

Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas

Amauri Oliveira

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Gurdip Singh Deep, Ph.D.

Orientador

Raimundo C. S. Freire, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Amauri Oliveira, Fevereiro de 1997

Sensores Termo-Resistivos em Configurações Realimentadas

Amauri Oliveira

Tese de Doutorado apresentada em Fevereiro de 1997

Gurdip Singh Deep, Ph.D.

Orientador

Raimundo C. S. Freire, Dr.

Orientador

Yaro Burian Jr, Ph.D.

Componente da Banca

Luiz Pereira Calôba, Ph.D.

Componente da Banca

Pio Caetano Lobo, Ph.D.

Componente da Banca

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Fevereiro de 1997



048s Oliveira, Amauri.
Sensores termo-resistivos em configurações realimentadas / Amauri Oliveira. - Campina Grande, 1997.
111 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia.

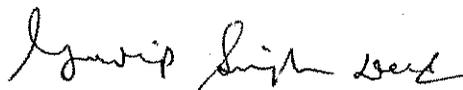
1. Sensores Termo-Resistivos. 2. Mediação de Temperatura. 3. Radiação Térmica. 4. Velocidade de Fluido. 5. Tese - Engenharia Elétrica. I. Deep, Gurdip Singh. II. Freire, Raimundo Carlos Silvério. III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). IV. Título

CDU 621.3:681.586.6(043)

“SENSORES TERMO-RESISTIVOS EM CONFIGURAÇÕES REALIMENTADAS”

AMAURI OLIVEIRA

Tese Aprovada em 14.02.1997



GURDIP SINGH DEEP, Ph.D., UFPB
Orientador



RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Ph.D., UFPB
Orientador



ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca



LUIZ PEREIRA CALÔBA, Ph.D., COPPE/UFRJ
Componente da Banca



YARO BURIAN JÚNIOR, Ph.D., UNICAMP
Componente da Banca

PIO CAETANO LOBO, Ph.D., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Fevereiro - 1997

Dedicatória

Dedico este trabalho a minha esposa, Aracy e a meus filhos Israel e Eulália, pelo ambiente de paz e tranqüilidade que proporcionaram para que eu voltasse quase toda minha atenção aos estudos.

Dedico também a meus pais por se empenharem na formação dos filhos, e a meus irmãos, pelas inúmeras vezes que ajudaram ao irmão “menor”.

Sem a participação de todos eles, por certo, minha carreira profissional teria sido mais difícil.

Agradecimentos

Aos orientadores, professores Gurdip Singh Deep e Raimundo Carlos Silvério Freire pela valiosa contribuição na minha formação e qualidade deste trabalho, com as questões levantadas e sugestões.

Aos professores Antonio Marcus Nogueira Lima e José Sérgio da Rocha Neto por atenderem às minhas consultas.

Ao bolsista de iniciação científica, Ibsen Miranda dos Anjos pela contribuição nos ensaios.

Ao colega e amigo Adhemar de Barros Fontes e à sua esposa, os quais contribuíram para a minha vinda para Campina Grande, e acolheram minha família, em nossa chegada.

Ao programa PICD/CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo

Neste trabalho, é apresentado um estudo sobre sensores termo-resistivos e suas aplicações na medição de temperatura, radiação térmica e velocidade de fluido. São feitas análises de sensibilidade, tempo de resposta e linearidade dos sistemas de medição com estes sensores, aquecidos por efeito Joule, sendo dada maior ênfase ao circuito no qual o sensor é mantido a temperatura constante. Alguns autores, em suas análises de pequenos sinais para este circuito, consideram algumas condições (tais como: amplificador com ganho escalar e tensão de desvio de entrada nula), e determinam uma constante de tempo não nula. Isto é contestado neste trabalho de doutorado, no qual mostra-se que, considerando-se as mesmas condições, a resposta do circuito é instantânea, isto é, sua constante de tempo é nula. Diferentemente de outras análises deste circuito, aqui apresentada, mostra de maneira explícita uma relação entre polarização inicial do sensor e o comportamento dinâmico do circuito.

Visando obter-se informações sobre o comportamento estático do sensor e a simplificação dos testes experimentais para caracterização estática, é mostrado que o ensaio térmico é dispensável quando são usados métodos numéricos e dados do ensaio elétrico. Neste trabalho é dado início a um estudo de identificação, visando-se a escolha de um modelo em tempo discreto para um termistor NTC e para a sua caracterização dinâmica e resultados preliminares são apresentados.

Os circuitos geralmente usados nos sistemas com sensor a temperatura constante, apresentam algumas limitações (tais como: variação da resistência do sensor; faixa dinâmica limitada do sinal de medição e não linearidade para grandes variações de sinais). Neste trabalho são sugeridos outros sistemas realimentados para manter constante a temperatura do sensor, nos quais estas limitações não existem ou são atenuadas. Estes sistemas também são mais indicados que os circuitos mencionados pois, não usam resistores em série com o sensor, o que implica em redução da tensão de alimentação, e com isto, eles podem portanto ser mais indicados para satisfazer a tendência atual da instrumentação eletrônica, ou seja a implementação dos sistemas de medição em circuitos integrados, formando os sensores inteligentes.

Abstract

In this thesis, a detailed study of the characteristics of thermoresistive sensors and their applications for measurement of temperature, thermal radiation and fluid flow velocity is presented. Analysis in respect of the sensitivity, response time and linearity of a typical measurement system is done. In this system, an electrically heated sensor is employed. Major emphasis has been put on the configurations in which the sensor is maintained essentially at a constant temperature. Some authors have presented small signal analyses for these configurations, with some specific assumptions, like use of amplifier with constant gain and or zero input off-set voltage, and derived expressions for the response time or equivalent time constant. This is not strictly correct. In this thesis, it is clearly shown that the response time of such a hypothetical system should be zero. Differently from the existing analyses, the analysis presented in this thesis, demonstrates explicitly the dependence of the dynamic response on the initial biasing of the sensor, for this circuit configuration.

In order to obtain the static characteristics of the sensor, by relatively simple experimental procedures, it is established that the thermal test normally done for this characterization can be done away with, and the sensor characteristic parameters can be determined using numerical methods and the measurement data, obtained from the static electrical test. An investigation of use of the parametric identification methods, for the choice of an appropriate discrete time model for an NTC thermistor and its dynamic characteristics, has been initiated and some preliminary results are presented.

Conventional negative feedback constant temperature measurement circuit present some limitations (e.g. sensor resistance not maintained strictly constant, limited output dynamic range and non-linearity). In this thesis, alternative feedback configurations to maintain the sensor temperature constant, eliminating or attenuating the above limitations are also proposed. These structures do not employ additional resistance in series with the sensor and thus permit the use of lower supply voltage. This finally may facilitate the integration of these configurations in the form of monolithic circuits.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Organização do trabalho	4
2	Sensores termo-resistivos	6
2.1	Introdução	6
2.2	Características de sensores termo-resistivos	6
2.2.1	Variação da resistência do sensor com a temperatura	9
2.2.2	Variação do coeficiente de transferência de calor	10
2.3	Caracterização dos sensores termo-resistivos	11
2.3.1	Caracterização estática	11
2.3.2	Constante de tempo do sensor	13
2.4	Aplicações e métodos	16
2.4.1	Medição de temperatura	16
2.4.2	Medição de radiação	20
2.4.3	Medição de velocidade de fluido	21
2.5	Novas técnicas de utilização e caracterização de sensores termo-resistivos	23
2.6	Comentários e conclusões	23
3	Aplicações e métodos	25
3.1	Introdução	25
3.2	Métodos de medição	26
3.2.1	Corrente constante	27
3.2.2	Temperatura constante	29
3.2.3	Tensão constante	30
3.3	Pequenas variações de R_s e tensão incremental (análise de pequenos sinais)	31

3.4	Comparação entre os métodos de medição	35
3.5	Análises de circuitos de medição com sensor a temperatura constante	38
3.5.1	Análise estática em radiômetros a temperatura constante (ponto de operação)	39
3.5.2	Análise de pequenos sinais em circuitos com sensor a temperatura constante	45
3.5.3	Comentários e conclusões da análise de circuitos para medição a temperatura constante	55
4	Contribuições para a caracterização de sensores termo-resistivos	59
4.1	Introdução	59
4.2	Caracterização estática	61
4.2.1	Determinação à partir de dois pontos (I_s, V_s)	62
4.2.2	Regressão linear	63
4.2.3	Método iterativo	63
4.2.4	Regressão não linear	64
4.2.5	Comparação dos métodos numéricos descritos	66
4.2.6	Resultados experimentais	74
4.3	Identificação paramétrica aplicada a termistor NTC	76
4.3.1	Resultados de simulação e experimental	79
4.4	Conclusões	82
5	Novas Estruturas Realimentadas com Sensores Termo-Resistivos	84
5.1	Introdução	84
5.2	Circuito em ponte com modulador PWM	85
5.2.1	Comparação do circuito em ponte com modulador PWM com circuitos convencionais	87
5.3	Sistema com variável de medição proporcional a I_s^2	88
5.3.1	Sistema de medição com controlador PI	91
5.3.2	Sistema com controle preditivo	93
5.3.3	Sub-sistema com variável de entrada proporcional a I_s^2	95
5.3.4	Compensação de variações da temperatura ambiente	97

Lista de Tabelas

3.1	Comparação entre os métodos de medição	37
3.2	Valores de tensões nas entradas e saída de amplificadores operacionais em anemômetro a temperatura constante	57
4.1	Resultados de aproximação	68
4.2	Sensibilidades relativas	72

Lista de Figuras

1.1	Representação de um sistema de medição (x , y e \hat{x} , representam respectivamente a grandeza a ser medida, o sinal de medição e o valor estimado de x ou resultado da medição)	2
2.1	Característica $R_s \times T_s$ de termistor	9
2.2	Característica $R_s \times T_s$ de resistor metálico	10
2.3	Ensaio térmico para determinação da característica $R_s \times T_s$	12
2.4	Ensaio para determinação de G_{th}	13
2.5	Curva de aquecimento, e resfriamento livre de um sensor termo resistivo	14
2.6	Linearização de temperatura - tensão. a) circuito; b) curva característica normalizada (na temperatura T_L , $\frac{d^2V_x}{dT_s^2} = 0$)	17
2.7	Conversor linear de temperatura-freqüência	19
3.1	Circuito de medição com sensor termo-resistivo a temperatura constante. a) Sensor metálico; b) Termistor NTC	30
3.2	Características idealizadas de V^+ e V^- em função de V_0 . a) circuito com sensor metálico; b) circuito com termistor NTC	31
3.3	Anemômetro a tensão constante	32
3.4	a) Radiômetro a temperatura constante; b) Circuito equivalente para pequenos sinais	39
3.5	Ampl-op com tensão de desvio de entrada	40
3.6	Ampl-op com correntes de polarização. a) correntes de polarização I_{B1} e I_{B2} . b) Corrente de polarização $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$ e corrente de desvio de entrada $I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$	43

3.7	Curvas $V_o \times R_s$ obtidas de equações do circuito com A_0 contante e V_{os} como parâmetro, e da equação da primeira lei da termodinâmica com T_a (R_a) constante e αSH como parâmetro	44
3.8	Gráfico de fluxo de sinais para as equações do modelo de pequenos sinais do radiômetro a temperatura constante	46
3.9	Lugar dos pólos (x) da função de transferência e dos zeros (o) do ganho de malha do circuito do radiômetro, para $V_{os} = 1 \cdot 10^{-5}$, $2 \cdot 10^{-5}$ e $3 \cdot 10^{-5}$ V	48
3.10	Lugar dos pólos (x) da função de transferência e dos zeros (o) do ganho de malha do circuito do radiômetro, para $V_{os} = 1, 2$ e $3, 4$ e 5 mV. a) pólo mais afastado da origem. b) pólo mais proximo da origem e zero do ganho de malha	49
3.11	Diagrama de blocos para simulação do sensor	50
3.12	Diagrama de blocos para simulação do amp-op	50
3.13	Diagrama de blocos para simulação do radiômetro	50
3.14	V_o de simulação do radiômetro com resposta a um degrau de radiação aplicado no instante $t = 3$ s, e amp-op com $V_{os} = -1 \cdot 10^{-5}$ V	51
3.15	V_o de simulação do radiômetro com resposta a um degrau de radiação aplicado no instante $t = 1$ s, e amp-op com $V_{os} = -5$ mV. Na simulação os integradores foram iniciados com valores de regime sem radiação	52
3.16	V_o , resultado de simulação do anemômetro. a) Instante inicial de operação do circuito, operação em regime e resposta a um pequeno degrau de velocidade aplicado em 0,6 s. b) Expansão da curva entre 0,6 e 0,8 s	54
3.17	V_o de simulação do anemômetro considerando amp-op com V_{os} . a) instante inicial de operação, operação em regime e resposta a degrau de velocidade em 0,75 s; b) intervalo entre 0,75 s e 0,8 s com amplitude normalizada para determinação da constante de tempo	56
3.18	Lugar das raízes do ganho de malha fechada, a) para o circuito com amp-op sem V_{os} ; b) para o circuito com amp-op com V_{os}	56
4.1	Representação de um sensor termo-resistivo para um diagrama de blocos	60
4.2	$V_s \times I_s$ de simulação	67
4.3	Variáveis para os métodos de aproximação	69
4.4	Gráfico de $\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} \times \frac{R_s}{R_a}$	73

4.5	Circuito para medição de V_s e I_s	74
4.6	Dados experimentais da característica $V_s \times I_s$ ("o") e aproximação (linha contínua)	75
4.7	Característica $P_e \times (T_s - T_a)$	76
4.8	Diagramas de blocos para simulação do sensor	79
4.9	$\theta_i \times n$ (a,b,c) com $n =$ número da amostra, (d) $I_s(t)$	80
4.10	R_s da simulação (linha contínua) e obtido de $y(t)$ estimado (linha interrompida)	80
4.11	Curvas de R_s com valores estimados dos dados experimentais de V_s e I_s e determinada de $y(t)$ (R_s da aproximação).	81
5.1	Cicuito para medição a temperatura constante com modulador PWM	85
5.2	Tensão sobre o sensor	86
5.3	Dados experimentais da tensão na entrada do modulador PWM em função de T_a	87
5.4	Erro de fundo de escala em função da temperatura	88
5.5	Sistema realimentado com sinal $x(t)$ proporcional ao quadrado da corrente que alimenta o sensor e sinal $y(t)$ proporcional à resistência	89
5.6	Curvas de $x(t) \times y(t)$ na condição de regime (i.e. $t \rightarrow \infty$) obtidas da equação do sensor com radiação térmica como parâmetro e característica do controlador com ganho para baixas frequências infinito	90
5.7	Curvas de $x(t)$, resposta a degraus de radiação com amplitude αSH entre 0.2 e $1 \cdot P_{e0}$, obtidas por simulação do sistema realimentado	93
5.8	Curvas de $x(t)$ e $y(t)$, obtidas por simulação com resposta a degraus de radiação com amplitude de 0.1, 0.5 e $1 \cdot P_{e0}$. (a) $x(t)$ e (b) $y(t)$	94
5.9	Sistema realimentado, e sensor alimentado por fonte de corrente PWM	95
5.10	Fonte de corrente PWM	96

Lista de Símbolos

- a - constante da lei de King modificada;
 α - coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor;
 α_i - coeficientes de temperatura do sensor termo-resistivo metálico;
 A - resistência do termistor NTC quando a temperatura tende para infinito;
 b - constante da lei de King modificada;
 B - constante do termistor NTC;
 c - calor específico do sensor;
 C - capacitância de um capacitor;
 C_{th} - capacitância térmica;
 C_0 e C_1 - constantes da lei de King;
 ∂ - derivada parcial;
 Δt - diferença de tempo;
 Δe_a - variação da energia interna do sensor;
 $erro(FS)$ - erro de fundo de escala;
 e_i - energia entregue ao sensor;
 e_0 - energia perdida pelo sensor para o meio ambiente;
 e_s - tensão incremental do sensor;
 $E_s(s)$ - transformada de Laplace da tensão incremental e_s ;
 f_n - frequência natural em Hz;
 $G_c(s)$ - função de transferência de um controlador;
 $G_m(s)$ - ganho de malha de um sistema realimentado;
 G_{th} - condutância térmica do sensor;
 h - coeficiente de transferência na superfície do sensor;
 H - radiação térmica incidente;

H_0 - valor contínuo da radiação térmica incidente;
 h_0 - valor contínuo do coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor;
 h_r - variação incremental da radiação térmica incidente;
 $H_r(s)$ - transformada de Laplace de h_r ;
 I_s - corrente elétrica do sensor;
 $I_{s(ef)}$ - valor eficaz da corrente I_s ;
 I_{s0} - corrente contínua do sensor;
 k_1 - desequilíbrio da ponte de Wheatstone;
 k_i - ganho integral em um controlador PI;
 k_e - coeficiente de corrente do sensor (pequenos sinais);
 k_p - ganho proporcional em um controlador PI;
 k_r - coeficiente de radiação do sensor (pequenos sinais);
 k_t - coeficiente de resistência ($k_t = (\alpha_1 R_0)^{-1}$);
 k_u - coeficiente de velocidade incremental ($h = h_0 + k_u u$);
 k_U - coeficiente de velocidade do sensor (pequenos sinais);
 m - massa do sensor;
 M - constante de tempo aparente do sensor;
 η - relação entre duas constantes de tempo aparentes do sensor;
 P_e - potência elétrica;
 P_{e0} - potência elétrica em um ponto de operação;
 R_0 - resistência do sensor na temperatura T_0 ;
 R_s - resistência do sensor na temperatura T_s ;
 R_{s0} - resistência do sensor em condição de regime;
 S - área da superfície do sensor;
 S_x^y - sensibilidade relativa de y em relação a x ;
 τ - constante de tempo do sensor;
 τ_a - constante de tempo aparente do sensor;
 t_0 e t_1 - intervalos de tempo;
 T - período de amostragem (ou de sinal periódico);
 T_a - temperatura ambiente;
 T_L - temperatura em um ponto de linearização;
 T_0 - temperatura de referência;

T_s - temperatura do sensor;
 T_{s0} - temperatura do sensor em um ponto de operação;
 U - velocidade do fluido;
 u - velocidade incremental;
 $U(s)$ - transformada de Laplace de u ;
 $u(t)$ - vetor de dados de entrada (preditor);
 V_o - tensão de saída de um amplificador operacional;
 V_{o0} - V_o em um ponto de operação;
 V_{os} - tensão de desvio de entrada de um amplificador operacional;
 V_s - tensão sobre o sensor;
 $V_{s(ef)}$ - valor eficaz da tensão V_s ;
 $y(t)$ - vetor de saída (preditor);
 $\varphi(t)$ - vetor de regressão;
 θ - vetor de parâmetros;
 $\hat{\theta}_N^{LS}$ - vetor de parâmetros estimados (método dos mínimos quadrados);
 $zero(G_m)$ - zero do ganho de malha;
 w_n - frequência natural em rd/s;

Capítulo 1

Introdução

Os sensores termo-resistivos têm encontrado uma vasto campo de aplicações nas medições de grandezas físicas, tais como: temperatura [1]-[11], radiação térmica [12]-[16] e velocidade de fluidos [17]-[29]; em que a interação entre o sensor e a grandeza é feita por troca de energia térmica.

Este trabalho tem como objetivo: o estudo de sensores termo-resistivos e, especialmente, de suas aplicações nas medições de grandezas físicas. São também avaliadas diferentes arquiteturas de circuitos de medição, propondo-se novas estruturas.

Uma medição pode ser considerada como uma seqüência de operações, tais como: conversão de natureza física das grandezas; condicionamento de sinais; conversão A/D; processamento de resultados e estimação [30]-[32]. Estas operações são executadas em um sistema de medição ou instrumento, constituído de blocos funcionais. De uma maneira geral os sistemas ou instrumentos de medição podem ser representados como na Fig. 1.1, na qual x , y e \hat{x} , representam respectivamente a grandeza a ser medida, o sinal de medição e o valor estimado de x ou resultado da medição.

Os sistemas com sensores termo-resistivos, objeto de estudo deste trabalho, executam as operações iniciais do processo de medição, isto é, convertem temperatura, velocidade de fluido ou radiação térmica em uma outra grandeza (tensão, corrente, corrente ao quadrado ou tempo), condicionando também o sinal elétrico.

A qualidade de um instrumento é definida por características, tais como: tempo de resposta, precisão, confiabilidade e sensibilidade.

Os instrumentos para medição de velocidade de vento (anemômetros) com sensores

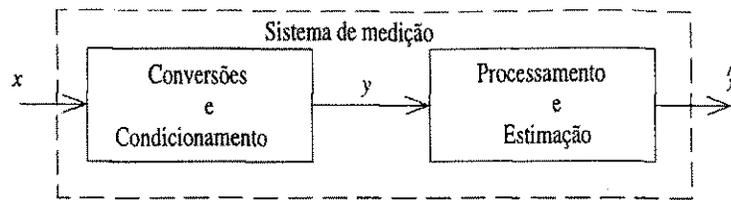


Figura 1.1: Representação de um sistema de medição (x , y e \hat{x} , representam respectivamente a grandeza a ser medida, o sinal de medição e o valor estimado de x ou resultado da medição)

termo-resistivos aquecidos têm constante de tempo pequena e boa sensibilidade para pequenas velocidades. Eles apresentam estas vantagens em relação a outros tipos de anemômetros, mas têm dois problemas: o sinal elétrico de medição (tensão sobre ou corrente que passa através do sensor) é sensível às variações da temperatura do ar e tem relação não linear tanto com a velocidade que se quer medir quanto com essa temperatura.

Para estes tipos de problemas (não linearidade e influência do meio), soluções com um sistema digital de processamento numérico, microcontrolador ou DSP (“Digital Signal Processing” - Processador digital de sinais) são mais indicadas que uma solução analógica. Neste caso, pode-se por exemplo, processar os valores de duas tensões, uma correspondente à velocidade e à temperatura do fluido e a outra apenas à temperatura. Gerando-se em seguida um sinal que contenha apenas informação da velocidade (sinal compensado), que é usado como endereço de uma tabela armazenada em memória, para se estimar o valor da velocidade. De uma outra maneira a estimação pode ser feita usando-se o modelo matemático que relaciona tensão com velocidade e temperatura.

Esta tabela, ou os parâmetros do modelo matemático, são determinados de dados obtidos de uma aferição prévia dos estágios de conversão do instrumento, e a precisão da estimação e do instrumento, entre outras coisas, depende da precisão desta aferição.

Desenvolvimentos recentes nas áreas de microeletrônica e processamento digital de sinais têm contribuído para a melhoria da qualidade dos sistemas de medição. A utilização de novas tecnologias tem possibilitado a incorporação das diversas etapas de medição em um único dispositivo integrado, constituindo os sensores micro-usinados e os sensores inteligentes. Por outro lado, este desenvolvimento requer o estudo e a criação de novas estruturas de medição, e tem sido estimulado em conferências na

área de instrumentação eletrônica. Por exemplo, conferências recentes da sociedade de instrumentação e medição do IEEE (IMTC's) tiveram os seguintes temas prioritários:

- IMTC/92 - "Smart People - Smart Instruments - Smart Measurements";
- IMTC/94 - "Advanced Technologies in I&M";
- IMTC/95 - "I³C - Integrating Intelligent Instruments & Control".

Nestes últimos três anos, têm sido apresentados trabalhos sobre anemômetros com sensor termo-resistivo aquecido, com conversão da informação da forma analógica para a forma digital, nos quais os circuitos analógicos convencionais (já utilizados) de anemômetro são associados a conversores A/D de tensão, em circuito integrado ou de forma discreta [24]-[27]. Estes circuitos apresentam problemas, já mencionados, que dificultam o processo de compensação de temperatura e de estimação da grandeza medida.

Neste trabalho são apresentadas novas estruturas, com variação do sinal de medição proporcional à variação da temperatura do ar (ou temperatura ambiente), tornando mais simples e precisa o processo de compensação desta grandeza e de estimação da grandeza medida. Estas estruturas também podem ser usadas em instrumentos para medição de radiação térmica (radiômetros), e em medição de temperatura ambiente. Nestas duas aplicações, a variação do sinal de medição é função linear das grandezas a serem medidas.

São analisados circuitos para medição com sensores termo-resistivos aquecidos apresentados na bibliografia, visando-se um conhecimento melhor das suas características e comparação com essas novas estruturas. Enfatiza-se a análise do circuito realimentado com sensor a temperatura constante (nas referências bibliográficas citadas neste trabalho mostram-se outros dois circuitos, oportunamente apresentados nestes trabalho), que apresenta tempo de resposta bem menor que os outros, e devido a esta característica, é o mais usado.

Na análise do circuito com sensor a temperatura constante mostra-se que alguns parâmetros da equação que descreve o seu comportamento estático influenciam em seu comportamento dinâmico. Dessa forma, esta análise complementa as análises apresentadas em [18], [28] e [29], e explica oscilações observadas em simulações de radiômetros realizadas no Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle da UFPB.

As folhas de especificações dos sensores termo-resistivos não fornecem com precisão todos os valores de seus parâmetros (valor nominal com uma pequena tolerância), e sim uma faixa na qual o valor do parâmetro pode se encontrar. Por exemplo, a condutância térmica é dada entre 0,4 e 0,7 mW/°C, para o sensor em ar parado. Valores precisos podem ser determinados à partir de dados experimentais, obtidos de um ensaio térmico com variação de temperatura e medição de resistência, e de um ensaio elétrico com variação de corrente e medição de tensão. Verificou-se que para alguns tipos de sensores, pode ser usado método numérico para determinação dos seus parâmetros usando-se apenas dados do ensaio elétrico, que é mais rápido e mais simples que um ensaio térmico. Neste trabalho sugere-se esta forma de determinação de parâmetros e apresenta-se a análise de alguns métodos numéricos.

1.1 Organização do trabalho

Este trabalho começa com esta introdução e tem mais cinco capítulos, que tratam dos assuntos descritos a seguir:

- No capítulo dois é apresentado, de maneira sucinta, um estudo sobre sensores termo-resistivos, abordando-se temas tais como: suas características, caracterização, aplicações em medição e método, novas técnicas de utilização e de caracterização destes sensores (estado da arte);
- No capítulo três apresenta-se a análise dos comportamentos estático e dinâmico dos circuitos convencionais com sensores termo-resistivos, usados na medição de velocidade de vento. Nesta análise é estudada não apenas a medição de velocidade de vento, mas também de radiação térmica e de temperatura ambiente;
- No capítulo quatro são sugeridos e avaliados métodos numéricos para caracterização do comportamento estático de termistores NTC, com dados obtidos de ensaio elétrico (ensaio com excitação e medição por sinais elétricos), dispensando-se ensaio térmico. Além disso, Inicia-se um estudo de identificação visando a caracterização dinâmica de termistores NTC e seleção de um modelo em tempo discreto para utilizá-lo no controlador das novas estruturas de medição sugeridas neste trabalho;

- No capítulo cinco, as novas estruturas de medição são apresentadas, analisadas e comparadas com os circuitos convencionais para medição com sensor a temperatura constante;
- No capítulo seis, são apresentados comentários e conclusões dos resultados obtidos com este trabalho de doutorado e as perspectivas de trabalhos futuros derivados dos temas estudados.

Capítulo 2

Sensores termo-resistivos

2.1 Introdução

Os sensores termo-resistivos são estudados em diversas sub-áreas de conhecimento, tais como: termodinâmica; mecânica dos fluidos; instrumentação eletrônica; instrumentação biomédica; microeletrônica e outras. Cada sub-área dá maior ênfase a um tema determinado: características, caracterização, aplicações, etc.

Neste capítulo são apresentados alguns destes temas, de maneira sucinta, na tentativa de facilitar a compreensão do trabalho e de mostrar o estágio atual desses temas.

2.2 Características de sensores termo-resistivos

Os sensores termo-resistivos estudados e usados neste trabalho são dos tipos metálico (de fio ou filme) e termistor NTC, do inglês “Negative Temperature Coefficient”, que quer dizer coeficiente negativo de temperatura, ou seja, a resistência decresce com a temperatura; além de ser discutido também as características dos termistores PTC (“Positive Temperature Coefficient”).

O comportamento dos sensores termo-resistivos, de uma maneira geral, é descrito por duas equações: uma expressa a primeira lei da termodinâmica aplicada ao sensor e a outra relaciona a sua resistência elétrica com a temperatura, que é representada de maneira genérica por:

$$R_s = F(T_s) \quad (2.1)$$

em que: R_s é resistência elétrica do sensor e T_s é a sua temperatura.

A forma de expressar a equação (2.1) depende do tipo de sensor termo-resistivo, sendo apresentada de modo explícito, para cada tipo de sensor, no item 2.2.1.

A primeira lei da termodinâmica estabelece que: “a energia não pode ser criada ou destruída, mas apenas modificada de uma forma para outra” [33]. Portanto, relacionando-se a energia entregue ao sensor com a energia perdida dele para o meio ambiente que o envolve mais a variação da sua energia interna, tem-se:

$$e_i = e_o + \Delta e_a \quad (2.2)$$

em que: e_i , e_o e Δe_a são respectivamente as energias entregue ao sensor e perdida por este para o meio ambiente, e a variação da energia interna.

O sensor pode receber ou perder energia devido à diferença de sua temperatura e a do meio que o envolve, podendo também receber energia por efeito Joule. A transferência de energia devida à diferença de temperatura é definida como transmissão de calor [33] (atualmente o termo transferência de calor é mais usado que transmissão de calor [34]).

Segundo KREITH [33]: “A literatura reconhece três modos distintos de transmissão de calor: *condução*, *radiação* e *convecção*. Estritamente falando, apenas condução e radiação devem ser classificadas como processo de transmissão de calor, pois somente esses dois mecanismos dependem, para a sua operação, de mera existência de uma diferença de temperatura. O último dos três, a convecção, não concorda estritamente com a definição de transmissão de calor, pois também depende, para a sua operação de transporte mecânico de massa. Mas como a convecção também efetua a transmissão de energia de região de maior temperatura para as de menor, o termo “transmissão de calor por convecção” tornou-se geralmente aceito.”

Na transferência de calor por condução, a energia é transmitida por meio de comunicação molecular direta, sem envolver transporte de massa. Ela depende do meio físico e da diferença de temperatura.

A transferência de calor por radiação não depende da existência de um meio físico, ela se dá de um corpo de temperatura mais alta para outro de temperatura mais baixa, mesmo que estes se encontrem no vácuo.

A convecção, envolve condução de calor e movimento molecular, que pode ser forçado, ou livre, devido à diferença de densidade provocada pelo aquecimento. Quando este movimento se dá apenas por efeito de diferença de densidade e temperatura, a convecção é chamada livre ou natural. Quando a transferência de calor de um corpo para um fluido, ou do fluido para o corpo é decorrente também do movimento forçado do fluido (por bombeamento, por ação de ventilador, etc.) ou do corpo, a convecção é chamada forçada.

Considerando-se um sensor aquecido por efeito Joule e submetido às três formas de transmissão de calor citadas, a equação (2.2), representada por potência (energia por unidade de tempo), é dada por:

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (2.3)$$

em que: αSH é a radiação absorvida pelo sensor, por unidade de tempo;

α é o coeficiente de transmissividade-absorvidade do sensor;

H é a radiação incidente;

P_e é a potência elétrica;

$hS(T_s - T_a)$ é a energia perdida pelo sensor para o meio ambiente, por unidade de tempo;

h é o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor;

S é a área da superfície do sensor;

T_s é a temperatura do sensor;

T_a é a temperatura ambiente;

$mc \frac{dT_s}{dt}$ é a variação da energia interna do sensor por unidade de tempo;

m é a massa do sensor;

c é o calor específico do sensor.

Na equação (2.3), o produto hS pode ser definido como condutância térmica (G_{th}) e mc como capacitância térmica (C_{th}) [1]. Embora a definição da condutância térmica pareça fazer referência apenas a transmissão de calor por condução, ela também se

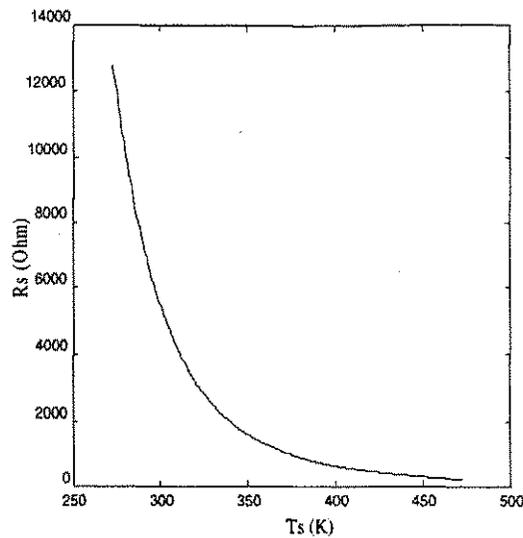


Figura 2.1: Característica $R_s \times T_s$ de termistor

aplica a convecção e a radiação [33].

2.2.1 Variação da resistência do sensor com a temperatura

A variação da resistência de um sensor termo-resistivo com a temperatura é função do seu tipo. Para os termistores NTC, existem diferentes expressões que definem esta característica (fig. 2.1) [2]-[3], porém a mais usada é dada por [1]:

$$R_s = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.4)$$

em que, R_s e R_0 são as resistências do termistor na temperatura de uso T_s e de referência T_0 , respectivamente, ambas em K.

A equação (2.4) também pode ser representada na forma:

$$R_s = A e^{B/T_s} \quad (2.5)$$

em que, $A = \frac{R_0}{e^{B/T_0}}$.

Para os termistores PTC e os resistores metálicos (de fio ou filme de platina, etc.), a variação da resistência com a temperatura (fig. 2.2) é dada por [2]:

$$R_s = R_0 \left[1 + \alpha_1 (T_s - T_0) + \alpha_2 (T_s - T_0)^2 + \dots + \alpha_n (T_s - T_0)^n \right] \quad (2.6)$$

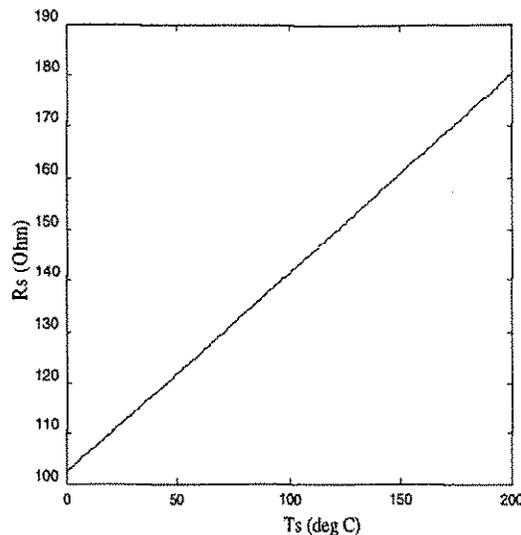


Figura 2.2: Característica $R_s \times T_s$ de resistor metálico

em que, R_s e R_0 são as resistências do sensor nas temperatura de uso T_s e de referência T_0 , respectivamente.

Dependendo do material de que é feito o sensor e da faixa de temperatura, os termos de ordem maior que 1 da equação (2.6) podem ser desprezados, esta equação reduz-se então a:

$$R_s = R_0 [1 + \alpha_1 (T_s - T_0)] \quad (2.7)$$

2.2.2 Variação do coeficiente de transferência de calor

O coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor, h , não é constante e depende das temperatura do sensor e do meio ambiente que o envolve. Quando esse meio é um fluido, h também depende da velocidade relativa fluido-sensor.

A variação de h com a temperatura depende do formato do sensor e sua dedução é bastante complexa [35]. Alguns autores ([36]-[38]) apresentam equações empíricas para corpos com formatos esféricos e cilíndricos. Para alguns sensores, o valor deste parâmetro pode ser considerado constante [35].

A variação de h com a velocidade do fluido, desprezando-se a convecção livre, é dada por [17]-[19]:

$$h = C_0 + C_1\sqrt{U} \quad (2.8)$$

em que C_0 e C_1 são constantes determinadas experimentalmente e U é a velocidade do fluido em relação ao sensor. Esta equação é conhecida como lei de King [20] e só é válida para a faixa de velocidade na qual a convecção forçada é muito maior que a convecção livre.

Para faixas de velocidades nas quais a convecção livre não é muito menor que a convecção forçada, pode ser usada a equação (2.9), conhecida como lei de King modificada [19].

$$h = a + bU^n \quad (2.9)$$

em que, a , b e n são determinados a partir de dados experimentais e dependem da faixa de velocidade do fluido.

Além desta equação, outras são apresentadas por WU [19] e HINZE [17].

2.3 Caracterização dos sensores termo-resistivos

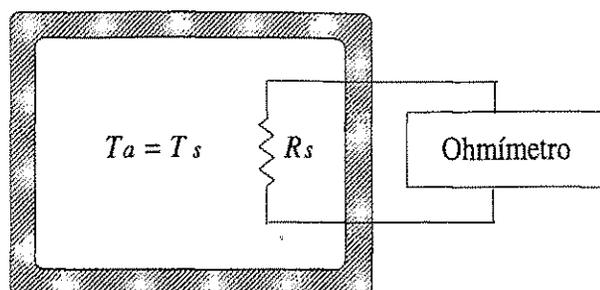
Para a análise e projeto dos circuitos eletrônicos que usam sensores termo-resistivos, é necessário que se conheça valores de constantes e parâmetros destes dispositivos. Estes parâmetros são usados para determinação do ponto de operação do circuito e/ou tempo de resposta ou frequência de corte.

No caso particular dos termistores, para que se tenha uma boa precisão nas aplicações é necessário que cada termistor seja caracterizado separadamente [4].

Na caracterização, geralmente, são determinados constantes e parâmetros do sensor relacionados com o seu comportamento estático, que pode ser chamada de caracterização estática, além da determinação da constante de tempo, dada por mc/hS , que é um parâmetro de seu comportamento dinâmico.

2.3.1 Caracterização estática

Os parâmetros B e A dos termistores NTC (equação (2.5)), R_0 e α_1 (equação (2.7)) dos termistores PTC e resistores metálicos são determinados na caracterização estática,



Ambiente com temperatura ajustável e controlada (T_a) (estufa, banho termostático, etc.)

Figura 2.3: Ensaio térmico para determinação da característica $R_s \times T_s$

além de G_{th} ($= hS$, condutância térmica), que é encontrada para uma determinada condição de operação do sensor (normalmente o sensor no ar e sem convecção forçada, isto é, com o ar parado [1]). Para isto são necessários dois testes: um para determinação dos parâmetros B e A (ou α_1 e R_0) e outro para determinação de G_{th} .

Os parâmetros B e A (ou α_1 e R_0) são determinados a partir de valores de R_s e T_s obtidos de um ensaio térmico (fig. 2.3), no qual a temperatura do meio que envolve o sensor é ajustada para diferentes valores e, para cada valor de T_s , o valor correspondente de R_s é medido. Outra alternativa é o uso de padrões primários de temperatura tais como: o ponto triplo e o ponto de ebulição da água, respectivamente 273,16 K (0,01 °C) e 373,15 (100 °C), fusão do zinco (419,58 °C) e outros. Nestes ensaios, a potência elétrica em R_s , decorrente do processo de medição, deve ser bastante pequena, de tal forma que se possa considerar $T_s = T_a$.

Quando é usado padrão secundário de boa precisão, a primeira alternativa produz melhores resultados, tomando-se uma quantidade maior de valores de R_s e T_s , e utilizando-se regressão linear (ou não linear) para a determinação das constantes da equação que relaciona estas duas variáveis [3].

Para determinação de G_{th} , o sensor é aquecido por efeito Joule (fig. 2.4) e, para cada par de valores corrente-tensão no sensor, é obtido o valor de P_e (potência elétrica) e o valor respectivo de R_s . A sua temperatura pode ser obtida destes valores de R_s e de dados do teste de sua resistência em função de sua temperatura na forma de tabela ou equação [35], ou medida por outro sensor de dimensões e capacitância térmica bem

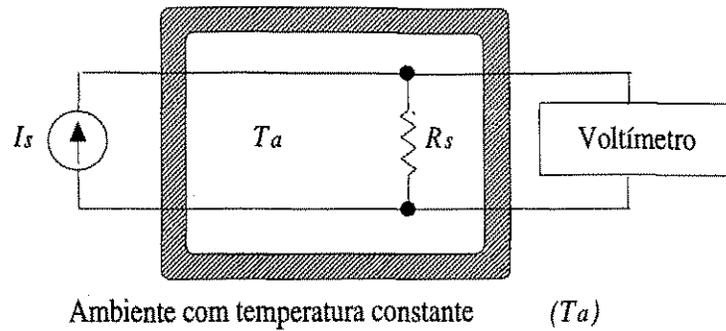


Figura 2.4: Ensaio para determinação de G_{th}

menores que o sensor sob teste [5]. Conhecido T_a e valores de T_s e P_e , pode-se então determinar G_{th} .

2.3.2 Constante de tempo do sensor

Define-se como constante de tempo do sensor, a relação entre mc e hS (constante de tempo da equação (2.3)).

Para o sensor sem excitação, a equação (2.3) se reduz a:

$$mc \frac{dT_s}{dt} + hS (T_s - T_a) = 0 \quad (2.10)$$

Para T_a constante, esta equação pode ser dada por:

$$mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt} + hS (T_s - T_a) = 0 \quad (2.11)$$

ou por:

$$mc \frac{d(T_s - T_a)}{(T_s - T_a)} = -hS \cdot dt \quad (2.12)$$

Elevando-se a temperatura do sensor até uma temperatura T_{s1} e retirando-se a fonte de aquecimento, após um intervalo de tempo Δt , o sensor alcança uma temperatura T_{s2} (fig. 2.5) e, da solução da equação (2.12) tem-se:

$$mc \ln (T_{s2} - T_a) - mc \ln (T_{s1} - T_a) = -hS \Delta t$$

$$mc \ln \left(\frac{T_{s1} - T_a}{T_{s2} - T_a} \right) = hS \Delta t$$

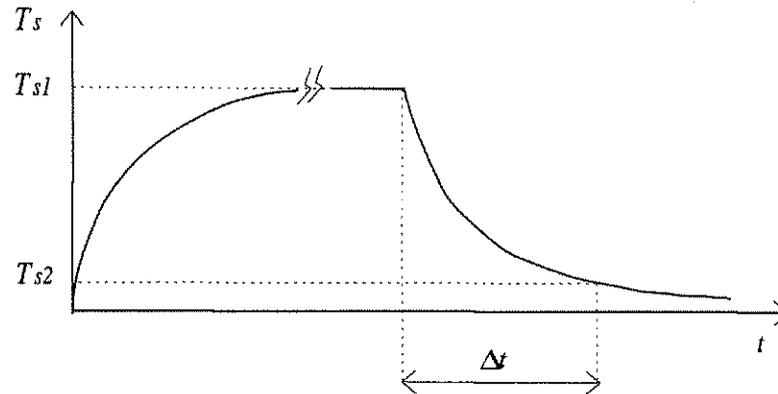


Figura 2.5: Curva de aquecimento, e resfriamento livre de um sensor termo resistivo

e,

$$\tau = \frac{mc}{hS} = \frac{\Delta t}{\ln\left(\frac{T_{s1}-T_a}{T_{s2}-T_a}\right)} \quad (2.13)$$

Conhecidos os valores do intervalo de tempo Δt , das temperaturas T_{s1} e T_{s2} do sensor durante o seu resfriamento livre e da ambiente T_a , a constante de tempo τ do sensor pode ser determinada da equação (2.13) [38]. Os valores de T_{s1} e T_{s2} podem ser obtidos a partir da curva resistência elétrica \times temperatura do sensor. O aquecimento por efeito Joule, durante a medição de resistência, deve ser feito suficientemente pequeno, de tal forma que possa ser desprezado.

Neste método, como o número de medidas é pequeno (apenas 2), não existe a possibilidade de redução de erro. Ele foi apresentado por YUGE (1960: [38]), em uma época em que ainda não se tinha disponível equipamentos suficientemente rápidos e precisos, para registro dos valores das amostras de resistência (ou corrente e tensão).

Atualmente existem equipamentos (por exemplo, controlados por um PC via interface IEEE-488) que podem fazer aquisição de dados de forma automática e suficientemente rápida, permitindo a obtenção de um grande número de amostras durante o experimento. Desse modo, pode-se usar outras soluções numéricas que ajudam na redução de erro, como descritos a seguir.

No caso de um sensor metálico, se ele for submetido a um degrau de corrente com valor final I_s , a curva de resistência elétrica em função do tempo apresenta uma constante de tempo aparente [12], dada por:

$$M = \frac{mc}{hS} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\alpha_1 R_0 I_s^2}{hS}} \quad (2.14)$$

Se o sensor for submetido a dois degraus de corrente com valores finais I_1 e I_2 , podem ser determinadas duas constantes de tempo aparentes, M_1 e M_2 e, a constante de tempo intrínseca do sensor pode ser determinada da equação:

$$\tau = M_1 \frac{I_1^2 - I_2^2}{\eta I_1^2 - I_2^2} \quad (2.15)$$

em que $\eta = \frac{M_1}{M_2}$.

As constantes de tempo M_1 e M_2 , podem ser determinadas por método de ajuste de curva, segundo critério dos mínimos quadrados, a partir de dados de $R_s \times t$, conseqüentemente existe uma redução de erro. Visando também reduzir o erro na determinação de τ , foi desenvolvido um estudo de sensibilidade que mostra que quanto maior a relação entre as duas correntes, menor é este erro (ROCHA Neto, 1994: [13]).

Um outro método de determinação dos valores da constante de tempo e de parâmetros do sensor termo-resistivo metálico, utiliza a técnica de identificação paramétrica (LIMA, 1994: [14]). Este método foi aplicado a um sensor termo-resistivo de filme metálico.

A partir das equações (2.3) e (2.7), pode ser definido o modelo do preditor em forma de uma equação de regressão dada por:

$$y(t) = \varphi^T(t) \theta \quad (2.16)$$

na qual:

$y(t) = r_s(t)$, resistência do sensor;

$\varphi^T(t) = \left[u(t-T) \ y(t-T) \ H(t-T) \ 1 \right]$;

$\theta^T = \left[\frac{\alpha_1 R_0 T}{mc} \ 1 - \frac{hST}{mc} \ \frac{\tau \alpha_1 S R_0 T}{mc} \ \frac{hS R_0 T}{mc} \right]$;

$u(t) = i_s^2(t)$, ($i_s(t)$ = corrente do sensor);

T = período de amostragem.

Usando um programa de identificação paramétrica, segundo critérios dos mínimos quadrados ou variáveis instrumentais, os parâmetros do vetor θ são estimados e, destes podem ser determinados a constante de tempo e parâmetros do sensor.

Estes dois últimos métodos têm sua implementação experimental (aquisição de

dados) simplificada, com a utilização de instrumentos controlados por interface IEEE-488.

2.4 Aplicações e métodos

Atualmente, os sensores mais usados na medição de temperatura, velocidade de fluido, etc, são os termo-resistivos. Eles encontram aplicações em áreas diversas tais como: condicionamento de ambiente, automobilismo, meteorologia, indústria e hospitais [1]. Relacionado com estas aplicações, pode-se citar também: compensação de temperatura, medição de coeficiente de transferência de calor em uma superfície entre dois materiais e controle de temperatura.

São usados alguns princípios de medição baseados na variação da resistência do sensor com a temperatura (equação 2.1), na variação da potência elétrica entregue ao sensor com a radiação incidente e na variação do coeficiente de transferência de calor (equação 2.3). A seguir são apresentados alguns métodos usados nas principais aplicações destes sensores.

2.4.1 Medição de temperatura

A temperatura é uma das grandezas físicas mais medida, pois a maioria dos processos físicos, químicos e biológicos sofrem influência desta grandeza. A medição de temperatura é indispensável na indústria, medicina, laboratórios, equipamentos domésticos e de escritórios, etc. As aplicações envolvem objetivos tais como: controle de temperatura, monitorização e compensação da variação de temperatura na medição de outras grandezas.

Existem vários tipos de sensores de temperatura, baseados em diferentes princípios de operação, tais como: efeito termoelétrico, dilatação térmica e outros. Entretanto, devido à sua diversidade de forma, custo baixo, capacitância térmica pequena e, principalmente, sensibilidade alta, o termistor é o sensor térmico mais usado, embora apresente uma variação não linear de sua resistência com a temperatura (equação 2.5).

Para superar esse problema, existem diversas propostas de circuitos de linearização dessa curva de resposta, que associam o termistor a outros elementos (tais como: resistores e amp-op's), transformando a variação exponencial de resistência em uma variação

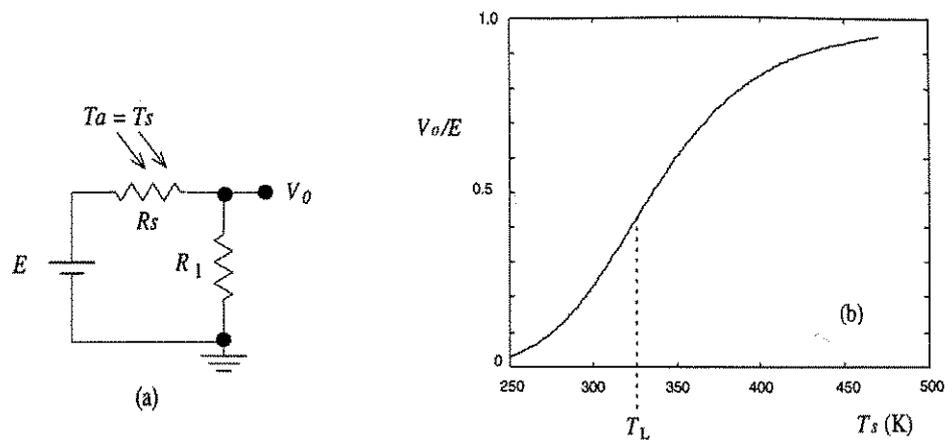


Figura 2.6: Linearização de temperatura - tensão. a) circuito; b) curva característica normalizada (na temperatura T_L , $\frac{d^2 V_o}{dT_s^2} = 0$)

linear de tensão, ambas em função da temperatura [6] e [7].

Na figura 2.6 é mostrado um circuito de linearização e sua curva característica normalizada. O resistor R_1 deve ser tal que, a derivada segunda de V_o em relação a T_s ($\frac{d^2 V_o}{dT_s^2}$) seja nula no centro da faixa de operação, em que se encontra a temperatura de linearização T_L [6]. Para que esta condição seja satisfeita, R_1 é dado por:

$$R_1 = R_s(T_L) \cdot \frac{B - 2T_L}{B + 2T_L}$$

Também podem ser citados outros métodos tais como: conversão linear de temperatura para tensão usando termistor e amplificador logarítmico [8]; comparação da variação exponencial de resistência \times temperatura com a variação exponencial da tensão de um capacitor em um circuito R-C, para gerar um sinal pulsado com frequência ou intervalo de tempo proporcional à temperatura [9]-[11].

Na figura 2.7 é mostrado um exemplo de circuito de conversor linear de temperatura-frequência [9]. Nele, o amplificador operacional A_1 e o transistor Q_1 formam uma fonte de corrente dependente de R_s e geram uma tensão $V_T = (V_{cc} - I_s R_Q)$, que é função da temperatura. O filtro passa baixa $R_3 C_1$ é usado para evitar oscilações na fonte de corrente. A tensão V_T é comparada com a tensão V_c do capacitor C_c pelo comparador A_2 . Quando a tensão V_c se iguala a tensão V_T , é gerado um pulso de disparo do monoestável, que comanda a descarga de C_c através de Q_2 .

A corrente dependente de R_s , é dada por:

$$I_s = \frac{V_{cc} R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_s}$$

ou,

$$I_s = k V_{cc} \frac{e^{-\frac{B}{T_s}}}{A}$$

na qual: $k = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$.

A tensão V_T dependente da temperatura é dada por:

$$V_T = V_{cc} - I_s R_Q$$

ou,

$$V_T = V_{cc} \left(1 - \frac{R_Q k}{A} e^{-\frac{B}{T_s}} \right) \quad (2.17)$$

Considerando-se um tempo inicial $t = 0$, instante no qual o capacitor C_c começa a ser carregado, a tensão neste capacitor pode ser dada por:

$$V_c = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_c C_c}} \right) \quad (2.18)$$

Definindo como t_0 o instante em que a tensão do capacitor, V_c , atinge o nível de tensão V_T e, igualando-se as equações (2.17) e (2.18), tem-se:

$$\frac{R_Q k}{A} e^{-\frac{B}{T_s}} = e^{-\frac{t_0}{R_c C_c}}$$

e,

$$t_0 = \frac{B R_c C_c}{T_s} - R_c C_c \ln \left(\frac{R_Q k}{A} \right)$$

O período T do sinal gerado pelo circuito é a soma de t_0 com um tempo t_1 , que depende de R_t e C_t . Logo,

$$T = t_0 + t_1$$

ou,

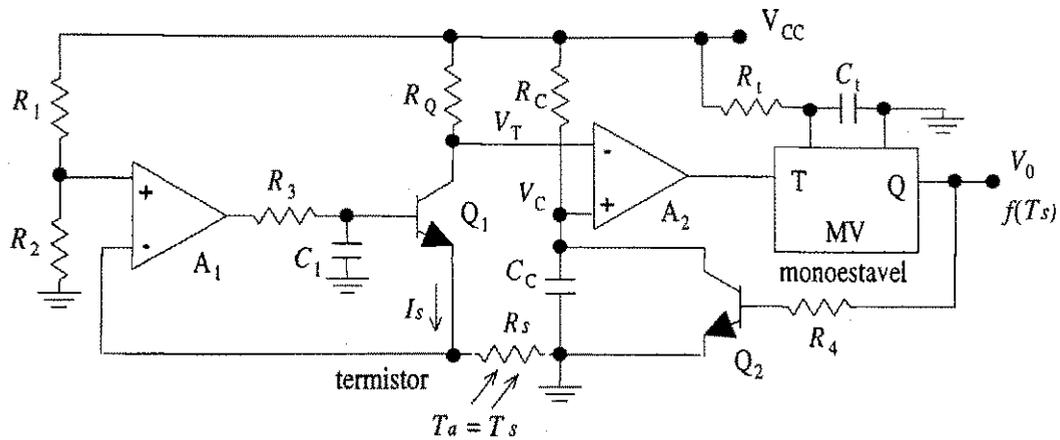


Figura 2.7: Conversor linear de temperatura-freqüência

$$T = \frac{BR_cC_c}{T_s} - R_cC_c \ln \left(\frac{R_Q k}{A} \right) + t_1 \quad (2.19)$$

Se na equação (2.19), $t_1 = R_cC_c \ln \left(\frac{R_Q k}{A} \right)$, então,

$$T = \frac{BR_cC_c}{T_s}$$

e,

$$f = \frac{1}{T} = \frac{T_s}{BR_cC_c}$$

Portanto, o circuito da figura 2.7 gera um sinal com freqüência proporcional a temperatura do sensor.

Todos estes métodos de medição de temperatura citados, exploram apenas a variação de resistência do termistor com a temperatura, desprezando a variação de resistência devida ao aquecimento por efeito Joule. Nos circuitos utilizados não existe realimentação e, a resposta do circuito é mais lenta ou igual à do sensor.

Na pesquisa bibliográfica realizada encontra-se apenas um artigo, (HANS, 1993: [3]), que explora o aquecimento do sensor por efeito Joule para tornar a resposta do circuito mais rápida. A componente contínua da corrente elétrica do sensor é constante, porém provoca-se uma variação transitória de corrente (controlada por uma lógica nebulosa -"fuzzy"), toda vez que é percebida uma variação de resistência, para tornar esta última mais rápida.

Este método, além de apresentar resposta mais rápida, elimina o erro causado por efeito Joule, pois diferentemente dos outros, ele utiliza e leva em consideração este efeito.

Os sensores termo-resistivos metálicos, embora apresentem uma sensibilidade menor (isto é, menor variação de resistência com a temperatura), também são usados na medição de temperatura. Por exemplo, os sensores de platina, por apresentarem uma boa linearidade e confiabilidade no valor de resistência e coeficiente de temperatura, são utilizados como padrão secundário [3] e [4], na faixa de temperatura entre $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $500\text{ }^{\circ}\text{C}$.

2.4.2 Medição de radiação

Um sensor termo-resistivo pode ser aquecido pela temperatura ambiente, por efeito Joule e também por radiação térmica incidente, que fornece uma energia por unidade de tempo dada por αSH , conforme a equação (2.3).

Quando o sensor é alimentado por uma corrente constante, a variação da radiação incidente provoca uma alteração das suas temperatura e resistência e, conseqüentemente, a tensão em seus terminais também varia. Esta tensão é então usada como sinal de medição, que é processado juntamente com um outro sinal equivalente a temperatura ambiente (sinal de compensação) para estimação da radiação. Neste método é usado um circuito não realimentado e, conseqüentemente o tempo de resposta é maior que o tempo de resposta do sensor.

Para reduzir o tempo de resposta, existe um outro método que utiliza um circuito realimentado. Neste, o sensor é aquecido por efeito Joule e suas resistência e temperatura são mantidas constantes pela realimentação [15]. Para este fim, quando há um aumento da radiação, a realimentação reduz a potência elétrica fornecida ao sensor, reduzindo a corrente e a tensão. Por outro lado, quando há redução de radiação, a realimentação funciona no sentido inverso. Neste caso, a corrente ou a tensão são usadas como sinal de medição.

O sensor termo-resistivo para medição de radiação é, geralmente, do tipo metálico na forma de filme fino depositado sobre um substrato.

2.4.3 Medição de velocidade de fluido

A energia perdida pelo sensor para um fluido em que esta imerso, por convecção, depende da velocidade do fluido. Este comportamento é expresso por equações que relacionam o coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor com a velocidade (o coeficiente aumenta com a velocidade do fluido, equações (2.8) e (2.9), item 2.2.2). Os métodos para medição de velocidade de fluido são os mesmos já descritos para medição de radiação incidente e a tensão sobre o sensor é usada como sinal de medição.

O aumento da transferência de calor ao fluido com a velocidade, aumenta a perda de calor do sensor e tende a diminuir as suas temperatura e resistência. Quando o sensor é alimentado por corrente constante, um aumento da velocidade provoca uma redução das temperatura, resistência e tensão.

No método de medição com sensor a temperatura constante, o aumento da perda de calor provocado pelo aumento de velocidade, é compensado pelo aumento da potência elétrica de forma a manter constantes as resistência e temperatura do sensor. A informação de velocidade é, geralmente, retirada da tensão ou corrente elétrica.

Os instrumentos que usam esses dois métodos são denominados de anemômetros com excitação a corrente constante e a temperatura constante. De uma maneira mais genérica, eles são chamados anemômetro a fio quente, quando o sensor é na forma de fio.

Embora a palavra anemômetro se refira apenas à medição de velocidade de vento (a palavra anemômetro significa, aparelho para medir a intensidade ou velocidade do vento, do grego *anem+metro* [39]), os anemômetros a sensor aquecido (anemômetro a fio quente ou outro sensor termo-resistivo aquecido) recebem a definição de anemômetro, mesmo quando usados para medição de velocidade de outros fluidos. Esta nomenclatura foi adotada desde o surgimento destes instrumentos com sensor a fio quente, quando eram usados apenas para medição de velocidade de ar [21].

Além dos anemômetros a corrente constante e a temperatura constante, existe também os anemômetros a fio com excitação pulsada (do inglês "*pulsed-wire*") e anemômetros a tensão constante.

Os anemômetros a fio com excitação pulsada operam por aquecimento de uma porção do fluido e medição do tempo de deslocamento desta porção. O fluido é aque-

cido por um fio que recebe um pulso de tensão e, um outro fio localizado bem próximo é usado para medir a temperatura do fluido em movimento e detecção do pico de temperatura. O tempo entre geração do pulso de tensão e detecção do pulso de temperatura é inversamente proporcional à velocidade do fluido [21],[22].

Nos anemômetros a tensão constante, a tensão do sensor é mantida constante por um circuito realimentado e, o valor da velocidade pode ser obtida da tensão de saída do circuito [23].

Uma comparação dos anemômetros a corrente constante, temperatura constante e tensão constante foi feita por SARMA (1993: [23]) tomando como referência a sensibilidade e constante de tempo. Ele mostra que o anemômetro a corrente constante apresenta uma boa sensibilidade e uma constante de tempo igual a constante de tempo aparente do sensor. O anemômetro a temperatura constante, usa um circuito realimentado e com isto, consegue-se uma constante de tempo bem menor que a do sensor. O anemômetro a tensão constante tem uma sensibilidade maior que os outros dois e uma constante de tempo menor que o anemômetro a corrente constante e maior que a do anemômetro a temperatura constante.

Para esses anemômetros, os sensores mais usados são fios metálicos, usualmente de tungstênio ou platina com diâmetro de até $5 \mu\text{m}$, mas também são usados filmes metálicos e termistores. Estes últimos, devido às suas dimensões e massa, que são bem maiores que as de um fio, apresentam uma constante de tempo maior.

Os anemômetros a sensor aquecido, diferentemente de alguns outros tipos, podem ser usados para medição da componente média de velocidade e também de flutuações rápidas de velocidade, tal como medição de turbulência.

Estudos sobre resposta em frequência destes anemômetros são apresentados nas referências [18], [21], [28] e [29]. Neste trabalho, esta análise é apresentada no capítulo 3, no qual é feita uma comparação dos métodos de medição, sendo a resposta em frequência um dos parâmetros de comparação.

2.5 Novas técnicas de utilização e caracterização de sensores termo-resistivos

O desenvolvimento recente da utilização de sensores termo-resistivos pode ser observado em trabalhos relativos a interface para circuitos já conhecidos e integração de sensor, condicionador de sinal e circuito de interface em um único "chip" CMOS ou BiCMOS. Também estão sendo desenvolvidos dispositivos micro-usinados associados a sensores e circuitos integrados. Por exemplo, OKAMOTO (1993: [24]) e FUJITA (1995: [25]) apresentam interfaces para anemômetro a temperatura constante com conversão A/D e compensação de temperatura, MOCHIZUKI e WATANABE (1995: [40]) apresentam uma interface para transformação de variação de resistência em frequência, MULLINS et al. (1995: [26]) e LEME (1995: [41]) apresentam trabalhos sobre integração de sensor, condicionador de sinal e interface e, KOHL et al. (1994: [27]) apresentam dispositivo micro-usinado contendo sensores termo-resistivos juntamente com circuito integrado para medição de velocidade de fluidos líquidos e gasosos. Na integração têm sido usadas configurações de circuitos já existentes nas versões discretas.

Os sensores integrados ou sensores inteligentes, contituídos do sensor, condicionador de sinal e interface, se comparados com as configurações que não usam integração, apresentam vantagens tais como: menor ruído de interferência e confiabilidade na transmissão de sinais quando o sensor é localizado em local remoto.

Na caracterização destes sensores, o avanço se relaciona com a utilização de novos recursos como a automação de ensaios utilizando instrumentos controlados por interface IEEE-488 (STANKIVIC, 1994: [35]) e a aplicação de identificação paramétrica na estimação de parâmetros (FREIRE, 1994: [12]) e (LIMA, 1994: [14]).

2.6 Comentários e conclusões

Os trabalhos sobre sensores termo-resistivos têm origem em diversas sub-áreas de conhecimento (instrumentação eletrônica, termodinâmica, mecânica dos fluidos, micro-eletrônica, instrumentação biomédica, etc.). Constata-se pelas referências bibliográficas que cada sub-área trata com maior ênfase de determinado aspecto.

A caracterização estática tem sido feita a partir de dois ensaios, um térmico para

determinação dos parâmetros da características $R_s \times T_s$ e outro elétrico, para determinação do coeficiente de transferência de calor.

Atualmente, com a disponibilidade de equipamentos de aquisição automatizados, o ensaio elétrico é mais simples (geração de corrente programada e medição de tensão). A partir dos dados nele gerado e utilizando-se um programa numérico, é possível se determinar os parâmetros da característica $R_s \times T_s$, além do coeficiente de transferência de calor. Sem a utilização do ensaio térmico, a caracterização estática é mais rápida e mais simples. Neste trabalho sugere-se esta forma de caracterização estática e apresentam-se análises de alguns métodos numéricos.

A determinação das constante de tempo e de parâmetros de sensor termo-resistivo usando técnica de identificação paramétrica, foi desenvolvida para sensor metálico e, ainda não foi usada para termistor NTC.

Usando-se caracterização estática sem o ensaio térmico, como descrito anteriormente, e identificação paramétrica, todos os parâmetros do sensor podem ser estimados a partir de dados gerados por ensaios elétricos automatizados e programados.

Na bibliografia pesquisada, os circuitos de medição de temperatura são baseados apenas na característica $R_s \times T_s$. Foi encontrado somente um artigo que propõe um método que utiliza autoaquecimento do sensor para reduzir a constante de tempo.

Se for explorada a característica de transferência de calor e circuito realimentado, pode-se conseguir um circuito para medição de temperatura mais rápido e linear [42].

Os anemômetros e radiômetros ainda são baseados em circuitos analógicos e, os circuitos integridos que estão sendo desenvolvidos para estes instrumentos, resultam da integração desses circuitos analógicos juntamente com condicionadores de sinal, conversores A/D e circuitos de interface.

Talvez, para a integração, seja interessante o desenvolvimento de circuitos nos quais a transformação da informação para a forma digital seja mais simples, visando um sistema digital. Por exemplo, quando o sensor é alimentado por um sinal modulado em largura de pulso (sinal PWM) e mantido em temperatura constante por realimentação, a informação de velocidade ou radiação é retirada da largura do pulso. A largura do pulso pode ser facilmente medida, ou também o pulso pode ser gerado por sistema digital.

Capítulo 3

Aplicações e métodos

3.1 Introdução

Conforme mencionado no capítulo 2, as principais aplicações dos sensores termorresistivos são nas medições de temperatura, radiação térmica e velocidade de fluido. Nesta última, o sensor é aquecido por efeito Joule e a tensão em seus terminais e/ou a corrente elétrica que o atravessa são usadas na medição de velocidade do fluido. Na medição de temperatura com os métodos convencionais, é explorada apenas a característica $R_s \times T_s$, e o sensor não é aquecido por efeito Joule. Na medição de radiação pode-se usar qualquer uma das alternativas anteriores.

Neste capítulo, mostra-se que os métodos de medição que usam sensor aquecido, também podem ser aplicados na medição de temperatura.

Estes métodos são analisados e comparados, considerando-se condições ideais e usando-se como parâmetros: sensibilidade; constante de tempo e linearidade.

Neste capítulo também são feitas análises dos comportamentos estático e dinâmico do circuito usado no método de medição com sensor termo-resistivo a temperatura constante, considerando-se o amplificador diferencial, usado na realimentação como um dispositivo real possuindo imperfeições e limitações.

Nos circuitos para medição das grandezas físicas mencionadas, com sensor aquecido, nem sempre existe relação linear entre estas grandezas e a tensão ou corrente no sensor, e a análise de sensibilidade e resposta em frequência é feita usando-se modelos de pequenos sinais. Neste capítulo, é apresentada a análise de pequenos sinais para o

sensor e para os circuitos de medição, sendo dada maior ênfase ao circuito realimentado usado no método de medição com sensor a temperatura constante, levando-se em conta as características não ideais dos amplificadores.

No Laboratório de Instrumentação Eletrônica e Controle da UFPB, tentou-se desenvolver estudo de simulação de um radiômetro usando este circuito, para verificação de características deduzidas analiticamente. Isto não foi possível, porque nas simulações foram observadas oscilações não previstas na análise algébrica.

Na análise desenvolvida neste capítulo é mostrado que imperfeições do amplificador têm grande influência no comportamento dinâmico do circuito e que, para determinadas condições destas imperfeições, estes circuitos podem apresentar oscilações amortecidas. Estas deduções são ilustradas por resultados de simulações.

3.2 Métodos de medição

A equação que expressa a primeira lei da termodinâmica em termos de energia por unidade de tempo já foi apresentada no capítulo 2, mas por conveniência é repetida aqui:

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) + mc \frac{dT_s}{dt} \quad (3.1)$$

Na condição de equilíbrio estático, $\frac{dT_s}{dt}$ é nulo, e a equação (3.1) se reduz à equação (3.2) e as grandezas elétricas do sensor (corrente, tensão, resistência e potência elétrica P_e) dependem da radiação térmica incidente, da velocidade do fluido e da temperatura ambiente.

$$\alpha SH + P_e = hS(T_s - T_a) \quad (3.2)$$

Define-se então três métodos de medição que usam sensor aquecido, nos quais uma grandeza elétrica do sensor é mantida constante e a informação é retirada (ou estimada) da tensão sobre este ou da sua corrente. Cada um destes métodos apresenta vantagens e desvantagens que dependem do tipo de sensor (metálico ou termistor NTC) e da grandeza estimada, e que estão relacionadas com sensibilidade, constante de tempo e linearidade.

No caso particular dos anemômetros que usam esses métodos, eles recebem os nomes de anemômetros a corrente constante, a tensão constante e a temperatura constante (resistência constante). Neste capítulo, como é feito um estudo unificado de medição de temperatura, radiação térmica e velocidade de fluido, faz-se referência aos métodos sem particularizar uma destas três grandezas nas suas definições.

Apresentam-se a seguir um estudo da relação entre variável medida e variável estimada para cada método, na condição de equilíbrio estático, e uma análise comparativa entre eles.

3.2.1 Corrente constante

No método de medição a corrente constante, o sensor é alimentado por uma fonte de corrente constante. Logo, substituindo-se na equação (3.2) $P_e = I_s^2 R_s$, tem-se:

$$I_s^2 R_s = hS(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (3.3)$$

Para um sensor termo-resistivo metálico, a resistência em função da temperatura é dada pela equação,

$$R_s = R_0 + \alpha_1 R_0 T_s \quad (3.4)$$

na qual, R_0 é a resistência do sensor a 0 °C.

A temperatura em função da resistência, é dada então por:

$$T_s = k_t R_s - k_t R_0 \quad (3.5)$$

em que, $k_t = \frac{1}{\alpha_1 R_0}$.

Substituindo T_s na equação (3.3), tem-se:

$$I_s^2 R_s = hS k_t R_s - hS k_t R_0 - hS T_a - \alpha SH \quad (3.6)$$

Rearrmando esta equação e fazendo algumas transformações,

$$R_s = \frac{hS k_t R_0 + hS T_a + \alpha SH}{hS k_t - I_s^2}$$

A tensão sobre o sensor é dada então por:

$$V_s = \frac{hSk_t R_0 + hST_a + \alpha SH}{hSk_t - I_s^2} I_s \quad (3.7)$$

Algumas propriedades de um sensor termo-resistivo alimentado com uma corrente constante, para a condição de equilíbrio estático, podem ser interpretadas da equação (3.7). São elas:

- A tensão V_s é função da temperatura ambiente T_a , da radiação térmica incidente H e da velocidade do fluido ($h = a + bU^n$). Conseqüentemente, cada uma destas três grandezas pode ser estimada da tensão V_s quando as outras são nulas ou conhecidas;
- Na medição de radiação térmica incidente, não deve existir convecção forçada (h deve ser mantido constante), é necessário compensação de variação da temperatura ambiente;
- No método de medição a corrente constante, a sensibilidade da tensão em relação à temperatura ambiente ($\frac{\partial V_s}{\partial T_a} = \frac{hSI_s}{hSk_t - I_s^2}$) e em relação à radiação térmica incidente ($\frac{\partial V_s}{\partial H} = \frac{\alpha SI_s}{hSk_t - I_s^2}$) aumentam quando I_s aumenta, e assumem valor infinito quando $I_s^2 = hSk_t$. Isto na realidade não acontece, porque para $I_s^2 = hSk_t$ é necessário que $hSk_t R_0 + hST_a + \alpha SH$ seja nulo, que pode ser verificado na equação (3.6);
- A relação entre a variação de tensão e a variação de velocidade é não linear, mas este mesmo problema aparece nos outros métodos com sensor aquecido, pois a variação de h com a velocidade é não linear;
- De forma semelhante à medição de radiação térmica incidente, na medição de velocidade também é necessário compensação de variação de temperatura ambiente.

Com um termistor NTC, devido a sua característica exponencial, não existe relação linear entre a tensão sobre o sensor e nenhuma das grandezas a serem estimadas. Considerando-se apenas esta característica, os sensores termo-resistivos metálicos são mais indicados.

3.2.2 Temperatura constante

No método de medição a temperatura constante, em condições ideais, a resistência e a temperatura do sensor são mantidas constantes, então, substituindo $P_e = \frac{V_s^2}{R_s}$ na equação (3.2) tem-se:

$$V_s^2 = R_s h S (T_s - T_a) - R_s \alpha S H \quad (3.8)$$

Pode-se verificar por esta equação que não existe relação linear entre a tensão V_s e qualquer uma das grandezas a serem estimadas. Mesmo assim, o método de medição a temperatura constante é o mais usado, pois é ele que apresenta menor constante de tempo, como é mostrado no item 3.4.

Como a resistência e a temperatura do sensor são mantidas constantes, a relação entre a tensão e as variáveis a serem estimadas independe do tipo de sensor.

Os circuitos que são geralmente usados na implementação deste método, com sensor metálico ou termistor NTC, são mostrados na figura 3.1. Considerando-se os amplificadores como ideais, estes circuitos apresentam três pontos de operação possíveis (A, B e C, fig. 3.2) nos quais $V^+ = V^-$ e $\frac{R_s}{R_s + R_2} = \frac{R_3}{R_1 + R_3}$. As posições dos pontos de operação A e C dependem da radiação térmica incidente, da temperatura ambiente e da velocidade do fluido, caso o meio que envolve o sensor seja um meio fluido. As tensões que dependem da relação $\frac{R_s}{R_s + R_2}$ são funções não lineares da tensão V_0 (V^- para circuito com sensor metálico, fig. 3.2.a e V^+ para circuito com termistor NTC, fig. 3.2.b).

Os pontos B's na origem dos gráficos são pontos de equilíbrio instável, e na prática, as correntes de polarização e tensão de desvio de entrada do amplificador, levam os circuitos a operarem em um dos outros dois pontos (A ou C). Para que se possa escolher um deles, basta excluir-se o outro limitando-se a tensão V_0 para valores positivos ou negativos. Os amplificadores reais apresentam ganho finito, correntes de polarização e tensão de desvio de entrada, conseqüentemente, o ponto de operação é ligeiramente afastado dos pontos A ou C.

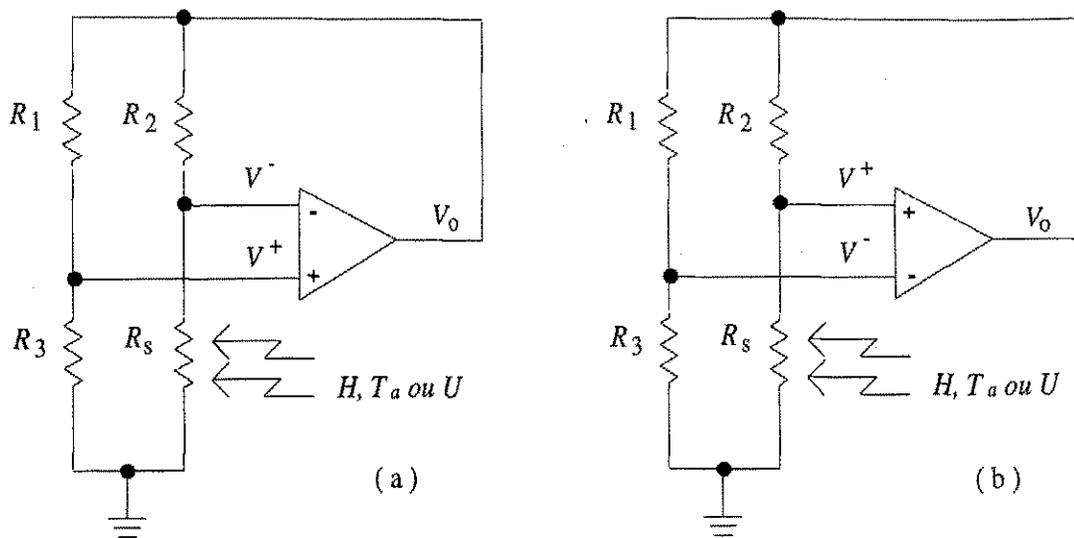


Figura 3.1: Circuito de medição com sensor termo-resistivo a temperatura constante. a) Sensor metálico; b) Termistor NTC

3.2.3 Tensão constante

No método de medição a tensão constante, a tensão sobre o sensor é mantida constante, então substituindo-se $P_e = V_s \cdot I_s$ na equação (3.2), tem-se:

$$V_s \cdot I_s = hS(T_s - T_a) - \alpha SH \quad (3.9)$$

Nesta equação, com V_s constante, uma variação na velocidade do fluido, na temperatura ambiente T_a ou na radiação térmica incidente, implica em variação de I_s , T_s e R_s . A relação entre I_s e qualquer uma das grandezas a ser estimada é não linear, tanto para um sensor termo-resistivo metálico quanto para um termistor NTC. Por exemplo, para um sensor termo-resistivo metálico, substituindo-se $R_s = \frac{V_s}{I_s}$ na equação (3.5),

$$T_s = k_t \frac{V_s}{I_s} - k_t R_0$$

e substituindo esta expressão de T_s na equação (3.9), tem-se:

$$V_s I_s^2 = hS(k_t V_s - k_t R_0 I_s - T_a I_s) - \alpha S H I_s \quad (3.10)$$

Esta equação é de segunda ordem para a corrente I_s e seus coeficientes dependem da velocidade do fluido, da temperatura ambiente e da radiação térmica incidente.

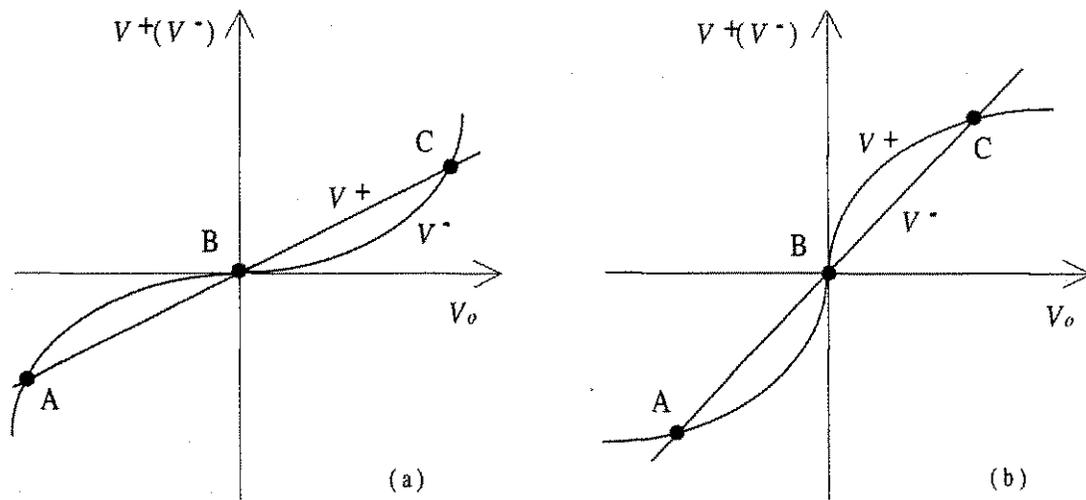


Figura 3.2: Características idealizadas de V^+ e V^- em função de V_0 . a) circuito com sensor metálico; b) circuito com termistor NTC

Na fig. 3.3 é mostrado um circuito usado para implementar método, sugerido por SARMA (1993: [23]). A tensão V_0 depende da corrente que passa pelo sensor e a tensão V_s sobre o mesmo é dada por $V_s = \frac{-V_i R_t}{R_1}$.

Devido às relações não lineares, para este método de medição e para os outros apresentados, a análise de sensibilidade à partir das equações (3.7), (3.8) e (3.10) é complexa e pode ser simplificada quando é utilizado o modelo de pequenos sinais para o sensor. Este modelo e a análise de sensibilidade são apresentados nos próximos ítems.

3.3 Pequenas variações de R_s e tensão incremental (análise de pequenos sinais)

Variações de velocidade de fluido, de radiação térmica incidente ou temperatura ambiente, provocam variações de temperatura, resistência, corrente e tensão no sensor. Neste item são deduzidas expressões de pequenas variações de tensão (tensão incremental) sobre o sensor em função de pequenas variações de corrente e velocidade de

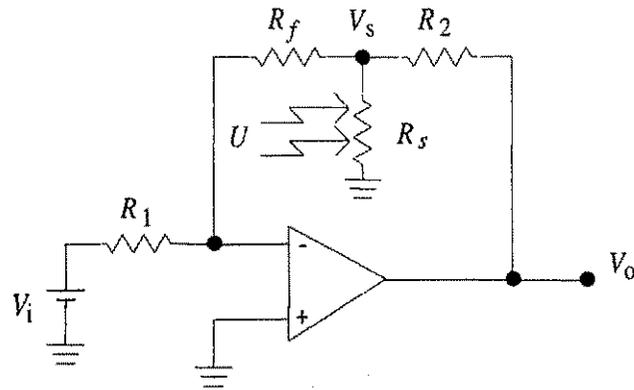


Figura 3.3: Anemômetro a tensão constante

fluido, bem como de radiação térmica incidente ou temperatura ambiente. Estas variações referem-se às variações de pequenas amplitudes (ou incremento) das grandezas em relação a seus valores respectivos no ponto de equilíbrio estático (ou ponto de operação).

A análise aqui apresentada é semelhante a análise de pequenos sinais em sensores termo-resistivos apresentada por DOEBELIN [18], na qual são deduzidas separadamente equações de pequenas variações em R_s devido a pequenas variações de velocidade e da corrente, e em seguida é aplicado o princípio da superposição. A equação resultante é combinada com equações do circuito para determinação da função de transferência de pequenos sinais do anemômetro (ou função de transferência de valores incrementais).

Considerando um incremento em R_s , em torno de um ponto de operação R_{s0} , a temperatura T_s pode ser dada pela equação:

$$T_s = T_{s0} + k_t r_s \quad (3.11)$$

na qual: $k_t = \frac{1}{\alpha_1 R_{s0}}$ (para sensor metálico) ou $k_t = \frac{-T_{s0}^2}{BR_{s0}}$ (para termistor NTC); r_s é o incremento de R_s em torno de R_{s0} , e T_{s0} é a temperatura do sensor no ponto de operação.

Para pequenas variações de velocidade em torno de um ponto U_0 , o coeficiente de transferência de calor h (equação 3.1) pode ser dado por:

$$h \simeq h_0 + \left. \frac{\partial h}{\partial U} \right|_{U=U_0} (U - U_0)$$

$$h \simeq h_0 + k_u u \quad (3.12)$$

Para T_a e $I_s (= I_{s0})$ constantes, a variação de R_s devida a variação de velocidade do fluido é obtida substituindo-se as equações (3.11) e (3.12) na equação (3.1), com $H = 0$. Isto é:

$$I_{s0}^2 (R_{s0} + r_s) = (h_0 + k_u u) S [(T_{s0} + k_t r_s) - T_a] + mck_t \frac{dr_s}{dt}$$

Desprezando-se o produto $u \cdot r_s$ e sabendo-se que $I_{s0}^2 R_{s0} = h_0 S [T_{s0} - T_0]$, tem-se:

$$I_{s0}^2 r_s = h_0 S k_t r_s + k_u S (T_{s0} - T_0) u + mck_t \frac{dr_s}{dt} \quad (3.13)$$

Substituindo-se nesta equação $I_{s0} r_s$ por e_s e usando a transformada de Laplace, tem-se:

$$\frac{E_s(s)}{U(s)} = \frac{k_U}{\tau_a s + 1} \quad (3.14)$$

em que:

$$k_U = \frac{-k_u S (T_{s0} - T_a) I_{s0}}{h_0 S k_t - I_{s0}^2}$$

e

$$\tau_a = \frac{mck_t}{h_0 S k_t - I_{s0}^2}$$

De maneira semelhante, pode ser avaliado o incremento em R_s devido a variação de corrente. Para T_a constante e $H = 0$, e substituindo-se $P_e = I_s^2 R_s$ ($I_s = I_{s0} + i_s$) e T_s (equação 3.11) na equação (3.1) chega-se a:

$$(I_{s0} + i_s)^2 (R_{s0} + r_s) = hS [(T_{s0} + k_t r_s) - T_a] + k_t mc \frac{dr_s}{dt}$$

Desprezando-se os produtos de valores incrementais $i_s r_s$, $i_s^2 (R_{s0} + r_s)$, e sabendo-se que $\alpha S H_0 + I_{s0}^2 R_{s0} = hS (T_{s0} - T_a)$, tem-se então:

$$I_{s0}^2 r_s + 2I_{s0} R_{s0} i_s = hS k_t r_s + k_t mc \frac{dr_s}{dt}$$

Nesta equação, com $e_s = I_o r_s$, e usando-se a transformada de Laplace,

$$\frac{E_s(s)}{I_s(s)} = \frac{k_e}{\tau_a s + 1} \quad (3.15)$$

nesta equação:

$$k_e = \frac{2I_0^2 R_{s0}}{hS k_t - I_{s0}^2}$$

e

$$\tau_a = \frac{mck_t}{hS k_t - I_{s0}^2}.$$

Superpondo-se os efeitos de velocidade e corrente (equação 3.14 e 3.15),

$$E_s(s) = \frac{k_U U(s) + k_e I_s(s)}{\tau_a s + 1} \quad (3.16)$$

Para pequenas variações de radiação incidente, H pode ser dado por:

$$H = H_0 + h_r \quad (3.17)$$

em que, H_0 é o valor médio da radiação incidente e h_r é seu incremento (o índice r foi adotado para diferenciar o incremento da radiação térmica de h - coeficiente de transferência de calor na superfície do sensor).

Para T_a e $I_s (= I_{s0})$ constantes, a variação de R_s devida a variação de radiação incidente é obtida substituindo-se as equação (3.11) e (3.17) na equação (3.1), isto é:

$$\alpha S (H_0 + h_r) + I_{s0}^2 (R_{s0} + r_s) = hS [(T_{s0} + k_t r_s) - T_a] + mck_t \frac{dr_s}{dt}$$

Como $\alpha S H_0 + I_{s0}^2 R_{s0} = hS [T_{s0} - T_a]$:

$$\alpha S h_r + I_{s0}^2 r_s = hS k_t r_s + mck_t \frac{dr_s}{dt} \quad (3.18)$$

A tensão sobre o resistor é dada por $I_{s0} R_s = I_{s0} (R_{s0} + r_s)$ e a tensão incremental é dada por $e_s = I_{s0} r_s$. Da equação (3.18), usando a transformada de Laplace,

$$\frac{E_s(s)}{H_r(s)} = \frac{k_r}{\tau_a s + 1} \quad (3.19)$$

e, nesta equação:

$$k_r = \frac{\alpha S I_{s0}}{hS k_t - I_{s0}^2}$$

Superpondo os efeitos de radiação incidente e da corrente (equações 3.19 e 3.15),

$$E_s(s) = \frac{k_r H_r(s) + k_e I_s(s)}{\tau_a s + 1} \quad (3.20)$$

O incremento no valor de R_s e na tensão em seus terminais (e_s), devido a variação na temperatura, pode ser representado por expressões semelhantes as que foram deduzidas

para variação de velocidade de fluido e de radiação incidente. Superpondo os efeitos de variação de temperatura ambiente e corrente, tem-se:

$$E_s(s) = \frac{k_T T_a(s) + k_e I_s(s)}{\tau_a s + 1} \quad (3.21)$$

O coeficiente k_T desta equação é dado por $k_T = \frac{h S I_{s0}}{h S k_t - I_{s0}^2}$.

As expressões de pequenos sinais em um sensor termo-resistivo (equações 3.16, 3.20 e 3.21) apresentam uma mesma constante de tempo (τ_a), mudando apenas os ganhos (ou sensibilidade k_r , k_U e k_T) em relação as variáveis estimadas (H , U e T_a). Isto simplifica o estudo de pequenos sinais nas estruturas realimentadas, e da constante de tempo e da sensibilidade nos métodos de medição usados.

3.4 Comparação entre os métodos de medição

Para comparação qualitativa dos métodos de medição apresentados, usam-se as características de sensibilidade, constante de tempo e linearidade.

Para um anemômetro a corrente constante, tem-se $I_s(s) = 0$ (equação 3.16), logo:

$$E_s(s) = \frac{k_U}{\tau_a s + 1} U(s) \quad (3.22)$$

Portanto, nesses anemômetros, a sensibilidade (ou ganho para pequenos sinais) é igual a k_U e a constante de tempo é igual a constante de tempo aparente do sensor (τ_a).

Para um anemômetro a temperatura constante (R_s constante), $E_s(s)$ é igual a zero, pois $r_s(t)$ e $e_s(t)$ ($= I_{s0} \cdot r_s(t)$) são iguais a zero, logo da equação (3.16):

$$I_s(s) = -\frac{k_U}{k_e} U(s) \quad (3.23)$$

Neste caso, a relação entre $I_s(s)$ e $U(s)$ independe da frequência (constante de tempo igual a zero) e a sensibilidade é igual a $-\frac{k_U}{k_e}$.

Em um anemômetro a tensão constante, a tensão incremental ($e_s(t)$ ou $E_s(s)$) no sensor, devida à velocidade, tem mesma amplitude e polaridade invertida em relação à tensão causada por $i_s(t)$ (ou $I_s(s)$). Isto é, $E_s(s) = -R_{s0} \cdot I_s(s)$. Substituindo esta expressão de $E_s(s)$, na equação (3.16), tem-se:

$$I_s(s) = -\frac{\frac{k_T}{k_e + R_{s0}}}{\frac{R_{s0}\tau_a}{k_e + R_{s0}}s + 1} U(s) \quad (3.24)$$

Nestes anemômetros, a constante de tempo é menor que a dos que utilizam o método a corrente constante ($\frac{R_{s0}\tau_a}{k_e + R_{s0}} < \tau_a$) e maior que a dos que utilizam o método a temperatura constante, que tem constante de tempo igual a zero.

Para comparar a sensibilidade dos instrumentos que utilizam este método com os que usam corrente constante, é necessário determinar a variação da sua tensão de saída (fig. 3.3)[23], que é dada por:

$$V_o(s) = -R_2 \cdot I_s(s)$$

A sensibilidade dos anemômetros que utilizam este método (tensão constante) é igual a $\frac{R_2 k_U}{k_e + R_{s0}}$. Ela depende portanto, dos valores de R_2 e $k_e + R_{s0}$ e pode ser maior que a sensibilidades associada aos outros dois métodos.

Esta análise comparativa de sensibilidade e constante de tempo usa o modelo de pequenos sinais do sensor [23] e foi desenvolvida apenas para anemômetros, mas também pode ser aplicada a radiômetros e à medição de temperatura ambiente. Para isto, deve-se substituir nas equações (3.22)-(3.24) k_U por k_r ou k_T , e $U(s)$ por $H_r(s)$ ou $T_a(s)$. Nesta análise também são consideradas condições ideais dos instrumentos de medição, que não são obtidas na prática, i.e. corrente, temperatura ou tensão constantes.

A análise apresentada neste item é complementada com os comentários feitos no item 3.2, sobre características dos instrumentos de medição com sensor termo-resistivo aquecido, relativos a linearidade e ao tipo de sensor. Estas características são:

- No método de medição a corrente constante, com sensor termo-resistivo metálico, a tensão V_s sobre este é função linear da temperatura ambiente e da radiação incidente (equação 3.7);
- No método de medição a temperatura constante (resistência constante), V_s é função não linear da temperatura ambiente, da radiação térmica incidente e/ou da velocidade do fluido (equação 3.8) e, a equação que expressa esta função independe do tipo de sensor termo-resistivo;

- No método de medição a tensão constante, independentemente do tipo de sensor termo-resistivo, a corrente que o atravessa (variável medida) é função não linear de qualquer uma das variáveis a ser estimada (temperatura ambiente, radiação térmica incidente ou velocidade de fluido);
- Para medição de radiação térmica incidente e velocidade de fluido, com qualquer um dos três métodos, é necessário compensar variações na temperatura ambiente;
- Em qualquer dos métodos, a relação entre a velocidade do fluido e a grandeza medida, é não linear;
- Embora apresente característica não linear, o método de medição a temperatura constante é o mais usado, pois é o que apresenta resposta mais rápida à variações da grandeza estimada (menor constante de tempo). No caso dos anemômetros, a resposta rápida é importante para medição de turbulência.

Na tabela 3.1 é apresentada de maneira resumida, uma comparação entre os métodos de medição.

Método	Constante de tempo	Relação entre variação do sinal de medição e o valor da grandeza a ser estimada
Corrente constante	igual a constante de tempo aparente do sensor	-linear na medição de temperatura e radiação térmica com sensor metálico; -não linear na medição de velocidade
Temperatura constante	nula	não linear e independe do tipo de sensor
Tensão constante	menor que a constante de tempo aparente do sensor	não linear

Tabela 3.1: Comparação entre os métodos de medição

Conforme já mencionado, as análises apresentadas neste item consideram condições ideais dos métodos de medição, desprezando variações de corrente, temperatura ou

tensão. No item 3.5 são apresentadas análises do circuito para os instrumentos que usam o método de medição a temperatura constante (resistência constante), considerando características não ideais dos amplificadores, as quais têm influência no seu comportamento estático e dinâmico, tais como as variações de: resistência e temperatura do sensor, ganho e constante de tempo do circuito.

3.5 Análises de circuitos de medição com sensor a temperatura constante

Verifica-se experimentalmente, que os circuitos usados para implementar o método de medição com sensor aquecido a temperatura constante (fig. 3.1), apresentam faixa de passagem limitada (ou constante de tempo não nula) e as resistência e temperatura do sensor não podem ser mantidas constantes.

Neste item, são determinadas as constantes de tempo destes circuitos, para os casos de radiômetros com sensor termo-resistivo metálico e anemômetros com termistor NTC. Verifica-se que elas dependem não apenas das constante de tempo aparente dos sensores, mas também de características do amplificador, tais como: frequência de corte, ganho e tensão de desvio de entrada. Esta última é necessária para melhorar a condição de estabilidade dos circuitos, porém tem influência na variação da resistência do sensor, como mostrado nas análises algébricas desenvolvidas.

Alguns autores, tais como DOEBELIN [18], LOMAS [21], FREYMUTH [28] e PERRY e MORRISON [29], desenvolveram análises para o circuito de anemômetro a temperatura constante e fazem considerações diferentes quanto às características dos circuitos por eles estudados, em especial com relação ao modelo do amplificador, que eles usam: sem tensão de desvio de entrada [18]; com tensão de desvio de entrada [28],[29]; com ganho escalar [18],[29]; com função de transferência de segunda ordem [28]; etc. Na análise apresentada neste trabalho, usam-se amplificadores operacionais (amp-op) não ideais, com função de transferência de primeira ordem, com ganho de modo comum, tensão de desvio de entrada e correntes de polarização. Além disso, diferentemente das outras análises mencionadas, mostra-se de maneira explícita a relação entre o ponto de operação e o comportamento dinâmico do circuito.

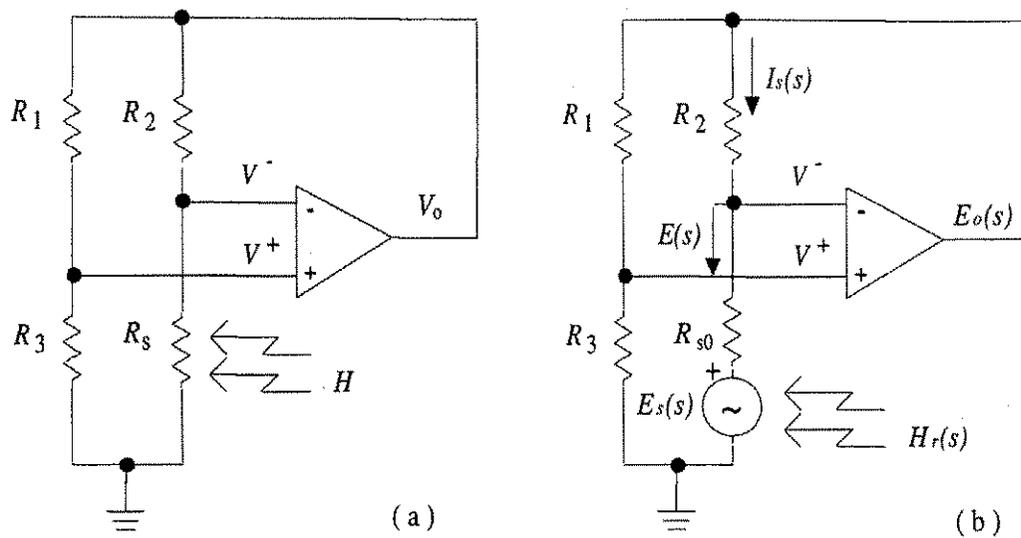


Figura 3.4: a) Radiômetro a temperatura constante; b) Circuito equivalente para pequenos sinais

3.5.1 Análise estática em radiômetros a temperatura constante (ponto de operação)

O circuito de um radiômetro a temperatura constante e o seu modelo para pequenos sinais são mostrados nas figuras 3.4.a e 3.4.b, respectivamente.

Em um ponto de operação determinado e em regime estacionário, as variáveis H , I_s , V^- , V^+ , V_o , T_s e R_s são dadas respectivamente por: H_0 ; I_{s0} ; V_0^- ; V_0^+ , V_{o0} ; T_{s0} e R_{s0} .

Sem considerar os efeitos das correntes de polarização do amp-op (fig. 3.4.a), no ponto de operação, tem-se:

$$V_0^- = \frac{V_{o0} R_{s0}}{R_{s0} + R_2} \quad (3.25)$$

e

$$V_0^+ = \frac{V_{o0} R_3}{R_1 + R_3} \quad (3.26)$$

Considerando-se a tensão de desvio de entrada do amp-op ¹ V_{os} (fig. 3.5), então V_d ,

¹Se as duas entradas do amp-op forem conectadas a massa, geralmente, a tensão de saída não é nula podendo até estar saturada. Para torná-la nula, é necessário aplicar uma pequena tensão entre

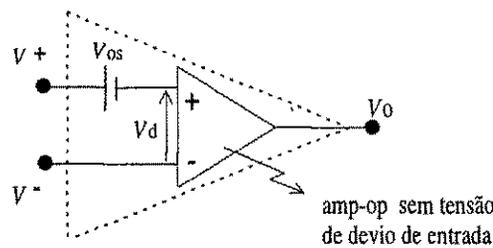


Figura 3.5: Amp-op com tensão de desvio de entrada

no ponto de operação, é dada por:

$$V_{d0} = (V_0^+ - V_{os}) - V_0^- \quad (3.27)$$

Substituindo-se as equações (3.25) e (3.26) em (3.27), tem-se:

$$\begin{aligned} V_{d0} &= \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} \right) V_{o0} - V_{os} \\ &= k_1 V_{o0} - V_{os} \end{aligned} \quad (3.28)$$

A tensão de modo comum do amp-op, no ponto de operação, pode ser dada por:

$$V_{c0} = \frac{V_0^- + V_0^+ - V_{os}}{2} \quad (3.29)$$

Substituindo-se as equações (3.25) e (3.26) em (3.29), tem-se:

$$\begin{aligned} V_{c0} &= \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} \right) \frac{V_{o0}}{2} - \frac{V_{os}}{2} \\ &= k_c \frac{V_{o0}}{2} - \frac{V_{os}}{2} \end{aligned} \quad (3.30)$$

A tensão de saída do amp-op, no ponto de operação, é dada por:

$$V_{o0} = A_0 V_{d0} + A_{c0} V_{c0}$$

as entradas, definida como tensão de desvio de entrada (V_{os} , "off-set input voltage"). Tomando como referência a entrada inversora, o amp-op pode ser modelado com uma fonte de tensão na entrada não inversora com polaridade inversa à de V_{os} (fig. 3.5) [43]. A referência adotada implica que, um amp-op cuja tensão de saída satura em um valor negativo, necessita de uma tensão V_{os} positiva, e vice-versa.

na qual, A_0 e A_{c0} são respectivamente os ganhos diferencial e de modo comum do amp-op, para baixas frequências.

Substituindo-se as equações (3.28) e (3.30) nesta última, tem-se:

$$V_{o0} = V_{o0}k_1A_0 - V_{os}A_0 + \frac{V_{o0}}{2}k_cA_{c0} - A_{c0}\frac{V_{os}}{2}$$

ou

$$k_1A_0 + k_c\frac{A_{c0}}{2} = 1 + \frac{V_{os}}{V_{o0}}\left(A_0 + \frac{A_{c0}}{2}\right) \quad (3.31)$$

Substituindo-se k_1 e k_c na equação 3.31, chega-se a:

$$\left(\frac{R_3}{R_1 + R_3}\right)\left(A_0 + \frac{A_{c0}}{2}\right) + \left(\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2}\right)\left(\frac{A_{c0}}{2} - A_0\right) = 1 + \frac{V_{os}}{V_{o0}}\left(A_0 + \frac{A_{c0}}{2}\right)$$

Se $A_0 \gg A_{c0}$, com boa aproximação, esta equação pode ser simplificada por:

$$k_1 = \frac{1}{A_0} + \frac{V_{os}}{V_{o0}} \quad (3.32)$$

Determinação numérica do ponto de operação

Em regime estacionário, com radiação incidente e temperatura ambiente constantes conhecidas, Os valores de I_{s0} , V_{o0} , T_{s0} e R_{s0} determinam o ponto de operação. Estes dados são importantes para determinação de parâmetros do modelo de pequenos sinais do sensor e da função de transferência do circuito.

Se não forem consideradas as correntes de polarização do amp-op, um ponto de operação pode ser determinado por processo numérico iterativo, que segue os passos seguintes:

1. Calcular R_{s0} a partir da equação (3.31) ou da (3.32), com $V_{os} = 0$;
2. Calcular $I_{s0} = \left[\frac{hS(T_{s0}-T_a)}{R_{s0}} + \frac{\alpha SH}{R_{s0}}\right]^{0,5}$;
3. Calcular $V_{o0} = I_{s0}(R_2 + R_{s0})$;
4. Armazenar o valor de R_{s0} da iteração anterior em $R_{s0(i-1)}$ ($R_{s0(i-1)} = R_{s0}$);
5. Calcular um novo valor de R_{s0} a partir da equação (3.31) ou da (3.32);

6. Calcular $f = \left| \frac{R_{s0} - R_{s0(i-1)}}{R_{s0}} \right|$;

7. Se $f < \text{tolerância}$ (ex: 10^{-4}) então parar o processo, caso contrário retornar para o passo 2.

Este método foi testado para um circuito como o da fig. 3.4.a, com:

- Sensor apresentado em [16], com: $hS = 422,96 \cdot 10^{-5} \text{ W/}^\circ\text{C}$; $mc = 704,23 \cdot 10^{-4} \text{ J/}^\circ\text{C}$; $\alpha_1 = 0.0038 \text{ (}^\circ\text{C)}^{-1}$ e $R_o = 102,48 \text{ } \Omega$;
- Amp-op com: $A_0 = 10^5$; $V_{os} = -5 \text{ mV}$ e $\text{CMRR} = 90 \text{ dB}$ ($= 20 \log \frac{A_o}{A_{co}}$);
- Resistores R_1 e R_2 (fig. 3.4) iguais a $120 \text{ } \Omega$ e $R_3 = 116 \text{ } \Omega$;
- Radiação nula e $T_a = 27 \text{ }^\circ\text{C}$.

Foram então obtidos $T_{s0} = 35,6575 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_0 = 0,0177 \text{ A}$, $V_{o0} = 4,1931 \text{ V}$, $R_{s0} = 116,5505 \text{ } \Omega$ e $f = 3,8449 \cdot 10^{-5}$, na terceira iteração. No programa desenvolvido foi usada uma tolerância de 10^{-4} e não foi considerado o ganho de modo comum do amp-op, pois:

$$A_0 + \frac{A_{co}}{2} = 10^5 + \frac{10}{\sqrt{10} \cdot 2} \simeq A_0$$

e

$$\frac{A_{co}}{2} - A_0 = \frac{10}{\sqrt{10} \cdot 2} - 10^5 \simeq -A_0$$

Influência das correntes de polarização no ponto de operação

As correntes de polarização I_{B1} e I_{B2} (fig. 3.6) geram tensão de modo comum e tensão diferencial, que podem ser desprezadas se forem muito menores que a tensão de modo comum calculada sem estas correntes e que V_{os} , respectivamente.

Por exemplo, para um circuito como o da fig. 3.4.a, com as características mencionadas no sub-sub-item anterior, se forem considerados valores típicos para o amp-op de uso geral LM741, de suas correntes de polarização e de desvio de entrada, i.e. $I_B = 200 \text{ nA}$ e $I_{io} = 100 \text{ nA}$; então as tensões V^- e V^+ devidas as corrente I_{B1} e I_{B2} são dadas por:

$$V^- = -I_{B1} \cdot R_{s0} // R_2 = -1,4784 \cdot 10^{-5} \text{ V}$$

e

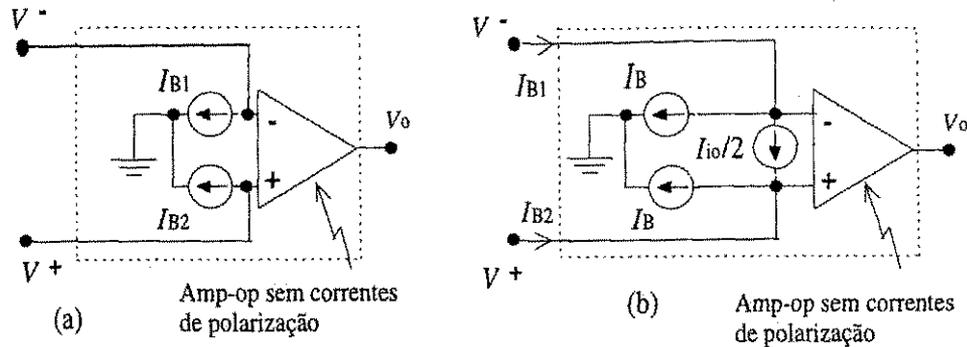


Figura 3.6: Amp-op com correntes de polarização. a) correntes de polarização I_{B1} e I_{B2} . b) Corrente de polarização $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$ e corrente de desvio de entrada $I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$

$$V^+ = -I_{B2} \cdot R_3 // R_1 = -8,8478 \cdot 10^{-6} \text{ V.}$$

Os valores das tensões de modo comum $\frac{V^+ + V^-}{2}$ e diferencial $V^+ - V^-$ geradas, são respectivamente muito menores que $I_{s0} \cdot R_{s0}$ e V_{os} , e podem ser consideradas nulas para esse circuito.

Faixas de variação de R_s e de V_o em radiômetros a temperatura constante

A partir da equação (3.4), T_s e T_a são dadas respectivamente por:

$$T_s = \frac{(R_s - R_0)}{\alpha_1 R_0} \quad (3.33)$$

e

$$T_a = \frac{(R_a - R_0)}{\alpha_1 R_0} \quad (3.34)$$

Substituindo-se as equações (3.33) e (3.34), bem como $P_e = \frac{V_o^2 R_s}{(R_s + R_2)^2}$ na equação (3.2), tem-se:

$$V_o = \frac{R_s + R_2}{\sqrt{R_s}} \cdot \left(\frac{hS}{\alpha_1 R_0} (R_s - R_a) - \alpha SH \right)^{0.5} \quad (3.35)$$

Do circuito da fig. 3.4.a, tem-se:

$$V^+ - V^- = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_s}{R_2 + R_s} \right) \cdot V_o$$

e

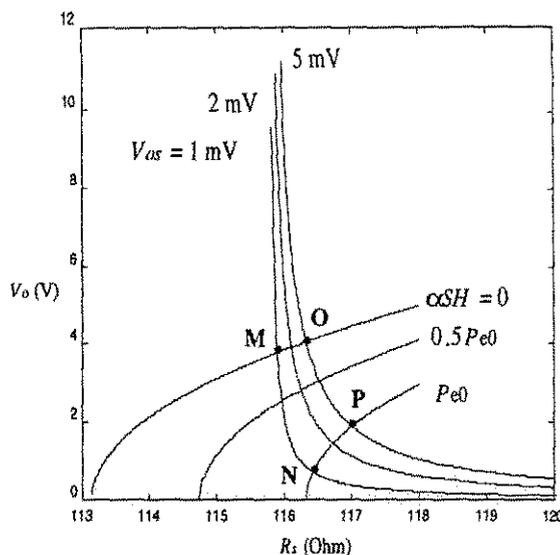


Figura 3.7: Curvas $V_o \times R_s$ obtidas de equações do circuito com A_0 constante e V_{os} como parâmetro, e da equação da primeira lei da termodinâmica com T_a (R_a) constante e αSH como parâmetro

$$V_o = (V^+ - V^- - V_{os}) \cdot A_0$$

Destas duas equações,

$$V_o = \frac{[(R_1 + R_3)(R_s + R_2)A_0V_{os}]}{[(R_2R_3 - R_1R_s)A_0 - (R_1 + R_3)(R_s + R_2)]} \quad (3.36)$$

As curvas obtidas a partir da equação (3.35), com R_a constante e αSH como parâmetro ($\alpha SH = 0$; $0,5P_{e0}$ e $1 \cdot P_{e0}$, em que P_{e0} é a potência elétrica fornecida ao sensor no ponto de operação O), e a partir da equação (3.36) com A_0 constante e V_{os} como parâmetro, são mostradas na fig. 3.7. Nesta figura, pode ser observado que R_s , em cada ponto de operação, não é mantida constante e que a tensão V_{os} reduz a excursão de V_o . Pode-se também observar que, quanto menor a tensão de desvio de entrada, menor a variação de R_s e maior a excursão de V_o (menor compressão). Por exemplo, a variação de V_o entre os pontos M e N ($V_{os} = 1$ mV) é maior que entre os pontos O e P ($V_{os} = 5$ mV).

Curvas semelhantes podem ser obtidas para anemômetros. Neste caso, a velocidade do fluido retira energia térmica do sensor, que é compensada pelo amplificador com o

aumento de V_o . Isto implica que o ponto de operação tende a se deslocar para a região da característica $V_o \times R_s$, na qual a variação de R_s é menor.

3.5.2 Análise de pequenos sinais em circuitos com sensor a temperatura constante

As funções de transferência de um anemômetro ou de um radiômetro a temperatura constante podem ser determinadas usando-se o modelo de pequenos sinais do sensor e a função de transferência do amp-op. A partir destas funções de transferência pode-se obter informações do comportamento dinâmico dos seus circuitos, tais como: tendência a oscilações amortecidas, tempo de resposta e influências do ponto de operação e da tensão de desvio de entrada do amplificador.

Neste trabalho, a análise de pequenos sinais é complementada com simulações, sem usar linearização do sensor e considerando a tensão de desvio de entrada e a faixa de passagem do amp-op.

Análise de pequenos sinais em radiômetros a temperatura constante

O modelo para pequenos sinais de um radiômetro a temperatura constante é mostrado na fig. 3.4.b. Se não forem consideradas as correntes de polarização e ganho de modo comum do amplificador, pode-se deduzir as equações:

$$\begin{aligned} E(s) &= E_o(s) \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} \right) - E_s(s) \frac{R_2}{R_{s0} + R_2} \\ &= k_1 E_o(s) - \frac{k_2 k_r H_r(s)}{\tau_a s + 1} - \frac{k_2 k_e I_s(s)}{\tau_a s + 1} \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$I_s(s) \cong \frac{E_o(s)}{R_2 + R_{s0}} = k_3 E_o(s) \quad (3.38)$$

e

$$E_o(s) = A E(s) \quad (3.39)$$

Nestas equações:

A é o ganho diferencial do amp-op;

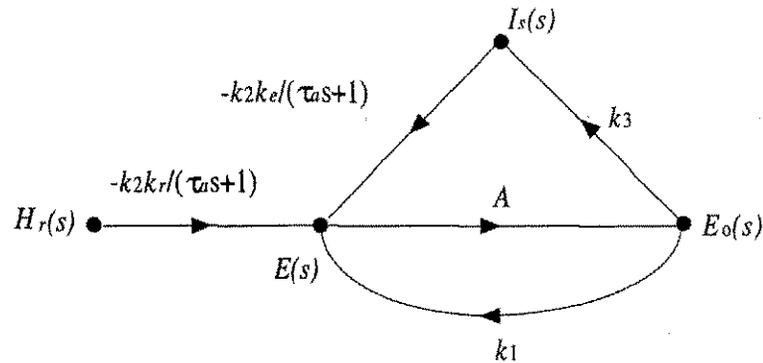


Figura 3.8: Gráfico de fluxo de sinais para as equações do modelo de pequenos sinais do radiômetro a temperatura constante

$$k_1 = \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} \right);$$

$$k_2 = \frac{R_2}{R_{s0} + R_2};$$

$$k_3 = \frac{1}{R_{s0} + R_2}.$$

A partir das equações (3.37), (3.38) e (3.39) ou do gráfico de fluxo de sinais da fig. 3.8, que as representa, pode-se chegar a:

$$\frac{E_o(s)}{H_r(s)} = \frac{\frac{-k_2 k_r A}{\tau_a s + 1}}{1 + \frac{A k_3 k_2 k_e}{\tau_a s + 1} - A k_1} \quad (3.40)$$

Na análise do anemômetro apresentada por DOEBELIN [18], considera-se que o amplificador tem ganho escalar (ordem zero), tensão de desvio de entrada nula e que a ponte se encontra equilibrada, o que implica que k_1 é igual a zero. Com estas condições, na equação (3.40), a constante de tempo resultante do circuito seria igual a $\frac{\tau_a}{(1 + A k_3 k_2 k_e)}$.

Para um circuito com sensor à temperatura constante, com amplificador com ganho escalar e V_{os} nulo, é fácil verificar que a constante de tempo resultante do circuito é igual a zero (faixa de passagem infinita). Se V_{os} é nulo, da equação (3.32) tem-se $A k_1 = 1$. Substituindo $A k_1$ na equação (3.40), tem-se:

$$\frac{E_o(s)}{H_r(s)} = \frac{-k_r}{k_3 k_e}$$

Os amplificadores reais não apresentam faixa de passagem infinita. Por exemplo, com boa aproximação, os amp-op com compensação podem ser considerados circuitos de ordem um ($A = \frac{A_0 p}{s+p}$). Substituindo na equação (3.40) A por $\frac{A_0 p}{s+p}$, tem-se:

$$\frac{E_o(s)}{H_r(s)} = \frac{\frac{-k_2 k_r A_0 p}{(\tau_a s + 1)(s + p)}}{1 + \frac{A_0 p k_3 k_2 k_e}{(s + p)(\tau_a s + 1)} - \frac{A_0 p}{s + p} k_1} \quad (3.41)$$

Como já mostrado, se V_{os} é nulo o produto $A_0 k_1$ é igual a um, logo:

$$\begin{aligned} \frac{E_o(s)}{H_r(s)} &= \frac{-k_2 k_r A_0 p}{(s + p)(\tau_a s + 1) + A_0 p k_3 k_2 k_e - p(\tau_a s + 1)} \\ &= \frac{-k_2 k_r A_0 p / \tau_a}{s^2 + s/\tau_a + A_0 p k_3 k_2 k_e / \tau_a} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Se $A_0 p k_3 k_2 k_e \tau_a > 1$, a equação (3.42) tem pólos complexos conjugados com parte real igual a $-\frac{1}{2\tau_a}$ e modulo $w_n = \sqrt{A_0 p k_3 k_2 k_e / \tau_a}$.

Pode-se verificar no gráfico de fluxo de sinais da fig. 3.8, que existem duas realimentações: uma negativa dada pelos ramos que ligam E_o a I_s , e I_s a E , e outra que pode ser positiva ou negativa, dada pelo ramo com ganho k_1 . Este parâmetro depende do ponto de operação do circuito, da tensão de desvio de entrada e do ganho contínuo do amp-op (3.32).

Do gráfico de fluxo de sinais da fig. 3.8 ou da equação (3.41) pode-se verificar que o ganho de malha ($G_m(s)$) para pequenos sinais, do circuito do radiômetro, é dado por:

$$G_m(s) = \frac{-A_0 p k_3 k_2 k_e}{(s + p)(\tau_a s + 1)} + \frac{A_0 p}{s + p} k_1$$

ou

$$G_m(s) = A_0 p \frac{\tau_a k_1 s - (k_3 k_2 k_e - k_1)}{(s + p)(\tau_a s + 1)} \quad (3.43)$$

Portanto, o ganho de malha-aberta apresenta dois pólos (um em $-p$ e outro em $-\frac{1}{\tau_a}$), e um zero dado por:

$$\text{zero}(G_m) = \frac{k_3 k_2 k_e - k_1}{k_1 \tau_a} \quad (3.44)$$

Para k_1 positivo e menor que $k_3 k_2 k_e$, este zero se encontra sobre o eixo real positivo do plano complexo. Isto faz com que os pólos do sistema realimentado se desloquem na direção do semi-plano direito do plano complexo. Estas condições são obtidas quando V_{os} é muito pequena.

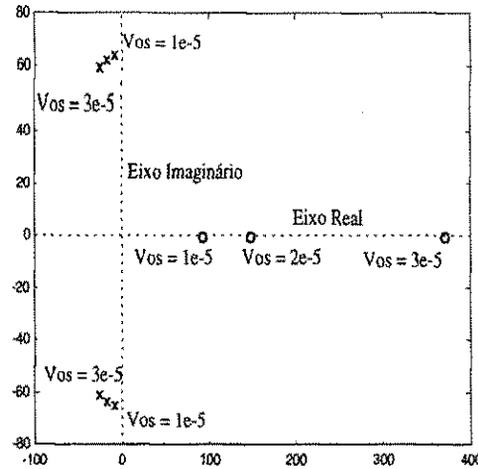


Figura 3.9: Lugar dos pólos (x) da função de transferência e dos zeros (o) do ganho de malha do circuito do radiômetro, para $V_{os} = 1 \cdot 10^{-5}$, $2 \cdot 10^{-5}$ e $3 \cdot 10^{-5}$ V

Os pólos da função de transferência (equação (3.41)) podem ser determinados da expressão,

$$den(s) = \tau_a s^2 + (1 + \tau_a p - A_0 p k_1 \tau_a) s + (p + A_0 p k_3 k_2 k_e - A_0 p k_1)$$

As posições destes pólos dependem de k_1 . Logo, dependem também do ponto de operação, da tensão de desvio de entrada e do ganho do amplificador.

Na fig. 3.9 são mostradas as posições dos pólos da função de transferência e do zero do ganho de malha para V_{os} igual a $1 \cdot 10^{-5}$ V, $2 \cdot 10^{-5}$ V e $3 \cdot 10^{-5}$ V, e circuito com:

- Sensor apresentado em [16], com: $hS = 422,96 \cdot 10^{-5}$ W/°C; $mc = 704,23 \cdot 10^{-4}$ J/°C; $\alpha_1 = 0.0038$ (°C)⁻¹ e $R_o = 102,48$ Ω;
- Amp-op com: $A_0 = 10^5$ e $p = 2\pi \cdot 10$ rd/s;
- Resistores R_1 e R_2 (fig. 3.4) iguais a 120 Ω e $R_3 = 116$ Ω;
- Radiação nula e $T_a = 27$ °C.

Na fig. 3.9 pode ser observado que, reduzindo V_{os} , os pólos da função de transferência se aproximam do eixo imaginário do plano complexo “s” e o zero do ganho de malha se desloca para a esquerda, sobre o semi-eixo real positivo. Com estes valores de V_{os} , k_1 é positivo e menor que $k_3 k_2 k_e$.

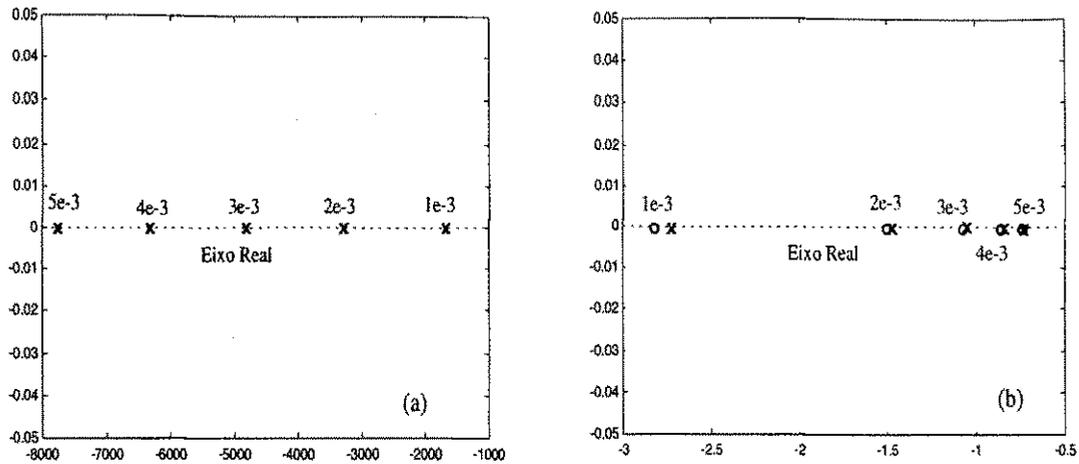


Figura 3.10: Lugar dos pólos (x) da função de transferência e dos zeros (o) do ganho de malha do circuito do radiômetro, para $V_{os} = 1, 2$ e $3, 4$ e 5 mV. a) pólo mais afastado da origem. b) pólo mais próximo da origem e zero do ganho de malha

Aumentando-se o valor absoluto de V_{os} , k_1 passa a ser negativo e os pólos da função de transferência e o zero do ganho de malha podem ser localizados no semi-eixo real negativo do plano complexo “s”. Nas figuras 3.10.a e 3.10.b são mostradas as posições dos pólos e do zero, para V_{os} igual 1, 2, 3, 4 e 5 mV. Nestas figuras pode ser observado que, para estes valores de V_{os} , o pólo em baixa freqüência se localiza próximo ao zero do ganho de malha e que os pólos se aproximam quando V_{os} diminui.

Simulação do circuito do radiômetro

Considerando-se T_a constante, pode-se simular o comportamento dinâmico do sensor a partir da equação (3.1), com $P_e = I_s V_s$, e da equação (3.4) com $\alpha_1 R_0 = a$, sem linearização. Mostra-se na fig. 3.11, o diagrama de bloco de simulação do sensor, com funções (somador, somador-comparador, multiplicador, integrador, etc.) do “simulink” (programa em ambiente “Windows” para simulação de sistemas dinâmicos na forma de diagrama de blocos [44]).

O diagrama de blocos para simulação do amp-op é mostrado na fig. 3.12 e o do circuito completo é mostrado na fig. 3.13.

Na fig. 3.14 é mostrado o resultado de simulação do circuito, cujos dados foram apresentado no sub-sub-item anterior. Na simulação foi aplicada uma variação de αSH

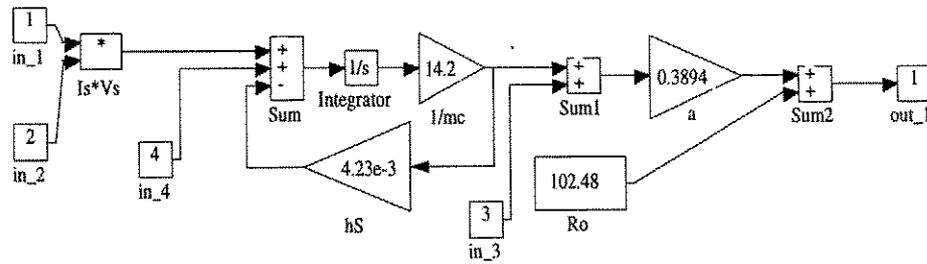


Figura 3.11: Diagrama de blocos para simulação do sensor

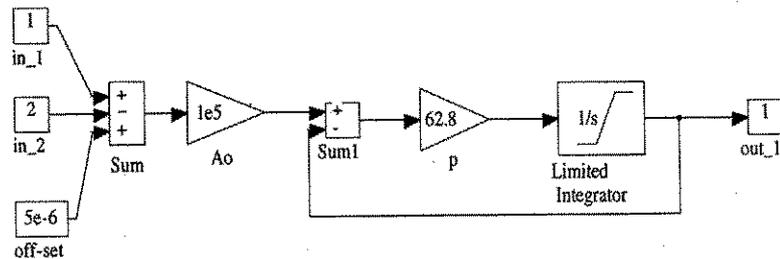


Figura 3.12: Diagrama de blocos para simulação do amp-op

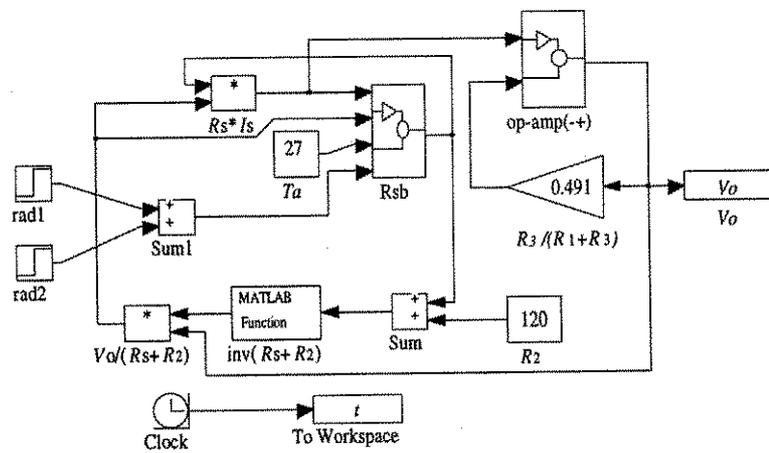


Figura 3.13: Diagrama de blocos para simulação do radiômetro

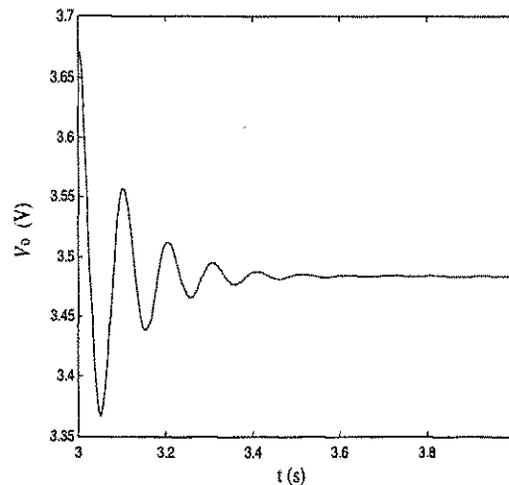


Figura 3.14: V_o de simulação do radiômetro com resposta a um degrau de radiação aplicado no instante $t = 3$ s, e amp-op com $V_{os} = -1 \cdot 10^{-5}$ V

na forma de um degrau de amplitude igual a $0,1P_{so}$ no instante $t = 3$ s, em que P_{so} é a potência elétrica no sensor imediatamente antes da aplicação do degrau, sendo usada uma tensão V_{os} igual a $-1 \cdot 10^{-5}$ V. Com esta tensão de desvio de entrada, os pólos da função de transferência têm parte real igual a $-8,597$ rd/s e partes imaginárias iguais a $\pm 64,687$ rd/s.

Usando-se os dados desse mesmo circuito e V_{os} igual a -5 mV, os pólos da função de transferência são iguais a $-7,759$ krd/s e $-0,724$ rd/s e o zero do ganho de malha é igual a $-0,729$ rd/s. O resultado da simulação mostrado na figura 3.15, foi obtido com integradores iniciados com valores de regime e com degrau de radiação (variação de αSH na forma de um degrau) de amplitude igual a $0,1P_{so}$, aplicado no instante $t = 1$ s. Os pólos da função de transferência estão bastante afastados, podendo-se observar na figura, que a resposta do circuito ao degrau de radiação se assemelha à resposta de um sistema de primeira ordem.

Análise de pequenos sinais em anemômetros a temperatura constante

Para um anemômetro a temperatura constante, tomando-se como referência a fig. 3.4, o sensor e o resistor R_2 são conectados à entrada não inversora do amp-op (V^+) e R_1 e R_3 são conectados à entrada inversora (V^-). Portanto, para um anemômetro com termistor NTC, as equações (3.37), (3.38) e (3.39) são dadas respectivamente pelas

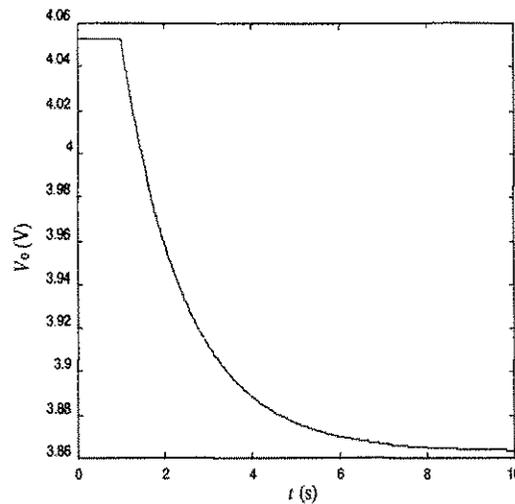


Figura 3.15: V_o de simulação do radiômetro com resposta a um degrau de radiação aplicado no instante $t = 1$ s, e amp-op com $V_{os} = -5$ mV. Na simulação os integradores foram iniciados com valores de regime sem radiação

equações (3.45), (3.46) e (3.47).

$$\begin{aligned}
 E(s) &= E_o(s) \left(\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) + E_s(s) \frac{R_2}{R_{s0} + R_2} \\
 &= k_1 E_o(s) + \frac{k_2 k_U U(s)}{\tau_a s + 1} + \frac{k_2 k_e I_s(s)}{\tau_a s + 1}
 \end{aligned} \tag{3.45}$$

$$I_s(s) = \frac{E_o(s)}{R_2 + R_{s0}} = k_3 E_o(s) \tag{3.46}$$

e

$$E_o(s) = AE(s) \tag{3.47}$$

Nestas equações:

A é o ganho diferencial do amp-op;

$$k_1 = \left(\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_2} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right);$$

$$k_2 = \frac{R_2}{R_{s0} + R_2};$$

$$k_3 = \frac{1}{R_{s0} + R_2}.$$

A partir das equações (3.45), (3.46) e (3.47), pode-se chegar a:

$$\frac{E_o(s)}{U(s)} = \frac{\frac{k_2 k_U A}{\tau_a s + 1}}{1 - \frac{A k_3 k_2 k_e}{\tau_a s + 1} - A k_1} \quad (3.48)$$

O ganho de malha $G_m(s)$ é então,

$$G_m(s) = A \cdot \frac{k_1 \tau_a s + k_3 k_2 k_e + k_1}{\tau_a s + 1}$$

e o zero de ganho de malha,

$$\text{zero}(G_m) = -\frac{k_3 k_2 k_e + k_1}{k_1 \tau_a} \quad (3.49)$$

Determinação numérica e por simulação, da frequência natural de um anemômetro com termistor NTC

De forma semelhante ao que foi feito para o radiômetro, desenvolvendo-se a equação (3.48), com $A = \frac{A_0 p}{s+p}$ e $A_0 \cdot k_1 = 1$, pode-se chegar a expressão da frequência natural w_n , na qual:

$$w_n = \sqrt{-A_0 p k_3 k_2 k_e / \tau_a}$$

Para um circuito como o da fig. 3.4, com $R_1 = R_2 = 1500 \Omega$, $R_3 = 4250 \Omega$, amp-op com $A_0 = 10^5$ e $p = 2\pi 10$ rd/s e, sensor com $A = 0,991 \Omega$, $B = 2585$ K, $hS = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ W}/^\circ\text{C}$ e $\tau = 1$ s ($mc = hS$) e, $T_a = 24,5$ °C (297,7 °C), tem-se:

- $T_{s0} = 309,2$ K;
- $I_{s0} = 1,137$ mA;
- $V_0 = 6,5$ V;
- $\tau_a = 0,752$ s;
- $k_3 = 0,174 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$;
- $k_2 = 0,261$;
- $k_e = \frac{-2I_{s0}^2 R_{s0}}{I_{s0}^2 + h_0 S T_{s0}^2 / B R_{s0}} = -2105 \Omega$;
- $\text{zero}(G_m) = -\frac{k_3 k_2 k_e + k_1}{\tau_a k_1} = 1,271 \cdot 10^3$ rd/s;

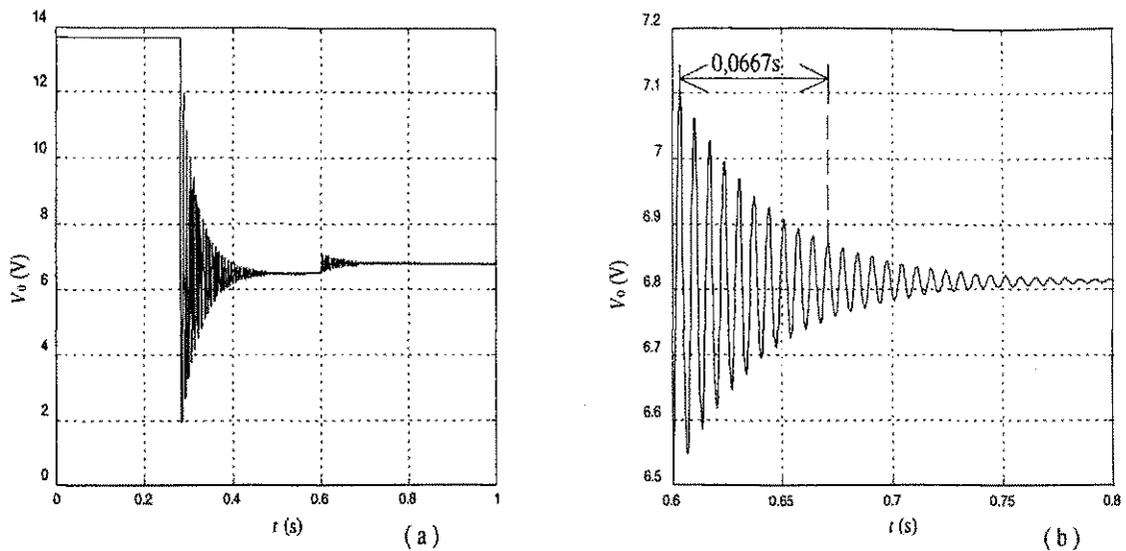


Figura 3.16: V_o , resultado de simulação do anemômetro. a) Instante inicial de operação do circuito, operação em regime e resposta a um pequeno degrau de velocidade aplicado em 0,6 s. b) Expansão da curva entre 0,6 e 0,8 s

- $\omega_n = 893,75 \text{ rd/s}$;
- $f_n = 142,24 \text{ Hz}$ ($1/f_n = 7 \text{ ms}$).

Este circuito foi simulado, obtendo-se para a tensão V_o os gráficos da fig. 3.16. Como a parte imaginária dos pólos da função de transferência para pequenos sinais é muito maior que a parte real, a frequência de oscilação amortecida é aproximadamente igual a frequência natural f_n .

Para o mesmo circuito, considerando-se a tensão de desvio de entrada do amp-op igual a -5 mV e $A_0 = 10^5$ e recalculando-se os dados, tem-se:

- $k_1 = -759,2 \cdot 10^{-6}$;
- $T_{s0} = 309,3 \text{ K}$;
- $I_{s0} = 1,155 \text{ mA}$;
- $V_0 = 6,6 \text{ V}$;
- $\tau_a = 0,747 \text{ s}$;

- $k_3 = 174,4 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$;
- $k_2 = 0,262$;
- $k_e = -2140 \Omega$;
- $zero(G_m) = -173,448 \text{ rd/s}$.

Foram também calculados os pólos da função de transferência, $p_1 = -4656,7 \text{ rd/s}$ e $p_2 = -177,694 \text{ rd/s}$. Como estes pólos estão bastantes afastados, pode-se dizer que o circuito tem uma constante de tempo aproximadamente igual a $\frac{-1}{p_2}$ ($= 5,628 \text{ ms}$).

Na fig. 3.17, é mostrado um resultado de simulação do anemômetro com amp-op com $V_{os} = -5 \text{ mV}$. Nesta simulação foi aplicado um degrau em h de amplitude igual a $0,1 \cdot h_0$ (equivalente a um pulso de velocidade) no instante $0,75 \text{ s}$. Na fig. 3.17.b, é destacado o intervalo entre $0,75 \text{ s}$ e $0,8 \text{ s}$, com amplitude normalizada em relação à variação máxima de V_o no intervalo, para determinação da constante de tempo.

Na fig. 3.18, são mostrados os lugares das raízes para o circuito sem tensão de desvio de entrada e para tensão de desvio de entrada igual a -5 mV , com A_0 variando de zero a infinito e considerando-se k_1, k_2, k_3 e k_e constantes.

3.5.3 Comentários e conclusões da análise de circuitos para medição a temperatura constante

Nos circuitos convencionais de medição a temperatura constante, pode existir realimentação positiva ($k_1 \geq 0$) e, dependendo da magnitude desta realimentação, o circuito pode apresentar oscilação amortecida. Para não existir realimentação positiva, é necessário que $k_1 \leq 0$ (equação 3.32). Isto implica que:

$$|V_{os}| \geq \frac{|V_o|}{A_0}$$

Para $k_1 < 0$, o valor absoluto de V_{os} , para os circuitos do radiômetro e do anemômetro estudados, deveriam ser, portanto, maiores que $44 \mu\text{V}$ e que $66 \mu\text{V}$, respectivamente. A maioria dos amp-op's de uso geral têm V_{os} típicos da ordem de unidades de mV.

Foi feito um experimento com um anemômetro com características semelhantes ao que foi aqui analisado, que foi testado com os amp-op's LM324, TL084 e LF347. Os

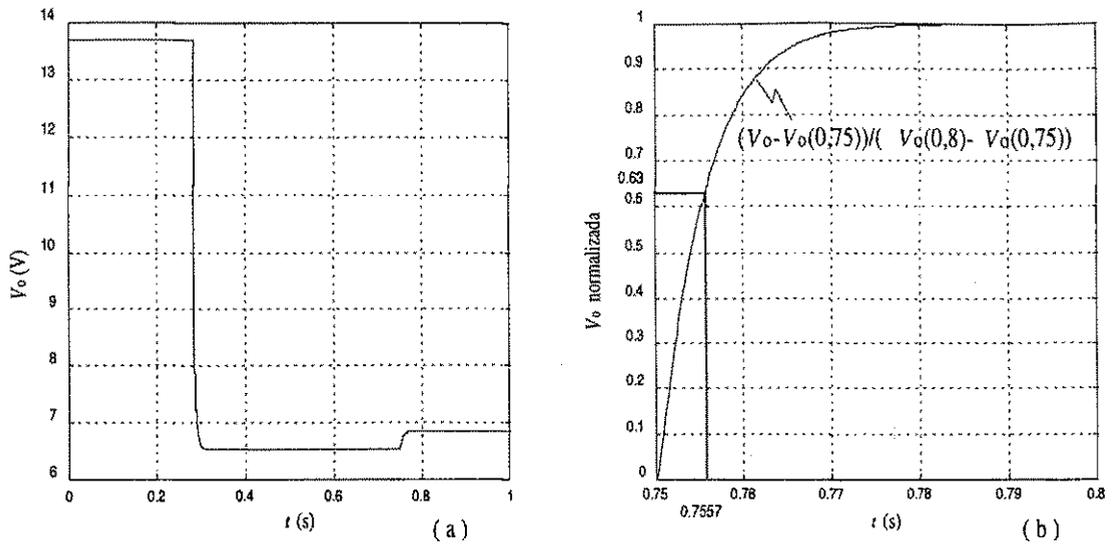


Figura 3.17: V_o de simulação do anemômetro considerando amp-op com V_{os} . a) instante inicial de operação, operação em regime e resposta a degrau de velocidade em 0,75 s; b) intervalo entre 0,75 s e 0,8 s com amplitude normalizada para determinação da constante de tempo

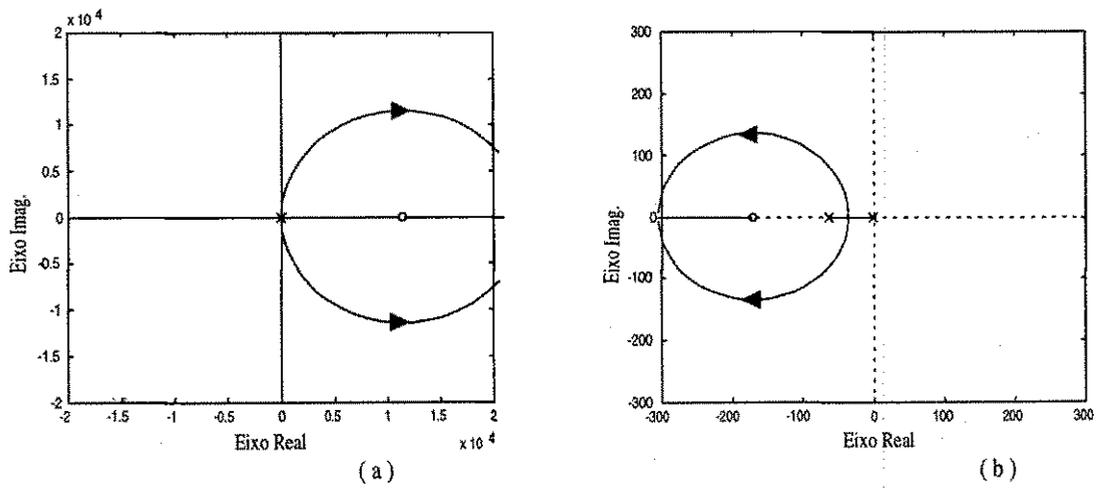


Figura 3.18: Lugar das raízes do ganho de malha fechada, a) para o circuito com amp-op sem V_{os} ; b) para o circuito com amp-op com V_{os}

Tensões	amp-op		
	LM324	TL084	LF347
V_o (V)	-6,366	6,342	6,337
V^+ (V)	-4,686	4,672	4,662
V^- (V)	-4,691	4,674	4,668

Tabela 3.2: Valores de tensões nas entradas e saída de amplificadores operacionais em anemômetro a temperatura constante

resultados obtidos demonstraram que o valor absoluto da tensão na entrada inversora do amp-op era ligeiramente maior que o da tensão na entrada não inversora. Estas tensões foram medidas com voltímetro digital de $6\frac{1}{2}$ dígitos, sendo mostradas na tabela 3.2. As casas decimais nas quais apresentava variações de tensão não foram registradas nesta tabela.

Estas condições observadas experimentalmente, por exemplo tensão positiva na entrada inversora maior que tensão na entrada não inversora e tensão de saída positiva (ponto de operação ligeiramente à direita do ponto C, fig. 3.2, ou à esquerda do ponto A), não existiria se não existisse a tensão V_{os} . Estes resultados obtidos experimentalmente demonstram que, para os circuitos testados, k_1 é negativo.

Estes resultados experimentais são indicativos da validade da análise desenvolvida, considerando a tensão V_{os} .

As constantes de tempo dos circuitos com amp-op de uso geral, com tensão de desvio de entrada da ordem de mV, podem ser aproximadas por $1/\text{zero}(G_m)$ (equações 3.44 e 3.49), que dependem das condições de operação do circuito, de V_{os} e de A_0 .

Embora não se tenha na prática uma constante de tempo igual a zero (ganho independente da frequência), como deduzido no item 3.4, o método de medição com sensor a temperatura constante pode apresentar uma constante de tempo muito menor que a constante de tempo aparente τ_a do sensor. Por isto, ele tem sido o mais usado em anemometria a sensor termo-resistivo aquecido e, também é o mais indicado para radiômetros.

Com este método, bem como com os outros dois, é necessário compensar variações de temperatura na medição de radiação térmica incidente ou na medição de velocidade de fluido. A relação entre tensão sobre o sensor e temperatura é dada por uma

função não linear (equação 3.8), e a compensação é feita de maneira aproximada por linearização desta função ou por mapeamento da função em memória (em sistemas de aquisição de dados digitais).

A tensão de desvio de entrada, por um lado ajuda a melhorar o comportamento dinâmico dos circuitos de medição a temperatura constante, mas por outro limita a excursão da tensão de saída do amplificador e provoca variação de R_s , conseqüentemente aumenta o tempo de resposta do instrumento.

Pode-se verificar na análise estática, que não precisam ser considerados os efeitos do ganho de modo comum e correntes de polarização dos amp-op. De maneira semelhante, a influência destes parâmetros poderia ser avaliada na análise de pequenos sinais.

A análise de circuitos para medição a temperatura constante apresentada neste trabalho, complementa as análises apresentadas na referências citadas, com a utilização de dados típicos de amplificadores operacionais e relacionando o comportamento dinâmico do circuito com parâmetros do ponto de operação, i.e. relação da tensão de desvio de entrada do amplificador no desequilíbrio estático da ponte representado por k_1 e influência deste parâmetro no comportamento dinâmico do circuito.

Capítulo 4

Contribuições para a caracterização de sensores termo-resistivos

4.1 Introdução

Nos circuitos estudados no capítulo anterior, bem como nos sistemas apresentados no próximo capítulo, o sensor termo-resistivo é o componente do circuito ou bloco do sistema de medição no qual é realizada a operação de conversão de natureza física das grandezas, isto é, conversão de velocidade, temperatura ambiente ou radiação térmica em uma grandeza elétrica. Para realizar esta operação, ele precisa ser alimentado por sinal elétrico, portanto, além da representação como componente de circuito, o sensor também pode ser representado como um bloco de um sistema de medição, com entradas de excitações (radiação, velocidade de fluido, temperatura ambiente e sinal elétrico) e uma saída correspondente a um sinal elétrico, como mostrado na fig. 4.1. Nesta $f_2(\cdot)$ e $f_1(\cdot)$ representam, respectivamente, as equações (3.1) e a que relaciona a resistência do sensor com sua temperatura.

No capítulo anterior também foi verificado que os comportamentos estático e dinâmico desses circuitos dependem de características do sensor. Conhecendo-se estas características, o ponto de operação do circuito, então a sua excursão (comportamento estático) e o tempo de resposta podem ser determinados e/ou projetados.

A estimação do valor da grandeza física a partir do sinal de medição, dentre outras maneiras, pode ser feita por utilização da função que descreve a relação entre eles, que

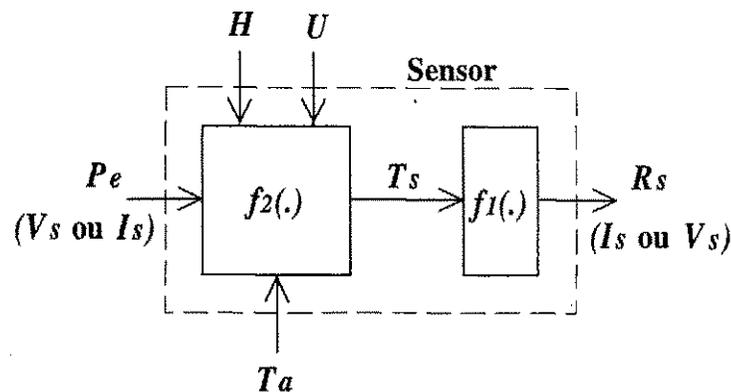


Figura 4.1: Representação de um sensor termo-resistivo para um diagrama de blocos

pode ser determinada conhecendo-se o comportamento estático do sensor. A precisão desta estimativa depende da precisão com a qual esta função é determinada [30].

Visto o exposto acima, e como nem sempre se tem disponível todas as características de um sensor termo-resistivo, algumas vezes é necessário caracterizá-lo para se poder utilizá-lo em um sistema de medição.

Nos métodos convencionais de caracterização estática usam-se duas etapas, sendo a determinação dos parâmetros de $f_1(\cdot)$ a primeira delas. Para isso, utiliza-se dados de um ensaio térmico, que consiste na determinação da característica $R_s \times T_s$ usando um ambiente de temperatura ajustável e padrão secundário, ou padrões primários de temperatura (item 2.3.1). Na segunda etapa determina-se o coeficiente de transferência de calor (h), ou da condutância térmica (hS), que por sua vez, são obtidos de um ensaio elétrico, com medição de corrente e tensão, e com dados do ensaio térmico para transformação resistência-temperatura (a condutância térmica é dada por $hS = \frac{V_s \cdot I_s}{T_s - T_a}$).

Neste capítulo, mostra-se que nem sempre é necessário o ensaio térmico para a caracterização estática, pode-se obter bons resultados com métodos puramente elétricos.

Nas estruturas alternativas de medição com sensor termo-resistivo sugeridas no capítulo 5, o sensor faz parte de um sistema realimentado, com possibilidade de utilização de controlador com técnica preditiva de controle. Neste capítulo 4, inicia-se um estudo de identificação de um modelo em tempo discreto para sensores termo-resistivo do tipo termistor NTC, para ser usado nesse controlador.

A técnica de identificação paramétrica foi utilizada com sucesso para estimativa de parâmetros de sensores termo-resistivos metálicos [14], podendo ser aplicada também

com este objetivo a termistor NTC, que tem característica $R_s \times T_s$ exponencial.

Com a caracterização estática sem ensaio térmico e com a aplicação da técnica de identificação para caracterização dinâmica, todas as constantes de um sensor termo-resistivo podem ser determinadas à partir dos dados coletados no ensaio elétrico com excitação em corrente e medição de tensão, com sensor em ambiente com temperatura constante.

4.2 Caracterização estática

Para o termistor, foram definidas as equações seguintes:

$$R_s = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (4.1)$$

e

$$P_e = hS (T_s - T_a) \quad (4.2)$$

Se for escolhida a temperatura ambiente como referência ($T_0 = T_a$), então $R_0 = R_a$ e a equação (4.1) é dada por:

$$R_s = R_a e^{B \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_a} \right)} \quad (4.3)$$

Esta equação pode ser modificada e reescrita na forma,

$$\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) = \frac{B}{T_s} - \frac{B}{T_a}$$

da qual pode ser deduzida a temperatura do sensor,

$$T_s = \frac{BT_a}{\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) T_a + B}$$

Substituindo-se esta expressão de T_s na equação (4.2), tem-se:

$$P_e = hS \left(\frac{BT_a}{\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) T_a + B} - T_a \right)$$

ou

$$P_e \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + \frac{B}{T_a} \right] = -hS \cdot T_a \cdot \ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) \quad (4.4)$$

Os valores de P_e e R_s podem ser obtidos experimentalmente, a partir da corrente I_s e da tensão V_s no sensor. O valor de R_a pode ser obtido com um ohmímetro, desprezando-se o erro devido ao aquecimento por efeito Joule, se a corrente de medição for pequena.

Supondo h constante, pode-se reescrever a equação (4.4), definindo-se e usando-se duas variáveis: $x = \ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right)$ e P_e , e duas constantes: $b = \frac{B}{T_a}$ e $a = hS \cdot T_a$,

$$P_e (x + b) = -ax \quad (4.5)$$

Alguns métodos numéricos para estimação dos parâmetros desta equação são descritos e analisados nos próximos itens.

4.2.1 Determinação à partir de dois pontos (I_s, V_s)

A equação (4.5) tem apenas duas constantes, b e a , sendo portanto necessário apenas duas equações independentes para sua determinação. A partir de dois pontos experimentais (I_{s1}, V_{s1}) e (I_{s2}, V_{s2}), pode-se encontrar (x_1, P_{e1}) e (x_2, P_{e2}) , que também são dados por:

$$P_{e1} (x_1 + b) = -ax_1$$

e

$$P_{e2} (x_2 + b) = -ax_2$$

Destas duas equações encontra-se que:

$$b = \frac{x_1 x_2 (P_{e2} - P_{e1})}{P_{e1} x_2 - P_{e2} x_1}$$

e

$$a = \frac{P_{e1} P_{e2} (x_1 - x_2)}{P_{e1} x_2 - P_{e2} x_1}$$

Colocando em termos de variáveis elétricas experimentais:

$$b = \frac{B}{T_a} = \frac{\ln \left(\frac{V_{s1}}{I_{s1} R_a} \right) \ln \left(\frac{V_{s2}}{I_{s2} R_a} \right) (V_{s2} I_{s2} - V_{s1} I_{s1})}{V_{s1} I_{s1} \ln \left(\frac{V_{s2}}{I_{s2} R_a} \right) - V_{s2} I_{s2} \ln \left(\frac{V_{s1}}{I_{s1} R_a} \right)}$$

e

$$a = hS \cdot T_a = \frac{V_{s1} I_{s1} V_{s2} I_{s2} \left[\ln \left(\frac{V_{s1} I_{s2}}{V_{s2} I_{s1}} \right) \right]}{V_{s1} I_{s1} \ln \left(\frac{V_{s2}}{I_{s2} R_a} \right) - V_{s2} I_{s2} \ln \left(\frac{V_{s1}}{I_{s1} R_a} \right)}$$

Portanto a e b podem ser encontrados a partir de (I_{s1}, V_{s1}) e (I_{s2}, V_{s2}) . Um outro método é descrito a seguir.

4.2.2 Regressão linear

Redefinindo-se variáveis, a equação (4.5) pode ser reescrita na forma de equação linear e, a partir de regressão linear usando critério dos mínimos quadrados, os parâmetros da nova equação podem ser determinados [45].

Redefinindo-se as variáveis, a equação (4.5) pode ser dada por:

$$Y_1 = -aX_1 - b$$

na qual, $Y_1 = x (= \ln \left(\frac{V_s}{I_s R_a} \right))$ e $X_1 = \frac{x}{P_e} (= \ln \left(\frac{V_s}{I_s R_a} \right) / V_s I_s)$ ou também por:

$$Y_2 = -\frac{b}{a} X_2 - \frac{1}{a}$$

com $Y_2 = \frac{1}{P_e}$ e $X_2 = \frac{1}{x}$.

Como mostrado no item 4.2.5, os métodos de dois pontos e de regressão linear não apresentam bons resultados, porém foram identificados outros dois métodos que apresentam resultados bem melhores e aceitáveis, descritos a seguir.

4.2.3 Método iterativo

Para o caso particular de determinação de parâmetros da equação (4.5), pode-se utilizar método iterativo baseado em dois outros: regressão linear e iterativo para determinação do ponto mínimo de uma função (método de Nelder e Mead [45] e [46]).

A equação (4.5) também pode ser reescrita na forma,

$$y = P_e (x + b) = -ax \tag{4.6}$$

Deseja-se determinar os valores de b e a de tal forma que os valores (x, y) calculados usando-se a equação (4.6) estejam o mais próximo possível dos valores (x_i, y_i) “medidos” (calculados a partir de valores experimentais de I_{si} e V_{si}). O algoritmo usado no método iterativo proposto pode ser descrito como se segue:

1. Escolhe-se um valor inicial conveniente para b (pode ser escolhido um valor típico);
2. Calcula-se x_i e y_i ($i = 1, 2, \dots, N$, em que N é o número de valores medidos de I_s e de V_s). Para o cálculo dos y_i é usado o valor escolhido de b ;
3. Para o conjunto de valores (x_i, y_i) , usando critério dos mínimos quadrados, determina-se a (constante do lado direito da equação (4.6)) para a reta que passa mais próximo deste conjunto de pontos;
4. Verifica-se se a função $f(b) = \left[\sum_{i=1}^N \{y_i + ax_i\}^2 \right]^{\frac{1}{2}}$ é mínima. Caso contrário, um novo valor de b é escolhido e retorna-se para o passo 2. Caso afirmativo, calcula-se o valor de B ($B = bT_a$) e hS ($hS = \frac{a}{T_a}$). A verificação do mínimo de $f(b)$ e a escolha de um novo valor para b em cada iteração é feita usando o método de Nelder e Mead.

Outro método que apresenta bom resultado na estimação das constantes B e hS é o de regressão não linear, descrito a seguir.

4.2.4 Regressão não linear

O método de regressão não linear, aqui apresentado, foi proposto por SOUSA Filho et al. [47], para estimação de parâmetros de motores elétricos de indução. Embora tenha sido sugerido para solução de problema em máquinas elétricas, sua aplicação não é restrita e também apresenta bons resultados no caso presente, como mostrado neste item.

Nos métodos até aqui apresentados, foi utilizada a substituição da temperatura do sensor por sua resistência elétrica equivalente. No de regressão não linear, ela é substituída pela potência elétrica equivalente. Portanto, a partir das equações (4.1) e (4.2) e considerando $T_0 = T_a$, tem-se que:

$$R_s = R_a e^{\left(\frac{C_1 C_2}{P_e + C_1 T_a} - \frac{C_2}{T_a} \right)}$$

em que $C_1 = hS$ e $C_2 = B$.

O problema agora consiste na minimização da função dada por:

$$\min J(\theta) = \sum_{i=1}^N [y_i - Y(P_e, \theta)]^2 \quad (4.7)$$

na qual: $J(\theta)$ é a função de custo com critério dos mínimos quadrados, i.e. a soma dos quadrados das diferenças entre valores experimentais (y_i) e valores estimados da curva $Y(P_e, \theta) = R_s$; θ é o vetor de parâmetros a serem estimados (neste caso $\theta = [C_1 \ C_2] = [hS \ B]$).

SOUSA Filho et al. [47] propuseram um algoritmo recursivo para solução do problema de minimização da equação (4.7), que usa as relações seguintes para o ajuste do vetor de parâmetros:

$$\theta_i = \theta_{i-1} + W_i G_i [y_i - Y(P_{ei}, \theta_0)]$$

$$W_i = W_{i-1} - \frac{W_{i-1} G_i G_i^T W_{i-1}}{1 + G_i^T W_{i-1} G_i}$$

Nestas equações: θ_0 é o vetor inicial de parâmetros; W_i é a matriz de ponderação; P_{ei} é o i -ésimo valor de P_e ; e,

$$G_i^T = \left[\frac{\partial Y(P_e, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\substack{\theta = \theta_0 \\ P_e = P_{ei}}} \right]$$

Iniciando-se com um valor θ_0 e usando-se os dados experimentais y_i e P_{ei} , ajusta-se o vetor de parâmetros atual θ_i para reduzir o quadrado das diferenças entre $Y(P_{ei}, \theta_0)$ e y_i , a cada iteração. A estimação de y_i , obtida usando o vetor θ_0 , é dada por $Y(P_{ei}, \theta_0)$.

A estrutura do algoritmo de estimação é melhor explicada, passo a passo, como se segue.

1. Obtem-se os dados y_i ;
2. Estabelece-se um valor inicial para o vetor θ_i (θ_0) e para a matriz de ponderação W_i (por exemplo $W_0 = 10^3 I_l$, sendo I_l a matriz identidade de dimensão l , em que l é o número de parâmetros a serem estimados);
3. Calcula-se o vetor de derivadas G_i ;

4. Calcula-se o resíduo de estimação $[y_i - Y(P_{ei}, \theta_0)]$;
5. Calcula-se e acumula-se os valores dos termos de $J(\theta)$;
6. Atualiza-se os valores de parâmetros θ_i e a matriz de ponderação W_i ;
7. Repete-se os passos de 3 a 6, para usar todos os dados experimentais ($i = 1, 2, \dots, N$);
8. Testa-se θ_N e para-se o programa se algum de seus componentes não tem significado físico;
9. Testa-se $J(\theta)$ e para-se o programa, com sucesso, se seu valor for menor que o limite estabelecido (ex. 10^{-4});
10. Retorna-se para o passo 3, se $J(\theta_N) > J(\theta_0)$ fazendo-se $\theta_0 = \theta_0$ e $W_0 = \frac{W_0}{2}$, caso contrário $\theta_0 = \theta_N$ e $W_0 = W_N$.

Para o caso presente, o vetor de derivadas G_i é dado por:

$$G_i^T = \left[\frac{\partial R_s}{\partial C_1} \quad \frac{\partial R_s}{\partial C_2} \right]$$

$$G_i^T \left[\frac{R_s C_2 P_e}{(P_e + C_1 T_a)^2} \quad R_s \left(\frac{C_1}{P_e + C_1 T_a} - \frac{1}{T_a} \right) \right]$$

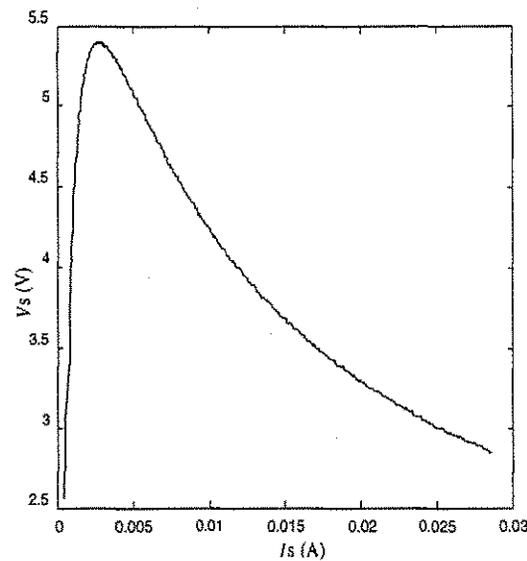
4.2.5 Comparação dos métodos numéricos descritos

Os métodos descritos nos itens anteriores foram testados e apenas os dois últimos apresentaram resultados aceitáveis. Para compreensão dos resultados obtidos com estes métodos, eles foram analisados por simulação e através de propagação de erro e sensibilidade entre as variáveis medidas (tensão e corrente) e as variáveis usadas nos métodos.

Análise por simulação

Na análise por simulação, os métodos descritos foram testados usando-se um conjunto de vários pares de valores (I_{si}, V_{si}) , calculados com dados de um resistor hipotético.

O procedimento seguido para determinação de valores (I_{si}, V_{si}) , foi o seguinte:

Figura 4.2: $V_s \times I_s$ de simulação

1. Assumiu-se um termistor hipotético com $B = 3000$ K, $hS = 4 \cdot 10^{-4}$ W/°C e $R_a = 6030$ Ω para $T_a = 297$ K;
2. Para diferentes valores de temperatura T_{si} , entre 300 K e 500 K, com incrementos de 0,5 K, foram determinados os valores correspondentes de R_{si} pela equação (4.3);
3. Usando-se estes valores de T_{si} e R_{si} na equação (4.2), foram calculados os valores de V_{si} ;
4. Os valores de I_{si} foram calculados com $I_{si} = \frac{V_{si}}{R_{si}}$.

Com estes valores de (I_{si}, V_{si}) qualquer um dos métodos recupera os valores exatos de B e hS usados, mas o mesmo não acontece quando é adicionado ruído à tensão e/ou à corrente.

Para os valores de corrente e tensão calculados, como descrito no parágrafo anterior, foram adicionados ruído de corrente com média zero e desvio padrão $\sigma_i = 0,001 \cdot I_{si(\max)}$ e ruído de tensão com a mesma característica. Na figura 4.2 é mostrado a curva $V_s \times I_s$, do arquivo de tensão e corrente com ruído e, resultados obtidos com os diferentes métodos são apresentados na tabela 4.1.

Parâmetro	Método de dois pontos	Regressão Linear		Método Iterativo	Regressão não linear
		X_1, Y_1	X_2, Y_2		
hS (W/°C)	max = 0,635 min = -0,026	$3,638 \cdot 10^{-4}$	$3,553 \cdot 10^{-4}$	$3,993 \cdot 10^{-4}$	$3,877 \cdot 10^{-4}$
B (K)	max = $4,380 \cdot 10^6$ min = $-1,696 \cdot 10^5$	2799,8	2741,9	2996,3	2926,8

Tabela 4.1: Resultados de aproximação

Na tabela 4.1 pode-se observar que o método de dois pontos apresenta resultados não consistentes. Este método foi usado para o cálculo dos valores de B e hS usando-se os pontos consecutivos do conjunto (I_{si}, V_{si}) . Ele apresenta resultados melhores quando usa-se pontos não muito próximos, mais mesmo assim sem muita precisão.

O método iterativo e o de regressão não linear apresentaram resultados bem melhores que os dois métodos de regressão linear. É importante mencionar também, que para o método de regressão foi feita apenas uma iteração, usando todos os pontos do conjunto de dados, os valores iniciais de B e hS foram calculados à partir de pontos afastados ($i = 50$ e $i = 150$).

Os dados obtidos dos valores de tensão e corrente, e usados na estimação de B e hS (tabela 4.1), são mostrados na figura 4.3. A partir de interpretação dos gráficos mostrados nesta figura, pode-se entender porque os métodos iterativo (variáveis x e y) e o de regressão não linear (variáveis P_e e R_s) apresentam resultados melhores que os métodos que usam regressão linear (variáveis X_1 e Y_1 ou X_2 e Y_2), pois pode-se observar que os gráficos de $Y_1 \times X_1$ e $Y_2 \times X_2$ têm região com pontos bastante dispersos. Já nos gráficos de $y \times x$ e $R_s \times P_e$ a dispersão é bem menor.

Constatado por simulação que os dois últimos métodos mostrados apresentam melhores resultados, passa-se a seguir a demonstrá-lo de forma analítica por propagação de erro.

Análise de propagação de erro

Se m_i são variáveis de uma função F definida como:

$$F = f(m_1, m_2, \dots, m_n)$$

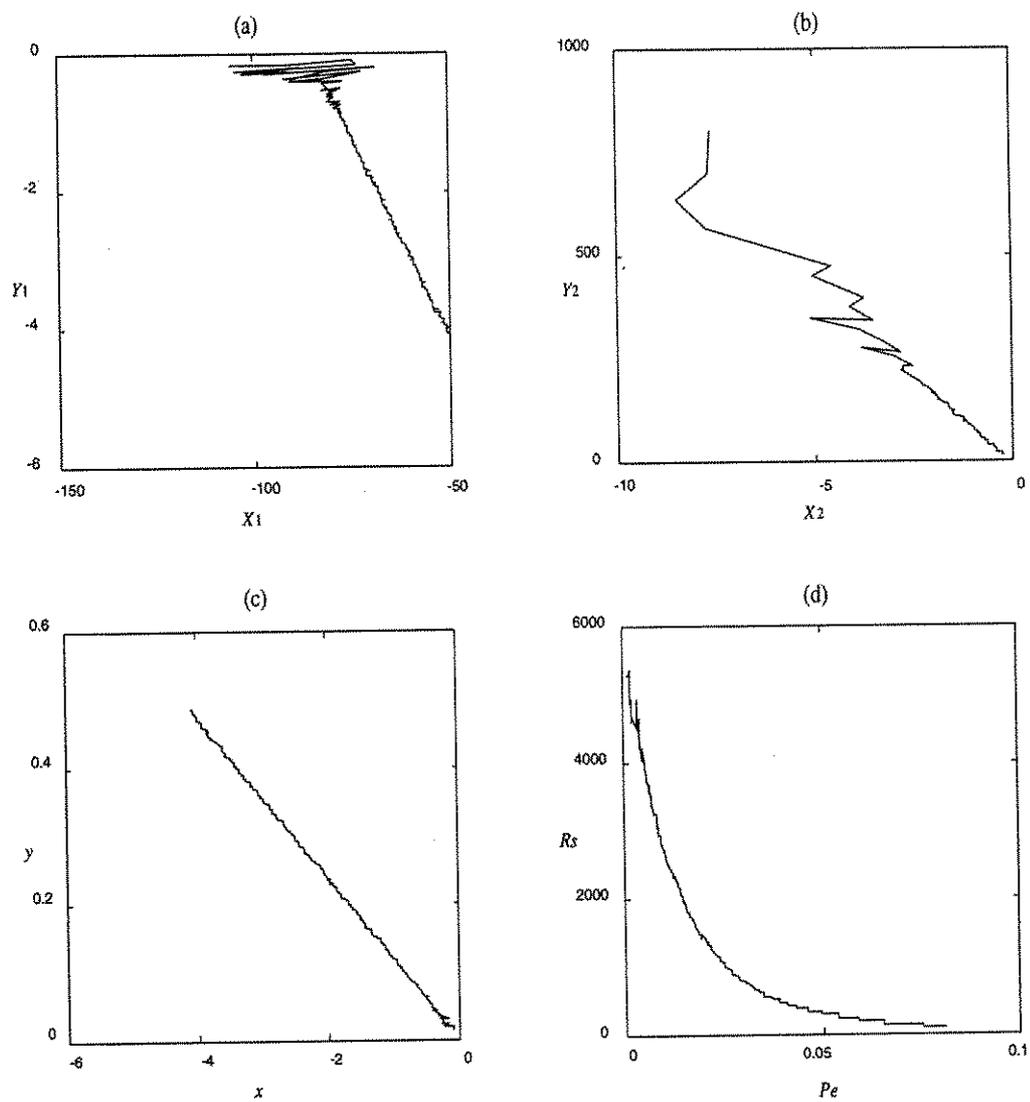


Figura 4.3: Variáveis para os métodos de aproximação

então a série de Taylor pode ser usada para se determinar a variação ΔF da função F , decorrente de pequenas variações Δm_i das variáveis m_i , isto é:

$$\Delta F \simeq \frac{\partial f}{\partial m_1} \Delta m_1 + \frac{\partial f}{\partial m_2} \Delta m_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial m_n} \Delta m_n \quad (4.8)$$

No caso que estamos analisando, F é uma das variáveis (x, y, X_1, Y_1 , etc.) usadas em um dos métodos, e m_i são as variáveis medidas (corrente e tensão).

Como geralmente o erro Δm_i das variáveis medidas tem caráter aleatório e parcelas da equação (4.8) podem ser canceladas mutuamente, é importante reconsiderar esta expansão. Para quantificar o efeito de erro das variáveis medidas na função F , normalmente é usada uma outra relação dada por [48]:

$$\Delta F \simeq \pm \left[\left(\frac{\partial f}{\partial m_1} \right)^2 \Delta m_1^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial m_2} \right)^2 \Delta m_2^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial m_n} \right)^2 \Delta m_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.9)$$

que é válida se as variáveis m_i envolvidas forem independentes.

No caso que estamos analisando, as variáveis V_s e I_s não são independentes, mas pode-se analisar a propagação de erro de cada variável separadamente.

A análise de propagação de erro pode ser simplificada se ao contrário de se usar as sensibilidades $\left(\frac{\partial f}{\partial m_i} \right)$, usar-se a sensibilidade relativa [49], dada por:

$$S_{m_i}^F = \frac{\frac{\partial f}{\partial m_i}}{\frac{f}{m_i}} = \frac{\partial f}{\partial m_i} \cdot \frac{m_i}{F}$$

Desta equação,

$$\frac{\partial f}{\partial m_i} = S_{m_i}^F \cdot \frac{F}{m_i}$$

Substituindo as derivadas parciais na equação (4.9),

$$\Delta F \simeq \pm \left[(S_{m_1}^F)^2 \cdot \left(\frac{\Delta m_1}{m_1} \right)^2 + \dots + (S_{m_n}^F)^2 \cdot \left(\frac{\Delta m_n}{m_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.10)$$

A substituição da sensibilidade absoluta pela relativa simplifica a análise das variáveis usadas, que são relacionadas por operação de produto, inversão e divisão. Esta simplificação deve-se ao fato de que algumas propriedades de sensibilidade relativa [49] exploram estas relações, que são:

1. $S_x^{kx} = 1$
2. $S_x^{\frac{1}{y}} = -S_x^y$
3. $S_x^{y_1 y_2} = S_x^{y_1} + S_x^{y_2}$
4. $S_x^{\frac{y_1}{y_2}} = S_x^{y_1} - S_x^{y_2}$

As expressões de sensibilidades relativas das variáveis y , x , Y_1 , X_1 , Y_2 , X_2 , R_s e P_e (definidas anteriormente) em relação a I_s (ou em relação a V_s), são dadas a seguir.

Da propriedade 1,

$$S_{I_s}^{P_e} = S_{V_s}^{P_e} = 1 \quad (4.11)$$

Das propriedades 1 e 2,

$$S_{V_s}^{R_s} = -S_{I_s}^{R_s} = 1$$

Como $Y_1 = \ln \frac{R_s}{R_a} = \ln \left(\frac{V_s}{I_s R_a} \right)$, $\frac{\partial Y_1}{\partial V_s} = \frac{1}{V_s}$ e $\frac{\partial Y_1}{\partial I_s} = \frac{-1}{I_s}$, então:

$$S_{V_s}^{Y_1} = \left[\ln \left(\frac{V_s}{I_s R_a} \right) \right]^{-1} = \left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} \quad (4.12)$$

$$S_{I_s}^{Y_1} = - \left[\ln \left(\frac{V_s}{I_s R_a} \right) \right]^{-1} = - \left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} \quad (4.13)$$

A variável X_1 é igual a $\frac{\ln(\frac{R_s}{R_a})}{P_e}$. Das equações (4.12) e (4.11), e da propriedade 4 encontra-se,

$$S_{V_s}^{X_1} = \left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} - 1$$

Das equação (4.13) e (4.11), e da propriedade 4 chega-se a,

$$S_{I_s}^{X_1} = - \left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} - 1$$

A variável Y_2 é igual a $\frac{1}{P_e}$. Da equação (4.11) e da propriedade 2, tem-se,

$$S_{V_s}^{Y_2} = S_{I_s}^{Y_2} = -1$$

A variável X_2 é igual a $\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} = Y_1^{-1}$, logo, da propriedade 2,

$$S_{V_s}^{X_2} = -S_{V_s}^{Y_1}$$

e

$$S_{I_s}^{X_2} = -S_{I_s}^{Y_1}$$

A variável y é igual a $P_e \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]$. Da equação (4.11) e propriedade 3, encontra-se,

$$S_{V_s}^y = 1 + \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]^{-1}$$

e

$$S_{I_s}^y = 1 - \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]^{-1}$$

A variável x é igual a variável Y_1 , logo:

$$S_{V_s}^x = S_{V_s}^{Y_1}$$

e

$$S_{I_s}^x = S_{I_s}^{Y_1}$$

Estas expressões de sensibilidade relativa estão resumidas na tabela 4.2. Algumas são constantes (-1 ou 1) e outras dependem das funções $\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1}$ ou $\left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]^{-1}$.

m	$S_m^{Y_1} = S_m^x = -S_m^{X_2}$	$S_m^{X_1}$	$S_m^{Y_2} = -S_m^{P_e}$	S_m^y	$S_m^{R_s}$
I_s	$-\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1}$	$-\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} - 1$	-1	$1 - \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]^{-1}$	-1
V_s	$\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1}$	$\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} - 1$	-1	$1 + \left[\ln \left(\frac{R_s}{R_a} \right) + b \right]^{-1}$	1

Tabela 4.2: Sensibilidades relativas

O valor absoluto de $\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1}$ tende para infinito quando I_s tende para zero ($R_s \rightarrow R_a$) e decresce quando I_s aumenta (ver gráfico de $\left[\ln \frac{R_s}{R_a} \right]^{-1} \times \frac{R_s}{R_a}$, mostrado na figura 4.4). Portanto, as variáveis Y_1 , X_1 , x e X_2 apresentam alta sensibilidade a erro de corrente ou tensão para pequenos valores absolutos. Entretanto, os erros que se propagam

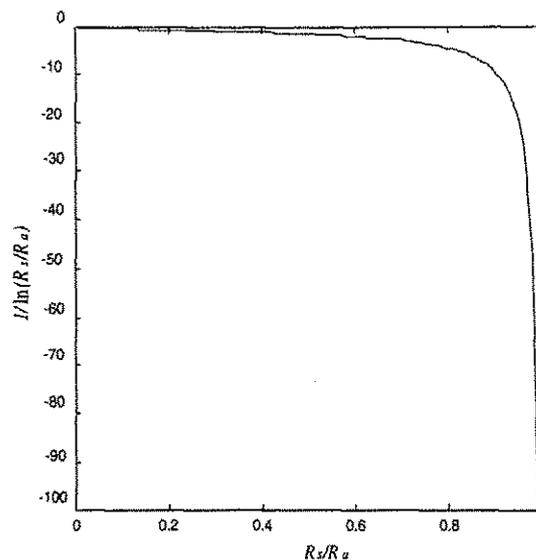


Figura 4.4: Gráfico de $\left[\ln \frac{R_s}{R_a}\right]^{-1} \times \frac{R_s}{R_a}$

para estas variáveis não dependem apenas da sensibilidade relativa, mas também do valor da própria variável. Por exemplo, se na equação (4.10) considerar-se apenas a variável m_1 , o valor absoluto do erro em F devido ao erro em m_1 é dado por:

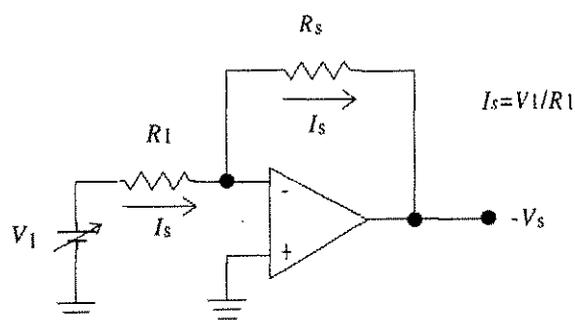
$$|\Delta F| = \left| S_{m_1}^F \frac{\Delta m_1}{m_1} F \right|$$

Portanto o valor absoluto do erro em F depende de seu valor e da sua sensibilidade relativa em relação a m_1 .

As variáveis X_1 e X_2 , bem como suas sensibilidades relativas, aumentam quando a corrente decresce. Conseqüentemente, os seus desvios, devido ao erro de corrente, assumem valores elevados quando a corrente é pequena, o que explica o grande desvio destas variáveis observado nos gráficos da figura 4.3.

Já para x , embora a sensibilidade relativa aumente com o decréscimo da corrente, o seu valor absoluto diminui. Desse modo, seu desvio não é muito grande na região de pequenas correntes (fig. 4.3.c).

Desta análise, pode-se concluir que os métodos iterativo e de regressão não linear apresentam melhores resultados que os métodos de regressão linear, porque eles são menos susceptíveis a propagação de erro. Também pode-se concluir que todos eles são mais susceptíveis à propagação de erro, para pequenos valores de corrente. Portanto,

Figura 4.5: Circuito para medição de V_s e I_s

em um experimento devem ser evitados pequenos valores e se eles tiverem quer ser usados, deve-se usar equipamentos com precisão adequada e montagem experimental com boa imunidade a ruído.

4.2.6 Resultados experimentais

Para a verificação experimental dos resultados apresentados nos itens anteriores, foi encontrado um conjunto de valores (I_{si}, V_{si}) da característica $V_s \times I_s$ de um termistor, usando-se uma montagem como a do circuito mostrado na figura 4.5 e o procedimento descrito a seguir:

1. Foi usado um voltímetro digital de precisão para medir a tensão V_1 (gerada por uma fonte de tensão ajustável) e $-V_s$ (tensão sobre o sensor);
2. Para limitar a variação de temperatura ambiente, o sensor foi colocado dentro de uma estufa;
3. Variando-se o ajuste da fonte de tensão, foram medidos V_1 e $-V_s$, em vários pontos.

O teste não foi automatizado, pois a fonte de tensão era ajustável manualmente. Entretanto, uma montagem com a mesma configuração pode ser usada para teste automatizado, caso todos os equipamentos possuam interface com um microcomputador (por exemplo interface IEEE-488). Isto pode levar a uma aquisição de um número maior de pontos em um intervalo de tempo menor e, conseqüentemente, melhor resultado numérico.

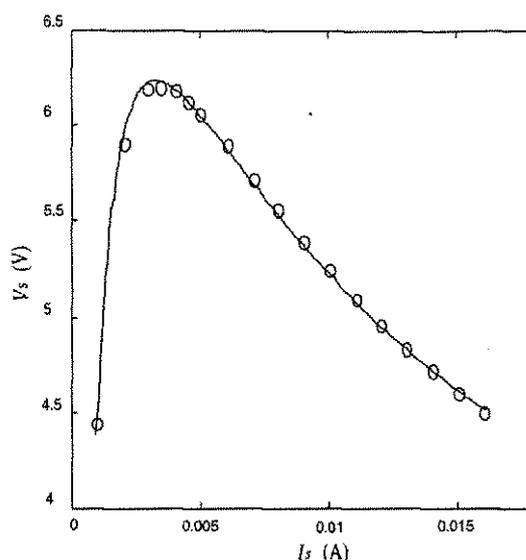


Figura 4.6: Dados experimentais da característica $V_s \times I_s$ ("o") e aproximação (linha contínua)

Os pontos obtidos da característica $V_s \times I_s$ estão representados por "o" na figura 4.6. Usando-se o método iterativo, foram obtidos $B = 2582$ K e $hS = 0.4513 \cdot 10^{-3}$ W/°C. Com esses valores, usando-se as equações (4.1) e (4.2), foi gerada a curva contínua dessa mesma figura.

Na aproximação, hS foi considerado constante, mas é importante verificar se isto realmente acontece.

Do conjunto de valores experimentais da característica $V_s \times I_s$, é possível obter-se a característica $P_e \times (T_s - T_a)$ dada pela equação (4.2) e testar a validade da hipótese, ou verificar-se em que faixa de diferença de temperatura, hS pode realmente ser considerado constante. Com os valores (I_{si}, V_{si}) , pode-se obter $P_{ei} = V_{si} \cdot I_{si}$ e $T_{si} = B \cdot \ln\left(\frac{R_{si}}{A}\right)$, com $i = 1, 2, \dots, N$, sendo N o número de pares (I_{si}, V_{si}) medidos e $A = R_0 \cdot e^{\frac{-B}{T_0}}$ (equação 4.1).

Os dados assim obtidos são mostrados graficamente na figura 4.7. Os valores de $hS_i = \frac{P_{ei}}{T_{si} - T_a}$ foram calculados e variaram entre $0,409 \cdot 10^{-3}$ W/°C e $0,454 \cdot 10^{-3}$ W/°C. Usando também programa de regressão linear com critério dos mínimos quadrados, foi determinado os coeficientes da reta que melhor se aproxima dos pontos $[P_{ei}, (T_{si} - T_a)]$ e o coeficiente de ordem um (declividade) é igual a $0,4529 \cdot 10^{-3}$ W/°C, que é bem

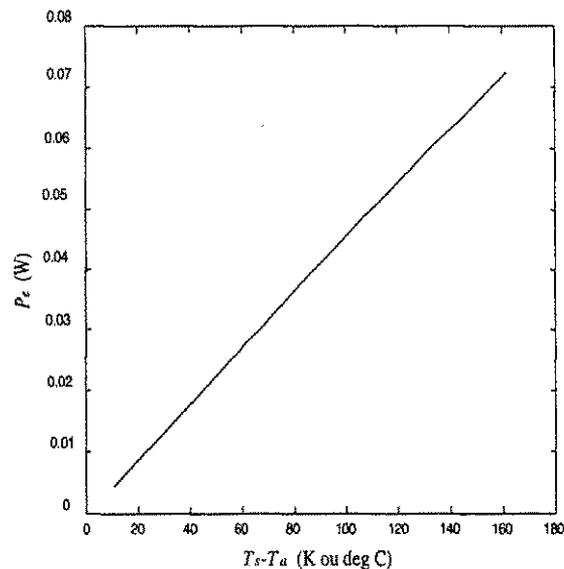


Figura 4.7: Característica $P_e \times (T_s - T_a)$

próximo do valor encontrado para hS , usando o método iterativo ($hS = 0,4513 \cdot 10^{-3} \text{ W/}^\circ\text{C}$).

4.3 Identificação paramétrica aplicada a termistor NTC

A técnica de identificação paramétrica pode ser usada para determinação de constantes do sensor relacionadas com seu comportamento dinâmico (constante de tempo $\tau = \frac{mc}{hS}$, mc e hS), de forma semelhante ao que foi feito para um sensor termo-resistivo de platina [14] (apresentado no cap. 2). Além disto, ela pode ser usada também na estimação de parâmetros de controlador com estratégia preditiva, em uma configuração do medidor (de temperatura, de radiação térmica ou de velocidade de fluido), cuja implementação é proposta neste trabalho.

A equação (4.1) também pode ser expressa na forma,

$$R_s = Ae^{\frac{B}{T_s}} \quad (4.14)$$

na qual $A = R_0 e^{\frac{-B}{T_0}}$.

Desta equação de R_s pode-se obter:

$$T_s = B \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^{-1}$$

e

$$\frac{dT_s}{dt} = \frac{-B}{R_s \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2} \frac{dR_s}{dt}$$

Substituindo-se estas expressões de T_s e $\frac{dT_s}{dt}$ na equação (4.2), tem-se:

$$P_e = \frac{hS}{\ln \left(\frac{R_s}{A} \right)} - hST_a - \frac{mcB}{R_s \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2} \frac{dR_s}{dt}$$

Rearrmando esta equação e multiplicando todos os termos por $\frac{\left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2}{mcB}$, tem-se:

$$\frac{1}{R_s} \frac{dR_s}{dt} = \frac{hS}{mc} \ln \left(\frac{R_s}{A} \right) - \frac{hST_a}{mcB} \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2 - \frac{P_e}{mcB} \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2$$

O lado esquerdo desta equação é igual a $\frac{d \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]}{dt}$, logo:

$$\frac{d \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]}{dt} = \frac{hS}{mc} \ln \left(\frac{R_s}{A} \right) - \frac{hST_a}{mcB} \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2 - \frac{P_e}{mcB} \left[\ln \frac{R_s}{A} \right]^2 \quad (4.15)$$

Definindo-se:

$$y(t) = \ln \left(\frac{R_s(t)}{A} \right)$$

e

$$u(t) = P_e(t)$$

a equação (4.15) pode então ser dada por:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{1}{\tau} y(t) - \frac{T_a}{\tau B} y^2(t) - \frac{1}{mcB} u(t) y^2(t)$$

Aplicando a aproximação de Euler de primeira ordem a esta equação, o modelo discreto do sensor é então dado por:

$$\frac{y(t) - y(t-T)}{T} = \frac{1}{\tau} y(t-T) - \frac{T_a}{\tau B} y^2(t-T) - \frac{1}{mcB} u(t-T) y^2(t-T)$$

em que: T é o período de discretização e t agora representa o tempo discreto dado por $t = T, 2T, \dots, NT$.

Desta equação,

$$y(t) = \left(1 + \frac{T}{\tau}\right) y(t-T) - \frac{T \cdot T_a}{\tau B} y^2(t-T) - \frac{T}{mcB} u(t-T) y^2(t-T)$$

que representa o modelo recursivo para a variável $y = \ln\left(\frac{R_a}{A}\right)$ e descreve a evolução dinâmica desta variável em cada intervalo de tempo T , em função da excitação $u = P_e$, podendo também ser expressa na forma:

$$y(t) = \varphi^T(t) \theta \tag{4.16}$$

na qual:

$$\begin{aligned} \varphi^T(t) &= \left[y(t-T) \quad -y^2(t-T) \quad -u(t-T) y^2(t-T) \right]; \\ \theta^T &= \left[\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \right] = \left[\left(1 + \frac{T}{\tau}\right) \quad \frac{T \cdot T_a}{\tau B} \quad \frac{T}{mcB} \right] \end{aligned}$$

Baseado na equação (4.16), pode ser definido um algoritmo de estimação recursivo com critério dos mínimos quadrados, para estimação dos parâmetros do sensor. As equações do algoritmo de estimação são obtidas da solução do seguinte problema de minimização [14],[50]:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=T}^{NT} \frac{1}{2} \left[y(t) - \varphi^T(t) \theta \right]^2 \tag{4.17}$$

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \arg \min V(\theta)$$

O vetor de parâmetros estimados $\hat{\theta}_N^{LS}$, para o conjunto de N pares $(u(t), y(t))$, é calculado recursivamente usando as equações (4.18), (4.19) e (4.20).

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-T) + L(t) \cdot \left[y(t) - \varphi^T(t) \cdot \hat{\theta}(t-T) \right] \tag{4.18}$$

$$L(t) = \frac{P(t-T) \cdot \varphi(t)}{1 + \varphi^T(t) \cdot P(t-T) \cdot \varphi(t)} \tag{4.19}$$

$$P(t) = \frac{P(t-T) - P(t-T) \cdot \varphi(t) \cdot \varphi^T(t) \cdot P(t-T)}{1 + \varphi^T(t) \cdot P(t-T) \cdot \varphi(t)} \tag{4.20}$$

com valores iniciais, por exemplo dados por $P(0) = 1 \cdot 10^6 \cdot I_3$ (I_3 =matriz identidade de terceira ordem) e $\hat{\theta}^T(0) = \left[0 \quad 0 \quad 0 \right]$.

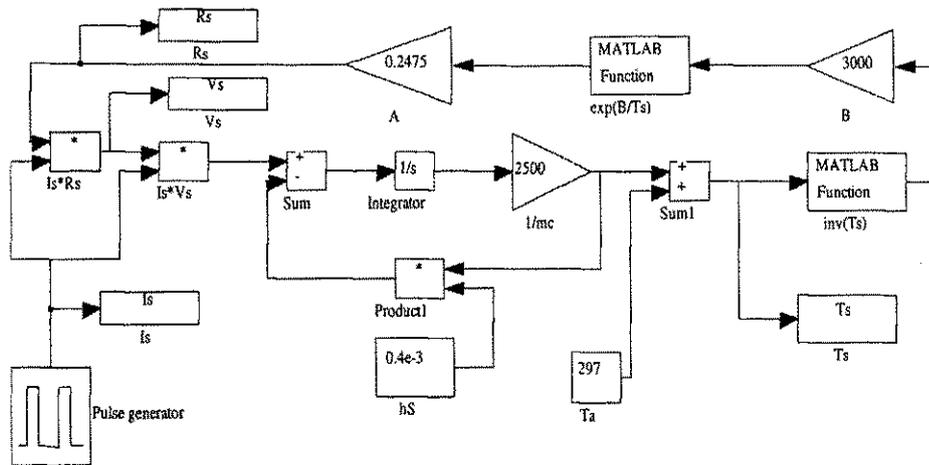


Figura 4.8: Diagramas de blocos para simulação do sensor

4.3.1 Resultados de simulação e experimental

O comportamento dinâmico do sensor pode ser facilmente simulado à partir das equações (4.2) e (4.14). A implementação destas duas equações, na forma de diagrama de blocos, usando funções do simulink, é mostrado na figura 4.8. Para as constantes destas duas equações foram usados os valores, $B = 3000$ K, $hS = 4 \cdot 10^{-4}$ W/°C, $R_a = 6030$ Ω , $T_a = 297$ K, $A = R_a \cdot e^{-\frac{B}{T_a}}$ e $mc = \frac{1}{hS}$ ($\tau = 1$ s).

No diagrama de blocos da figura 4.8, a excitação é uma fonte de corrente com forma de onda quadrada, de amplitude igual a 4,24 mA ($I_{s(eficaz)} = 3$ mA) e período igual a 0,5 s. Na simulação foram tomadas 501 amostras para as variáveis I_s e R_s , com um período de amostragem T igual a 5 ms, dentro do intervalo de $t = 0$ a $t = 2,5$ s. Os valores de $y(t)$ não foram gerados, mas obtidos dos valores de R_s .

Com os dados acima, podem ser obtidos $\theta_1 = 1 + \frac{T}{\tau} = 1,005$, $\theta_2 = \frac{T \cdot T_a}{\tau B} = 4,950 \cdot 10^{-4}$, $\theta_3 = \frac{T}{mcB} = 4,167 \cdot 10^{-3}$. Já com os dados de simulação, usando-se um programa que implementa o algoritmo de estimação, foram obtidos os seguintes valores finais: $\hat{\theta}_1 = 1,0052$, $\hat{\theta}_2 = 5,223 \cdot 10^{-4}$ e $\hat{\theta}_3 = 4,065 \cdot 10^{-3}$. Na figura 4.9, são mostrados os gráficos de $\hat{\theta}_1 \times n$, $\hat{\theta}_2 \times n$, $\hat{\theta}_3 \times n$ e $i_s(t)$ ($n = 1, 2, \dots, N$). Na fig. 4.10 é mostrado o gráfico de $R_s \times t$, com valores de simulação (linha contínua) e determinados para $y(t)$ estimado (linha interrompida).

Conhecidos os valores de $\hat{\theta}_2$ e $\hat{\theta}_3$ e de hS , pode-se determinar a constante de tempo do sensor ($\tau = \frac{mc}{hS}$) e a capacitância térmica (mc).

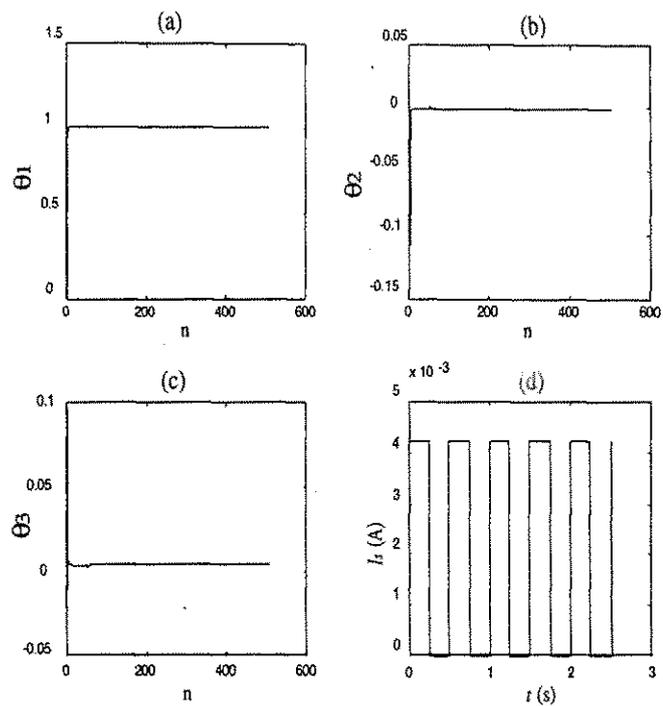


Figura 4.9: $\theta_i \times n$ (a,b,c) com $n =$ número da amostra, (d) $I_s(t)$

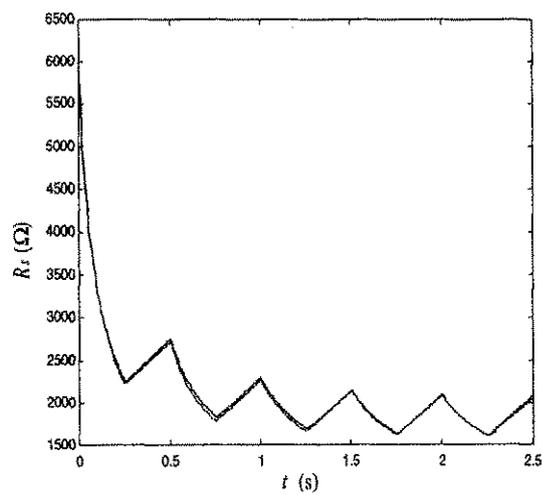


Figura 4.10: R_s da simulação (linha contínua) e obtido de $y(t)$ estimado (linha interrompida)

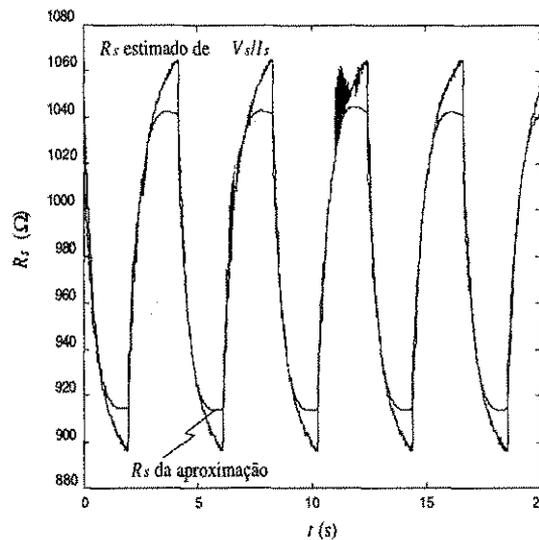


Figura 4.11: Curvas de R_s com valores estimados dos dados experimentais de V_s e I_s e determinada de $y(t)$ (R_s da aproximação).

Com os dados de simulação, os parâmetros estimados convergem rapidamente e os valores finais são bem próximos dos valores calculados usando-se as constantes adotadas na simulação. Estes resultados mostram a validade do algoritmo e do programa desenvolvido na estimação dos parâmetros da equação (4.16).

Com os dados experimentais, não foi observado o mesmo desempenho do algoritmo. Embora o valor de $V_N(\theta)$ calculado de (4.17) seja pequeno ($6,075 \cdot 10^{-5}$), pode-se observar na fig 4.11 que as curvas de R_s com valores estimados dos dados experimentais de V_s e I_s e determinada de $y(t)$ (R_s da aproximação) são visivelmente diferentes. Comparando-se estes dados de R_s , foram observados erros relativos entre $-0,0254$ e $0,0251$.

Os dados experimentais foram obtidos, alimentando-se o sensor com um sinal de corrente na forma de onda quadrada, com valor médio não nulo, sendo os valores máximo e mínimo respectivamente iguais a 6,55 mA e 5,48 mA, e a frequência igual a 0,25 Hz. Na aquisição de dados, foi usada uma frequência de amostragem igual a 100 Hz.

Com dados de outros ensaios realizados também com onda quadrada de corrente, verificou-se que aumentando-se o valor pico a pico da onda quadrada (diferença entre valor máximo e valor mínimo), $V_N(\theta)$ e o valor absoluto do erro relativo também

aumentam. Por exemplo, com uma onda quadrada de período igual ao caso anterior e com valores mínimo e máximo de corrente, respectivamente iguais a 4,43 mA e 7,44 mA, foram obtidos: $V_N(\theta) = 5,67 \cdot 10^{-4}$ e erro relativo entre -0,055 e 0,073.

Analisando estes resultados com dados de simulação e experimentais, pode-se concluir que:

- Não existe problema no programa desenvolvido para estimação de parâmetros;
- O modelo dinâmico do sensor e/ou seu modelo discreto devem ser melhor estudados e reformulados;
- O aumento do erro, quando a amplitude da onda quadrada de corrente é aumentada, pode ser um indicativo de variação de parâmetros com a diferença de temperatura do sensor e do meio ambiente, não considerada nos modelos utilizados;
- Outras hipóteses podem ser formuladas e testadas para se obter um modelo melhor para o sensor.

4.4 Conclusões

A técnica de identificação paramétrica já foi usada com sucesso para estimação de parâmetros de sensor termo-resistivo de platina. No caso de um termistor NTC, ela também pode ser usada com o mesmo objetivo. Entretanto, neste trabalho, este estudo ainda não chegou a um estágio satisfatório.

Neste capítulo, verificou-se também, que é possível determinar a constante B do sensor sem a necessidade de ensaio térmico, analisou-se alguns métodos numéricos para a determinação de B e hS à partir de dados de um ensaio elétrico, e mostrou-se porque alguns métodos funcionam melhor que outros. Com a utilização de um destes métodos que apresentou bons resultado e com a técnica de identificação paramétrica, pode-se determinar todas as constantes do sensor a partir de dados de ensaios puramente elétricos.

Não foi mostrado a determinação de constantes da característica estática de um sensor termo-resistivo metálico sem ensaio térmico, mas isto também é possível de ser

feito e é mais simples que para um termistor NTC, pois pode ser feito sem a necessidade de transformação de variáveis [51].

Capítulo 5

Novas Estruturas Realimentadas com Sensores Termo-Resistivos

5.1 Introdução

Na análise da estrutura de medição com sensor a temperatura constante (capítulo 3) é mostrado que ela apresenta alguns problemas, tais como: não linearidade entre a grandeza medida e as grandezas a serem estimadas ou compensadas, e excursão limitada da tensão de saída do amplificador, dificultando o processo de medição, isto é, estimação da grandeza desejada e compensação de variações de grandeza de perturbação (T_a).

Para um sistema térmico alimentado por potência elétrica, se não existe variação de resistência, pode ser definido como variável de excitação a tensão ou a corrente ao quadrado, sendo a variação de temperatura do sistema função linear desta variável [52] e [53]. Os sistemas alternativos de medição sugeridos neste trabalho, usam este princípio para eliminar a relação quadrática entre variável de medição, a radiação térmica incidente e a temperatura ambiente.

Neste capítulo, sugere-se também a modulação em largura de pulso para se obter uma variável com relação linear com o sinal de excitação (tensão ou corrente ao quadrado). Isto é, em alternativas apresentadas, a tensão (ou corrente) que alimenta o sensor é modulada em largura de pulso, o seu valor eficaz ao quadrado é proporcional ao sinal de controle (sinal de modulação) e à largura do pulso. Estes, são usados como

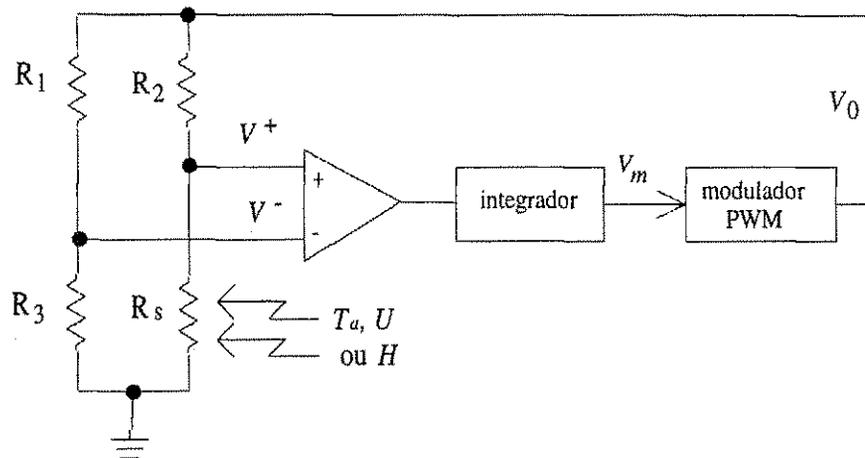


Figura 5.1: Circuito para medição a temperatura constante com modulador PWM

sinais ou variáveis de medição e também apresentam relação linear com a radiação térmica incidente e com a temperatura ambiente.

5.2 Circuito em ponte com modulador PWM

O circuito em ponte com modulador PWM (Fig. 5.1) é derivado do circuito convencional para medição a temperatura constante (Fig. 3.1), ao qual foi acrescentado um modulador PWM e um integrador. O integrador tem a função de transformar o sinal pulsado da saída do amp-op em um sinal contínuo, para controle da largura de pulso.

O princípio básico de operação deste circuito é o mesmo do circuito convencional, i.e., a tensão (neste caso valor eficaz da tensão) sobre o sensor, na condição de equilíbrio é tal que:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} \approx \frac{R_s}{R_s + R_2}$$

A tensão sobre o sensor ($V_s = V^+$) tem amplitude constante (Fig. 5.2), e seu valor eficaz é dado por:

$$V_{s(ef)} = E \left(\frac{T_1}{T} \right)^{0,5} \tag{5.1}$$

Substituindo-se na equação (3.8) V_s por $V_{s(ef)}$ (equação (5.1)), tem-se:

$$E^2 \frac{T_1}{T} = R_s h S (T_s - T_a) - R_s \alpha S H$$

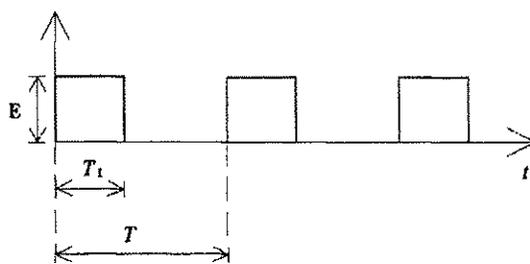


Figura 5.2: Tensão sobre o sensor

Nesta equação, para hS constante, a largura do pulso T_1 é função linear de H e T_a . Portanto, a relação quadrática que existe no método é substituída por uma relação linear, eliminando-se um dos problemas e simplificando-se a compensação de temperatura.

O modulador PWM pode ser implementado com um circuito analógico, ou com microcontrolador que tenha conversor A/D e temporizador. Neste caso, o microcontrolador pode ser usado para medição e compensação de temperatura ambiente nos anemômetros e radiômetros.

Um circuito com configuração semelhante ao mostrado na figura 5.1, com modulador PWM implementado com circuito analógico, já foi testado para medição de velocidade de fluido [54]-[55] e para medição de temperatura ambiente [42].

Na medição de temperatura, o circuito foi testado na faixa de 25 °C a 74 °C com termistor, cujos dados obtidos experimentalmente foram apresentados no capítulo 4. No circuito desenvolvido, $R_1 = R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ e a modulação PWM é obtida pela comparação de um nível de tensão contínua (V_m) e um sinal triangular.

Resultados experimentais da medição do valor da tensão na entrada do modulador PWM em função da temperatura ambiente são mostrados na Fig. 5.3.

Os dados de tensão e temperatura foram obtidos respectivamente com um multímetro HP-3457A e com um termômetro "Quartz Thermometer" HP-2804A controlados por interface IEEE-488. A variação de T_a foi obtida dentro de uma estufa na qual o sensor e a sonda de temperatura do termômetro foram colocados um próximo ao outro. As medições foram feitas durante o ciclo de resfriamento livre da estufa.

Os dados apresentados na figura 5.3 foram aproximados por uma reta, que foi usada como referência para verificação de linearidade e determinação de erro de fundo de escala, definido como:

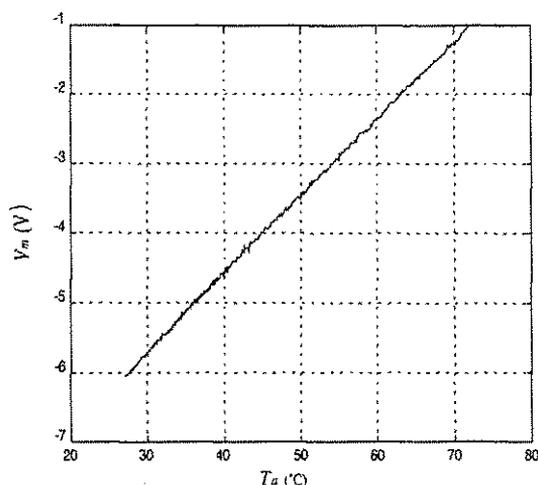


Figura 5.3: Dados experimentais da tensão na entrada do modulador PWM em função de T_a .

$$erro(FS) = \frac{V_m - V_{reta}}{|V_{reta}|_{max}}$$

em que: V_{reta} = valor de tensão calculada a partir da equação aproximada da reta;

$|V_{reta}|_{max}$ = valor absoluto máximo da reta.

Valores de $erro(FS)$ em função de T_a são mostrados na figura 5.4, na qual pode-se observar que o valor absoluto máximo não ultrapassa 0,02 (2% de fundo de escala) e que, na maior parte do gráfico o $erro(FS)$ é menor que 0,01. Ele reflete não apenas o erro do método de medição proposto, mas também acumula o erro experimental de medição e do circuito desenvolvido. Como os dados não foram obtidos com a temperatura constante no instante de medição, isto gera erro de medição em decorrência da diferença das constantes de tempo da sonda de temperatura do termômetro e do circuito sob teste.

5.2.1 Comparação do circuito em ponte com modulador PWM com circuitos convencionais

O circuito em ponte com modulador PWM apresenta sensibilidade maior que a de outros circuitos usados na medição de temperatura. Por exemplo, tomando-se como

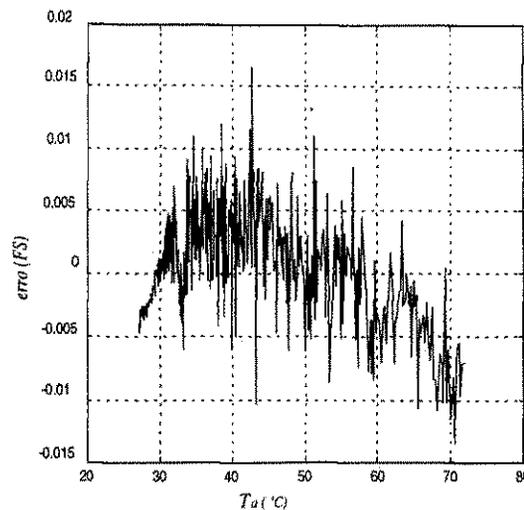


Figura 5.4: Erro de fundo de escala em função da temperatura

variável de medição a tensão na entrada do integrador, a sensibilidade deste circuito $\left(\frac{\Delta V_m}{\Delta T_a}\right)$ é da ordem de 10^{-1} V/°C, que é bem maior que as conseguidas com os circuitos de linearização, que são da ordem de 10^{-2} V/°C, ou com sensores eletrônicos de temperatura, que apresentam sensibilidade da ordem de 10^{-3} V/°C [42].

Este circuito eliminou a relação não linear do método de medição a temperatura constante, mas introduziu outro problema. A utilização do integrador faz com que este tipo de circuito tenha uma constante de tempo maior que a do circuito convencional. Por exemplo, nos circuitos testados foi usado um integrador com constante de tempo aproximadamente igual a 1 s ($R \times C = 2200 \Omega \times 47 \mu\text{F}$). Reduzir a constante de tempo do integrador, aumenta a velocidade de resposta do circuito, porém aumenta a ondulação do sinal na entrada do modulador.

5.3 Sistema com variável de medição proporcional a I_s^2

O sistema com variável de medição proporcional a I_s^2 (Fig. 5.5), utiliza realimentação com controlador de ganho contínuo elevado (por exemplo, controlador PI) para manter R_s (e T_s) constante em todos os pontos de operação e independente de uma radiação térmica incidente, temperatura ambiente ou velocidade do fluido. O sensor faz parte

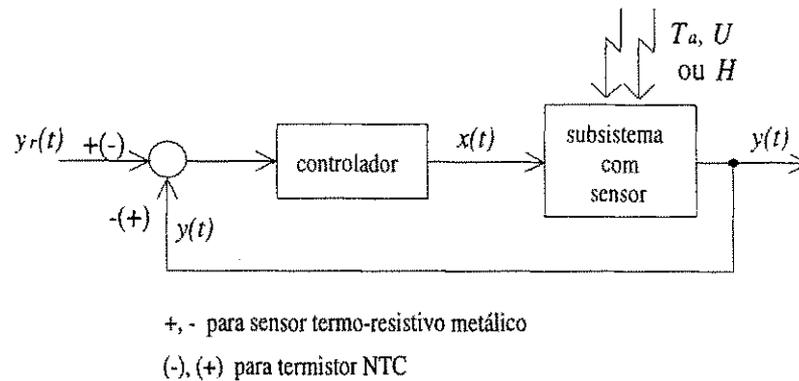


Figura 5.5: Sistema realimentado com sinal $x(t)$ proporcional ao quadrado da corrente que alimenta o sensor e sinal $y(t)$ proporcional à resistência

de um sub-sistema com variável de entrada (excitação) e de medição $x(t)$, e variável de saída $y(t)$, dadas por:

$$x(t) = k_{in} I_s^2(t) \quad (5.2)$$

e

$$y(t) = k_o R_s(t) \quad (5.3)$$

nas quais: k_{in} e k_o são constantes de proporcionalidade.

Substituindo-se a equação (5.2) com $k_{in} = 1$ em (3.2), tem-se:

$$x(t) = R_s^{-1} [hS(T_s - T_a) - \alpha SH] \quad (5.4)$$

Se R_s for mantida constante pela ação do controlador, T_s também é mantida constante, e as variações em $x(t)$ são funções lineares das variações em H ou T_a . Isto pode ser ilustrado em um gráfico com curvas de $x(t) \times y(t)$ na condição de regime (i.e. $t \rightarrow \infty$) para radiação, temperatura ambiente e velocidade do fluido constantes. Na Fig. 5.6 é mostrado um exemplo destas curvas para um radiômetro, em que elas foram obtidas das equações (5.4) e uma do controlador. Os pontos de operação correspondem aos pontos de interseção destas curvas e P_{e0} corresponde a potência elétrica fornecida ao sensor, na condição de equilíbrio do circuito com radiação térmica nula.

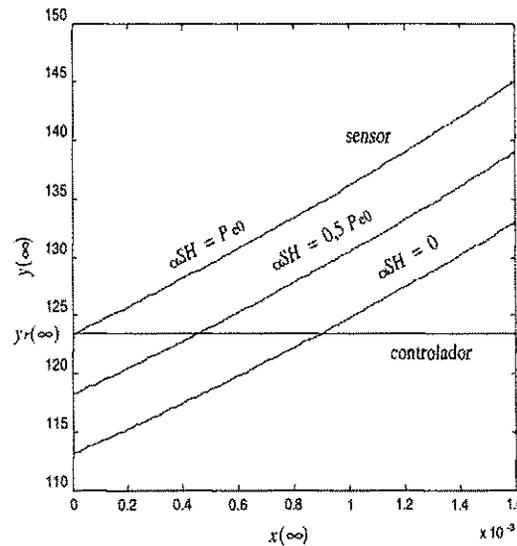


Figura 5.6: Curvas de $x(t) \times y(t)$ na condição de regime (i.e. $t \rightarrow \infty$) obtidas da equação do sensor com radiação térmica como parâmetro e característica do controlador com ganho para baixas frequências infinito

A curva de $x(t) \times y(t)$ para um radiômetro na condição de regime (i.e. $t \rightarrow \infty$), com radiação constante, é determinada da equação (5.4) com $k_{in} = 1$, $T_s = k_t (R_s - R_0)$ e $T_a = k_t (R_a - R_0)$, isto é:

$$x(\infty) = y^{-1}(\infty) [hS \cdot k_t (y(\infty) - R_a) - \alpha SH]$$

Desta equação, $y(\infty)$ é dado por:

$$y(\infty) = \frac{hS \cdot k_t \cdot R_a + \alpha SH}{hS \cdot k_t - x(\infty)} \quad (5.5)$$

Definindo-se $G_c(s)$ como função de transferência do controlador, com ganho em baixas frequências $G_c(0)$, $x(\infty)$ é dado por:

$$x(\infty) = [y_r - y(\infty)] \cdot G_c(0)$$

Desta equação, $y(\infty)$ é dado por:

$$y(\infty) = y_r - \frac{x(\infty)}{G_c(0)} \quad (5.6)$$

As curvas mostradas na Fig. 5.6 foram obtidas da equação (5.5) com αSH como parâmetro (curvas do sensor), e da equação (5.6) com $G_c(0)$ infinito (curva do controlador com ganho em baixas frequências infinito).

Foram projetados dois controladores para um sensor termo-resistivo de filme fino de platina, para medição de radiação térmica [16]. Os critérios usados no projeto destes controladores e os resultados de simulação são apresentados a seguir.

5.3.1 Sistema de medição com controlador PI

Usando-se um controlador PI consegue-se um sistema realimentado com um tempo de resposta menor que a constante de tempo do sensor, e $y(t)$ é constante. Os ganhos proporcional e integral do controlador podem ser determinados usando-se a função de transferência de pequenos sinais do sensor, com entrada $X(s)$ e saída $Y(s)$.

Como mostrado por [18], para um sensor termo-resistivo na presença de velocidade de fluido (isto é, fluido em movimento forçado) e alimentado por uma corrente elétrica, pode-se obter um modelo linearizado e uma função de transferência. Isto também pode ser feito para um sensor termo-resistivo na presença de radiação térmica, como mostrado no capítulo 4.

Para um sensor termo-resistivo na presença de radiação e alimentado por uma corrente elétrica, linearizando-se a equação (3.1) em torno de um ponto de operação dado por R_{s0} , $X_0 = I_{s0}^2$, T_{s0} e H_0 (respectivamente: resistência, corrente ao quadrado, temperatura do sensor e radiação, no ponto de operação) e usando a transformada de Laplace, tem-se:

$$R_s(s) = \frac{Y(s)}{k_2} = \frac{k_x X(s) + k_h H_r(s)}{\tau_a s + 1} \quad (5.7)$$

na qual:

$$k_x = \frac{R_{s0}}{k_t \cdot h S - I_{s0}^2};$$

$$k_h = \frac{\alpha S}{k_t \cdot h S - I_{s0}^2};$$

$$\tau_a = \frac{mc / \alpha_1 R_{s0}}{k_t \cdot h S - I_{s0}^2}.$$

No sistema realimentado com sensor metálico, $X(s)$ é dado por:

$$X(s) = [Y_r(s) - Y(s)] \cdot G_c(s)$$

na qual $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador. Substituindo-se $Y(s)$ desta equação por $Y(s)$ da equação (5.7) com $k_o = 1$, tem-se:

$$X(s) = \left[Y_r(s) - \frac{k_x X(s) + k_h H_r(s)}{\tau_a s + 1} \right] \cdot G_c(s)$$

Se $X(s)$ e $H_r(s)$ representam respectivamente as transformadas de Laplace das pequenas variações de $x(t)$ e $H(t)$, e se na condição de regime $y_r(t)$ é constante, tem-se:

$$X(s) = \frac{\frac{k_h}{\tau_a s + 1} G_c(s)}{1 + \frac{k_x}{\tau_a s + 1} G_c(s)} H_r(s)$$

Se for usado um controlador PI, com ganho $G_c(s)$ dado por:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right)$$

e cancelamento pólo-zero, isto é $\frac{k_p}{k_i} = \tau_a$, então a função de transferência $\frac{X(s)}{H_r(s)}$ tem um pólo em $-k_i k_x$ e uma constante de tempo igual a $\frac{1}{k_i k_x}$.

A constante de tempo τ_a e o ganho k_x dependem do ponto de operação do sistema, que pode ser escolhido para $H = 0$, e estabelecido um valor de projeto para $\frac{1}{k_i k_x}$. O comportamento dinâmico do sistema projetado desta forma não é muito alterado na presença de radiação, como pode ser observado nos resultados de simulação apresentados a seguir.

O sensor apresentado em [16] tem $hS = 422,96 \cdot 10^{-5} \text{ W}/^\circ\text{C}$; $mc = 704,23 \cdot 10^{-4} \text{ J}/^\circ\text{C}$; $\alpha_1 = 0,0038 \text{ (}^\circ\text{C)}^{-1}$ e $R_o = 102,48 \Omega$. Na ausência de radiação, para $T_a = 27^\circ\text{C}$ e $I_{s0} = 30 \text{ mA}$, tem-se: $\tau_a = 18,154 \text{ s}$; $R_{s0} = 123,2 \Omega$; $k_x = 12,368 \cdot 10^3 \Omega/\text{A}^2$ e $P_{e0} = 0,11 \text{ W}$. Com estes valores, para $(k_i k_x)^{-1} = 1 \text{ s}$ e cancelamento pólo-zero, tem-se: $k_i = 880,854 \cdot 10^{-6} \text{ A}^2/\Omega\text{s}$ e $k_p = 1,468 \cdot 10^{-3} \text{ A}^2/\Omega$.

Na Fig. 5.7 são mostradas curvas de $x(t)$, com resposta a degraus de radiação com amplitude αSH entre 0,2 e $1 \cdot P_{e0}$, obtidas por simulação do sistema realimentado. A constante de tempo independe da amplitude do degrau de radiação aplicado, e a excursão de $x(t)$ não apresenta a limitação que existe em V_o na estrutura de medição a temperatura constante convencional (Fig. 3.7).

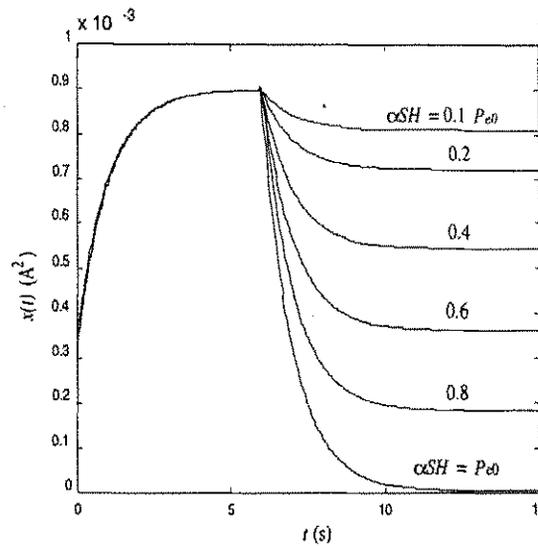


Figura 5.7: Curvas de $x(t)$, resposta a degraus de radiação com amplitude αSH entre 0.2 e $1 \cdot P_{e0}$, obtidas por simulação do sistema realimentado

5.3.2 Sistema com controle preditivo

Usando-se as equações (5.2) com $k_{in} = 1$, (5.3) com $k_o = 1$, (3.33) e (3.1), tem-se:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{hS}{mc}y(t) + \frac{\alpha S \alpha_1 R_o}{mc}H(t) + \frac{\alpha_1 R_o}{mc}y(t)x(t) + \frac{hS}{mc}R_a(t) \quad (5.8)$$

O modelo em tempo discreto para o sensor é obtido da equação (5.8), aplicando-se a aproximação de Euler de primeira ordem, e é dado por [14]:

$$y(t) = \theta_1 y(t-T) + \theta_2 x(t-T) y(t-T) + \theta_3 H(t-T) + \theta_4 R_a(t-T) \quad (5.9)$$

na qual: T é o período de discretização; $t = T, 2T, \dots, NT$; $\theta_1 = 1 - T \frac{hS}{mc}$; $\theta_2 = T \frac{\alpha_1 R_o}{mc}$; $\theta_3 = T \frac{\alpha S \alpha_1 R_o}{mc}$ e $\theta_4 = T \frac{hS}{mc}$.

Para descrever a lei de controle preditiva, é utilizado o modelo em tempo discreto apresentado em (5.9), reescrito na forma:

$$y(t+T) = \theta_1 y(t) + \theta_2 x(t) y(t) + \theta_3 H(t) + \theta_4 R_a(t)$$

Usando-se esta equação, a lei de controle preditiva de um passo a frente é descrita como segue: Já que $y_r(t+T)$ é o valor desejado para a resistência do sensor T segundos à frente, é calculado o valor de $x^*(t)$ que deve ser aplicado no instante t , dado por:

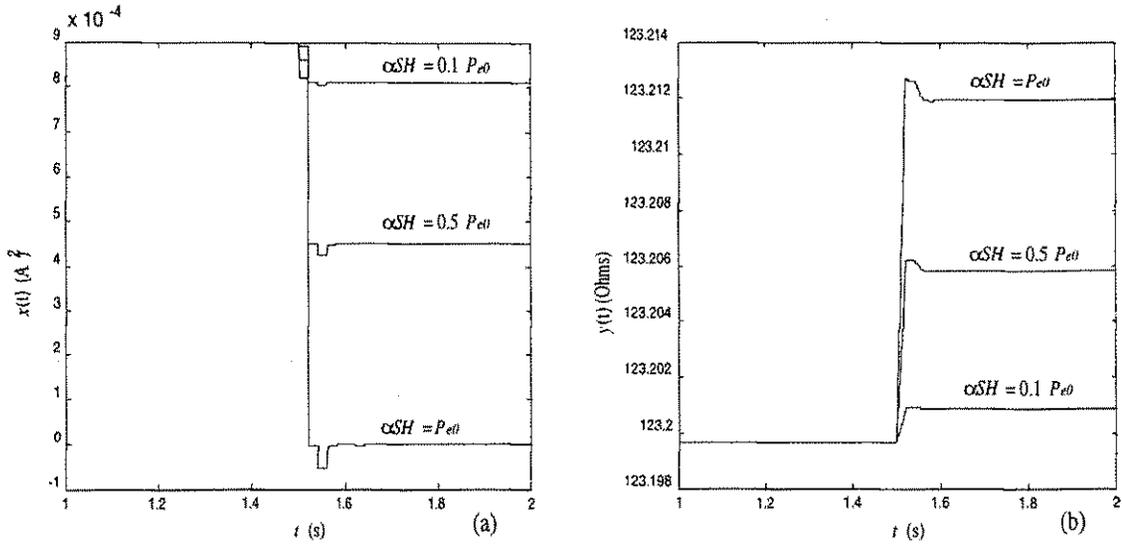


Figura 5.8: Curvas de $x(t)$ e $y(t)$, obtidas por simulação com resposta a degraus de radiação com amplitude de 0.1, 0.5 e $1 \cdot P_{e0}$. (a) $x(t)$ e (b) $y(t)$

$$x^*(t) = \frac{y_r(t+T) - \hat{\theta}_1 y(t) - \hat{\theta}_4 \hat{R}_a(t)}{\hat{\theta}_2 y(t)} \quad (5.10)$$

na qual: $\hat{\theta}_i$ são os valores estimados dos θ_i e $\hat{R}_a(t)$ é o valor estimado de $R_a(t)$ (isto é, o valor de $R_a(t)$ obtido de um outro sensor protegido da radiação). Variações em $H(t)$ provocam variações em $x^*(t)$, que é usado para estimação de $H(t)$.

Na Fig. 5.8 são mostradas curvas de $x(t)$ e $y(t)$, para degraus de radiação com amplitude de $0,1 \cdot P_{e0}$, $0,5 \cdot P_{e0}$ e $1 \cdot P_{e0}$, obtidas por simulação do sensor com características dadas em [16] e controle preditivo dado pela equação (5.10). Pode ser observado que as variações de $y(t)$ (resistência do sensor) são bastantes pequenas, até mesmo para o caso de radiação máxima (i.e. radiação com potência igual a $1 \cdot P_{e0}$), o que implica que o sistema pode ser considerado como um radiômetro com sensor a temperatura constante, e a variação em $x(t)$ é função linear da variação em $H(t)$, como desejado.

Controladores semelhantes podem ser usados no sistema realimentado, para medição de temperatura ambiente e velocidade de fluido. No primeiro caso, a lei de controle preditiva de um passo a frente pode ser obtida da equação (5.10), sem o termo $\hat{\theta}_4 \hat{R}_a(t)$.

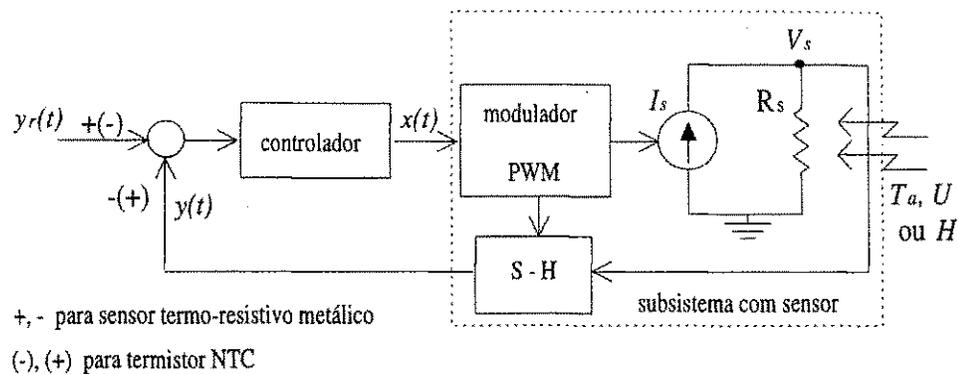


Figura 5.9: Sistema realimentado, e sensor alimentado por fonte de corrente PWM

5.3.3 Sub-sistema com variável de entrada proporcional a I_s^2

O sistema mostrado na Fig. 5.5 pode ser implementado de diferentes maneiras. Por exemplo, usando um sistema de processamento numérico de dados com interfaces analógicas e conversores A/D e D/A, o valor de $y(t)$ pode ser obtido do valor da tensão sobre o sensor, a lei de controle e transformações de variáveis ($x(t)$ em $I_s(t)$ e $V_s(t)$ em $y(t)$) podem ser implementadas por programação do sistema de processamento numérico de dados.

Na Fig. 5.9 é mostrada uma alternativa para o sub-sistema com o sensor, no qual $x(t)$ é o sinal de controle do modulador PWM e $y(t)$ é a amplitude do pulso de tensão sobre o sensor.

O valor eficaz da corrente PWM que alimenta o sensor é dado por:

$$I_{s(ef)} = I_m \left(\frac{T_1}{T} \right)^{0,5}$$

Nesta equação, T_1 e I_m são respectivamente a largura e a amplitude dos pulso de corrente, e T é o período do sinal. Desta equação,

$$T_1 = \frac{I_{s(ef)}^2 \cdot T}{I_m^2}$$

A amplitude do pulso de tensão sobre o sensor é dada por:

$$y(t) = I_m R_s(t)$$

As grandezas T_1 , $\frac{T}{I_m^2}$ e I_m do sistema da Fig. 5.9 são respectivamente análogas a $x(t)$, k_{in} e k_o do sistema da Fig. 5.5.

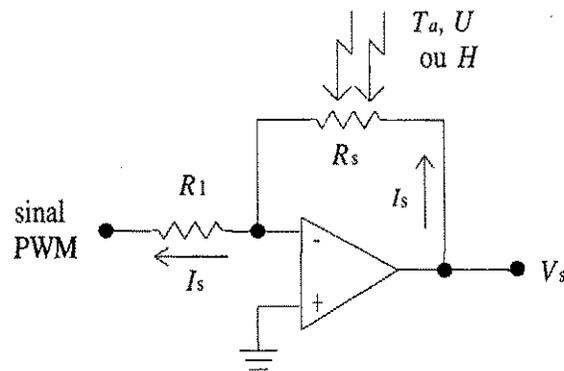


Figura 5.10: Fonte de corrente PWM

Substituindo-se na equação (3.2) P_e por $I_m^2 \left(\frac{T_1}{T}\right) R_s$, tem-se:

$$\alpha SH + I_m^2 \left(\frac{T_1}{T}\right) R_s = hS (T_s - T_a) \quad (5.11)$$

Se a resistência do sensor e a sua temperatura são mantidas constantes, a informação da grandeza a ser estimada está contida na largura T_1 do pulso da corrente, e pode ser convertida com relativa facilidade para a forma digital.

A fonte de corrente PWM pode ser implementada por exemplo com um circuito como o da Fig. 5.10.

Com este sub-sistema, o comparador, o controlador e o modulador PWM, podem ser implementados com circuitos analógicos, ou sistemas digitais, com diferentes níveis de complexidade.

De uma forma bem simples, o comparador e o controlador, com controle proporcional, podem ser implementados por um amplificador de instrumentação (amplificador diferencial) e o modulador PWM por um gerador de rampa e um comparador [54].

Com um grau de complexidade maior, estas funções podem ser implementadas em um sistema digital, dedicado ou não, com entrada analógica para receber informação da tensão de pico sobre o sensor, gerador de pulso para gerar o sinal PWM, e unidade lógica aritmética e registradores para executar as funções de controle.

Para um estudo visando o desenvolvimento de um sistema digital dedicado como descrito no parágrafo anterior, pode ser usada uma placa de aquisição de dados, comercialmente existente, com conversor A/D e temporizador. Estas placas são encaixáveis em "slot" de expansão de microcomputador e, suas funções são controladas por este.

Esta alternativa é interessante para estudo, pois ela permite controladores diferentes, sem alterar a montagem física.

Esta montagem com placa de aquisição de dados, também pode ser usada para caracterização estática e dinâmica do sensor. Portanto, o mesmo sistema pode ser usado para caracterização do sensor e medição, ou mais precisamente estimação de temperatura, velocidade ou radiação térmica incidente, a partir da largura de pulso.

Um sistema semelhante a este também pode ser implementado usando microcontrolador. Para isto é necessário que o microcontrolador tenha conversor A/D e contador de pulso (por exemplo 68HC11 da Motorola e 80C196 da Intel).

Estas estruturas com fonte de corrente PWM, além de ter constante de tempo menor que a da estrutura em ponte com sinal PWM, podem ser alimentadas por tensão menor. Para implementação em circuito integrado dedicado, este último fator é importante.

5.3.4 Compensação de variações da temperatura ambiente

Devido a influência da temperatura nas proximidades do sensor termo-resistivo, na variável medida, nos anemômetros e radiômetros com sensores termo-resistivos é necessário a utilização de um outro sensor para medição desta temperatura e correção do resultado da medição (compensação de variações da temperatura). Nos anemômetros, pode ser usado um sensor termo-resistivo não aquecido (sensor frio) e nos radiômetros pode ser usado um outro circuito de medição a temperatura constante com sensor protegido da radiação (sensor branco).

Nos circuitos convencionais de medição a temperatura constante, como não existe relação linear entre as variações da variável medida e as variações da temperatura ambiente, a compensação é feita de maneira aproximada usando-se linearização. Nos sistemas propostos, as variações dos sinais de medição são funções lineares da variação de temperatura, e as compensações podem ser feitas de maneiras diferentes, sem linearização.

Nos radiômetros com o sistema de medição proposto, a variação de temperatura pode ser compensada adicionando-se ao valor da variável medida, um valor equivalente à variação de T_a (ou T_a) multiplicado por uma constante (verificar que na equação (5.11) a variação de T_1 é função linear da variação de T_a).

Nos anemômetros, o sensor é protegido da radiação térmica, portanto αHS é nulo

e a diferença de temperatura $T_s - T_a$ é multiplicada pelo coeficiente de transferência de calor h (5.11) que é função da velocidade ($h = a + bU^n$). A compensação pode então ser feita dividindo-se a variável medida pela diferença de temperatura ($T_s - T_a$). Esta compensação também pode ser feita com dois sensores aquecidos ou sem sensor adicional como descrito a seguir.

Compensação de temperatura usando dois valores de T_s

Nos anemômetros com a estrutura de medição proposta (Fig. 5.5), a compensação de variações em T_a pode ser feita por processo numérico, usando-se dois valores de temperatura T_s . Isto pode ser feito com duas estruturas com sensores idênticos aquecidos a temperaturas diferentes e expostos ao fluido em movimento, ou com sensor único periodicamente submetido a duas temperaturas diferentes.

Usando-se duas estruturas de medição a temperatura constante, com sensores idênticos operando em temperaturas diferentes (T_{s1} e T_{s2}), e supondo-se que a velocidade do fluido é a mesma para os dois sensores, a partir da equação (5.11), tem-se:

$$I_m^2 \left(\frac{T_{11}}{T} \right) R_{s1} = hS (T_{s1} - T_a) \quad (5.12)$$

e

$$I_m^2 \left(\frac{T_{12}}{T} \right) R_{s2} = hS (T_{s2} - T_a) \quad (5.13)$$

Subtraindo-se a equação (5.13) da (5.12), tem-se:

$$I_m^2 \left(\frac{T_{11}}{T} \right) R_{s1} - I_m^2 \left(\frac{T_{12}}{T} \right) R_{s2} = hS (T_{s1} - T_{s2}) \quad (5.14)$$

Se R_{s1} , R_{s2} , T_{s1} e T_{s2} forem constantes conhecidas, a informação de velocidade pode ser estimada de T_{11} e T_{12} , por processo numérico.

Se for usado um único sistema como o da Fig. 5.9 com $y_r(t)$ variável, com frequência não muito alta para que $y(t)$ possa acompanhar $y_r(t)$ (frequência muito menor que a frequência máxima da função de transferência do sistema), $y(t)$, $R_s(t)$ e $T_s(t)$ periodicamente passam por dois valores distintos, respectivamente dados para cada variável por y_1 e y_2 , R_{s1} e R_{s2} , e T_{s1} e T_{s2} . O sinal de referência $y_r(t)$ pode, por exemplo, ser da forma:

$$y_r(t) = \frac{y_1 + y_2}{2} + \frac{y_1 - y_2}{2} \text{sen}(wt)$$

Se a frequência de variação de $y_r(t)$ for muito maior que a frequência de variação de velocidade, pode-se considerar que a velocidade permanece constante entre um pico positivo e um pico negativo da variação de $y_r(t)$.

No instante do pico positivo da senoide, tem-se: $y_r(t_1) = y_1; R_{s1}; T_{s1}$ e

$$I_m^2 \left(\frac{T_{11}}{T} \right) R_{s1} = hS(T_{s1} - T_a)$$

No instante do pico negativo da senoide, tem-se: $y_r(t_2) = y_2; R_{s2}; T_{s2}$ e

$$I_m^2 \left(\frac{T_{12}}{T} \right) R_{s2} = hS(T_{s2} - T_a)$$

Destas duas equações pode-se obter a equação (5.14), e o valor da velocidade no intervalo entre os dois picos podem ser obtidos dos valores de T_{11} e T_{12} .

Este último método de compensação de variação de temperatura ambiente usa um único sensor termo-resistivo, porém só pode ser usado para medição de velocidade de fluido com variações lentas ou nula.

5.4 Comparação das novas estruturas com o circuito convencional a temperatura constante

As novas estruturas aqui apresentadas objetivaram eliminar a relação quadrática entre a variável medida e a temperatura ou radiação térmica incidente. Com isto, elas também possuem sensibilidade relativa um pouco maior. A sensibilidade relativa da largura do pulso do sinal PWM (T_1) ou de $x(t)$ em relação à radiação, velocidade ou temperatura, é duas vezes maior que as respectivas sensibilidades da tensão V_s ou da corrente I_s .

As estruturas convencionais de medição a temperatura constante apresentam alguns problemas não existentes em uma estrutura como a da Fig. 5.9, tais como: excursão limitada da tensão de saída do amplificador, queda de tensão e perdas nos resistores da ponte. A queda de tensão e limitação da tensão de saída, implica que as estruturas

convencionais necessitam de tensão de alimentação maior que a do sistema da Fig. 5.9. Consequentemente, esta última é mais indicada para implementações em circuitos integrados dedicados, nos quais normalmente se procura reduzir perdas e tensão de alimentação.

Nas estruturas com corrente modulada em largura de pulso, a informação da variável estimada pode ser obtida da largura de pulso, e pode ser transmitida por meio de sinal óptico, que é mais imune a ruído que sinal elétrico de tensão ou corrente. Também pode ser convertida para a forma digital sem utilização de conversor A/D de tensão.

Testes de anemômetros em laboratório podem ser simplificados com estas novas estruturas. Os anemômetros são testados com túnel de vento, em ducto com líquido em movimento, ou em estruturas mecânicas na qual o sensor é submetido a movimento circular uniforme, preso à extremidade de uma haste. Esta última alternativa é mais simples de ser implementada e, nestes anemômetros com sinal PWM, a informação pode ser transmitida da parte móvel que sustenta a haste para a parte fixa, via sinal óptico. Uma estrutura mecânica deste tipo foi usada para testes do anemômetro desenvolvido por OLIVEIRA et al. [54].

O sinal modulado em largura de pulso é não contínuo, podendo então limitar a frequência máxima do sistema. Para um mesmo sensor, a frequência máxima em uma estrutura com sinal PWM pode ser menor que em uma estrutura a temperatura constante convencional. Porém nem sempre isto deve acontecer. Por exemplo, o radiômetro a temperatura constante convencional analisado neste trabalho (item 3.4), tem uma constante de tempo igual a 0,801 s. A modulação PWM não seria um fator de limitação de frequência para um sistema com constante de tempo igual a esta, pois podem ser implementados moduladores PWM com frequência angular muito maior que o inverso desta constante de tempo.

Capítulo 6

Comentários, conclusões e sugestões de trabalhos

Mostrou-se neste trabalho de doutorado, algumas contribuições em medição de temperatura, radiação térmica e velocidade de fluidos. Elas são relativas à análise de circuitos e ao desenvolvimento de sistemas realimentados com sensores termo-resistivos, aplicados na medição dessas grandezas, bem como na caracterização estática de termistores NTC.

A análise do circuito realimentado com o sensor termo-resistivo em um dos braços de uma ponte de Wheatstone, usado para medição de velocidade de fluido e radiação térmica, revela que seus comportamentos estático e dinâmico dependem do ganho do amplificador e de sua tensão de desvio de entrada, além da sua frequência de corte.

Em um ponto de equilíbrio estático do circuito (ponto de operação), a tensão sobre o sensor e a de saída do amplificador dependem da grandeza a ser medida bem como do ganho do amplificador e da sua tensão de desvio de entrada. Na análise estática, é mostrado como determinar-se o ponto de operação usando-se procedimento iterativo.

Na análise do comportamento dinâmico, usando-se os modelos de pequenos sinais do sensor e do amplificador, verifica-se que existe uma realimentação devida ao desequilíbrio da ponte, e que esta realimentação tem grande influência no comportamento do circuito. O desequilíbrio da ponte é representado neste trabalho por um parâmetro k_1 , que depende do ganho e da tensão de desvio de entrada do amplificador e de sua tensão de saída no ponto de operação.

Capítulo 6

Comentários, conclusões e sugestões de trabalhos

Mostrou-se neste trabalho de doutorado, algumas contribuições em medição de temperatura, radiação térmica e velocidade de fluidos. Elas são relativas à análise de circuitos e ao desenvolvimento de sistemas realimentados com sensores termo-resistivos, aplicados na medição dessas grandezas, bem como na caracterização estática de termistores NTC.

A análise do circuito realimentado com o sensor termo-resistivo em um dos braços de uma ponte de Wheatstone, usado para medição de velocidade de fluido e radiação térmica, revela que seus comportamentos estático e dinâmico dependem do ganho do amplificador e de sua tensão de desvio de entrada, além da sua frequência de corte.

Em um ponto de equilíbrio estático do circuito (ponto de operação), a tensão sobre o sensor e a de saída do amplificador dependem da grandeza a ser medida bem como do ganho do amplificador e da sua tensão de desvio de entrada. Na análise estática, é mostrado como determinar-se o ponto de operação usando-se procedimento iterativo.

Na análise do comportamento dinâmico, usando-se os modelos de pequenos sinais do sensor e do amplificador, verifica-se que existe uma realimentação devida ao desequilíbrio da ponte, e que esta realimentação tem grande influência no comportamento do circuito. O desequilíbrio da ponte é representado neste trabalho por um parâmetro k_1 , que depende do ganho e da tensão de desvio de entrada do amplificador e de sua tensão de saída no ponto de operação.

Alguns autores, em suas análises de pequenos sinais para este circuito, consideram a ponte equilibrada, o amplificador com ganho escalar e não mencionam a tensão de desvio de entrada, determinando também uma constante de tempo não nula para o circuito. Isto é contestado neste trabalho de doutorado, no qual mostra-se que, considerando-se amplificador com estas características, a resposta do circuito é instantânea, isto é, sua constante de tempo é nula.

Outros autores consideram a tensão de desvio de entrada do amplificador e mostram sua influência no comportamento dinâmico do circuito, porém não mostram de maneira explícita a relação entre o comportamento dinâmico e o ponto de operação, como é mostrado neste trabalho.

Segundo a bibliografia, a caracterização estática de um sensor termo-resistivo deve ser feita em duas etapas, uma delas com um ensaio térmico e a outra com um ensaio elétrico. Neste trabalho, mostra-se que somente os dados obtidos do ensaio elétrico são suficientes para esta caracterização, se for usado um procedimento numérico.

Neste trabalho foi dado início a um estudo de identificação, visando-se a escolha de um modelo em tempo discreto para um termistor NTC e a sua caracterização dinâmica. Usando-se equações encontradas na literatura, deduziu-se um modelo discreto e elaborou-se um algoritmo para determinação dos parâmetros deste modelo. O algoritmo não apresentou problemas quando testado com dados de simulação, porém não apresentou resultados satisfatórios com dados experimentais. Sugere-se que seja revisto o modelo contínuo e/ou que seja utilizado novo modelo em tempo discreto.

Nos instrumentos de medição, propostos na bibliografia, que usam o princípio da equivalência elétrica, ou seja, nos quais um acréscimo ou retirada de calor provocados pela grandeza a ser medida são compensados respectivamente por uma retirada ou acréscimo de potência elétrica, neles a relação entre o sinal de medição na saída da ponte e a o valor da grandeza a medir é não linear.

Os sistemas realimentados sugeridos neste trabalho, da mesma forma que os circuitos com sensor a temperatura constante e ponte de Wheatstone, são baseados no princípio da equivalência elétrica, mas a variação do sinal de medição é função linear das variações da temperatura ambiente e/ou da radiação térmica. Como conseqüências desta relação linear, usando-se estes sistemas, os processos de compensação de temperatura e estimação da grandeza desejada a partir do sinal de medição, são mais simples.

Estes sistemas não usam resistores em série com o sensor, o que implica em redução da tensão de alimentação, e com isto, eles podem portanto ser mais indicados que os circuito em ponte, para satisfazer a tendência atual da instrumentação eletrônica, ou seja a integração dos sistemas de medição formando os sensores inteligentes.

6.1 Sugestões de trabalhos futuros

Algumas sugestões de trabalhos futuros já foram mencionadas nos comentários e conclusões apresentadas neste e em outros capítulos. Entre os assuntos analisados e desenvolvidos para esta tese de doutorado, pode-se sugerir alguns temas de trabalhos, apresentados a seguir.

- Deve-se complementar o estudo do circuito para medição com sensor a temperatura constante e ponte de Wheatstone, com trabalhos experimentais e simulações. Alguns experimentos já foram realizados com radiômetro, mudando-se o ponto de operação do circuito com um nível contínuo de radiação e aplicando-se um impulso de radiação. Com os resultados destes experimentos, verificou-se que o tempo de resposta do circuito aumenta quando esse nível contínuo aumenta e a tensão de saída do amplificador diminui. Estes resultados são coerentes com o esperado pela análise algébrica, mas nenhuma comparação numérica foi efetuada;
- Estudou-se a caracterização estática de termistor NTC, considerando-se que o coeficiente de transferência de calor não é alterado com a variação da diferença de temperatura $T_s - T_a$. Portanto, o método de caracterização estática desenvolvido não pode ser aplicado a termistores com grande variação deste coeficiente. Sugere-se estender este estudo, considerando-se esta variação;
- No estudo de identificação, sugere-se uma revisão do modelo dinâmico do termistor NTC e/ou a seleção de um novo modelo discreto. Este estudo vai auxiliar na caracterização dinâmica deste sensor e no desenvolvimento de novos sistemas de medição;
- Devido a tendência atual de integração dos diversos estágios de um sistema de medição, a continuação do estudo das estruturas realimentadas sugeridas neste

trabalho merece a atenção em trabalhos futuros. Como uma primeira etapa de estudo experimental destes sistemas, sugere-se a utilização de placas de aquisição de dados com saída analógica e/ou com capacidade de geração de sinal PWM. Com isto, algumas técnicas de controle podem ser implementadas em "software", e testadas com pouco investimento adicional em "hardware".

Referências Bibliográficas

- [1] SIEMENS, *Components Technical Description and Characteristics for Students*, edição de 1986, Munique: Siemens AG - Produkt-Information, cap: Passive Components, parte 2: Resistor, p. 548-597.
- [2] DALLY, J.W., RILEY, W.F., McCONNEL, K.G., *Instrumentation for engineering Measurements*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1984, cap. 3: Sensor for transducers, p.78-118.
- [3] HANS, V., New temperature measuring methods improving accuracy and dynamic behaviour of sensor. In: SECOND INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON MEASUREMENT TECHNOLOGY AND INTELIGENT INSTRUMENTS, Nov. de 1993, Wuhan-China, *Proceedings of the SPIE-The International Society for Optical Engineering*, 1993, V.2101,no.2, p.926-931.
- [4] BENTLEY, J. P., Temperature sensor characteristics and measurement system design, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, V. 17, p. 430-439, 1984.
- [5] NORTON, H. N., *Handbook of Transducers for Electronic Measuring System*, Englewood Cliffs - N.J.: Prentice-Hall Inc., 1969, cap 14: Temperature, p. 581-639.
- [6] HOGE, H. J., Comparison of circuits for linearizing the temperature indications of thermistors, *American Institute of Physics Rev. Sci. Instrum.* V. 50, no. 3, p. 316-320, mar. 1979.
- [7] BROUGHTON, M. B., Analysis and Design of Almost-Linear One-thermistor Temperature Transducers, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 23, no. 1, March 1974 p. 1-5.

- [8] KHAN, A. A., SENGUPTA, R., A linear temperature/voltage converter using thermistor in logarithmic network, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 33, no.1, p. 2-4, mar. 1984.
- [9] MOHAMED, O. I., SHOJI, S., e WATANABE, K., A digital programmable temperature controller based on phase-locked loop, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 37, no. 4, p. 582-585, dez. 1988.
- [10] YANKOV, I. Y., GIGOV, C. I., e YANKOV, E. A., Linear temperature-to-time period converter using standard thermistors, *Meas. Sci. Technol.* no. 1, p. 1168-1171, 1990.
- [11] KALIYUGAVARADAN, S., SANKARAN, P., e MURTI, V. G. K., Application of reciprocal time generation technique to digital temperature measurement, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 43, no. 1, p. 99-100, 1994.
- [12] FREIRE, R. C. S., ROCHA Neto, J. S. da, DEEP, G. S., LIMA, A. M. N. e LOBO, P. C., Experimental Determination of the Time Constant of a Thermistor, In: IMTC/94 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1994, Hamamatsu-Japão, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1994, p. 450-453.
- [13] ROCHA Neto, J. S. da, *Caracterização de sensores termoresistivos*. 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).
- [14] LIMA, A. M. N., DEEP, G. S., ROCHA NETO, J. S. da, FREIRE, R. C. S., LOBO, P. C., Identification of thermoresistive solar radiation sensor, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 43, no. 2, p. 133-138, April 1994.
- [15] LOBO, P. C., DEEP, G. S., FREIRE, R. C. S., ROCHA N., J. S., LIMA, A. M. N., Dynamic Response of an Electronic Feedback Thermoresistive Electrical Substitution Pyranometer, ASME-1995 SOLAR ENGINEERING, *Conference Record*, V. 2, p. 751-756.

- [16] DEEP, G. S., ROCHA N., J. S., LIMA, A. M. N., FREIRE, R. C. S. E LOBO, P. C., Thermoresistive Radiation Sensor Response Time Employing Electrical Heating, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 45, no. 1, p. 332-335, Feb. 1996.
- [17] HINZE, J. O., *Turbulence*, 2 ed., USA: McGraw-hill inc, 1975, cap2: Principles of Methods and Techniques in the Measurement of Turbulent Flows, p. 83-172
- [18] DOEBELIN, Ernest, O., *Measurement System Application and Design.*, Tokio: McGraw-Hill Kogakusha Ltda., 1976, cap. 7: Flow Measurement, p. 435-499.
- [19] WU, S. e BOSE, N., An extended power law model for the calibration of hot-wire/hot-film constant temperature probes, *Int. J. Heat Mass Transfer*, V. 37, no. 3, p. 437-442, 1994.
- [20] KING, L. V., *Phil. Trans. Roy. Soc. London*, 1914, 214A, p.373. In: HINZE, J. O., *Turbulence*, 2 ed., USA: McGraw-hill inc, 1975, cap2: Principles of Methods and Techniques in the Measurement of Turbulent Flows, p. 83-172.
- [21] LOMAS, C.G., *Fundamentals of hot wire anemometry*, New York: Cambridge University Press, 1986, p. 1.
- [22] GASTER, M. e BRADBURY, L. J. S., The measurement of the spectra of highly turbulent flow by a randomly triggered pulsed-wire anemometer, *J. Fluid Mech.*, V. 77, part. 3, p. 499-509, 1976.
- [23] SARMA, G. R., Analysis of a constant voltage anemometer circuit, In: IMTC/93 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1993, Irvine-Ca, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1993. p. 731-736.
- [24] OKAMOTO, K., OHHASHI, T., ASAKURA, M. e WATANABE, K., A digital anemometer, In: IMTC/93 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1993, Irvine-Ca, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1993. p.59-63.

- [25] FUJITA, H., OHHASHI, T. O., ASAKURA, M., YAMADA, M. e WATANABE, K., A thermistor anemometer fo low-flow-rate measurements, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 44, no. 3, p. 779-782, jun. 1995.
- [26] MULLINS, M. A.. van PUTTEN, A. F. P., BAYFORD, R. e BUTCHER, J. B., Potential for a smart sensor based on an integrated silicon anemometer, *Sensor and Actuators A*, 46-47, p. 342-348, 1995.
- [27] KOHL, F., et al, A micromachined flow sensor for liquid an gaseous fluids, *Sensors and Actuators A*, 41-42, p. 293-299, 1994.
- [28] FREYMUTH, P., Feedback Control Theory for Constant-temperature Hot-wire Anemometers, *The Review of Scientific Instruments*, V. 38, no. 5, p. 677-681, 1967.
- [29] PERRY, A. e MORRISON, G. L., A study of the constant-temperature hot-wire anemometer, *J. Fluid Mecl.*, V. 47, parte 3, p. 577-599, 1971.
- [30] BARWICZ, A., System approach to electrical measurement, In: IMTC/93 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1993, Irvine-Ca, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1993. p. 397-402.
- [31] MORAWSKI, R. Z., Unified Approach to Measurand Reconstruction, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 43, no. 2, p. 226-231, April 1994.
- [32] STEIN, P. K., The unified approach to the engineering of measurement system for test & evaluation - A brief survey, IMTC/96 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996, Bruxelas-Bélgica, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1996. p. 1-28.
- [33] KREITH, Frank, *Princípios da transmissão de calor*, São Paulo: Editora Edgard Blücher Ltda., 1977, cap. 1: Introdução, p. 1-17.
- [34] BAYAZITOGU, Y. e SATHUVALLI, U. B., Heat Transfer. In: DORF, R. C., *The Engineering Handbook*. Boca Raton, Florida: CRC Press e IEEE Press, 1996, Cap. 49, p. 508-528.

- [35] STANKOVIC, D. e ZLATANOVIC, M., A versatile computer controlled measuring system for recording voltage-current characteristics of various resistance sensors, *Sensor and Actuator A*, 41-42, p. 612-616, 1994.
- [36] KREITH, Frank, *Princípios da transmissão de calor*, São Paulo: Editora Edgard Blücher Ltda., 1977, cap. 7: Convecção natural, p.309-333.
- [37] DINCER, I., GENCELI, O. F., Determination of surface heat transfer coefficient from measured temperature data for spherical and cylindrical bodies during cooling, *Heat and mass transfer*, no.30, p.215-220, 1993.
- [38] YUGE, T., Experiments on heat transfer from spheres including combined natural and forced convection, *ASME Trans., ser. C, J. Heat Transfer*, V. 82, p. 214-220, 1960.
- [39] FERREIRA, A. B. H., *Novo dicionário Aurelio da língua portuguesa*, segunda edição, Rio de Janeiro: Editora Nova Fronteira S.A. p. 119.
- [40] MOCHIZUKI, K. e WATANABE, K., A linear resistance-to-frequency converter, In: IMTC/95 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1995, Waltham-Ma, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1995, p. 339-343.
- [41] LEME, C. A., MALCOVANTI, P. e BALTES, H., Oversample interface for IC sensor with minimized analog content, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V. 44, no. 3, p. 647-651, Jun. 1995.
- [42] OLIVEIRA, Amauri, *Termômetro com Medição por Largura de Pulso de Sinal PWM*. Campina Grande: Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Ciências e Tecnologia, Universidade Federal da Paraíba, 1995. (Relatório de Projeto de Pesquisa, Doutorado em Processamento da Informação).
- [43] SEDRA, A. S., e SMITH, K. C., *Microelectronic Circuits*, Saunders College Publishing, 1991, p. 96.
- [44] MATH WORK INC., *SIMULINK-Dynamic System Simulation Software-User Guide*, Math Work Inc., 1993.

- [45] MATHEWS, J. H., *Numerical Methods for Mathematics, Science and Engineering*, 2 ed., Prentice-Hall, New Jersey, 1992.
- [46] NELDER, J. A. e MEAD, R., A simples method for fuction minimization, *Computer Journal*, V. 7, 1995, p. 308-313.
- [47] SOUZA Filho, E. B., LIMA, A. M. N. e JACOBINA, C. B., Parameter Estimation for Induction Machine via Non-Linear Least Squares Methods, In: IECON/91-INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 1991, Kobe-Japão, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1991, p. 636-643.
- [48] TAYLOR, J. L., *Fundamentals of Measurement Error*, Morovia, CA: Neff Instrument Corporation, 1988.
- [49] HUELSMAN, L. P. e ALLEN, P. E., *Introduction to Theory and Design of Active Filter*, Mc Graw-Hill, 1980, p. 103.
- [50] LJUNG, L., *System Identification: Theory for the User*, Prentice-Hall, 1987.
- [51] OLIVEIRA, A., ROCHA Neto, J. S., DEEP, G. S. e FREIRE, R. C. S., Thermoresistive Sensor Parameters from Its Static $I \times V$ Characteristics, In: IMTC/96 - INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1995, Bruxelas-Bélgica, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1996, p. 586-589.
- [52] OLIVEIRA, A., FREIRE, R. C. S. e DEEP, G. S. D., 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.
- [53] OLIVEIRA, A., DEEP, G. S., FREIRE, R. C. S. e SILVA, I., Alternativas de Implementação de "Instrumento" para Análise Térmica Diferencial Baseadas em Microcomputador, In: 11º SEMINÁRIO DE INSTRUMENTAÇÃO, 1996, Salvador-BA, *Anais*, Rio de Janeiro-R. J.: IBP-Instituto Brasileiro de Petróleo, p. 398-407.
- [54] OLIVEIRA, A., FREIRE, R. C. S., DEEP, G. S., e LOBO, P. C., A digital Anemometer with PWM Excitation, In: IECON/95 - INTERNATIONAL CON-

ERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONIC, CONTROL AND INSTRUMENTATION, 1995, Orlando-Florida, *Conference Proceedings*, Piscataway, NJ: IEEE, 1995, p. 893-897.

- [55] ANJOS, I. M., FREIRE, R. C. S., OLIVEIRA, A., DEEP, G. S., Anemômetro Digital de Equivalência Elétrica, In: IX CONGRESSO BRASILEIRO DE AGROMETEOROLOGIA, 1995, Campina Grande-PB, *Anais*, Sociedade Brasileira de Agrometeorologia-SBA, 1995, p. 13-15.