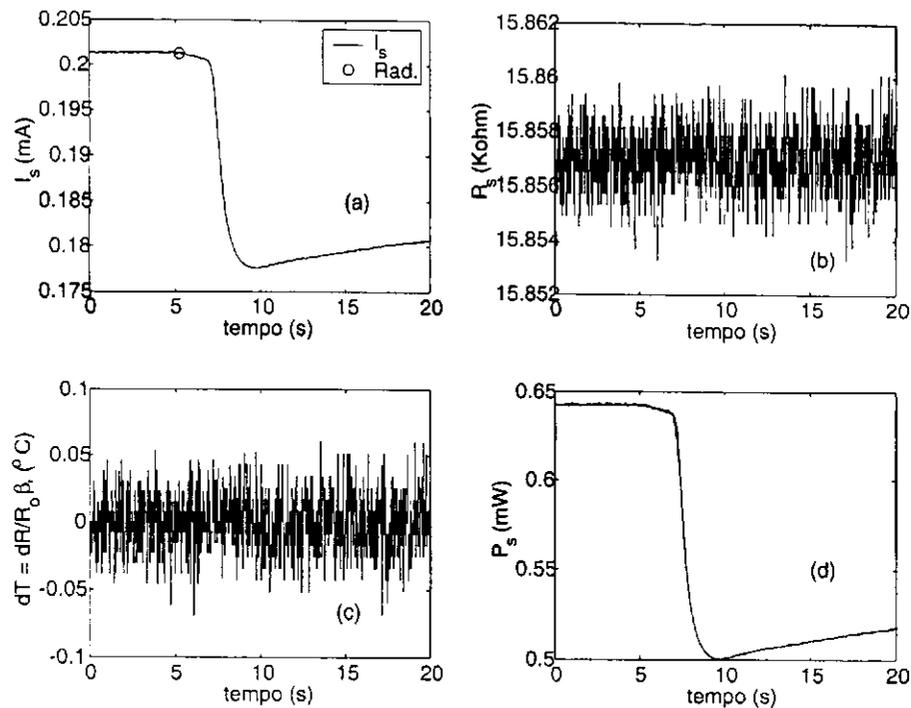


Figura 6.3: Resultado experimental para o micros sensor excitado por radiação térmica. (a) Correção da corrente para manutenção da resistência; (b) variação da resistência do micros sensor; (c) variação de temperatura correspondente e (d) potência proporcional à radiação absorvida pelo micros sensor.

$$P_H(t) = G(T_s - T_{ap}) - P_e(t), \text{ para } C \frac{d(T_s - T_{ap})}{dt} = 0. \quad (6.8)$$

Para valores típicos dos parâmetros  $G$  e  $T_{ap}$  extraídos de experimentos como os da figura (5.4),  $G = 3,32 \times 10^{-5} W/^{\circ}C$  e  $T_{ap} = 22,75^{\circ}C$ , a equação (6.8) fornece o gráfico da figura (6.4).

O degrau de radiação  $\Delta P_H$ , produzido pela incineração do fósforo, foi da ordem de 22 % do valor da potência média do ponto de operação em que se encontrava o sensor. Esta grande variação relativa, entretanto, mostrou a eficiência da estrutura quando observa-se a variação de resistência sofrida pelo sensor. Admitindo-se uma aquisição livre de ruído de medição para este trecho da figura, calculou-se o erro percentual relativo,  $epr$ , da seguinte forma:

$$epr(\%) = \frac{\max(R_s) - \min(R_s)}{\frac{\max(R_s) + \min(R_s)}{2}} = \frac{15860 - 15853}{\frac{15860 + 15853}{2}} = 0,044(\%).$$

A resolução do conversor A/D de 12 bits, para uma tensão de operação simétrica de  $\pm 5$  V é de

$$R_{AD} = \frac{10}{2^{12}} = 2,4 \text{ mV}.$$

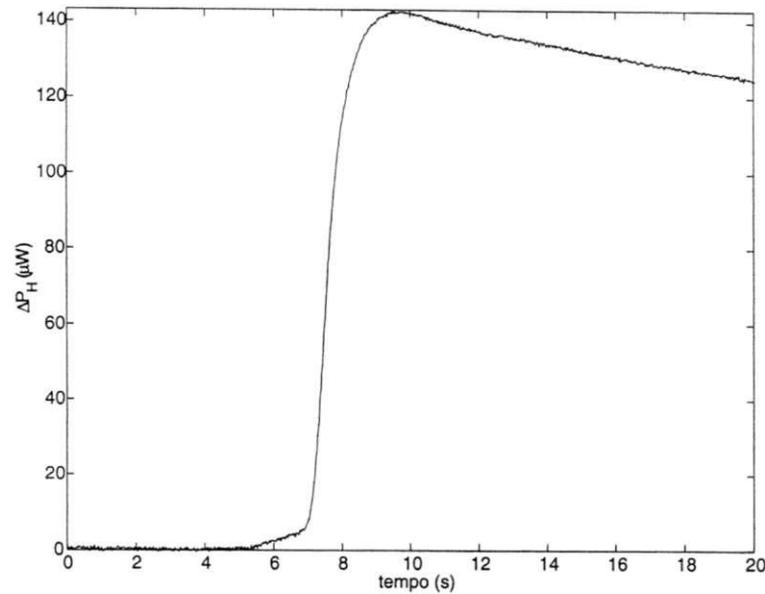


Figura 6.4: Equivalente da potência térmica absorvida pelo microsensado, provocado pela incineração abrupta do fósforo à 5cm de distância.

A variação da resistência do sensor em torno do ponto de equilíbrio foi de aproximadamente

$$\Delta R = \pm \frac{\bar{R}_s}{2} = \pm \frac{15860 + 15853}{4} \times epr = \pm 3,5 \Omega,$$

o que dá uma variação da tensão para uma corrente de operação de  $200 \mu A$  em torno de  $\Delta V \simeq \pm 0,7 mV$ . Logo, o erro produzido pelo controle da resistência está dentro da resolução do conversor A/D e, neste aspecto, o algoritmo mostrou-se eficiente.

## 6.4 Conclusão e Comentários

Testes preliminares realizados com a plataforma baseada em PC, nos quais utilizou-se o algoritmo para controle da resistência do sensor dado pela equação (6.7), mostrou ser possível aumentar a resposta em frequência do sensor  $Pt_{100}$  em 3 graus de magnitude, o qual passou de uma resposta temporal da ordem de segundos para milisegundos.

Utilizando este tipo de desenvolvimento, pode-se então aplicar o mesmo algoritmo ao microsensado, só que em uma estrutura mais bem elaborada. Uma vez que a plataforma desenvolvida possui frequência de amostragem de  $30 kHz$ , uma nova plataforma dedicada utilizando FPGA, uma estrutura em estado sólido que utiliza portas lógicas reconfiguráveis, com relógio (clock) de  $50 MHz$ , vai possibilitar um controle do microsensado mais rápido e levá-lo a uma resposta dinâmica da ordem de microsegundos, para aplicações embarcadas

de leitura de radiação/temperatura em alta frequência. A velocidade de processamento será incrementada devido a troca de tratamento do algoritmo, de *software* (PC) para *hardware* (FPGA), uma tendência atual da nova instrumentação.

# Capítulo 7

## Nova Estrutura para Radiômetro Utilizando um Único Sensor

### 7.1 Introdução

Independentemente da estrutura física escolhida para a implementação do radiômetro, sua caracterização é fundamental. Logo, com um modelo preciso do sensor, pode-se partir para a simulação de várias aplicações. Algumas delas, como a utilização de sensores termo-resistivos em radiometria apresentadas em Lima [11] e Oliveira [12], as quais utilizaram sensores em configurações realimentadas, mostraram a viabilidade da confecção física deste radiômetro.

No entanto, o modelo utilizado nessas configurações não previa alguns dos fatores aqui abordados. Cabe então uma análise utilizando a abordagem aqui desenvolvida para a implementação do radiômetro.

É sugerido em Lima [11] a utilização de dois sensores para a confecção do radiômetro. Nesta implementação, dois sensores são dispostos lado a lado, como mostrado na figura (2.12), capítulo 2. Nela, um sensor é revestido com tinta preta enquanto que o outro com tinta branca. A intenção desta disposição é aumentar a capacidade de absorção da radiação do sensor preto, diminuindo assim sua reflexão, o contrário para o sensor branco, de modo que se possa estimar a radiação absorvida pelo sensor preto utilizando-se a temperatura efetiva do meio, estimada através do sensor branco como uma temperatura de compensação (*offset*).

Porém, como demonstrado no capítulo (5), as propriedades não-lineares intrínsecas do sensor e as intensificadas pela excitação elétrica, tornam complexa a caracterização de um único sensor, dificultando ainda mais para o caso de dois sensores, uma vez que é difícil

a confecção de pares de sensores casados. Adicione-se a isso, o artifício de transformar o sensor em um elemento com alto índice de absorção ( $\alpha = 1$ ) ou alto índice de reflexão ( $\alpha = 0$ ) através da pintura destes; além de ser de difícil realização, esta procedimento é crítico também quando se consideram as diferenças geométricas e térmicas de cada sensor e a disposição espacial deles, levando os sensores a serem excitados de forma elétrica e térmica diferentemente, multiplicando então a complexidade da caracterização por dois, podendo inviabilizar medições de grande precisão.

Desta maneira, a forma de minimizar-se tais adversidades é tentar utilizar um único sensor. Neste capítulo, baseado em alguns resultados experimentais, é sugerida uma implementação de radiômetro desta forma.

Com o auxílio dos algoritmos dados pelas equações (3.23) e (6.7), a técnica para implementação de um radiômetro utilizando apenas um sensor sugerida aqui, consiste na multiplexação no tempo da operação do sensor em dois períodos distintos - estimação e medição - de modo a se obter os parâmetros quando o regime é atingido dentro do período de estimação e se fazer a medição da radiação em um instante subsequente, com os dados dos parâmetros obtidos no instante anterior.

Para que se esclareça o que se pretende medir e comparar a proposta de radiômetro com os tipos de dispositivos existentes, um pequeno resumo sobre radiação solar e estes dispositivos é apresentado em seguida.

## 7.2 Radiação Solar

A intensidade anual média da radiação solar acima da atmosfera (radiação solar extraterrestre) é continuamente medida para que se possa determinar as variações da energia proveniente do Sol, chamada de *Constante Solar*. A constante solar tem um valor próximo de  $1367 \text{ Wm}^{-2}$ . A intensidade da radiação solar extraterrestre varia de forma senoidal durante o ano, com uma amplitude de 3,3 % da constante solar, atingindo o máximo próximo do dia 1º de janeiro [45]. Essa variação é proveniente da mudança de posição da terra em relação ao sol.

O Sol pode ser aproximado, rudimentarmente, por um corpo negro a uma temperatura de  $5777\text{K}$ , com pico no espectro no comprimento de onda de  $500 \text{ nm}$ , cuja radiação é atenuada pelo espalhamento e absorção por parte de sua intensidade pela atmosfera. Em um dia claro, próximo ao meio-dia, a intensidade solar na superfície terrestre pode ultrapassar facilmente  $1000 \text{ Wm}^{-2}$ . Na figura (7.1) é mostrada a intensidade de radiação solar ao nível do mar, com o sol em uma inclinação em relação a vertical de  $48^\circ$ . Isto é chamado de

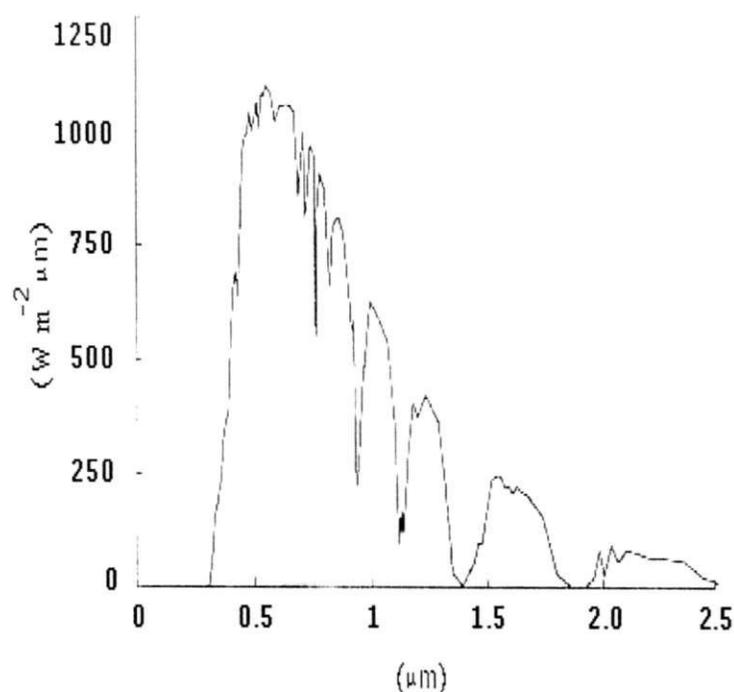


Figura 7.1: Intensidade da radiação solar ao nível do mar em função do comprimento de onda para um percurso através da atmosfera 1,5 vezes a altitude. Os vales no espectro são devidos às bandas moleculares de absorção presentes na atmosfera.

*espectro 1,5 da massa de ar*, pois a radiação atravessa uma distância 1,5 vezes a distância de quando o sol está na vertical.

Na figura (7.1) é mostrado, praticamente, 99% de todo o espectro solar que atinge a Terra. Em relação a radiação solar, os instrumentos de medição podem ser seletivos ou de amplo espectro, como é o caso dos sensores aqui estudados. A medição da radiação é feita com instrumentos especializados, conhecidos como instrumentos de campo, e são então subdivididos em classes. A classificação da exatidão dos radiômetros solares pode ser vista em Fraidenraich e Lyra [46]. Por exemplo, medidores de primeira classe são aqueles de mais alta qualidade, grande acurácia, confiabilidade e, como consequência, um maior custo associado

### 7.2.1 Radiação Direta e Radiação Difusa

*Radiação direta* é o tipo de radiação que atinge a Terra diretamente, sem o espalhamento proporcionado pela atmosfera. Os instrumentos que fazem medições desta radiação, incluem radiações de  $0^\circ$  a  $3^\circ$  de distância angular do centro do disco solar, e são conhecidos

por *piroheliômetros*.

Existem outros instrumentos que medem a radiação total, e são instalados em posições elevadas da Terra, de modo a terem a superfície do sensor voltada em direção ao sol. Medem a radiação completa que os atinge. Tais instrumentos são conhecidos por *piranômetros*. Assim, a *radiação difusa* é radiação total subtraída da radiação direta.

## 7.2.2 A Importância da Solarimetria

As medições solarimétricas na superfície terrestre são da maior importância para o estudo da influência das condições atmosféricas nas componentes direta e difusa da radiação solar [47].

Assim, os dados solarimétricos são de importância vital para a avaliação da produção de um dispositivo solar, o que é um fator determinante para os cálculos de custo e de retorno do investimento. Em particular, para sistemas mais sofisticados, como os utilizados para a geração de eletricidade, é necessário uma boa precisão, menor do que 5%, segundo o Electric Power Institute dos Estados Unidos [46]. Isto requer a utilização de instrumentos de boa qualidade.

Dependendo do tipo de equipamento solar, pode ser necessário utilizar dados com base mensal, diária ou horária. No caso da geração de eletricidade, na qual, em geral, há existência de sistemas de armazenamento, efeitos de inércia térmica, forte dependência óptica do ângulo de incidência da radiação direta, requer-se estimativas pelo menos diárias, porém, muitas vezes é preciso dados horários ou até em escalas de minutos. Além disso, normalmente, é necessário o conhecimento das componentes direta e difusa da radiação solar.

Vale ressaltar que, além dos dados solarimétricos, parâmetros meteorológicos como temperatura ambiente, velocidade e direção do vento, índice pluviométrico e umidade são importantes no projeto ou avaliação de um dado equipamento solar.

## 7.2.3 O Instrumental de Medição da Radiação Solar

Os instrumentos solarimétricos medem a potência incidente por unidade de superfície, integrada sobre os diversos comprimentos de onda. A radiação solar cobre a região do espectro visível, 0,4 a 0,7  $\mu m$ , uma parte do ultravioleta próximo de 0,3 a 0,4  $\mu m$ , e o infravermelho no intervalo de 0,7 a 5  $\mu m$ . As medições padrões são a radiação total, a componente difusa no plano horizontal e a radiação direta normal, já descritas.

Os instrumentos convencionais utilizam sensores de radiação do tipo termopilha, que

medem a diferença de temperatura entre duas superfícies, normalmente pintadas de preto e branco e igualmente iluminadas (piranômetro Eppley). A grande vantagem das termopilhas é a sua resposta uniforme em relação ao comprimento de onda. Sensores baseados na expansão diferencial de um par bimetálico, provocada por uma diferença de temperatura entre duas superfícies de cor preta e branca, são também utilizados (actinógrafos tipo Robitzch-Fuess).

Fotocélulas de silício monocristalino são também utilizadas com bastante frequência, porém possuem limitações quanto a resposta espectral. Por último, os sensores termorresistivos ou bolômetros, que possuem grande velocidade de resposta temporal e grande faixa de resposta espectral.

Em Fraidenraich e Lyra [46], são descritos alguns dispositivos normalmente utilizados. Esta relação é mostrada a seguir.

### **Heliógrafo**

Este instrumento tem por objetivo medir a duração da insolação, ou seja, o período de tempo em que a radiação solar supera um dado valor de referência. São instrumentos de muita importância, devido ao grande número deles instalados em todo o mundo, já há bastante tempo.

Ele opera a partir da focalização da radiação solar sobre uma carta que, como resultado da exposição, é enegrecida. O comprimento desta região mede o chamado número de horas de brilho se sol. As medições assim feitas possuem um caráter subjetivo, apresentando uma precisão difícil de se avaliar.

### **Actinógrafo**

Consiste de um receptor com três tiras bimetálicas, a central de cor preta e as laterais brancas. As brancas estão fixas e a preta está livre em uma extremidade, e irão se curvar quando iluminadas, em consequência dos diferentes coeficientes de dilatação dos materiais. Na tira preta o encurvamento gera um movimento no extremo livre, o qual é transmitido mecanicamente a uma pena metálica, que irá registrar sobre uma carta de papel a variação sofrida. As características deste instrumento levam a erros de medição na faixa de 15 a 20%.

### **Piranômetro Fotovoltaico**

Possuem como elemento sensor uma célula fotovoltaica, em geral de silício monocristalino, que produzem corrente elétrica quando iluminadas.

Estes tipos de piranômetros têm recebido diversas críticas devido ao seu comportamento espectral seletivo. O baixo custo e facilidade de uso os fazem particularmente úteis como instrumentos secundários. Apresentam um erro de medição típico da ordem de 3%.

### **Piranômetro Termoelétrico**

Possuem como elemento sensível uma pilha termoelétrica, constituída por termopares em série. Existem essencialmente dois tipos de piranômetros termoelétricos:

- Com detector pintado de branco e preto. Nestes instrumentos, as juntas quentes das termopilhas estão em contato com as superfícies negras, altamente absorventes, e as frias em contato com as superfícies brancas, de grande refletividade.
- Com superfície reflectora totalmente enegrecida, em contato térmico com as juntas quentes e frias, associadas a um bloco de metal de grande condutividade térmica, colocadas no interior do instrumento, resguardadas da radiação solar e tendo, aproximadamente, a temperatura do ar.

Estes instrumentos são utilizados para medição de radiação diária e horária. Possuem uma precisão na faixa de 2 a 5 %. Apresentam boa resposta espectral. Seu maior empecilho, no entanto, é seu custo, em torno de US\$ 1.500,00, sem contar o equipamento de aquisição de dados.

### **Piroheliômetros Padrões de Referência**

Também conhecidos como piroheliômetros absolutos, existem em três versões, o de Ångström, o de disco de prata de Abbot e o de circulação de água de Abbot. Em todos eles, a precisão alcançada é da ordem de 0,2 %.

**Piroheliômetro de Ångström** É provavelmente o mais difundido dentre os que possuem o nível de padrão de referência. Foi criado em 1899 por A.K. Ångström, tendo sofrido desde então, muitas modificações para facilitar seu uso e melhorar sua qualidade.

Possui duas fitas de manganina enegrecidas, sendo uma aquecida eletricamente até atingir a mesma temperatura da outra, exposta à luz solar. Desta forma, calcula-se o fluxo

de radiação direta normal a partir de uma constante  $k$  do instrumento e a corrente  $I$  que circula pelo circuito de compensação.

**Piroheliômetro de Disco de Prata de Abbot** Foi projetado no Smithsonian Institute, Washington, D.C., e teve imediata aceitação quando foi anunciado em 1913. Consiste basicamente de um disco de prata enegrecido na parte inferior de um tubo, com diafragmas que limitam o ângulo de abertura a  $5,7^\circ$ . Um termômetro de mercúrio inserido no instrumento mede a temperatura do disco. Um diafragma abre e fecha a abertura a intervalos regulares, durante os quais, são medidas as variações de temperatura, o que permite deduzir-se a energia absorvida.

O instrumento exige uma rotina de medição rigorosa, assim como correções por variação de temperatura ambiente, bulbo úmido e seco. A estabilidade deste instrumento tem resultado muito boa.

**Piroheliômetro de Circulação de Água de Abbot** Desenvolvido por Abbot e Aldrich em 1932, foi modificado pelos mesmos em 1948. Sua versão mais recente consiste de duas cavidades cônicas enegrecidas e refrigeradas por água, sendo uma exposta à radiação solar e outra à sombra. A água que circunda na cavidade protegida do sol é aquecida eletricamente, de forma a se obter a mesma temperatura da água na cavidade exposta. Da mesma forma que no piroheliômetro de Ångström, a radiação direta é função da corrente elétrica.

### **Piroheliômetros Autocalibráveis**

Muitos destes instrumentos foram desenvolvidos a partir da década de 60. Todos se assemelham por empregar uma cavidade cônica, para absorção da radiação solar incidente, unida por uma resistência térmica a um dissipador de calor. A cavidade cônica enegrecida melhora consideravelmente a absorvidade em relação à superfície receptora plana. Os erros de tais piroheliômetros estão dentro de 0,2 %, sendo os mais conhecidos o P.A.C.Rad (Primary Absolute Cavity Radiometer) e o T.M.I.

Esses instrumentos foram desenvolvidos para experiências espaciais, em condições de vácuo, e vêm sendo adaptados para trabalhar à pressão atmosférica. Assim como os piroheliômetros padrões de referência, os autocalibráveis são utilizados para calibração de piranômetros.

### **Piroheliômetros de Termopares**

São normalmente utilizados para medições em campo da radiação solar direta normal. Neste tipo de piroheliômetro, o princípio operacional é semelhante ao dos piranômetros termoelétricos. Os mais difundidos são o Eppley N.I.P. (Normal Incidence Pyrheliometer) e o Kipp & Zonen Pyrheliometer, respectivamente fabricados nos Estados Unidos e Holanda.

**Piroheliômetro Eppley N.I.P.** Possuem uma termopilha de oito juntas de Cobre-Constantan prateado. São compensados em temperatura. Têm paredes duplas no corpo principal, com o objetivo de diminuir os efeitos do vento e as mudanças na temperatura ambiente. Uma janela de quartzo na abertura frontal também minimiza os problemas citados, além de proteção contra chuvas. Estas características, juntamente com a disponibilidade de um seguidor equatorial, o faz um instrumento bastante útil para trabalho contínuo.

**Piroheliômetro Kipp & Zonen** Este equipamento conta com uma termopilha de 40 juntas de manganina-constantan em dois grupos circulares, de 20 cada um. Um desses grupos se encontra protegido do sol, no intuito de compensar as flutuações térmicas no interior do instrumento.

Devido ao fato de não ser compensado nas variações de temperatura ambiente, possui um termômetro incorporado que permite, a partir de sua leitura, aplicar um fator de correção à constante de calibração do piroheliômetro, a qual é função da temperatura citada.

### **Medidas Solarimétricas com Utilização do Satélite**

A escassez de informações solarimétricas em diversas regiões do mundo, por falta de instrumental de medição, levou à proposição de utilização de sensoreamento remoto através de satélites geo-estacionários. A precisão das medidas é muito variável, dependendo do modelo e de diversas outras considerações, sendo porém, em geral, maior do que 10%.

Finalizando esta seção, existe a questão da calibração periódica. Idealmente, os solarímetros devem ser calibrados pelo menos uma vez por ano, em laboratórios certificados pela OMM, Organização Meteorológica Mundial. Este procedimento pode ser caro e deixa o instrumento inativo, enquanto se processar o transporte e calibração do mesmo. Pesquisadores apontam a alternativa de usar um instrumento, periodicamente calibrado, como um padrão secundário para calibração em campo. Deve-se, porém, levar em conta os devidos cuidados para a validade do procedimento.

### 7.3 Multiplexação Temporal da Operação do Sensor

Nos dispositivos para medição da radiação mostrados anteriormente, pode-se observar que na maioria deles utilizam-se as técnicas de equivalência, elétrica ou térmica, e compensação da temperatura ambiente associadas a pares de sensores com características semelhantes. Assim, um dos sensores do par é utilizado para fazer a correção da temperatura e o outro para medir efetivamente a radiação incidente. Deve-se ressaltar, entretanto, o interessante funcionamento do piroheliômetro de disco de prata de Abbot, o qual já apresentava uma multiplexação temporal com respeito à medição da temperatura, assim como o piroheliômetro Kipp & Zonen, que possui a característica de medir e compensar a temperatura interna.

Algumas das desvantagens inerentes à técnica de múltiplos sensores devem ser observadas:

- O erro de medição que venha a ser ocasionado por descalibração é dobrado, uma vez que os dois sensores podem estar descalibrados;
- Ambos os circuitos de condicionamento de cada um dos sensores, incluindo aí controle, modelagem e precisão dos componentes, têm de possuir características de resposta dinâmica semelhantes;
- Pelo fato de os sensores estarem medindo grandezas diferentes, precisam estar espacialmente separados, o que pode levar os sensores que fazem a correção da temperatura ou a correção de outro fator, a apresentarem um erro de medição associado à distância da posição real do sensor principal. Pois, *pontos diferentes podem não estar submetidos à condições semelhantes*. Outro aspecto ainda mais sutil, é o fato de que o sensor mede a temperatura intrínseca dele e não a temperatura real do ambiente ou do sensor principal;
- Por possuírem dois sensores, o número de componentes envolvidos no circuito é maior. Isto pode gerar maior consumo e dissipação de potência, contribuindo ainda mais para aumento de derivas (*drifts*) e de ruído.

Com base nestes aspectos levantados, a melhor forma de evitá-los é utilizar um único sensor. Como os efeitos de radiação e temperatura são indistinguíveis para o sensor termorresistivo (outros tipos de sensores podem ser sensíveis mais a um fator do que outro, mas ambas as grandezas, temperatura e radiação, são correlatas), o artifício é utilizar o sensor ora para medir a temperatura equivalente do ambiente, ora para medir a radiação incidente. A

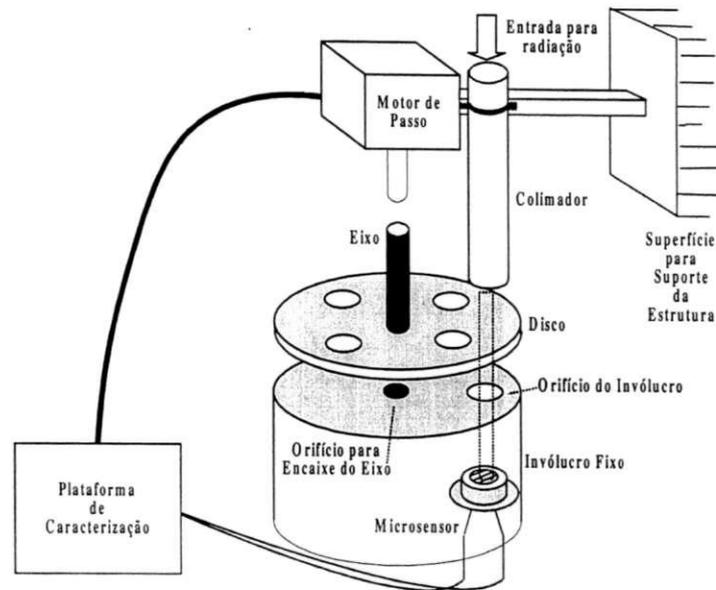


Figura 7.2: Aparato utilizado para medição da radiação incidente durante o ciclo I, e estimação dos parâmetros do durante o ciclo A.

temperatura então tem de ser avaliada na total ausência de radiação. Assim, é necessário que se module esta última grandeza.

Existem pelo menos, duas formas de se produzir a modulação da radiação que incide sobre o sensor [48]: *mecanicamente* e via *dispositivo óptico-eletrônico*.

Na modulação mecânica a interrupção do fluxo de radiação pode ser feita através de um anteparo colocado entre o sensor e a fonte de radiação, um *chopper*, em sincronia com o cálculo de  $T_{op}$  e medição de  $P_H$ . Vide figura (7.2).

O dispositivo assim concebido, deve fornecer uma frequência de rotação para o motor de passo, de modo que os orifícios do disco coincidam com o período de medição para  $P_H$  (ciclo I, Incidência), e a estimação dos parâmetros do sensor seja feita quando a radiação for bloqueada (ciclo A, Ausência). Vide figura (7.3).

Na modulação via dispositivo óptico-eletrônico, utiliza-se campo elétrico para modificar o índice de refração do material utilizado para controlar a radiação que incidirá sobre o sensor.

O campo elétrico provoca diferentes efeitos nos materiais ópticos: em alguns ele apenas faz com que a radiação incidente seja polarizada em um determinado ângulo, em outros, pode-se controlar a intensidade da radiação que atravessa o material. Pode-se também utilizar uma combinação de diferentes tipos de materias para que se permita a passagem de determinado comprimento de ondas, de modo que o radiômetro utilizando este tipo de

modulação poderia operar como fotômetro, aparelho específico para medição da intensidade do espectro visível. Portanto, os dois métodos apresentados podem ser utilizados na implementação do radiômetro.

Alternando-se os períodos de incidência e bloqueio da radiação, o sensor deve operar entre dois modos: como termômetro num instante e radiômetro em outro, o que sugere o uso de multiplexação no tempo. Para que a função de radiômetro seja executada com eficiência, os dados da temperatura devem ser precisos e estarem à disposição quando forem necessários. Isto envolve memória, e a multiplexação envolve processamento. O radiômetro proposto então, deve estar associado a sistemas que realizem cálculos computacionais. Microcontroladores de baixo custo podem realizar esta tarefa facilmente.

Alguns aspectos devem ser ressaltados para o bom funcionamento do radiômetro:

- Na operação como termômetro, os efeitos de radiação devem ser reduzidos a valores desprezíveis, de modo que esta última não tenha efeito sobre a estimativa da temperatura local;
- Na operação como radiômetro, a temperatura ambiente utilizada como base de cálculo é aquela estimada na operação como termômetro. Se esta temperatura foi estimada há um tempo atrás muito longo, ela pode não estar correspondendo à situação atual. Deve haver então um comprometimento entre os tempos de estimativa da temperatura e medição da radiação.

### 7.3.1 Sensor Operando como Termômetro

A medição da radiação que incide no sensor é feita com base no equivalente da temperatura do ambiente circunvizinha ao sensor. Logo, no ciclo A, ciclo em que o sensor atua como termômetro, é necessário que o dispositivo de modulação da radiação utilizado garanta a total ausência desta próximo ao sensor.

Foi mostrado na seção 2.5 e em experimentos realizados no capítulo 5, seção 5.3 especificamente, que a forma de excitação em que os efeitos da realimentação eletrotérmica não influenciam a determinação dos parâmetros do sensor, é obtida por intermédio do controle da potência elétrica fornecida ao sensor.

Referindo-se à forma de modulação dada pelo chopper - figura (7.2) -, durante a ausência de radiação, período no qual o orifício do invólucro está fechado pelo disco, aplica-se o algoritmo para controle da potência fornecida ao sensor que, em termos dos valores

mostrados na figura (7.3), é escrito da forma

$$I_{k+1} = I_i \sqrt{\frac{R_i}{R_i + \Delta R}}, \quad (7.1)$$

na qual  $I_i$  e  $R_i$  representam os valores de início de operação. Portanto,  $\Delta R = R_s - R_i$ . Assim, o novo valor da corrente que mantém a potência do sensor constante, de forma preditiva, é dado pela equação (7.1), para  $I_i$ , corrente de referência, fixada a cada início de período de estimação (ciclo A).

Na caracterização incremental desenvolvida na seção 5.2, mostrou-se que a determinação do coeficiente  $G_{po}$  para o ponto de operação considerado é dado por

$$G_{po} = \frac{\Delta P}{\Delta T} = \frac{P_b - P_a}{T_b - T_a}, \quad (7.2)$$

para os dados de potência e temperatura coletados em regime, de acordo com os pontos indicados nos gráficos da figura (7.3a) e (7.3c). Os dados de temperatura  $T_a$  e  $T_b$  são obtidos de  $R_a$  e  $R_b$ , respectivamente.

Na seção 5.2.3, é deduzida uma equação para determinação do equivalente de temperatura ambiente visto pelo sensor. A equação, aqui repetida com relação à figura (7.3), determina que

$$T_{ap} = \frac{P_b T_a - P_a T_b}{P_b - P_a}. \quad (7.3)$$

De posse das equações (7.2) e (7.3), pode-se determinar, univocamente, durante o ciclo A, o coeficiente global de transferência de calor,  $G_{po}$ , e o equivalente da temperatura “vista” pelo sensor,  $T_{ap}$ , para o ponto de operação considerado. Dada a grande velocidade do algoritmo, isso pode ser feito em tempo real, no qual o limite mínimo para duração deste ciclo deve ser maior do que 10 vezes o tempo de resposta típico do sensor, admitindo-se que este atinja o regime em 5 vezes “uma constante de tempo típica”.

### 7.3.2 Sensor Operando como Radiômetro

Com base na discussão apresentada na seção 3.3, a melhor forma de se medir uma perturbação externa em forma de potência, no caso a radiação incidente  $P_H$ , é efetuar o controle da temperatura(resistência) do sensor. O algoritmo que efetua este tipo de controle, dado pela equação (6.6),

$$I_{k+1} = I_0 - \frac{\Delta V_k}{R_0}, \text{ com } \Delta V_k = V_k - V_0, \quad (7.4)$$

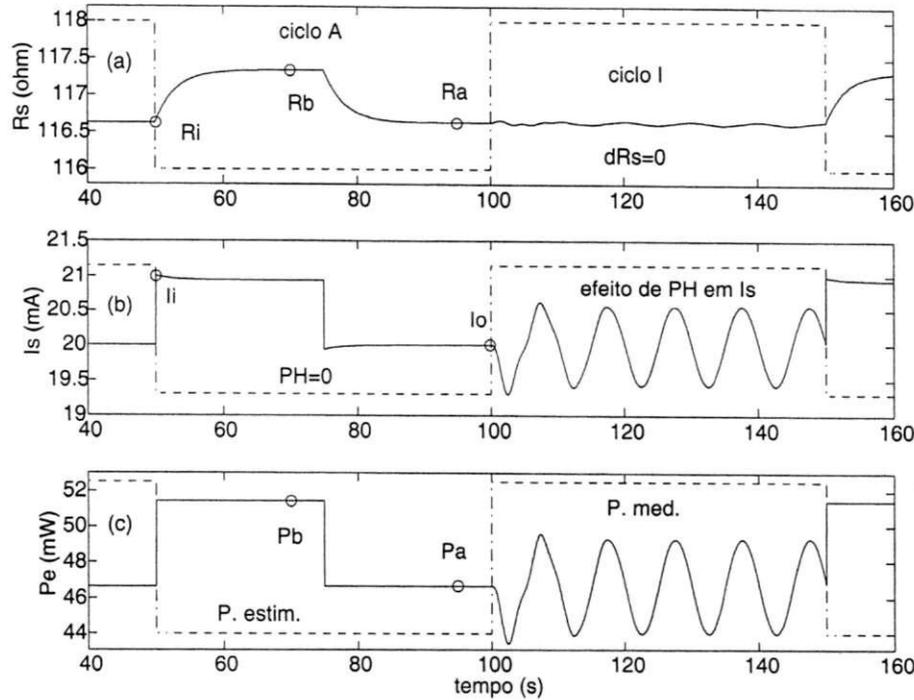


Figura 7.3: Simulação para o sensor  $Pt_{100}$ . Operação do sensor em ciclos distintos: ciclo A - período de estimação dos parâmetros do sensor, no qual  $P_H = 0$ ; ciclo B - período de medição de  $P_H$ , utilizando os parâmetros estimados no ciclo A.

aqui repetida por conveniência, realiza o controle da resistência do sensor de forma preditiva. A corrente de operação  $I_0$  pode ser vista na figura (7.3). Assim, o sinal de controle  $I_{k+1}$ , que é a corrente no instante  $k + 1$ , calculada a partir da variação da tensão medida na resistência do sensor no instante  $k$  e dos valores do ponto de operação no instante 0, garante que a resistência do sensor convergirá para o valor de  $R_0$ , a resistência de operação desejada. Dessa forma, a corrente  $I_{k+1}$  contém toda a informação de variação da potência acrescentada ao sensor, uma vez que ela é sempre modificada no sentido de corrigir a variação de resistência imposta pela radiação incidente.

Trabalhando-se com a equação de equilíbrio termodinâmico, para variações em torno de um ponto de operação, tem-se

$$P_H(t) + P_e(t) = G_{po}(T_s(t) - T_{ap}) + C \frac{d(T_s(t) - T_{ap})}{dt}, \quad (7.5)$$

com  $T_{ap}$ , o equivalente da temperatura vista pelo sensor, dado pela equação (7.3) e  $P_H$  a radiação incidente. Para o intervalo de medição da radiação, ciclo I, em que o algoritmo dado pela equação (7.4) garante  $dR_s = 0$ ,

$$P_H(t) + P_e(t) = G_{po}(T_s - T_{ap}), \quad (7.6)$$

sendo  $T_{ap}$  um valor armazenado, calculado anteriormente e, portanto, constante para este intervalo.

O segundo membro da equação (7.6) é constante. Assim, uma variação de  $P_e$  devido a  $P_H$  fornece

$$\Delta P_e(t) = -\Delta P_H(t). \quad (7.7)$$

Referindo-se a figura (7.3), a equação (7.4) utiliza como referência o valor da corrente  $I_0$ , último valor da corrente  $I_s$ , proveniente da operação do sensor como termômetro. Assim, a cada novo intervalo de medição da radiação, o algoritmo dado por (7.4) tem um novo valor para  $I_0$ , que permanece um valor de referência para cálculo da variação da corrente atual sobre o sensor. Desta forma, a nova corrente  $I_s$ , necessária para manter o sensor em um valor fixo,  $R_s = R_a$ , será  $I_s = I_0 - \Delta I$ , com  $\Delta I > 0$ .

Nessas condições, a variação de  $P_e(t)$ ,  $\Delta P_e(t)$ , será dada por

$$\Delta P_e(t) = -[I_0^2 R_a - I_s^2(t) R_a]. \quad (7.8)$$

para uma perturbação aditiva de potência sobre o sensor, uma vez que o novo valor de corrente atua com sinal oposto ao da variação da potência, de modo a corrigir a tentativa de aumento de  $R_s$ .

Nos experimentos realizados, observou-se ser mais eficiente, do ponto de vista computacional, calcular o valor de  $\Delta I$  ao invés de se aplicar um  $I_s$  modificado. Neste contexto, a equação (7.8) passa a ser escrita da forma

$$\begin{aligned} \Delta P_e &= [I_s^2(t) - I_0^2] R_a \\ &= [(I_0 - \Delta I(t))^2 - I_0^2] R_a \\ &= [\Delta I^2(t) - 2I_0 \Delta I(t)] R_a. \end{aligned} \quad (7.9)$$

E, de acordo com a equação (7.7),

$$\begin{aligned} \Delta P_H(t) &= -\Delta P_e(t) \\ \Delta P_H(t) &= [2I_0 \Delta I(t) - \Delta I^2(t)] R_a. \end{aligned}$$

Sendo  $\Delta P_H(t) = P_H(t) - P_H(0) = P_H(t)$ , uma vez que antes do período de medição da radiação o sensor estava isento de radiação, chega-se finalmente a

$$P_H(t) = [2I_0 \Delta I(t) - \Delta I^2(t)] R_a. \quad (7.10)$$

Logo, a informação da radiação incidente estará contida na variação da corrente que atenua a modificação da resistência do sensor.

## 7.4 O Radiômetro Simulado

Os algoritmos dados pelas equações (7.1) e (7.4) e ensaiados experimentalmente nos capítulos 3 e 6, garantem a realização do radiômetro com um único sensor, pois com eles é possível calcular, independentemente, o equivalente de temperatura ambiente local, que é uma fator de correção, e a radiação incidente, respectivamente.

Dessa forma, submete-se o radiômetro a um ambiente simulado, cuja temperatura e a intensidade da radiação incidente variam de forma senooidal com uma frequência de  $10\text{ mHz}$  e  $50\text{ mHz}$ , respectivamente. A variação em amplitude para estes sinais é de  $\pm 0,25\text{ C}$  sobre uma temperatura de  $T_a = 25,25\text{ C}$  e  $\pm 8\text{ }\mu\text{W}$  sobre uma potência de operação do sensor de  $35\text{ }\mu\text{W}$ , respectivamente, na qual utilizou-se valores de parâmetros típicos do microsensor  $Pt_{15k}$ . Inicialmente considerou-se  $G_{po} = 3,5 \times 10^{-5}\text{ W/C}$  e  $\tau = 1\text{ ms}$ . O parâmetro  $C$  foi considerado constante em toda a simulação, dado por  $C = G_{po} \times \tau = 3,5 \times 10^{-8}\text{ J/C}$ . O intervalo de amostragem considerado foi  $h = 1 \times 10^{-4}\text{ s}$ . Os resultados podem ser vistos nas figuras (7.4) e (7.5)

### 7.4.1 Análise dos Resultados de Simulação

Na figura (7.4a) é mostrada a radiação que incide sobre o sensor. As linhas pontilhadas indicam o período do ciclo A, estimação dos parâmetros, e ciclo I, medição da radiação incidente. Foi escolhido arbitrariamente um período de 10 segundos para o ciclo A e 50 segundos para o ciclo I, admitindo-se então que os parâmetros variam mas lentamente que a radiação. Em situações reais talvez, esta relação possa ser ampliada.

Na figura (7.4b) pode-se ver a variação de temperatura ambiente à qual o sensor esta sujeita. Como explicado anteriormente, durante o ciclo A, estimação, é feito o cálculo de  $T_{ap}$ , através da equação (7.3), período no qual a radiação é nula. Assim, o período seguinte irá utilizar o valor de  $T_{ap}$ , fixado no início do ciclo, para fazer a medição da radiação. A cada novo ciclo,  $T_{ap}$  é estimado novamente, como indicado pelos valores  $T_{ap1}$  e  $T_{ap2}$  da mesma figura.

Na figura (7.4c) é mostrada a resposta do sensor à combinação da variação de  $T_a$  com  $P_H$ , para o caso em que não há controle algum da corrente no sensor,  $R_s(s)$ , e para o caso em que há controle de potência e resistência,  $R_s(c)$ .

Na figura (7.5a) é mostrada a atuação do controle, através da modificação da corrente  $I_s$  que excita o sensor. Nos pontos  $a$  e  $b$  a corrente  $I_s$  controla um degrau de potência para determinar os parâmetros do sensor. Observa-se que devido à variação da temperatura  $T_a$ , o ponto  $b$ , correspondente a um ponto de máximo de  $T_a$ , fica sujeito a uma diminuição de

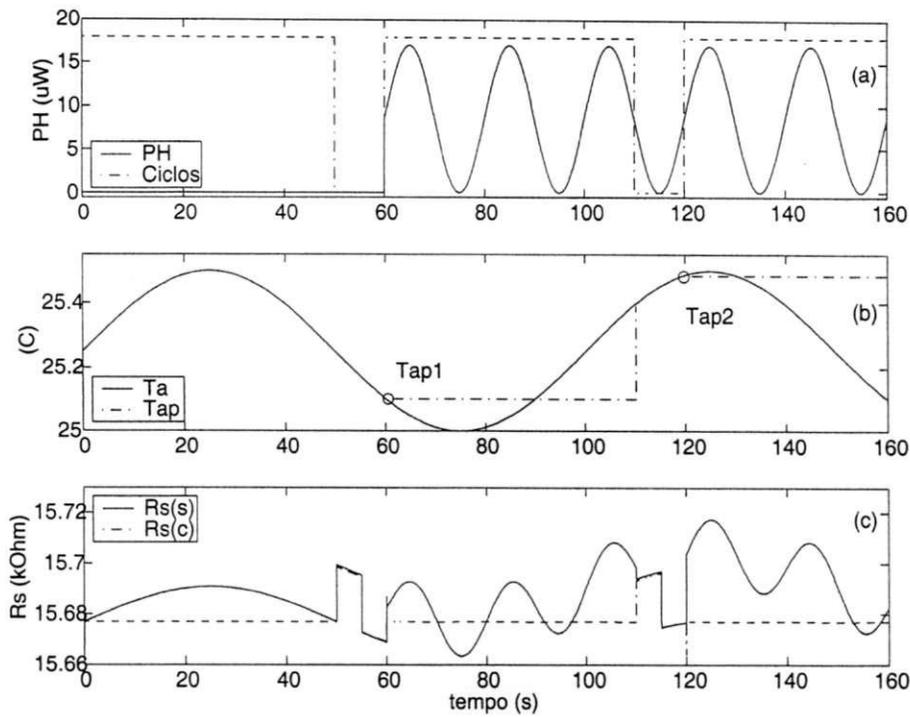


Figura 7.4: Simulação para o micros sensor. a) Radiação incidente e ciclos de estimação dos parâmetros e medição de  $P_H$ . b) Variação da temperatura ambiente e temperaturas estimadas,  $T_{ap1}$  e  $T_{ap2}$ , durante o ciclo de estimação ; c) Resposta do micros sensor à variação de  $T_a$  e incidência de  $P_H$  com (-) e sem (-.-) controle.

potência, de modo a compensar um iminente aumento de  $R_s$ . Desta forma a temperatura  $T_{ap2}$  ao fim deste ciclo será corrigida. No trechos *c* e *d* é feita a correção da corrente para manter  $R_s$  fixo.

Então, para o período de estimação dos parâmetros, quando a radiação não atinge o sensor, utiliza-se o algoritmo de controle da potência, já que esta é a forma de excitação do sensor que o isenta dos efeitos, já abordados, das não-linearidades durante a estimação. Vide capítulo 2. Para o período de medição da radiação, quando esta incide sobre o sensor, é utilizado o algoritmo para controle da resistência, pois este é o melhor método para medição desta grandeza (capítulo 3).

Por fim, utilizando a equação (7.10), obtém-se o gráfico da figura (7.10b),  $P_{Hmed}$ , que é igual em módulo a diminuição da potência  $P_e$ , realizada pela atuação do algoritmo na corrente  $I_s$ , necessária para manter o sensor em valor de resistência fixo. Observe-se que nos trechos em que os parâmetros são estimados,  $P_{Hmed} = 0$ .

A maneira de se diminuir este erro é fazer com que o ciclo A seja o menor possível. Excetuando-se este trecho, o erro médio quadrado aproximado entre  $P_H$  e  $P_{Hmed}$ , para esta

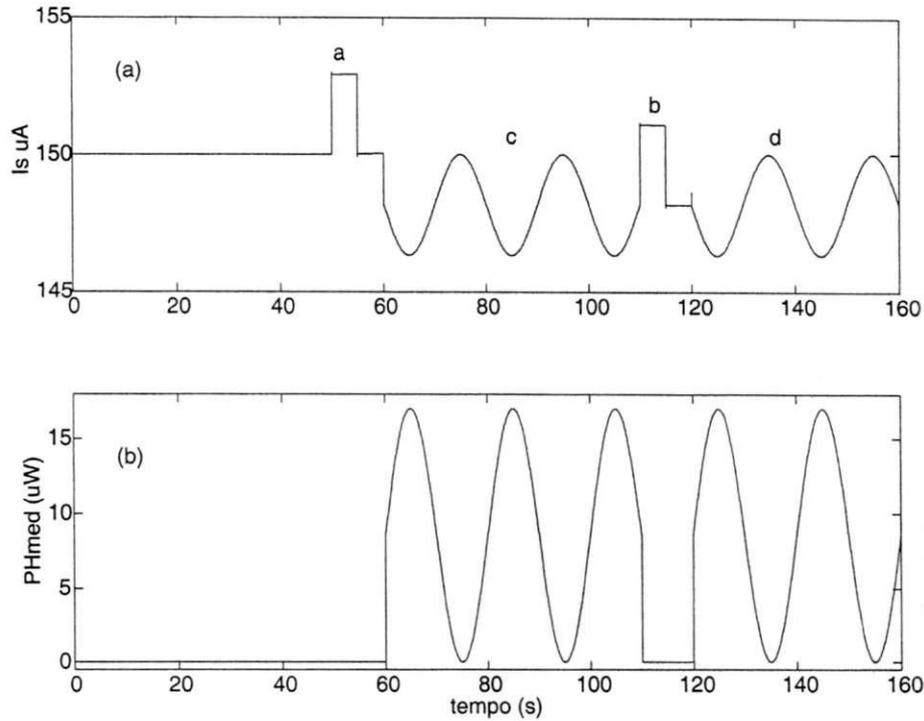


Figura 7.5: Simulação para o micros sensor: a) Ajuste da corrente para controle da potência - pontos *a* e *b* - e manutenção da resistência constante - pontos *c* e *d*. e b) Radiação incidente estimada a partir da equação (7.10).

simulação é

$$\begin{aligned}
 e &= \frac{1}{2N} \sum (P_H - P_{Hmed})^2 \\
 &= 1,3 \times 10^{-7}.
 \end{aligned}$$

Em algumas simulações realizadas, no entanto, quando a relação tempo de resposta do sensor/ intervalo de amostragem ( $\tau/h$ ) era inferior a 4, nos períodos em que o sensor era exposto à radiação  $P_H$ , ocorriam transientes, como pode ser visto na figura (7.6). Embora a radiação incidente seja suave, tipo senoidal, no momento em que o sensor entra no ciclo I, o que pode ser melhor compreendido ao comparar-se esta situação com o intervalo de abertura do disco do chopper mecânico, o sensor recebe efetivamente um degrau de radiação correspondente ao trecho da senóide, salvo se este for um ponto de mínimo da senóide. Assim, quanto maior a frequência de amostragem (menor  $h$ ), maior será a velocidade de resposta do sensor e, conseqüentemente, menores os transientes dos pontos *a*, *b* e *c* da figura (7.6). Desta forma recomenda-se uma relação  $\tau/h$  superior ou igual a 10.

O programa para se efetuar todas as simulações deste capítulo encontra-se no apêndice E.

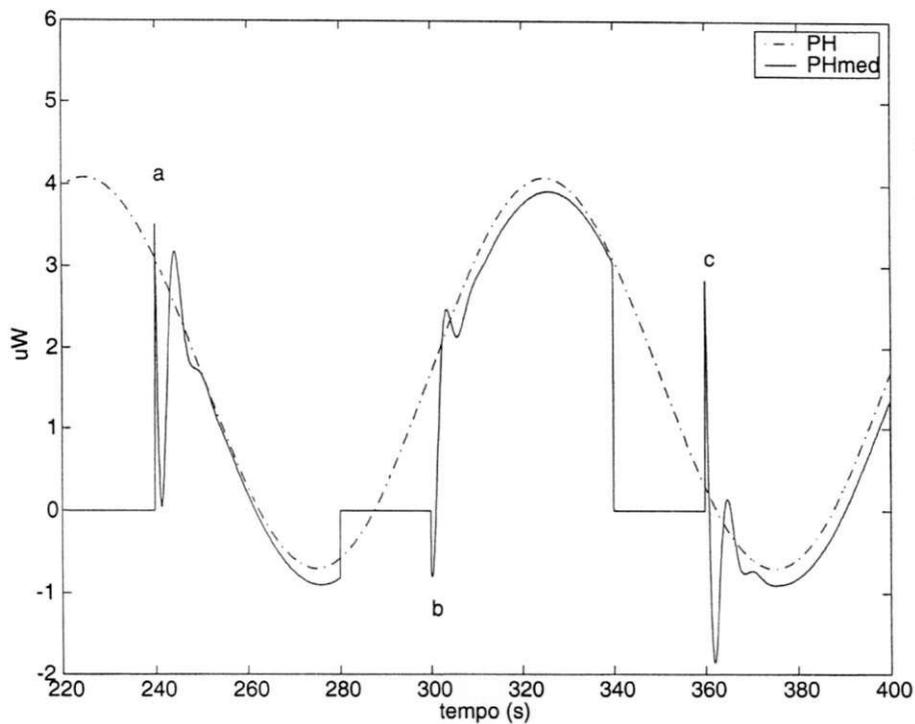


Figura 7.6: Simulação de sensor hipotético no qual  $\frac{\tau}{h} = 4$ .

## 7.5 Conclusão e Comentários

A utilização experimental e isolada de cada algoritmo, para controle da potência e para controle da resistência, provenientes da modelagem incremental, mostraram-se eficazes nos experimentos realizados, os quais podem ser visualizados em capítulos anteriores.

Logo, com base nas ferramentas desenvolvidas, foi possível realizar-se as simulações apresentadas neste capítulo e concluir-se pelos resultados que o radiômetro proposto é plenamente realizável.

No entanto, alguns pontos críticos deverão ser observados, tais como a utilização de um chopper mecânico ou óptico-eletrônico. Outro ponto digno de observação na implementação deste sistema de controle está na limitação da frequência de trabalho máxima dos conversores AD/DA da placa multifunção, já mencionado anteriormente.

Em uma plataforma mais rápida, como uma daquelas sugeridas no capítulo 6, com um aumento na velocidade de atuação dos algoritmos, será possível utilizar o radiômetro não só para medição da radiação solar, mas também para medições de radiação que variam mais rapidamente, pois, com poucas modificações nos circuitos de condicionamento, os mesmos algoritmos poderão ser utilizados.

## Capítulo 8

# Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

Neste trabalho foram apresentadas contribuições para a medição da radiação solar e para a caracterização de sensores termo-resistivos. Estas se dirigem, principalmente, aos aspectos estruturais destes sensores e procedimentos para sua caracterização, tanto estática como em tempo real, com objetivo final de implementação de um radiômetro utilizando um único sensor, com capacidade de auto-calibração durante sua operação.

Foi desenvolvida uma metodologia capaz de avaliar o comportamento de sensores termo-resistivos, levando-se em consideração efeitos não-lineares causados pela excitação elétrica, tais como a realimentação eletrotérmica, deriva e corrida térmica.

Associada à metodologia, desenvolveu-se uma ferramenta para caracterização a ser utilizada em processamento digital de sinal, a qual mostrou a viabilidade de utilização dos algoritmos desenvolvidos em aplicações dedicadas.

Como conseqüência dos algoritmos de natureza preditiva, utilizados para o controle da potência e da resistência do sensor, foi possível aplicar-se pequenos sinais elétricos ao sensor operando em um ponto de operação pré-estabelecido, chamada de *abordagem incremental*, através da qual verificou-se a variação dos parâmetros relativos ao comportamento dos sensores termo-resistivos  $G$ ,  $\tau$  e  $T_a$ .

A análise do comportamento do sensor em determinados pontos de operação possibilitou uma formulação para normas que regem o comportamento do coeficiente  $G$  e do *equivalente de temperatura aparente*,  $T_{ap}$ , com a qual o sensor troca seu calor e, como conseqüência, o equivalente da temperatura ambiente,  $T_a$ , no sentido convencional, passou a ter um caráter secundário na caracterização do sensor, ao passo que a temperatura do sensor,  $T_s$ , passa a ser referência para a estimação dos parâmetros.

A partir das variações de  $G$  encontradas, foi possível deduzir-se uma equação que considera sua dependência com as temperaturas do sensor e do meio, de modo a descrever-se o comportamento de  $G$  não só em regime, porém também em transitórios de temperatura.

A estimação de  $T_{ap}$  possibilitou a utilização de um único sensor no radiômetro, já que foi possível medir a temperatura local utilizando o próprio sensor, independente do nível de excitação elétrica em que está operando.

A análise teórica do ponto de operação associado aos resultados experimentais obtidos com a nova plataforma, tornou possível a estabelecimento de procedimentos que determinam a operação dos sensores em regiões de máxima eficiência, onde a região de estabilidade para estes sensores foi calculada, de modo a se evitar a deriva térmica e, como consequência, a corrida térmica (*runaway*).

## 8.1 Perspectivas e Sugestões para Trabalhos Futuros

Embora o desenvolvimento das equações para  $G$  e  $T_{ap}$  e sua posterior aplicação tenham tido êxito, é necessário que se faça uma análise do ponto de vista de modelo distribuído, uma vez que o aprimoramento do modelo aqui exposto não explica em detalhes os mecanismos de troca de calor entre o sensor e o meio. Faz apenas uma avaliação quantitativa, uma vez que o interesse final residia em uma aplicação. Assim, o conhecimento ao nível dos estados finais foi suficiente.

Utilizando-se a abordagem a parâmetros distribuídos, deve-se avaliar também a influência do ruído sobre o desempenho das configurações propostas.

É necessário também uma análise teórica que resulte em uma descrição formal das leis de controle preditivo, baseado na discretização da equação de equilíbrio termodinâmico, de modo a demonstrar-se a convergência dos algoritmos.

A utilização isolada dos algoritmos para controle da potência e da resistência em experimentos reais e suas correspondentes simulações em conjunto, mostraram excelentes resultados, o que sugere como aplicação, na continuidade do trabalho, a implementação física do radiômetro, utilizando-se *choppers e.g.* mecânicos, com filtro óptico polarizável de óxido-vanadium ou displays de cristal líquido.

Como a plataforma possui limitação na frequência de amostragem de  $30\text{ kHz}$ , é necessário testar o algoritmo desenvolvido para o radiômetro em outras estruturas, cujo problema fosse limitado apenas ao *hardware* desta nova plataforma, e não ao *software*. Neste contexto, são sugeridas como alternativas a utilização do radiômetro numa plataforma dedicada baseada em *FPGA* ou *DSP*.

Pesquisadores do MIT -*Massachusetts Institute of Technology*- desenvolveram um sensor termo-resistivo à base de níquel para medição de fluxo térmico [43], no qual experimentos demonstraram que sua resposta em frequência atingiu 100 kHz. Embora isso seja um feito na área de manufatura de dispositivos, deve-se testar a eficiência do algoritmo com o microsensor, ou outro sensor, utilizado numa plataforma mais rápida. Pois com base nos resultados obtidos neste trabalho, levou-se um sensor com tempo de resposta intrínseca da ordem de segundos ( $Pt_{100}$ ) a responder em milissegundos. O próprio microsensor utilizado, cuja resposta temporal intrínseca é da ordem de 1 ms, respondeu ao controle da malha de realimentação com tempo de resposta de  $1/30 \text{ kHz}^{-1}$ , ou seja, 33  $\mu\text{s}$ .

Desta forma, o aprimoramento de um sistema que utilizasse este sensor, ficaria a cargo da estrutura de controle, dependendo menos ainda da confecção de um sensor mais elaborado, implicando em um custo menor.

O desenvolvimento aqui apresentado, senão na íntegra, pode em grande parte ser aplicado a outros tipos sensores termo-resistivos em diversas aplicações.

# Apêndice A

## Descrição do Programas Utilizados Pela Plataforma de Caracterização

### A.1 Sistema de Medição com Placa de Aquisição sem Conversor D/A

#### Operação em tempo real

O objetivo do sistema de medição desenvolvido é caracterizar o sensor em tempo real. Para que isso seja possível, faz-se uso da interrupção do temporizador do PC, criando-se assim um relógio de referência em tempo real, que gera os sinais de sincronia para as tarefas realizadas pela placa, tanto para a aquisição, como para geração do período  $T$  do PWM, independente de qualquer evento que ocorra no programa.

A interrupção do programa de controle é feita atuando-se no temporizador 8255 do computador IBM PC de  $66MHz$  de clock, da mesma forma que o descrito para o temporizador 8254 da placa: conhecendo-se o endereço do temporizador, envia-se para ele palavras de controle, de modo a executar a interrupção no tempo predeterminado.

Devemos então fornecer ao temporizador do computador o modo e o tempo em que a interrupção deve ocorrer, na qual a placa se baseará para fazer a aquisição e/ou entregar ao circuito de condicionamento a largura  $l$  do ciclo de trabalho positivo.

#### Algoritmo do programa

O algoritmo para geração do PWM e aquisição dos dados para o sistema de medição desenvolvido, é mostrado a seguir:

Início()

Declaracao das variaveis;

Corpo do programa principal

```
{
  Inicializacao do programa - leitura dos parametros de entrada
  Configuracao geral de todos os temporizadores
  Armazenamento das variaveis
  Impressao na tela dos valores armazenados
  Se final de operacao, saia do programa
}
```

Interrupcao(n)

```
{
  Configuracao dos canais de aquisicao da placa DAS-800,
  Escrita do valor do ciclo de trabalho positivo do PWM
  Aquisicao dos canais de entrada analogica,
  Se o valor da amostragem foi alcancado
  {
    Armazene valores
  }
  Calculo do novo valor de l a ser escrito no temporizador da placa DAS-800,
}
```

Fim.

### Inicialização do programa

Inicialmente, o programa lê um arquivo com parâmetros pré-determinados, tais como número de pontos a serem adquiridos, período entre aquisições, frequência do temporizador do PC, frequência e tipo da modulante do PWM, início do degrau, etc, para que se possa executar a aquisição desejada. Um exemplo deste tipo de arquivo é dado a seguir:

parametros.p

```
pc 1.19318e6 //frequencia do 8255 do PC
```

```

mc  1.0e6      //frequencia do 8254 da placa
ds  2000e-6    //periodo do PWM
mp  60000      //numero de pontos
ad  12         //no de bits do AD
vr  5.0        //tensao de referencia do conversor
fe  0.0083     //frequencia da modulante
sqt 1         //tipo de sinal 1-seno, 2-quadrada, 3-multi-seno,
           //4-triangular, 5- degrau, 6-prbs
ns  60         //amostragem
atraso 100     //atraso entre aquisicoes
ini_deg 5      //inicio do degrau
opcao          //0-geracao do arquivo, 1-leitura de arquivo externo

```

### Geração do PWM e aquisição dos sinais do circuito de condicionamento

A interrupção é gerada com período fixo. Isso corresponde à forma de operação do temporizador do PC no modo "geração de onda quadrada".

Para o nosso caso, período do PWM  $T = 2ms$ , frequência de trabalho do temporizador do computador  $pc = 1.19318 \times 10^6 Hz$ , e modo de operação onda quadrada,  $md = 34h$ , o fragmento da rotina do programa de controle em linguagem C a seguir, mostra uma possível seqüência de comandos para executar tal interrupção:

```

{
    pc = 1.19318e6;
    md = 0x34;
    ds = 2e-3;
    outportb(IC8254_PC+3,md);
    ax = (int)(pc*dx);
    lsb = ax & 0X00FF;
    msb = (ax & 0XFF00) >> 8;
    outportb(IC8254_PC+0,lsb);
    outportb(IC8254_PC+0,msb);
}

```

Assim, no decorrer do programa, quando a interrupção for habilitada através do comando *enable*, o programa é desviado para a subrotina de aquisição e geração do PWM,

cujos endereços dos registradores, definidos por *define*, são :

```
#define IC8255_PC  0x060
#define IC8254_PC  0x040
#define IC8259_PC  0x020
#define BASE      0x300
#define CR        0x302
#define GCSR      0x303
#define IC8254_DAS 0x307
#define AD_LSB    0x300
#define AD_MSB    0x301.
```

Os três primeiros endereços dizem respeito aos registradores do temporizador do PC (IC8254 e IC8255) e de interrupção do teclado (IC8259). O restante é relativo aos periféricos da placa DAS-800. A seguir, é mostrada a subrotina de geração do período do PWM ( $T$ ), da largura do ciclo de trabalho positivo  $l$  e da aquisição dos dados do circuito de condicionamento.

```
// Geracao do PWM e aquisicao do sinal
void interrupt PWM()
{
// habilita interrupcao
    enable();

// controle do periodo de aquisicao
    sample += ds;
    if(sample >= ns*ds) sample = 0;

// palavras de comando para o conversor A/D da placa
    outportb(GCSR, 0xA0);
    outportb(CR, 0x00);
    outportb(GCSR, 0x80);

// aquisicao dos canais 1 e 2
    outportb(AD_MSB, 0xFF);
    outportb(CR, 0x02);    //canal 02 = Vi
    for(mg = 0; mg < atraso; mg++){}
```

```

    LSB = inportb(AD_LSB);
    MSB = inportb(AD_MSB);
    WORD = (MSB << 4) + ((LSB >> 4) & 0x0F);
    ye = ey[WORD];
//
    outportb(AD_MSB, 0xFF);
    outportb(CR, 0x01);    //canal 01 = Vo
    for(mg = 0; mg < atraso; mg++){
    LSB = inportb(AD_LSB);
    MSB = inportb(AD_MSB);
    WORD = (MSB << 4) + ((LSB >> 4) & 0x0F);
    ue = eu[WORD];

// armazenamento temporario das variaveis
    if( (hc == 0x01) )
        {ts += ds;
          if (sample == 0)
            {
              v00[nb] = ts;
              v01[nb] = ue;
              v02[nb] = ye;
            }

          if ( (nb == mp) ) ch = 0x01;
          if (sample == 0) nb++;
        }

// geracao da largura l do ciclo positivo do PWM
    we = 2.0*M_PI*fe;
    oe += we*ds;
    if( (oe > 2.0*M_PI) ) oe = oe - 2.0*M_PI;
    if( (oe < -2.0*M_PI) ) oe = oe + 2.0*M_PI;

// tipos de onda
    if(sqrt == 1)                                     //senoidal

```

```

vm = 2.5*(1.0 + sin(oe));

if(sqrt == 2)                                //quadrada
{
  if (sin(oe) > 0)
    vm = vr;
  else
    vm = 0.0;
}

if(sqrt == 3)                                //triangular
{

  if (sin(oe) > 0)
    vm += inc;
  else
    vm += -inc;
}
//
- if(sqrt == 4)                                //multi-seno
  vm = 2.0 + sin(oe)+ 0.5*sin(3*oe) - 0.5*sin(5*oe);
//
if(sqrt == 5)                                //degrau
{
  if (ts <= ini_deg)
    vm = vr;
  else
    vm = vr - deg ;
}

if(sqrt == 6)                                //PRBS
{
  0 - ler PRBS de arquivo externo
  1 - ler PRBS de arquivo gerado pelo programa
}
// reset dos registradores da placa

```

```

    outportb(GCSR, 0xA0);
    outportb(CR, 0x01);
    outportb(CR, 0xA1);
    tm = vm * ds / vr;
    ax = (int)(tm*mc) + 1;
    lsb = ax & 0X00FF;
    msb = (ax & 0XFF00) >> 8;
    outportb(IC8254_DAS-1, lsb);
    outportb(IC8254_DAS-1, msb);
}

```

Depois de habilitada a interrupção, a variável *sample* verifica se o tempo de aquisição definido inicialmente pelo arquivo *parametros.p* foi alcançado. Se isso aconteceu, a aquisição é válida e armazenada temporariamente nas variáveis *ye* e *ue*. Para que isto ocorra, a placa é instruída a adquirir os valores armazenados nos registradores do A/D. O tempo de estabilização do conteúdo destes registradores (AD\_MSB e AD\_LSB) deve ser respeitado. Como a frequência máxima de aquisição é de  $40\text{KHz}$ , temos de esperar um tempo maior do que  $25\mu\text{s}$ , antes de atualizar a aquisição. A variável *atraso* fornece este tempo.

No mesmo período de interrupção é gerado a largura *l* do ciclo positivo do PWM. Ele é um submúltiplo do período *T* do PWM e múltiplo da frequência da modulante, *fe*, dado na inicialização do programa. Finalmente, é escolhida a modulante do sinal PWM, de acordo com a variável *sqt*.

### Armazenamento das variáveis

O armazenamento final das variáveis é feita em um arquivo de dados *.mat*, próprio para leitura através do utilitário MatLab©. A forma de como este arquivo é criado é mostrada a seguir:

```

if( ((fp = fopen('arquivo.mat','w+b')) != NULL))
{
    xm.nt = 0;
    xm.mr = (long)mp; //
    xm.nc = 3;
    xm.im = 0;
    xm.na = strlen(xn) + 1;
    mn = xm.mr * xm.nc;
}

```

```
if( (fwrite(&xm,sizeof(xm),1,fp) != 1) )
    puts('Erro na escritura do cabeçalho.');
```

```
if( (fwrite(xn,sizeof(char),(int)xm.na,fp) != (int)xm.na) )
    puts('Erro na escritura do nome da variavel.');
```

```
if( (fwrite(v00,sizeof(double),mp,fp) != mp))
    puts('Erro na escritura das ordenadas.');
```

```
if( (fwrite(v01,sizeof(double),mp,fp) != mp))
    puts('Erro na escritura das ordenadas.');
```

```
if( (fwrite(v02,sizeof(double),mp,fp) != mp))
    puts('Erro na escritura das ordenadas.');
```

```
fclose(fp);
}
else
    puts('Erro na abertura do arquivo arquivo.mat');
```

Outras formas de arquivo também podem ser implementadas, .dat, .asc, etc, as quais dependerão apenas da aplicação futura do usuário.

### Visualização do processo de aquisição

Para o acompanhamento em tempo de real do comportamento das leituras do sensor, o programa mostra na tela do computador, com um tempo de atualização proporcional à interrupção, todos os dados adquiridos pela placa, de modo a poder-se monitorar todos os valores e tomar medidas de segurança quando necessário. A forma de como estes dados são mostrados na tela é dada a seguir:

Inicio da operacao em tempo real ...

Tecla <space> para executar e <esc> para interromper.

Tempo total de aquisicao (seg) =

Tensao de entrada (V) =

Tensao de saida (V) =

Corrente ap. ao sensor (mA) =

Resistencia do sensor (ohms) =

Temperatura do sensor (C) =

Potencia no sensor (mW) =

Condutancia do sensor (mW/C) [UA] =

## A.2 Programa em Linguagem C para Controle da Resistência dos Sensores Termo-Resistivos

O programa HoldR.C foi implementado com base no corpo do programa anterior. A grande diferença neste programa é a utilização da placa multifunção PCL12, a qual possui conversor D/A de 12 bits. A função deste programa é excitar o sensor em corrente, de modo a mantê-lo com um valor de resistência fixo dado pela variável Rhold.

```
/* Holdr.C */
/*----- INTERRUPTAO -----(INICIO)*/

void interrupt myint8()
{
enable();

LER_AD();
// *****(inicio)**** lei de controle (Ts constante) *****

if( (hc == 0x01) ) //SPACE//
{
    dV = ue*(4.7/Rbal);
    OUT_DA = R*(Ief-dV/Rhold);
    Ief = OUT_DA/R;
    dR = dV/Ief;
    Rs = Rhold+dR;
}
// *****(fim)**** lei de controle (Ts constante) *****
ESCREVE_AD();

if( (hc == 0x01) )
{
    if (flag==0)
    {
//Escrita Digital output para controle do multiplex 4053
        outportb(DIGOUT,0x1);
    }
}
```

```

    flag = 17;
}

ts += ds;
sample += ds;
if(sample >= ns*ds) sample = 0;
if (sample == 0)           //aquisicao valida
\quad \quad /*Armazenar dados adquiridos*/
{
    v0[nb] = ts;
    v01[nb] = Rs;
    v02[nb] = dV;
    v03[nb] = OUT_DA;
    nb++;
}
}
if ( (nb >= mp) )
{
    RESETA();
    ch = 0x01;
}
tm = (vm * ds / vr);
ax = (int)(tm*mc) + 1;
lsb = (ax & 0X00FF);
msb = (ax & 0XFF00) >> 8;
outportb(IC8259_PC,E0I);
}
/*----- INTERRUPTAO -----(FIM)*/

/* parametros iniciais de entrada 14/12/MM
pc  1.19318e6
mc  1.0e6
ds  1e-4
mp  1500
ad  12

```

```
vr 5.0
ns 100
atraso 0
Ief 10.0e-3
Thold 40.0
ini_deg 0.0 */
```

### A.3 Programa em Linguagem C para Controle da Potência Elétrica Fornecida aos Sensores Termo-Resistivos

A função deste trecho do programa Power.C é excitar o sensor em corrente, de modo a manter a potência elétrica fornecida a ele em um valor de potência determinado pela corrente  $I_o$  e pela resistência do sensor no ponto de operação considerado. Esse trecho do programa é permutado com o trecho correspondente do programa HoldR.C - Ts constante - durante a operação do radiômetro. Vide capítulo (7).

```
/* Power.C */

// ***** lei de controle (Pe constante) ***** (inicio)
if( (hc == 0x01) ) //SPACE//
{
    if(ts<=ini_deg) Ief=Ief1;
    else Ief=Ief2;
        dR = ue*(4.7/Rbal)/Ief;
    if (op == 1)
        {OUT_DA = R*Ief*sqrt(Rhold/(Rhold+dR));}
    else
        OUT_DA = R*Ief;
    Rs=Ro+dR;
}
// ***** lei de controle (Pe constante) ***** (fim)
```

## Apêndice B

# Calibração do Sistema de Medição Desenvolvido

**Comparação entre as Medições feitas com o Multímetro HP e com o Sistema de Medição Controlado por Computador.**

Para averiguar a calibração do sistema de medição, antes de iniciar o experimento, aplica-se tensões  $V_i$  à entrada do circuito da figura (3.4), fazendo com que uma corrente  $I = V_i/R_1$  atravesse um resistor  $R_2$ , de valor nominal  $110 \Omega$  e tolerância 1%, colocado no lugar do sensor, na configuração excitação por corrente/leitura por tensão, gerando a tensão  $V_o$  sobre ele; adquire-se as tensões de entrada ( $V_i$ ) e saída ( $V_o$ ) com o sistema de medição durante 1 minuto e com frequência de amostragem de  $0.1s$ , obtendo-se os valores  $V_i$  e  $V_o$  da média aritmética destes pontos. Feito isso, retira-se o resistor  $R_2$  do circuito e medindo-se sua resistência com o multímetro HP-3457A, cuja precisão é de  $6\frac{1}{2}$  dígitos, obtendo  $R_2(HP) = 110,9641 \Omega$ . A figura (B.1) mostra o resultado da aquisição feita pelo sistema de medição. A relação obtida para os valores de  $V_o$  adquiridos e ajustados através da função *fmins* foi

$$V_{o_{adj}} = 110,7989 \times I - 0,0042 V. \quad (B.1)$$

Comparando o valor de  $R_2$  medido com o multímetro HP-3457A, com o coeficiente linear da reta (B.1) obtido pelo sistema de medição, o erro percentual,  $e(\%)$  para este experimento foi da ordem de

$$e(\%) = \frac{|110,9641 - 110,7989|}{110,9641} = 0,0015,$$

ou seja, inferior a 0,2%.

Em outro experimento comparativo, neste agora utilizando o sensor  $Pt_{100}$  no lugar do resistor  $R_2$ , aplicou-se corrente a ele e observou-se a variação de sua temperatura(resistência),

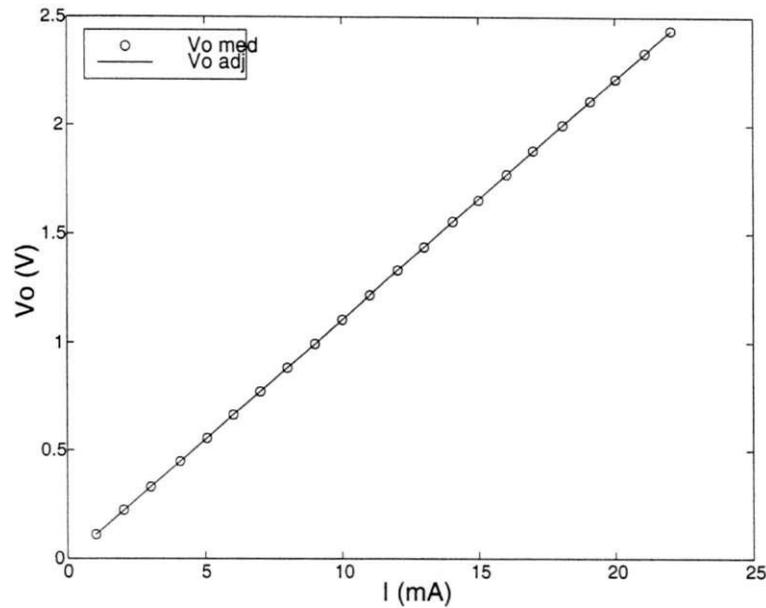


Figura B.1: Valores de tensão  $V_o$  sobre o resistor  $R_2$  de  $110\Omega$ , obtidos a partir do circuito da figura(3) com  $R_1 = 100\Omega$ .

adquirida ora manualmente pelo multímetro *HP*, ora com o sistema de medição. O resultado é mostrado na figura (B.2). Por estes dois testes, fica claro então que se pode confiar nos dados obtidos pelo sistema de medição desenvolvido com um erro inferior a 1%.

A relação entre a resistência do sensor ( $R_s$ ) e sua temperatura ( $T_s$ ), para o caso do  $Pt_{100}$ , é dada por [10]

$$T_s = \frac{1}{0,00385} \left( \frac{R_s}{100} - 1 \right).$$

A temperatura no interior da câmara é medida inicialmente com o sensores  $Pt_{100}$  e termistor, enquanto que a temperatura do ambiente externo à câmara é obtida através de um termômetro de mercúrio. Desta forma, antes de iniciar o experimento, a temperatura  $T_a$  é estabelecida como sendo a média aritmética entre estas três aferições.

### B.0.1 Exemplos de formas de onda geradas

Como o objetivo final do desenvolvimento deste sistema de medição é gerar sinais que possam ser controlados pelo operador e adquirí-los, as figuras (B.3)-(B.8) mostram alguns destes sinais gerados pelo sistema desenvolvido, aplicados ao sensor e suas respectivas respostas, também adquiridas pela plataforma. Refira-se ao circuito de condicionamento da figura (3.4), capítulo (3). O sensor ensaiado foi o termo-resistor  $Pt_{100}$ , com características básicas semelhantes ao utilizado em Lima *et. alli.* [10]

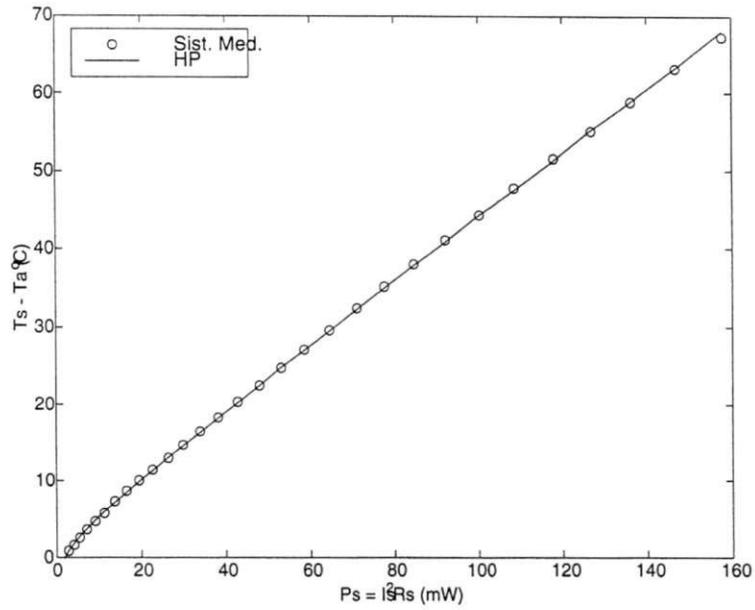


Figura B.2: Comparação entre valores da diferença de temperatura,  $\Delta T = T_s - T_a$ , em função da potência entregue ao sensor ( $P_s$ ) adquiridos via multímetro (—) e sistema de medição (o).

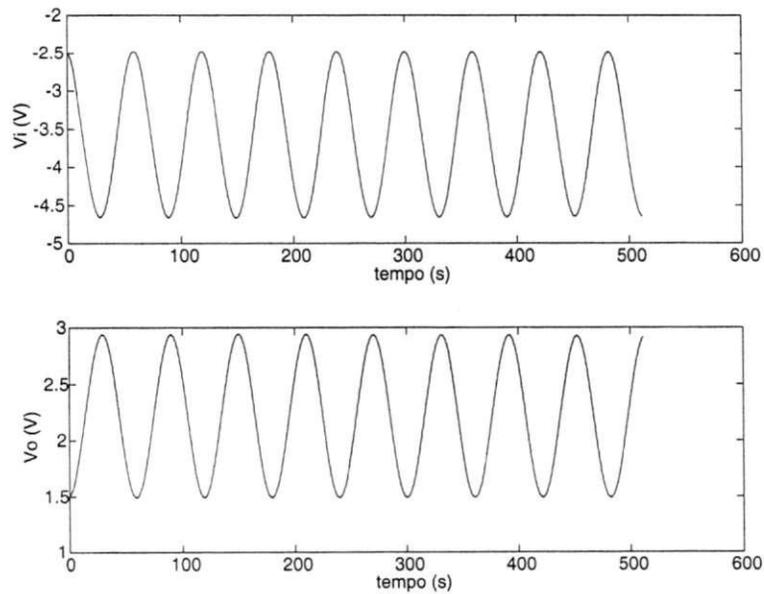


Figura B.3: Sinal de entrada  $V_i$  senoidal gerado, com frequência de oscilação  $f_{osc} = 16.6mHz$ , e respectiva resposta  $V_o$  sobre o sensor  $R_s$ .  $R_1 = 200\Omega$ .

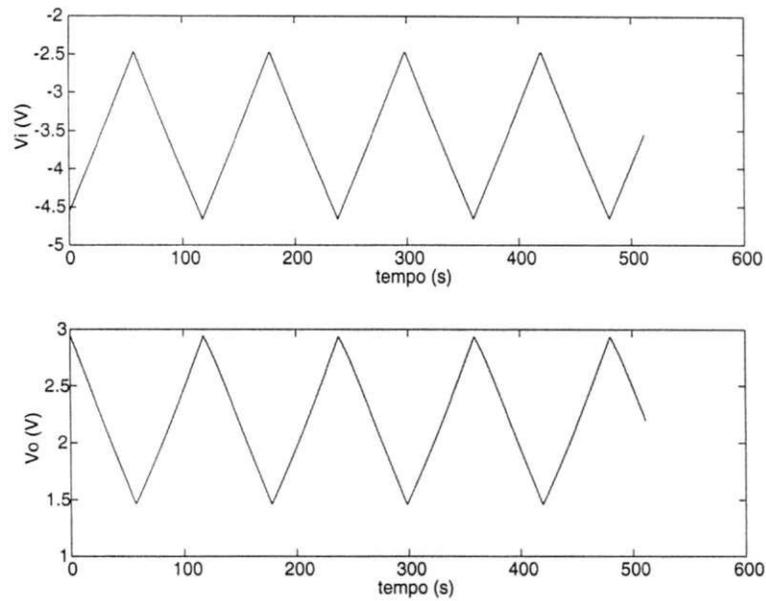


Figura B.4: Sinal de entrada  $V_i$  triangular gerado, com frequência de oscilação  $f_{osc} = 8.3mHz$ , e respectiva resposta  $V_o$  sobre o sensor  $R_s$ .  $R_1 = 200\Omega$ .

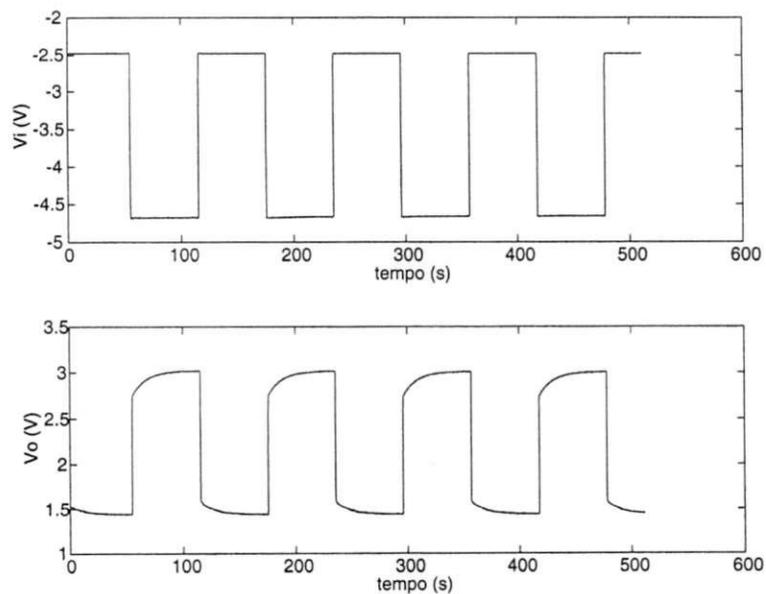


Figura B.5: Sinal de entrada  $V_i$  quadrado gerado, com frequência de oscilação  $f_{osc} = 8.3mHz$ , e respectiva resposta  $V_o$  sobre o sensor  $R_s$ .  $R_1 = 200\Omega$ .

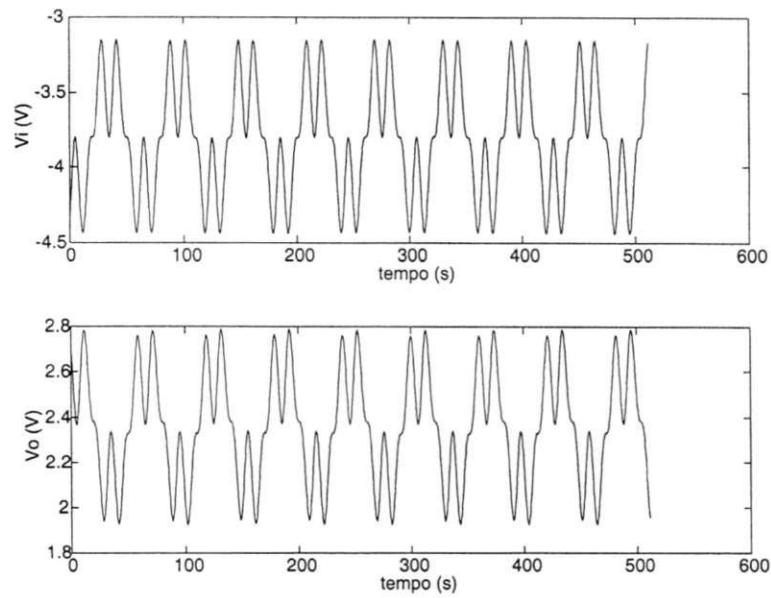


Figura B.6: Sinal de entrada  $V_i$  multi-seno gerado e respectiva resposta  $V_o$  sobre o sensor  $R_s$ .  $R_1 = 200\Omega$ .

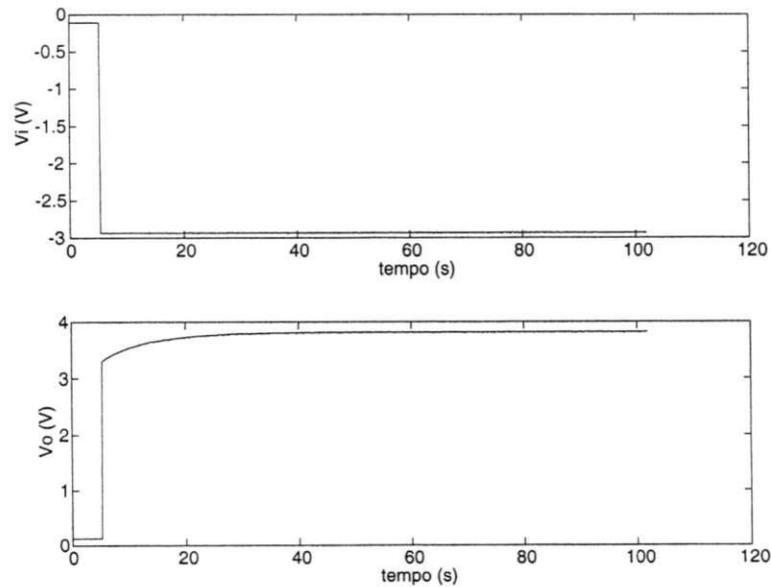


Figura B.7: Resposta  $V_o$  do sensor a degrau de entrada  $V_i$ .  $R_1 = 100\Omega$ .

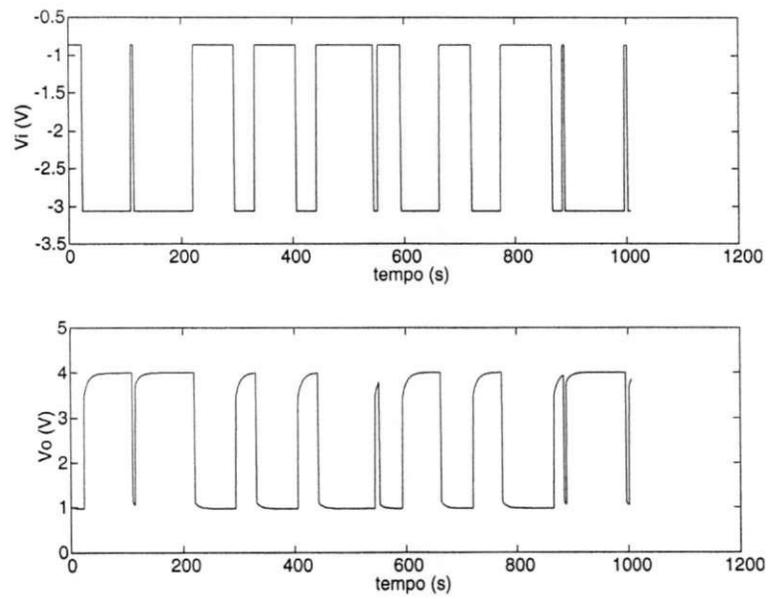


Figura B.8: Sinal PRBS aplicado ao sensor e sua respectiva resposta.  $R_1 = 100\Omega$ .

# Apêndice C

## Deduções Matemáticas e Formulação do Problema para Ajustes de Curvas

Neste apêndice, é apresentada a solução para a equação de equilíbrio termodinâmico e é mostrado o programa utilizado para o ajuste de curvas, utilizados ao longo do texto principal.

### C.1 Solução da Equação de Equilíbrio Termodinâmico

Caso 1: Polarização por fonte de tensão

Em termos de parâmetros constantes, a equação pode ser escrita na seguinte forma

$$P_e + \varepsilon P = G(T_s - T_a) + C \frac{d(T_s - T_a)}{dt} \quad (\text{C.1})$$

$$C \frac{dT_s}{dt} = \frac{V_s^2}{R_s} + \varepsilon P - G(T_s - T_a) \quad (\text{C.2})$$

$$C \frac{dT_s}{dt} = \frac{V_s^2}{R_o(1 + \beta T_s)} + \varepsilon P - G(T_s - T_a). \quad (\text{C.3})$$

nas quais  $\varepsilon P$  representa a parcela de radiação absorvida pelo sensor. Para simplicidade de notação, considere-se  $T_s(t) = T_s$ .

Expandindo em série de potência o primeiro termo do segundo membro, obtém-se

$$\frac{V_s^2}{R_o(1 + \beta T_s)} = \frac{V_s^2}{R_o} (1 + \beta T_s)^{-1} \quad (\text{C.4})$$

$$\frac{V_s^2}{R_o} (1 + \beta T_s)^{-1} = \frac{V_s^2}{R_o} (1 - \beta T_s + \beta^2 T_s^2 - \dots) \cong \frac{V_s^2}{R_o} (1 - \beta T_s). \quad (\text{C.5})$$

Assim,

$$C \frac{dT_s}{dt} = \frac{V_s^2}{R_o} (1 - \beta T_s) + \varepsilon P - G(T_s - T_a) \quad (C.6)$$

$$= \frac{V_s^2}{R_o} - \frac{V_s^2}{R_o} \beta T_s + \varepsilon P - GT_s + GT_a \quad (C.7)$$

$$= - \left( \frac{V_s^2}{R_o} \beta + G \right) T_s + \frac{V_s^2}{R_o} + \varepsilon P + GT_a \Rightarrow \quad (C.8)$$

$$C \frac{dT_s}{dt} + \left( \frac{V_s^2}{R_o} \beta + G \right) T_s = \frac{V_s^2}{R_o} + \varepsilon P + GT_a \quad (C.9)$$

Para as condições iniciais,  $C \frac{dT_s}{dt} = 0$ ,  $P = 0$  (radiação nula), fica-se com

$$\left( \frac{V_s^2}{R_o} \beta + G \right) T_s \cong \frac{V_s^2}{R_o} + GT_a \quad (C.10)$$

$$T_{si} \cong \frac{V_s^2 + R_o GT_a}{V_s^2 \beta + GR_o} \quad (C.11)$$

Para as condições finais de regime permanente,  $C \frac{dT_s}{dt} = 0$ , e após a aplicação do degrau de radiação  $\varepsilon P$

$$T_{sf} \cong \frac{V_s^2 + R_o GT_a + \varepsilon PR_o}{V_s^2 \beta + GR_o} \quad (C.12)$$

A resposta completa de um circuito  $RC$  paralelo, excitado por degrau de corrente é

$$C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R} = i_s(t), \quad t \geq 0 \quad (C.13)$$

$$\underset{\text{Completa}}{v(t)} = \underbrace{(V_o - RI)e^{-t}}_{\text{Transitório}} + \underbrace{RI}_{\text{Regime}} \quad (C.14)$$

Por analogia

$$C \frac{dT_s}{dt} + \frac{T_s}{\frac{V_s^2}{V_s^2 \beta + GR_o}} \cong \left( \frac{V_s^2}{R_o} + GT_a \right) + \varepsilon P, \quad t \geq 0 \quad (C.15)$$

$$T_s = (T_{si} - T_{sf}) e^{-t} + T_{sf} \quad (C.16)$$

$$T_s = \frac{-\varepsilon PR_o e^{-t} + V_s^2 + R_o GT_a + \varepsilon PR_o}{V_s^2 \beta + GR_o} \quad (C.17)$$

E finalmente,

$$T_s(t) = \frac{\varepsilon PR_o (1 - e^{-t/\tau_{CVM}}) + V_s^2 + R_o GT_a}{V_s^2 \beta + GR_o} \quad (C.18)$$

$$\text{com } \tau_{CVM} = \frac{CR_o}{V_s^2 \beta + GR_o} \quad (C.19)$$

Caso 2: Polarização por fonte de corrente



```
if op == 1
    z=lam(1)*x + lam(2);
end
if op == 2
    z = lam(1) + lam(2)./x;
end
if op == 3
    z=lam(1) + lam(2)./x + lam(3)*x ;
end
if op == 4
    z=lam(1) - lam(2)*exp(-x/lam(3));
end
```

---

```
function f = minimos(lam,Data,op)
%%ajuste de reta via fmins
x=Data(:,1);
y=Data(:,2);

if op == 1
    z=lam(1)*x + lam(2);
end
if op == 2
    z = lam(1) + lam(2)./x;
end
if op == 3
    z=lam(1) + lam(2)./x + lam(3)*x ;
end
if op == 4
    z=lam(1) - lam(2)*exp(-x/lam(3));
end

f = norm(z-y);
```

---

## Apêndice D

# Fatores de Conversão para Unidades de Pressão

A tabela D.1, obtida da referência [2], mostra a relação entre algumas unidades de pressão mais comumente empregadas. A forma de utilização é a seguinte: toma-se por base a unidade a ser convertida da 1ª coluna à esquerda e em seguida, no sentido esquerda-direita, faz-se a varredura até que se encontre a unidade para a qual se deseja a conversão.

Por exemplo: tomando-se 1 *atm* na 1ª coluna e efetuando-se a varredura, tem-se

$$1 \text{ atm} = 1,0133 \times 10^5 \text{ Pa} = 760 \text{ torr} = 1 \text{ atm} = 1,0133 \times 10^3 \text{ mBar} = 14,6959 \text{ psi}.$$

	<i>Pa</i> (1 $N/m^2$ )	<i>torr</i> (1 $mmHg$ )	<i>atm</i>	<i>mBar</i>	<i>psi</i>
<i>Pa</i>	1	$7,5006 \times 10^{-3}$	$9,8692 \times 10^{-6}$	0,01	$1,4504 \times 10^{-4}$
<i>torr</i>	133,3224	1	$1,3158 \times 10^{-3}$	1,3332	0,0193
<i>atm</i>	$1,0133 \times 10^5$	760	1	$1,0133 \times 10^3$	14,6959
<i>mBar</i>	100	0,7501	$9,8692 \times 10^{-4}$	1	0,0145
<i>psi</i>	$6,8948 \times 10^3$	51,7149	$6,8046 \times 10^{-2}$	68,9476	1

Tabela D.1: Fatores de Conversão.

## Apêndice E

# Simulação do Radiômetro Utilizando Matlab<sup>®</sup>

O programa a seguir simula o radiômetro com um único sensor, utilizando a linguagem de programação do ambiente Matlab<sup>®</sup>. As equações utilizadas para esta implementação podem ser obtidas do capítulo 7.

```
%Radiometro.m
%Autor: Glaucio Bezerra Brandao
%Parametros Iniciais
N=600; %Tempo de simulacao (seg)
h=0.01; %Intervalo de amostragem (seg)
f=1e-2; %Frequencia de PH em (Hz)
f2=3e-2; %Flutuacao da temperatura ambiente (Hz)
f2=0.1;
w=2*pi*f;
tt=60; %Inicio da incidencia de PH (seg)
pt=5; %pt=15 => microsensor
t=[h:h:N]';
comp=N/h;
vector=ones(comp,1);
disp(' [N comp] ');
[N comp]
disp(' [h f] ');
[h f]
```

```

%Parametros Pt100
Ro=100;
Ra=119.6250;           %25C
tau=7.0;
G=2.6e-3;             %mW/C valor tipico inicial
Ii=2.5e-3;
Io=20e-3;
Id=1e-3;              %Incremento de corrente

if(pt==15)
%%Parametros Pt15k   microsensor
Ro=13800;
Ra=15128;            %25C
tau=1e-3;
G=3.5e-5;
Ii=15e-6;
Io=150e-6;
Id=15e-6;
end
Gz=G;
%Formas de onda-----START
Po=Io^2*Ra;
%PRBS
e=randn(N,1);
v=((e>0)-(e<0)+1)/2;
%SENO
u=(sin(w*t)+1)/2;
Ps=Po*u;
%QUADRADA
v=(square(w*t)+1)/2;
Pq=Po*v;
%DEGRAU
Pd(1:comp)=Po;
%RAMPA
Paux=linspace(0,Po,(comp-tt/h));

```

```
%Formas de onda-----END
```

```
%inicio=input('Tempo para inicio do controle [seg] = ');
```

```
inicio=70;
```

```
start=inicio/h;
```

```
%Flutuacao da temperatura ambiente
```

```
w2=2*pi*f2;
```

```
u2=(sin(w2*t)+1)/2;
```

```
Ta=25+0.5*u2;
```

```
%Ta travada na operacao como radiometro
```

```
Ttrav=Ta;
```

```
%definicoes
```

```
beta=0.00385;
```

```
C=tau*G;
```

```
%mJ/C valor tipico
```

```
Ra=Ro*(1+beta*Ta);
```

```
RoB=Ro*beta;
```

```
GRa=G*Ra/RoB;
```

```
hRoB=h*RoB;
```

```
%Sinal de entrada inicial
```

```
cp=10;
```

```
Is=[Ii*ones(1,cp) Io*ones(1,comp-cp)]';
```

```
Iop=Is;
```

```
dI=0*vector;
```

```
%Condicoes iniciais de simulacao
```

```
Rz=Ra;
```

```
Rt=Ra;
```

```
Tz=Ta;
```

```
Rhold=Rz;
```

```
Rs=Rz;
```

```
Pz=0*vector;
```

```

dRs=vector*0;
Rap=dRs;
dVs=dRs;
Vs=dVs;

%porc=input('Percentual para H incidente (%) = ');
perc=10;
%Tempo de estimacao deve ser maior do que 2*tau
test=input('Tempo para estimacao de C, G e Ta (seg) = ');
tmed=input('Tempo para medicao da radiacao (seg) = ');
t0=clock;
periodo=test+tmed;
duty=tmed*100/(periodo);
T12=test/(2*h);%tempo I1 e I2 para degrau de potencia

%Radiacao=====START
Ph=Io*vector;
Pq=Ph;
Pd=Ph;
Pr=Ph;
alfa=perc/100;                                %percentual

Pr=[zeros(1,tt/h) Paux]';                    %RAMPA. Pr=0 ate tt segundos
Ps(1:tt/h)=0;                                %SENO. Ps=0 ate tt segundos
Pq(1:tt/h)=0;                                %QUADRADA. Pq=0 ate tt segundos
Pd(1:tt/h)=0;                                %DEGRAU Pd=0 ate tt segundos
%Radiacao incidente
H=alfa*Ps;

%Ciclos de estimacao (A) e medicao da radiacao (I)=====START
%ciclo=0 => Potencia Controlada
%ciclo=1 => Resistencia Controlada
ciclo=(square((2*pi*t/periodo),duty)+1)/2;
%Ciclos de estimacao (A) e medicao da radiacao (I)=====END

```

```

%Radiacao=====END

%Parametros estimados=====START
TL=[];          %Temperatura do sensor antes do degrau
TH=[];          %Temperatura do sensor apos do degrau
PL=[];          %Potencia do sensor antes do degrau
PH=[];          %Potencia do sensor apos do degrau
Gop=[];         %G estimado para o ponto de operacao considerado
Tap=[];         %Ta estimada para o ponto de operacao considerado
te=[];         %tempo da estimacao dos parametros
Iap=[];
index=[];

%Parametros estimados=====END

%Thermodynamic Balance Equation : Pe+Ph=G*(Ts-Ta)+C*d(Ts-Ta)/dt
%Euler - 1a order
Ia=Io;
P1=[0 0];
T1=[0 0];
P2=[1 1];
T2=[1 1];
b=Ta(1);
dly=fix((T12*10/100)/2);          %10 de T12

%Simulacao=====START
for(k=2:comp)

%Sensor sem a atuacao do controle
Rs(k)=(H(k-1)+GRa(k-1)+(Iop(k-1)^2+(C-G*h)/hRoB)*Rs(k-1))*hRoB/C;

%Temperatura ambiente travada durante medicao da radiacao
if(ciclo(k)==0)
    Ttrav(k)=Ta(k);

```

```

        else
            Ttrav(k)=b;
        end

%Sensor com atuacao do controle
Rz(k)=((Is(k-1)^2+(C-Gz*h)/hRoB)*Rz(k-1)+H(k-1)+Gz/beta
+(Gz*h-C)*Ttrav(k-1)/h+C*Ttrav(k)/h)*hRoB/C;
dI(k)=Iop(k)-Is(k-1);

%Controle Potencia Constante (PC)-----START
%CicloA = Ausencia de radiacao
%CicloA = Estimacao dos parametros C e G
    if(ciclo(k)==0)
        H(k)=0;
        Tz(k)=(Rz(k)-Ro)/RoB;
        if(k<=start)
            Rhold(k)=Rz(k);
        else
            Rhold(k)=Rz(start-10);
        end
    end

%degrau de potencia controlado pela corrente-----START
    if(j<=T12)
        Iop(k)=Ia+Id;
        TH=[TH Tz(k)];
        PH=[PH Pz(k-1)];
        if(j==T12-dly)
            P2=[(k-dly)*h Pz(k-dly)];
            T2=[(k-dly)*h Tz(k-dly)];
        end

    else
        Iop(k)=Ia;
        TL=[TL Tz(k)];
        PL=[PL Pz(k-1)];
    end

```

```

    if(j==2*T12-dly)
        P1=[(k-dly)*h Pz(k-dly)];
        T1=[(k-dly)*h Tz(k-dly)];
        if((T2(2)~=T1(2))&(P2(2)~=P1(2)))
            Gop=[Gop (P2(2)-P1(2))/(T2(2)-T1(2))];
            Tap=[Tap (P2(2)*T1(2)-P1(2)*T2(2))/(P2(2)-P1(2))];
            te=[te (k-dly)*h];
            index=[index (k-dly)];
        end

        if(length(Tap)>1)
            Tap(1)=Ta(1);
            b=Tap(1,length(index));
            Gop(1)=G;
            Gz=Gop(1,length(index));
        end
    end
end

%degrau de potencia controlado pela corrente-----END

%lei de controle da potencia aplicada a corrente-----START
if(k>=start)
    %-----
    %Algoritmo para controle da potencia
    Is(k)=Iop(k)*sqrt(Rhold(k)/Rz(k-1));
    %-----
end

%lei de controle da potencia aplicada a corrente-----END
Pz(k)=Is(k)^2*Rz(k);
j=j+1;
end

%Controle Potencia Constante (PC)-----END

%Controle Resistencia Constante (RC)-----START

```

```

%CicloI = Incidencia de radiacao
%CicloI = Medicao da radiacao
    if(ciclo(k)==1)
        dRs(k)=Rz(k)-Rhold(k-1);
        dVs(k)=Rz(k)*Is(k)-Io*Rhold(k-1);

        if(k<=start)
            Rhold(k)=Rz(k);
        else
            Rhold(k)=Rz(start-10);
        end

        if(k>start)
            %-----
            %Algoritmo para controle da resistencia
            Is(k)=Is(k-1)-dVs(k-1)/Rhold(k);
            %-----
        end
        j=j+1;
        Ia=Is(k);

    end

%Controle Resistencia Constante (RC)-----END

%-----
%My waitbar
%Mostrar % do laco a cada 1/2 minuto
tn=etime(clock,t0);
if(~rem(round(tn),30))
    disp(k*100/comp);
end
%-----

%-----
end

```

```
%Simulation=====END

%Calculo do tempo de computacao do laco=====START
tn=etime(clock,t0);
disp('Tempo de simulacao [mm ss]');
[fix(tn/60) mod(tn,60)]
%Calculo do tempo de computacao do laco=====END

dTs=dRs/RoB; %variacao da temperatura do sensor
Pe=Iop.^2.*Rs; %Potencia calculada sem atuacao de controle
Pz2=Is.^2.*Rz; %potencia medida com e sem radiacao
PH=(2*dI.*Iop-dI.^2).*Rz.*ciclo;%potencia incidente calculda
```

# Bibliografia

- [1] Burns, J., Sapoff, M., *Resistive Thermometers and Thermistor Thermometers*. In: Webster, J. G, *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press, 1999, Cap. 32, p. 32-18/32-41.
- [2] Tipler, P. A., *Física* Guanabara Dois, Ed., 2ª Edição, 1984;
- [3] Lomas, C. G., *Fundamentals of Hot Wire Anemometry* , New York: Cambrige University Press, 1986.
- [4] McGee, T. D., *Principles and Methods of Temperature Measurement*. New York: Jonh Wiley & Sons, Inc., 1988;
- [5] Meijer, G. C. M., Herwaarden, A. W., *Thermal Sensores* , Great Britain: IOP Publishing Ltd., 1994.
- [6] Neelakanta, P. S., *Smart Materials*. In: Dorf, R. C., *Electrical Engineering Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press, 1993, Chap. 55, pp. 1173-1189.
- [7] Kreith, F., *Thermodynamics and Heat Transfer*. In: Dorf, R. C., *Engineering Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press, 1996, Chap. 43-51.
- [8] Deep, G. S., Rocha Neto, J. S., Lima, A. M. N., Freire, R. C. S., Lobo, P. C., *Thermoresistive Radiation Sensors Response Time Employing Electrical Heating*, transactions on instrumentation and measurement, vol. 45, pp. 332-335, Febl 1996.
- [9] Rocha Neto, J. S. da, *Caracterização de Sensores Termo-Resistivos*. Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, 1994. (Tese, Doutorado em Processamento da Informação).

- [10] Lima, A. M. N., Deep, G. S., Rocha Neto, J. S., Freire, R. C. S., Lobo, P. C., *Identification of Thermoresistive Solar Radiation Sensors*, transactions on instrumentation and measurement, vol. 43, N°2, april 1994.
- [11] Lima, A. M. N., *Técnicas de Estimação e Controle para Medição de Radiação Sola*, Tese de Professor Titular, Universidade Federal da Paraíba, DEE/COPELE, Campina Grande, PB, Brasil, 1995
- [12] Oliveira, A., "Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas", Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, DEE/COPELE, Campina Grande, PB, Brasil, 1997.
- [13] Dally, J., Riley, W., McConnel, K., *Instrum. Eng. Meas.*, Vol. 1, 1st edition, New York: Willey, 1984.
- [14] Moraes, M. B., "Caracterização de Sensores Termo-Resistivos Utilizando Degrau de Potência Elétrica ", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, DEE/COPELE, Campina Grande, PB, Brasil, 1998.
- [15] Boyce, W. E., DiPrima, R. C., *Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno*, Editora Guanabara, 3ª edição, Rio de Janeiro, 1988.
- [16] M. Ou-Yang, C. S. Sheen, J. S. Shie, *Parameter Extraction of Resistive Thermal Microsensors by A.C. Electrical Method*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 47, pp. 403-408, Apr. 1998.
- [17] Brandão, G. B., Deep, G. S., Lima, A. M. N., Neff, H. F., *Caracterização Elétrica de um Modelo Variante no Tempo de um Sensor Termo-Resistivo*, XIII Congresso Brasileiro de Automática, Florianópolis, SC, pp 2372-2377, Set. 2000.
- [18] Lobo, P. C., *An electrically compensated radiometer*, Solar Energy, 36(3):207-216, 1986.
- [19] Nivelte, M. J. M. E., *et al.*, *Low Noise High-T<sub>c</sub> Superconducting Bolometers on Silicon Nitride Membranes for Far-Infrared Detection*, J. Appl. Phys, Vol. 82, No 10, November 1997.
- [20] Poularikas, A. D., *Transforms and Applications Handbook*, CRC & IEEE Press, 1996, appendix 2, p. 1015.
- [21] Deep, G. S., Freire, R. C. S., Rocha Neto, França, M. B., *Thermodynamic Modeling Of A Thermoresistive Sensor Using Electrical Power*, IEC, vol. I, pp. 407-410, 1999.

- [22] Desoer, C. A., Kuh, E. S., "Teoria Básica de Circuitos", Guanabara Dois, 1979;
- [23] Ogata, K., "Engenharia de Controle Moderno", Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1993, 2<sup>o</sup> edição.
- [24] MathWork Inc, *MatLab, Dynamic System Simulation, Software-User Guide, 1998.*
- [25] Doebelin, Ernest, O., *Measurement System Application and Design*, Tokio: McGraw-Hill Kogakusha Ltda, 1976, cap. 7: Flow Measurement, p. 435-499.
- [26] Brandão, G. B., *Sistema de Medição Controlado por Computador para Caracterização de Sensores Termo-Resistivos*, Relatório de Projeto de Pesquisa, Universidade Federal da Paraíba, DEE/COPELE, Campina Grande, PB, Brasil, 2000.
- [27] Manual do usuário PCL812.
- [28] Ljung, L., *System Identification: Theory for the User*. New York: Prentice-Hall, Inc., 1987;
- [29] Keyes, R. J., *et alli, Optical and Infrared Detectors*. New York: Springer-Verlag Berlin Heidelberg Ed., 1980;
- [30] Chen, W. K., *Circuits and Filters Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press, 1995.
- [31] Brandão, G. B., *Extração de Parâmetros de Sensores Térmicos Utilizando Abordagem de Pequenos Sinais*, Relatório de Projeto de Pesquisa, Universidade Federal da Paraíba, DEE/COPELE, Campina Grande, PB, Brasil, 2000.
- [32] Brandão, G. B., Almeida, L. A. L., Deep, G. S., Lima, A. M. N., Neff, H. F., *Instability Conditions, Nonlinear Dynamics and Thermal Runaway in Microbolometers*, J. Appl. Phys, Vol. 90, No 4, August 2001.
- [33] Brandão, G. B., Almeida, L. A. L., Deep, G. S., Lima, A. M. N., Neff, H. F., *Instability and Dynamics of Thermal Runaway of Thermoresistive Microsensors*, In: IMTC/2001 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001, Budapeste-Hungria.
- [34] Oliveira, A., Deep, G. S., Lima, A. M. N., Freire, R. C. S *A Feedback I<sup>2</sup>-Controlled Temperature Solar Radiation Meter*, transactions on instrumentation and measurement, vol. 45, No. 5, pp. 1163-1167, October, 1998.

- [35] Oliveira, A., Lobo, P. C., Deep, G. S., Neto, J. S. R., *Frequency domain analysis of a constant temperature radiation meter*, in proc. Solar Energy Engineering Conf., Washington DC, apr. 1997, pp. 155-161.
- [36] Åström, K. J., Wittenmark, B., *Adaptive Control*. Lund Institute of Technology. Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 2<sup>a</sup> ed. 1995.
- [37] Åström, K. J., Wittenmark, B., *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Information and System Sciences. Printice-Hall, 1990.
- [38] Franklin, G. F., Powell, J. D., Workman, M. *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley World Student Series, 3<sup>a</sup> ed.,1998.
- [39] Golten, J. Verwer, A., *Control System Design and Simulation*, McGraw-Hill International Editions, 1992.
- [40] Sedra, A. S., Smith, K. C., *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, 3<sup>a</sup> ed., 1991.
- [41] Herbert, S. (1991). *C Completo e Total*, Mc Graw Hill, Ed, São Paulo.7, 3802 (1997)
- [42] DAS-800 Series Register -Level Programming User's Guide, Keithley Instruments, Inc., 1993.
- [43] Epstein, A. H., Guenette, R. G., Norton, J. G. and Cao, Y., *High-frequency response heat-flux gauge* Rev. Sci. Instrum., 57, 639-649, 1986.
- [44] Oliveira, A., Freire, R. C. S. e Deep, G. S., *Microcontroller-Based Thermo Differential Analysis Instrument*, In: IMTC/95 - Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1995, Waltham-USA, Conference Proceedings, Piscataway, NJ: IEEE, 1995, p. 520-525.
- [45] Garrison, J. D., Roeder, S. B. W., Bennett, M., Leonard, K. M., Le Moigne, J., Cromp, R. F., *Environmental Measurement*. In: Webster, J. G, *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press, 1999, Cap. 73, p. 73-7/73-10.
- [46] Fraindenraich, N., Lyra, F., *Energia Solar: Fundamentos e Tecnologias de Conversão Heliotermodélica e Fotovoltaica*, Editora Universitária da UFPE, 1995.

- [47] Wood, B. D., *Solar Energy Measuring Equipament*. Ed. Sayigh, A.A.M, New York, USA. Academic Press, 1977.
- [48] Hecht, J., *Understanding Lasers*, IEEE Press, 2<sup>a</sup> Ed. 1994.