

---

Projeto do Sistema de Controle de uma Plataforma  
Experimental para Caracterização de Sensores  
Termo-Resistivos

Arlindo Garcia de Sá Barreto Neto

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - UFCG como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.  
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Arlindo Garcia de Sá Barreto Neto, Junho de 2004





FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCC

B273p Barreto Neto, Arlindo Garcia de Sá  
Projeto do sistema de controle de uma plataforma experimental para  
caracterização de sensores termo-resistivos/ Arlindo Garcia de Sá Barreto Neto. —  
Campina Grande: UFCC, 2004.  
94p. : il.

Inclui Bibliografia

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Centro de Ciências e  
Tecnologia, Universidade Federal de Campina Grande.

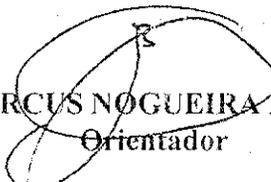
1— Controle de Módulos Peltier 2— Identificação de Sistemas não-lineares  
3— Automação de Experimentos 4— Sensores Termo-Resistivos 1— Título

CDU 621.363:537.322

**PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE UMA PLATAFORMA  
EXPERIMENTAL PARA CARACTERIZAÇÃO DE SENSORES TERMORESISTIVOS**

**ARLINDO GARCIA DE SÁ BARRETO NETO**

Dissertação Aprovada em 25.06.2004

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

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

  
**PÉRICLES REZENDE BARROS, Ph.D., UFCG**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
Junho - 2004

## Dedicatória

À minha mãe Maria Valdira Garcia, à minha amada esposa Virginia Mirtes e meus filhos Vinicius, Vivian e Victor: razão maior da minha caminhada.

Em Memória de Arlindo Garcia de Sá Barreto.

## Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por me conceder a dádiva da vida e a saúde necessária para o termino deste trabalho, guiando-me por toda esta jornada.

Aos meus pais Maria Valdira e Manoel, pelo incondicional apoio e incentivo durante toda a minha vida e em particular durante o tempo de faculdade.

A minha amada esposa Virgínia Mirtes pela dedicação, compreensão e incentivo durante todo este trabalho. Sempre acreditando mesmo nos momentos onde as circunstâncias eram desfavoráveis.

Ao professor Antônio Marcus Nogueira Lima, pelo apoio, orientação, colaboração e amizade onde nos momentos mais difíceis deste trabalho sempre se fez presente e principalmente acreditando.

Ao professor Luiz Alberto de Almeida, pela colaboração, auxílio na realização deste trabalho.

Aos professores Péricles Rezende Barros, José Sérgio da Rocha Neto pela ajuda e amizade .

Aos sempre amigos Sérgio Murilo, Alfranke Amaral, José Alves, e Orlei pela amizade, convivência diária e companheirismo durante os oito anos da Graduação até o Mestrado.

Aos colega da ETF-TO pelo apoio para a conclusão deste trabalho, em especial aos professores Sérgio, Ângelo Feracin, Luiz Medeiros.

A todos os funcionários da COPELE e do DEE, pelo apoio recebido.

Ao CNPq, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, por viabilizar a realização deste trabalho.

A todos aqueles que diretamente/ou indiretamente contribuíram para o termino deste trabalho.

## Resumo

Neste trabalho estuda-se o projeto do sistema de controle de uma plataforma experimental que utiliza um dispositivo do tipo Peltier como bomba de calor. Esta plataforma experimental foi desenvolvida para viabilizar a caracterização de sensores termo-resistivos permitindo o aquecimento ou resfriamento do objeto de teste de uma forma versátil, mediante o ajuste do valor e da taxa de variação da corrente de alimentação. O dispositivo Peltier exibe um comportamento não linear e portanto para projetar o sistema de controle da plataforma (câmara térmica, Peltier, dissipador) é necessário estudar um modelo não linear baseado nas equações termodinâmicas de troca de calor. A modelagem proposta neste trabalho utiliza uma representação do tipo entrada/saída, na qual técnicas de estimação paramétrica são empregadas para determinar os parâmetros de um modelo de tempo discreto. Os experimentos de identificação da plataforma foram realizados para uma faixa de operação de corrente que varia de  $[-3, +3]$  A com incremento de  $0,5A$ , e os parâmetros do modelo (pólos e zeros) são obtidos via interpolação polinomial em cada ponto de operação. Tendo o modelo dinâmico não linear discretizado no tempo é possível projetar estruturas de controle para rastrear sinais de temperatura. Sendo o projeto do controlador desenvolvido com a técnica de alocação de pólos. Consequentemente para provocar uma variação no comportamento dinâmico da malha fechada é necessário que a lei de controle varie a corrente que alimenta o Peltier. Os resultados obtidos com o protótipo em laboratório demonstram a viabilidade desta plataforma de teste.

## Abstract

This work studies the design of the control system of an experimental platform based on a Peltier device that is employed a heat pump. Such platform has been developed to simplify the characterization of thermo-resistive sensors by providing controlled heating and cooling of the device under test through the control of the value and the rate of change of the Peltier supply current. The Peltier device exhibits a non-linear behavior and thus in order to design the control system of the platform (thermal chamber, Peltier module and heat-sink) it is required to study a non-linear model derived from thermodynamic heat exchange equations. The proposed modeling approach is based on an input/output model in which parametric identification techniques are employed to find the values of the parameters of a discrete-time model. The identification experiments were carried out for an operating region where the Peltier supply current varies from  $[-3, +3]A$  in steps of  $0.5A$ . The parameters of the discrete-time model were obtained for such operating region via polynomial interpolation. Based on such non-linear discrete-time model control laws to track different temperature reference profiles can be designed. Pole placement technique was employed in the controller design. Consequently, to provide the same transient and dynamic performance in closed-loop, the control law must also vary with the Peltier supply current. The experimental results obtained with a laboratory prototype demonstrate the feasibility of the proposed test platform.

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Considerações preliminares . . . . .	2
1.1.1	Objetivos e contribuições . . . . .	2
1.1.2	Sensores Termo-Resistivos . . . . .	2
1.1.3	Medição de temperatura . . . . .	5
1.1.4	Medição de radiação solar . . . . .	5
1.1.5	Caracterização dos Sensores Termo-Resistivos . . . . .	6
1.2	Revisão bibliográfica . . . . .	9
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Formulação Termodinâmica</b>	<b>11</b>
2.1	Introdução . . . . .	11
2.1.1	Transferência de Calor por Condução . . . . .	12
2.1.2	Transferência de Calor por Convecção . . . . .	15
2.1.3	Transferência de Calor por Radiação . . . . .	16
2.2	Condução do Calor em Regime Permanente . . . . .	17
2.2.1	Dissipador de Calor . . . . .	18
2.3	Conclusão . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Dispositivo Termoelétrico</b>	<b>22</b>
3.1	Introdução . . . . .	22
3.2	Aplicação como refrigerador . . . . .	26
3.2.1	Refrigeração para dispositivos eletrônicos . . . . .	26
3.2.2	Refrigerador e condicionador de ar . . . . .	27
3.3	Geração de energia elétrica . . . . .	27
3.3.1	Geração de baixa potência . . . . .	27
3.3.2	Geração de Alta potência . . . . .	28

3.4	Considerações sobre o dispositivo Peltier . . . . .	29
3.4.1	Introdução . . . . .	29
3.4.2	Refrigeração . . . . .	29
3.4.3	Coeficiente de Desempenho . . . . .	32
3.5	Operação do Dispositivo Termoelétrico . . . . .	32
3.5.1	A modelagem do dispositivo termoelétrico . . . . .	34
3.6	Conclusão . . . . .	44
<b>4</b>	<b>Plataforma Experimental</b> . . . . .	<b>46</b>
4.1	Introdução . . . . .	46
4.2	Circuitos eletrônicos auxiliares . . . . .	46
4.2.1	Circuito de alimentação do módulo termoelétrico . . . . .	46
4.3	Sistema de aquisição de dados . . . . .	49
4.3.1	Características do Barramento IEEE-488 . . . . .	50
4.4	Vias do Barramento . . . . .	51
4.4.1	Barramento de Dados . . . . .	53
4.4.2	Vias de handshake . . . . .	53
4.4.3	Vias de Gerenciamento Geral . . . . .	54
4.4.4	Funcionamento das vias de handshake . . . . .	54
4.5	Características Físicas . . . . .	56
4.5.1	Cabos . . . . .	56
4.6	Configuração de Ligação . . . . .	56
4.7	Endereçamento . . . . .	57
4.8	Controladores de Barramento . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Identificação de Modelos Discretos</b> . . . . .	<b>59</b>
5.1	Introdução . . . . .	59
5.2	Modelo determinístico: entrada-saída . . . . .	60
5.2.1	Identificação de Sistemas . . . . .	61
5.3	Regressões Lineares e Método dos Mínimos Quadrados . . . . .	63
5.4	Crítério dos Mínimos Quadrados . . . . .	65
5.5	Algoritmo Recursivo . . . . .	65
5.5.1	Algoritmos Simplificados . . . . .	66
5.5.2	Unificação . . . . .	68
5.6	Identificação dos Parâmetros do TEM . . . . .	68
5.6.1	Modelagem do TEM . . . . .	69

5.7	Estimação dos parâmetros . . . . .	70
5.8	Conclusão . . . . .	70
<b>6</b>	<b>Resultados experimentais e modelagem do TEM</b>	<b>71</b>
6.1	Resultados Experimentais . . . . .	72
6.1.1	Proposta de modelagem para o TEM . . . . .	74
6.1.2	Estimação da temperatura ambiente . . . . .	75
6.1.3	Estimação dos parâmetros . . . . .	77
6.2	Controle de temperatura da plataforma . . . . .	81
6.3	Conclusão . . . . .	86
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>90</b>
7.0.1	Sugestão para trabalhos futuros . . . . .	91
	<b>Bibliografia</b>	<b>92</b>

# Lista de Figuras

1.1	Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo operando passivamente. .	7
2.1	Diagramação da plataforma . . . . .	12
2.2	Fluxo de calor para o Peltier . . . . .	12
2.3	Volume elementar para análise de condução de calor unidimensional . . . . .	13
2.4	Transferência de calor por convecção em uma placa . . . . .	15
2.5	(a)-Parede plana (b)-Circuito elétrico equivalente . . . . .	18
2.6	Circuito elétrico equivalente para o dissipador de calor . . . . .	19
3.1	(a) funcionamento como cooler; (b) funcionamento como aquecedor . . . . .	23
3.2	(a) único estágio; (b) múltiplos estágios . . . . .	24
3.3	Arranjo para geração . . . . .	28
3.4	Arquitetura para bombeamento de calor ou geração . . . . .	29
3.5	a) Efeito Seebeck b) Efeito Peltier . . . . .	33
3.6	Célula termoelétrica com três entradas . . . . .	36
3.7	Representação do sistema físico e do circuito elétrico equivalente do módulo Peltier . . . . .	37
3.8	Circuito elétrico simplificado do módulo Peltier . . . . .	38
3.9	Diagrama do TEM . . . . .	39
3.10	Variação dos pólos em função da corrente . . . . .	42
3.11	Variação do zero em função da temperatura . . . . .	43
3.12	Variação do ganho em função da temperatura . . . . .	44
4.1	Sistema de aquisição e controle da plataforma experimental . . . . .	47
4.2	Câmara Térmica . . . . .	48
4.3	Circuito conversor tensão/corrente . . . . .	49
4.4	BarramentoIEEE-488 . . . . .	52
4.5	Diagrama de tempos . . . . .	55
4.6	Conector padrão IEEE-488 . . . . .	57

4.7	Forma de Ligações . . . . .	57
5.1	Diagrama de controle discreto no tempo . . . . .	59
5.2	Sinal PRBS de Corrente, $ i(t)  < 0,1A [A]$ . . . . .	69
6.1	Curvas com os parâmetros do modelo do TEM . . . . .	73
6.2	Circuito elétrico modificado . . . . .	74
6.3	Sistema modificado de aquisição da plataforma experimental . . . . .	75
6.4	Observador de estados . . . . .	78
6.5	Temperatura ambiente $T_a$ . . . . .	78
6.6	Estimador de 2 <sup>o</sup> ordem . . . . .	79
6.7	Estimador de 2 <sup>o</sup> e 3 <sup>o</sup> ordem . . . . .	79
6.8	Mínimos quadrados: RLS e OLS . . . . .	80
6.9	Autocorrelação do resíduo: $\hat{R}_\epsilon$ . . . . .	80
6.10	Curvas características das polinomiais . . . . .	81
6.11	Diagrama de blocos TEM + Controlador . . . . .	82
6.12	Resposta do Controlador PI . . . . .	84
6.13	Resposta do Controlador PI . . . . .	85
6.14	Resposta do Controlador PI . . . . .	86
6.15	Função que calcula os parâmetros do modelo . . . . .	87
6.16	Diagrama de blocos TEM + Controlador Automático . . . . .	88
6.17	Controlador PI Variável . . . . .	88
6.18	(-) Sinal de Referência, (- -) Resposta do Sistema . . . . .	89
6.19	Oscilação no ponto de derivada nula . . . . .	89

## Lista de Símbolos e Abreviaturas

$a: a_j, b, b_j,$	: coeficientes dos polinômios
$A, A_p, e A_n$	: área da seção transversal, de um corpo, do elemento tipo $p$ e tipo $n$
$A(.), B(.), C(.), D(.), e F(.)$	: modelos polinomiais para a estrutura de identificação
$A^*$	: malha fechada desejada
$C_h, C_c e C_s$	: capacitâncias térmica: da face quente, da face fria e do dissipador de calor
$C_f$	: fator de correção devido ao tipo de superfície
$C_r$	: coeficiente de calor por convecção
$COP$	: coeficiente de desempenho
$CFC$	: Cloreto de Fluor Caborno
$c$	: calor específico
$C_c, C_F, C_H, e C_L$	: capacitância: face quente, dissipador, face fria, trocador de calor
$c_1, c_2, e c_3:$	parâmetros do termistor
$F(.)$	: função que calcula os parâmetros da planta
$FOD$	: curva decrescente de primeira ordem
$G_s, G_h, G_c e G_m$	: condutâncias térmica: do dissipador de calor para meio ambiente, da face quente para dissipador de calor, da face fria para camada térmica e do módulo Peltier
$G(.)$	: função de transferência do controlador de temperatura
$h_c$	: coeficiente de transferência de calor por convecção
$I$ ou $i(.), I_o e I_\phi$	: corrente elétrica, corrente constante e corrente máxima
$I_{aq}$	: corrente máxima que não afeta o comportamento do sensor

$J$	: densidade de corrente elétrica
$J_{LS}, J_{NM}$	: função de custo
$K_0$	: ganho do conversor tensão/corrente
$k$	: condutividade térmica do material
$k_{x,y,z}$	: condutividade térmica do material nas componentes x,y,z
$k_N, \tau_N, \rho_N, k_P,$	: valores médios das propriedades do módulo Peltier
$\tau_P$ e $\rho_P$	
$K_p$ e $K_i$	: ganhos: do controlador de temperatura e do módulo Peltier
$K_0, K_i$	: matrizes do observador de estado
$L_p, L_n$	: comprimento transversal do Peltier para o o elemento tipo $p$ e $n$ respectivamente
$m$	: massa
$M(t)$	: ganho do algoritmo recursivo
$M_F, M_H, M_L$	: massa: dissipador, face quente, trocador de calor
$N_u$	: número de Rayleigh
$NTC$	: sensor com coeficiente de variação negativo
$P$	: potência elétrica
$p_1, p_2$	: pólos
$P(t)$	: matriz de covariância
$P_h$ e $P_c$	: potência de calor face quente e face fria
$P_r$	: número de Prandtl
$PTC$	: sensor com coeficiente de variação positivo
$p - n$	: junção semicondutora
$q$	: taxa de transferência de calor
$\dot{q}$	: energia gerada por unidade de volume
$q_{-1}$	: operador discreto
$q_x$	: calor conduzido pela face esquerda
$q_c$	: calor conduzido pela face fria
$Q_A$	: calor absorvido
$Q_0$	: calor rejeitado
$R, R_s, R_q$	: resistência elétrica
$R_a$	: número de Grashof
$\hat{R}_e$	: autocorrelação do resíduo
$R_{ca}$	: resistência encapsulamento/ambiente

$R_{DA}$	: resistência dissipador/ambiente
$R_{CD}$	: resistência encapsulamento/dissipador
$R_{JC}$	: resistência junção/encapsulamento
$R_m$	: resistência elétrica do módulo Peltier
$RTD$	: detector de temperatura
$seg$	: segundos
$t, t_f$ e $t_k$	: tempo, tempo final, amostra de tempo
$T, T_1, T_2$ e $T_3$	: temperaturas diversas
$T_p$	: temperatura da placa
$T_{\infty}$	: temperatura do fluido
$T_a, T_h, T_c$ e $T_s$	: temperaturas: ambiente, da face quente, da face fria e do dissipador de calor
$T_D$	: temperatura do dissipador
$TEM$	: módulo termoelétrico
$U$	: potência irradiada
$u(t), u(t_k)$	: excitação contínua e digital
$u_1$ e $u_2$	: entradas de um sistemas de equações
$VO_2$	: dióxido de vanádio
$V_i(\cdot), V_o(\cdot), V_{be}$ e $V_{ak}$	: tensões: entrada, saída, base-emissor e ânodo-cátodo
$x_1, x_2$ e $x_3$	: estados do um sistemas de equações
$\dot{x}_1, \dot{x}_2$ e $\dot{x}_3$	: derivadas dos estados de um sistemas de equações
$\hat{x}$	: estado observado
$x$	Comprimento transversal do Peltier
$Z$	: figura de mérito
$z$	: zero
$H_{TE}(\cdot)$	: função de transferência do módulo Peltier
$H$	: radiação solar
$\beta_i$	: coeficientes de variação da resistência
$\Delta T_{ref}(\cdot)$	: variação da temperatura de referência
$\Delta T_c(\cdot)$	: variação da temperatura do controlador

$\Delta u$	: variação de excitação
$\Delta T$	: variação de temperatura
$\Delta x$	: variação de comprimento
$\tau$	: coeficiente de Thomson
$\tau_0$	: constante de tempo
$\theta(t)$	: vetor de regressão
$\rho, \rho_{p,n}$	: resistividade elétrica média e aglutinada
$\xi$	: difusibilidade térmica do material
$\Phi$	: taxa de energia elétrica
$\sigma$	: constante de Stefan-Boltzmann
$\varphi(t)$	: vetor de parâmetros
$\epsilon$	: emissividade do material
$\lambda(t)$	: fator de esquecimento
$\alpha, \alpha_p, \text{ e } \alpha_n$	: coeficiente de Seebeck: médio, do material tipo $p$ e tipo $n$
$\lambda_1, \lambda_2, \text{ e } \lambda_3$	: parâmetros do termistor
—	: valor médio
~	: pequeno sinal

# Capítulo 1

## Introdução

Para que o controle de um determinado processo seja realizado de forma eficiente, é necessária a monitorização acurada das grandezas envolvidas. No entanto, em alguns processos é imprescindível a conversão de algumas grandezas em sinais elétricos, nestes casos são usados transdutores. Para avaliar o desempenho de um sistema, é necessária a descrição física e matemática do seu comportamento. Uma das aplicações da instrumentação consiste em, além de desenvolver procedimentos para medição de grandezas físicas, caracterizar os elementos necessários à "quantificação" correta das grandezas envolvidas no processo em estudo.

Os sensores termo-resistivos constituem um grupo de sensores dos mais usados, a importância destes sensores pode ser avaliada na literatura, nas quais os autores constataam que "depois da medição do tempo, a medição da temperatura é o procedimento mais comumente realizado" [12], por isso torna-se necessário a busca de novas tecnologias para a caracterização destes sensores.

O trabalho apresentado tem por objetivo desenvolver e caracterizar uma plataforma dedicada para a realização dos teste. Esta plataforma é implementada com o dispositivo Peltier que permite o controle da temperatura do sensor apenas variando o valor da corrente de entrada do dispositivo, facilitando assim as ações de controle.

Este capítulo introdutório está estruturado em três tópicos:

- considerações preliminares;
- revisão bibliográfica;
- organização dos capítulos;

O primeiro tópico trata de temas gerais da dissertação como a descrição dos objetivos e a introdução de alguns assuntos que são constantemente utilizados no decorrer deste trabalho.

A revisão bibliográfica abrange as principais linhas de pesquisas desenvolvidas para caracterização de sensores termo-resistivos, e ainda trata da modelagem do dispositivo Peltier como bomba de calor que será objeto de estudo como parte integrante da plataforma de caracterização.

A organização do trabalho apresenta uma descrição resumida dos principais temas discutidos nos próximos capítulos, fornecendo uma visão global do conteúdo deste trabalho.

## 1.1 Considerações preliminares

### 1.1.1 Objetivos e contribuições

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema baseado no módulo Peltier, para controle da temperatura em uma plataforma de caracterização de sensores termo-resistivos. Para desenvolver o sistema de controle é necessário fazer primeiramente a modelagem da plataforma, tendo esta modelagem uma concepção não linear que é introduzida pelo dispositivo Peltier. O modelo matemático será obtido usando métodos de Identificação de Sistemas, para determinar o modelo do sistema para cada ponto de operação.

As principais contribuições deste trabalho são:

- Identificação do sistema para toda faixa de operação.
- Implementação de um controlador de temperatura para a plataforma de caracterização de sensores termo-resistivos.
- Incorporação da temperatura ambiente na estimação do modelo dinâmico da plataforma.

### 1.1.2 Sensores Termo-Resistivos

Define-se por transdutores, aos elementos que podem alterar consideravelmente uma de suas propriedades com a variação de alguma grandeza física. Diz-se então que são sensíveis a essa grandeza. Um sensor termo-resistivo, por exemplo, varia sua resistência elétrica quando há uma variação da sua temperatura, seja esta decorrente de radiação incidente, de movimento de fluidos, da passagem de corrente elétrica ou da variação da temperatura ambiente. Atualmente, os processos físicos das mais diversas áreas científicas, industriais,

médicas, etc, dependem muito do conhecimento e/ou monitorização de grandezas físicas a eles associados. Dentre as grandezas mais monitoradas estão a temperatura, radiação, a velocidade dos fluidos. Para realizar estas medições os sensores termo-resistivos são os mais utilizados [30]. Com o avanço da tecnologia de integração, estes sensores estão, cada vez mais, fazendo parte de equipamentos com funções inteligentes, que detectam várias condições e provêm informações a computadores para controlar e monitorar diversas situações. São exemplos de aplicações, o controle da temperatura ambiente de uma sala de trabalho, o projeto de irrigações de um plantio em uma determinada área, ou ainda fornecimento de dados importantes para estudos atmosféricos.

### Característica RxT do Sensor Termo-Resistivo

Os tipos de sensores mais utilizados para medição de temperatura por dispositivos elétricos são os detectores de temperatura resistivos (*Resistive Temperature Detectors* - RTD's) e os termistores, seguidos pelos termopares e por último pelos dispositivos semicondutores *Garrison* [12]. Estes podem ser classificados em dois grandes grupos: 1) sensores com coeficiente de temperatura negativo, ou *negative temperature coefficient (NTC)* e 2) sensores com coeficiente de temperatura positivo, *positive temperature coefficient (PTC)*.

No primeiro grupo, no qual a resistência elétrica diminui com o aumento da temperatura do sensor, estão incluídos os dispositivos semicondutores cerâmicos, conhecidos como termistores. Estes dispositivos são amplamente utilizados na compensação de temperatura nos circuitos a dispositivos semicondutores. Uma grande vantagem deste dispositivo em relação aos confeccionados com elementos metálicos é seu elevado *coeficiente de variação da resistência elétrica com a temperatura*. No entanto, suas características térmicas-resistivas são não-lineares e apresentam comportamento semelhante aos dispositivos semicondutores. Deste modo, o coeficiente *coeficiente de variação da resistência elétrica com a temperatura*,  $\beta$ , varia em função de sua temperatura, o que constitui uma grande desvantagem em relação aos RTD's metálicos.

Para os termistores NTC a relação entre resistência elétrica e temperatura do sensor pode ser dada por [12]:

$$R_s \simeq R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (1.1)$$

na qual  $R_s$  e  $R_0$  são as resistências do termistor nas temperaturas de utilização  $T_s$  e referência  $T_0$ , respectivamente, ambas em graus Kelvin. O parâmetro  $\beta$  é uma constante que depende apenas do metal, sendo intrínseco ao dispositivo.

No segundo grupo (PTC), a resistência elétrica do sensor aumenta com o aumento de sua

temperatura, porém, neste caso, a relação é polinomial. Ela pode ser expressa por [23]:

$$R_s = R_q[1 + \beta_0(T_s - T_q) + \beta_1(T_s - T_q)^2 + \dots + \beta_{n-1}(T_s - T_q)^n], \quad (1.2)$$

na qual:  $R_s$  e  $R_q$  são os valores da resistência do sensor para as temperaturas  $T_s$  e  $T_q$ , respectivamente, e os  $\beta_i$  são os coeficientes de variação da resistência com a temperatura do sensor. Em *Thomas* [24] é mostrado de modo geral que os coeficientes  $\beta_i$ , para os termos  $(T_s - T_q)^{i+1}$  da equação (1.2) com  $i \geq 2$ , podem ser desprezados para temperaturas inferiores a 100 °C. A relação entre a temperatura do sensor e sua resistência elétrica é dada então pela equação linear

$$R_s = R_q[1 + \beta_0(T_s - T_q)]. \quad (1.3)$$

Para  $T_0 = 0$  °C,

$$R_s = R_0(1 + \beta T_s), \quad (1.4)$$

onde  $R_0$  é a resistência do sensor a 0 °C. Assim, a resistência do sensor à temperatura ambiente,  $T_a$ , é obtida através de

$$R_a = R_0(1 + \beta T_a). \quad (1.5)$$

Dividindo a equação (1.4) por (1.5), vem

$$\frac{R_s}{R_a} = \frac{1 + \beta T_s}{1 + \beta T_a}. \quad (1.6)$$

Expandindo a relação (1.6) em série binomial [31], até a 3ª potência, resulta

$$\begin{aligned} \frac{R_s}{R_a} &= \frac{1 + \beta T_s}{1 + \beta T_a} \\ &= (1 + \beta T_s)(1 + \beta T_a)^{-1} \\ &= (1 + \beta T_s)[1 - \beta T_a + (\beta T_a)^2 - (\beta T_a)^3] \\ &= 1 + \beta(T_s - T_a) + (\beta T_a)^2 - (\beta T_a)^3 - T_s(\beta^2 T_a) + T_s(\beta^3 T_a^2) - T_s(\beta^4 T_a^3). \end{aligned} \quad (1.7)$$

O erro máximo causado pela aproximação binomial ao ser desprezado os termos com ordem superior a 2, equação (1.7), é inferior a 1% [31], deste modo iremos chegar a uma expressão

$$R_s \simeq R_a[1 + \beta_0(T_s - T_a)] = R_a(1 + \beta \Delta T), \quad (1.8)$$

com  $\Delta T = T_s - T_a$ . A equação (1.8) é suficientemente acurada para representar a relação  $R_s \times T_s$  em toda faixa de temperatura em que os sensores foram utilizados.

### 1.1.3 Medição de temperatura

Os sensores termo-resistivos podem ser usados também para medição de temperatura, e dependendo do campo de aplicação, eles podem ser uma alternativa razoável. Os sensores termo-resistivos metálicos podem ser feitos de diversos tipos de metais e possuir diferentes resistências nominais, porém os mais utilizados são os de platina que tem resistência nominal de  $102 \Omega$  (na temperatura  $0^{\circ}C$ ). Entretanto, a razão da variação de resistência com a temperatura é muito baixa (menor que  $0,4\Omega/^{\circ}C$ ), mas comparando a outros dispositivos de medição de temperatura, eles apresentam uma resistência que depende de forma relativamente linear da temperatura. Outra grande vantagem do termistor é sua resistência alta, que diminui o efeito da resistência inerente, dos que podem causar erros significativos em sensores de baixa resistência, como os metálicos [18]. Para que a abordagem "estimação baseada em modelo" seja realizada com eficiência, os sensores podem ser associados a sistemas digitais de processamento numérico, ou seja, computador pessoal, microprocessador, DSP (Digital Signal Processor), FPGA (Field Programmable Gate Array). Esses sistemas podem ser encontrados para diversas aplicações, como por exemplo, vários canais de entradas isoladas com fontes de corrente ou tensão independentes, amplificadores com ganhos selecionáveis e filtros passa-baixas com frequências ajustáveis.

### 1.1.4 Medição de radiação solar

A equação de balanço termodinâmico formulada para um sensor termo-resistivo submetido a uma radiação solar  $H$ , na temperatura ambiente  $T_a$ , constante, resulta

$$\alpha AH + I_s^2 R_s = UA(T_s - T_a) + mc \frac{d(T_s - T_a)}{dt} \quad (1.9)$$

onde  $I_s^2 R_s$  representa a potência elétrica,  $\alpha$  é o coeficiente de absorção de energia irradiante;  $A$  é a área do sensor projetado no plano onde a energia é irradiada;  $UA(T_s - T_a)$  é a potência irradiada do sensor;  $U$  é o coeficiente de transferência de calor;  $T_s$  temperatura do sensor. Em regime permanente, a derivada da equação (1.9) é zero. Desse modo, se para uma dada radiação  $H_1$  obtém-se a temperatura  $T_{s1}$  e, para  $H_2$ , obtém-se  $T_{s2}$ , pode-se então encontrar  $H_2$  conhecendo-se os parâmetros  $U$ ,  $T_a$  e  $H_1$ . Os valores de  $T_{s1}$  e  $T_{s2}$  podem ser determinados a partir dos valores medidos da resistência do sensor  $R_{s1}$  e  $R_{s2}$ . O sensor termo-resistivo mais utilizado para medição de radiação é do tipo metálico depositado em substrato. O metal preferido para projetos de sensores termo-resistivos é a platina, que reúne características importantes como: sensibilidade, linearidade e estabilidade. Os requisitos básicos para um sensor de radiação solar são: robustez, estabilidade e resistência

em ambientes ao ar livre. Em áreas de pesquisas climáticas e testes de eficiência de painéis solares, por exemplo, um outro requisito é a alta precisão das medições. Entretanto, cada tipo de sensor possui vantagens e desvantagens. Desse modo, desde 1993 os instrumentos de medição de radiação vêm sendo caracterizados e classificados pelo padrão ISO 9060. Este padrão atua como um guia de especificação para instrumentos e sensores de radiação.

### 1.1.5 Caracterização dos Sensores Termo-Resistivos

A caracterização estática e dinâmica dos sensores termo-resistivos é importante para dimensionamento das especificações e projeto de um sensor dedicado, pois, determinando-se alguns de seus parâmetros, pode-se conhecer seu ponto de operação, sua resposta temporal ou sua frequência de corte [30]. As relações entre resistência elétrica do sensor  $\times$  temperatura e resistência  $\times$  corrente elétrica, auxiliam na determinação do ponto de operação e polarização do sensor.

A caracterização estática consiste na determinação dos parâmetros  $R_0$  e  $\beta$  [ver equação (1.2)] para os termistores e  $R_0$  e  $\beta_0$ , equação (1.8), para o sensor termo-resistivo metálico. Uma característica importante dos sensores termo-resistivos, é o conhecimento sobre a capacidade de monitorar variações bruscas da grandeza medida, o que implica em conhecer o comportamento dinâmico do elemento sensor para uma excitação em degrau de potência térmica. Isto, apesar de factível, exigiria uma instrumentação um pouco mais complexa, a qual faria uso de controle com realimentação [8], pois com a aplicação deste tipo de sinal, o efeito aparente de auto-aquecimento é compensado, causado pela realimentação eletrotérmica, que contribuiu para o erro dado na determinação da constante de tempo do sensor. Assim, *Morais* [27], desenvolveu uma metodologia baseada em uma plataforma de teste que aplicava ao sensor termo-resistivo um degrau de potência elétrica, de modo a se compensar o efeito do auto-aquecimento, produzido pela corrente elétrica ao atravessar o sensor. Surpreendentemente, os resultados obtidos para a constante de tempo intrínseca com a aplicação de diferentes degraus de potência, apresentavam variações que seguiam um comportamento bem característico, sugerindo que: ou a definição da constante de tempo estava incorreta, pois se obteve nestes testes mais de uma constante de tempo, ou alguns dos parâmetros envolvidos na equação de balanço (1.9), não estavam satisfatoriamente determinados. Esta informação é importante na determinação da dinâmica do instrumento. Conhecer a constante de tempo do sensor, implica em saber quanto tempo o sensor leva para responder a uma entrada em degrau de corrente.

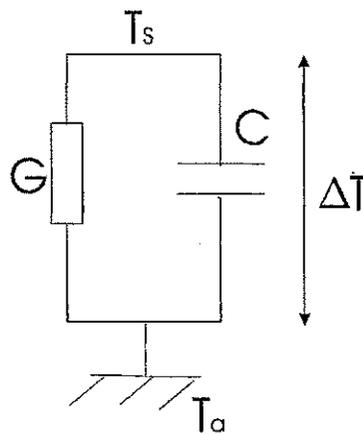


Figura 1.1: Circuito equivalente para o sensor termo-resistivo operando passivamente.

### Ensaio Calorimétrico

Esta é uma forma passiva de caracterização, em que a temperatura do sensor é alterada através do controle da temperatura externa ao sensor, por meios de banhos térmicos ou estufas, por exemplo. Neste caso, a corrente utilizada para medir a resistência deve ser pequena para evitar o auto-aquecimento; o sensor não perturba o ambiente a sua volta e, portanto, não há geração de gradientes de temperatura entre o sensor e o meio [25], e desta forma pode-se interpretar o sensor como um dispositivo que armazena energia térmica devido à sua capacitância  $C$ , sendo a diferença de temperatura  $T_s - T_a$  função da transferência de calor e do coeficiente  $G$ . Analisando-se o circuito da Figura 1.1 temos uma equação diferencial de 1ª ordem, cujo a solução é apresentada na equação (1.10). Logo a temperatura do sensor,  $T_s$ , segue qualquer pequeno degrau de variação da temperatura ambiente,  $T_a$ , quando a potência elétrica aplicada ao sensor pode ser negligenciada, com a dinâmica

$$T_s(t) = T_a + (T_i - T_a)e^{-\frac{t}{\tau_0}}, \text{ com } \tau_0 = \frac{C}{G}. \quad (1.10)$$

Deste modo, um aumento abrupto de  $T_a$  faz com que a temperatura do sensor responda com uma constante de tempo da ordem de  $C/G$ , onde  $T_i$  é a temperatura inicial do sensor. Neste modo de operação passivo, o efeito de não-linearidade provocada pela excitação pode ser desprezado, desde que se respeite o limite do sinal de monitoração.

### Ensaio Elétrico

Uma vez que as variações térmicas são consideradas lentas quando comparadas às variações de ordem elétrica, os procedimentos de caracterização calorimétrica não são adequados para

ensaios dinâmicos rápidos, nos quais as respostas em frequência de alguns sensores chegam a ordem de  $kHz$ . Desta forma, induz-se a alteração da temperatura do sensor através do efeito Joule. Isto constitui o *princípio da equivalência elétrica*, em que os efeitos de variação da resistência do sensor produzidos termicamente, podem ser gerados ou compensados também por meios elétricos. Esta forma de ensaio, embora mais prática, acarreta alguns problemas de medição, uma vez que o sensor passa a se comportar como uma fonte de calor, de modo que alguns fatores devem ser levados em consideração:

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

$$\text{potência entregue ao sensor} > \text{a potência transferida para o meio.} \quad (1.11)$$

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

As principais aplicações dos sensores termo-resistivos estão concentradas na termometria, bolometria e anemometria. Excetuando-se a termometria, forma em que se pode utilizar apenas a característica  $R_s \times T_s$  em condições de excitação elétrica de baixa magnitude, nas outras aplicações é necessário aquecer-se o sensor por efeito Joule além do ponto de poder-se desprezar os efeitos provenientes das não-linearidades, o que não impede

também de se utilizar o aquecimento elétrico com sinais de grande excursão para a determinação da temperatura ambiente. Entretanto, o aquecimento por efeito Joule utilizando grandes sinais é responsável por intensificar as características de não-linearidade intrínsecas dos sensores, principalmente a realimentação eletrotérmica.

O comportamento dos sensores termo-resistivos em relação ao meio que o circunda é descrito pela equação de balanço termodinâmico [23], tendo seus parâmetros variáveis ou dependentes das condições do meio. Portanto fazer a caracterização termo-elétrica do sensor configura um problema de transferência de calor, constando na literatura três formas distintas de transmissão de calor: condução, radiação e convecção, sendo que nos ensaios elétricos utilizando-se aquecimento Joule, pode-se excitar o sensor de três formas distintas: potência, corrente ou tensão. Cada uma delas possui peculiaridades, responsáveis pela intensificação de alguns dos comportamentos não-lineares dos sensores.

Portanto a proposta deste trabalho é modelar uma plataforma versátil de caracterização de sensores termo-resistivos que acople os ensaios térmicos e elétricos, possibilitando aquecer ou resfriar a câmara térmica desta plataforma apenas invertendo-se o sentido do sinal de entrada, a versatilidade em aquecer ou resfriar a câmara é feita com o uso de um dispositivo Peltier, cujo funcionamento é semelhante a uma bomba de calor. O dispositivo Peltier tem característica não linear, e modelá-lo significa estudar o problema de condução de calor. Uma vez tendo o modelo da câmara térmica é possível projetar ações de controle desejadas em função do sinal de caracterização imposta ao sensor.

## 1.2 Revisão bibliográfica

Os trabalhos que tratam da modelagem do dispositivo Peltier partem de um conjunto de equação da termodinâmica baseado nas leis físicas de transferência de calor, a saber:

- circuito elétrico equivalente modelo a parâmetros concentrados,
- modelagem via transferência de calor.

Para este tipo de modelagem é necessário admitir que o fluxo de calor é uniformemente distribuído, para que haja um acoplamento térmico perfeito entre o Peltier e o substrato, ou seja, faz necessário utilizar de simplificações de carácter físico [11, 7]. Estes modelos invariantes, ou seja, os parâmetros físicos como capacitância (C), condutância (G), coeficiente de Seebeck, etc, estão fixados. Porém vale salientar que fatores como a temperatura

ambiente, geometria da montagem, acoplamento térmico, realimentação eletrotérmica influenciam diretamente na determinação destes parâmetros, tendo uma variação considerável dos valores para pontos de operação diferenciados [3]. No modelo a parâmetros concentrados desenvolvido por *Almeida* [21], foi comprovado que alguns parâmetros físicos sofriam variações de 20 a 70 % para pontos de operação diferenciados, o que dificultou a sintonia de um controlador para a caracterização do sensor de  $VO_2$ .

Na configuração das estruturas de caracterização de sensores usa-se normalmente estufas aquecidas por resistências *Oliveira* [30], no entanto quando se deseja caracterizar sensores que apresentam histerese faz-se necessário aquecer e resfriar para descobrir os laços *Almeida* [3], sendo o dispositivo Peltier o mais adequado para esta estrutura, funcionando como bomba de calor entre as suas duas faces, permitindo-se fazer o levantamento completo da característica do sensor.

### 1.3 Organização do Trabalho

No Capítulo 01 é apresentada uma introdução geral sobre o objeto de teste (sensores termoresistivos), sua aplicação e a necessidade de sua caracterização, e portanto uma plataforma de teste deve ser confeccionada. No Capítulo 02 temos uma descrição qualitativa de uma possível plataforma, que usa como bomba de calor o dispositivo Peltier, e procedemos fazendo uma formulação termodinâmica da plataforma. Os Capítulos 03 e 04 tratam da plataforma experimental (sistema de aquisição de dados, câmara térmica, circuitos auxiliares, dispositivo Peltier) focando a sua formatação e composição em um sistema interligado. Capítulo 04 e 05 temos a proposta de modelagem e os resultados experimentais obtidos.

## Capítulo 2

# Formulação Termodinâmica

### 2.1 Introdução

Estudar a modelagem do dispositivo Peltier, implica em estudar as equações termodinâmicas que regem as equações de troca de calor, uma vez que este dispositivo funciona como uma bomba, que ora retira calor ora injeta calor. As equações que governam o fluxo de calor são EDP's (Equações Diferenciais Parciais), portanto nem sempre há uma solução analítica para a equação de condução do calor que pode ser em uma duas ou três dimensões [ver Figura 2.2]. O Peltier está sujeito a 03 tipos de trocas de calor: radiação, convecção e condução, podendo estar em regime transitório ou permanente. A diagramação da proposta da plataforma experimental segue os moldes apresentados na Figura 2.1, onde se observa o posicionamento do sensor intercalado sobre a face superior do Peltier sendo este isolado pela câmara térmica. Para aquecer (resfriar) o sensor é necessário absorver (enviar) calor do (para) o ambiente via dissipador e ainda usar a energia gerada pelo Peltier, configurando um problema de troca de calor. A câmara térmica da plataforma será o local onde o sensor a ser caracterizado é posto, ficando em contato com a face superior do Peltier. Um termistor devidamente calibrado é usado para efetuar a medição de temperatura da câmara, tendo o dissipador a função de eliminar o calor da face inferior para o meio, configurando um problema de troca de calor entre a câmara térmica e o meio externo.

Os princípios de Transferência de calor como em toda as leis da natureza são baseadas em observações e foram julgadas verdadeiras para todos os processos que ocorram na natureza, sendo o primeiro destes princípios a primeira lei da termodinâmica, estabelecendo que a energia não pode ser criada ou destruída, mas sim transformada de uma forma para outra, esta lei governa quantitativamente todas as transformações de energia, não fazendo restrições quanto à direção das referidas transformações, sendo impossível um processo cujo

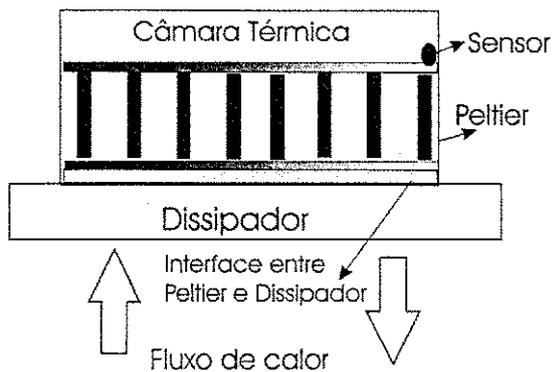


Figura 2.1: Diagramação da plataforma

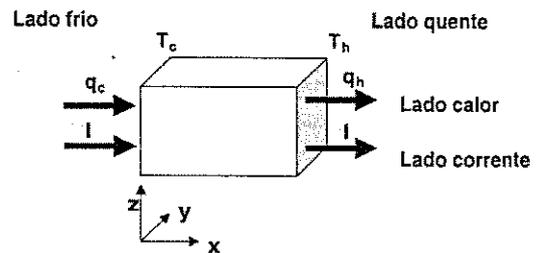


Figura 2.2: Fluxo de calor para o Peltier

único resultado seja uma transmissão líquida de calor de uma região de baixa temperatura para outra de temperatura mais alta, conhecido este enunciado como o segundo princípio da termodinâmica.

Todos os processos de transmissão de calor envolvem a transferência e a conservação de energia, portanto eles devem obedecer à primeira e a segunda lei da termodinâmica, mas estas duas leis fazem referência apenas ao estado de equilíbrio, incluindo mecânico, químico além do térmico, sendo assim por si só de pouca utilidade, uma vez que a transmissão de calor é o resultado da falta de equilíbrio de temperatura, assim será necessário acrescentar uma outra variável no processo de transferência de calor, que indique pontualmente o comportamento do fluxo de calor, variável no tempo  $t$ , e ainda outras grandezas físicas envolvidas neste processo como a condutância térmica, capacitâncias, geometria, fontes internas de calor, além dos modos de transmissão: **condução**, **convecção** e **radiação**.

### 2.1.1 Transferência de Calor por Condução

É o processo pelo qual o calor flui de uma região de temperatura mais alta para outra de temperatura mais baixa, sendo que a sua transmissão se dá por comunicação molecular direta sem um apreciável deslocamento das moléculas. A taxa de transferência de calor, por unidade de área, é proporcional ao gradiente normal de temperatura.

$$\frac{q}{A} \simeq \frac{\partial T}{\partial x} \tag{2.1}$$

$q$  - taxa de transferência de calor [ $W/m^2 K$ ]     $T$ - temperatura [ $K$ ]

$A$ - área em em [ $m^2$ ]

$x$  - coordenada para transferência de calor [ $m$ ]

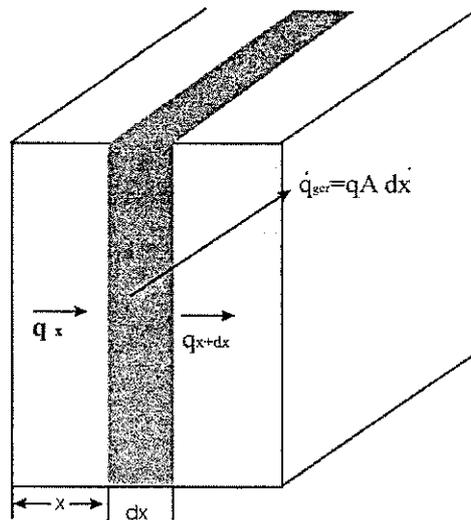


Figura 2.3: Volume elementar para análise de condução de calor unidimensional

Quando a constante de proporcionalidade é inserida na equação (2.1),

$$\frac{q}{A} = -kA \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2.2)$$

onde  $k [W/m K]$  é uma constante positiva chamada de condutividade térmica  $\partial T/\partial x$  é o gradiente de temperatura na direção do fluxo de calor, tendo a equação (2.2) o sinal negativo para satisfazer o segundo princípio da termodinâmica sendo chamada de lei de Fourier de condução do calor.

O problema a ser tratado agora é a determinação da equação básica que governa a transferência de calor utilizando-se da equação (2.2), considere o sistema unidimensional mostrado na Figura 2.3. Se o sistema está em regime permanente, isto é, se a temperatura não varia com o tempo, deve-se somente integrar a equação (2.2) e substituir os valores apropriados para a solução das grandezas desejadas. Considerando-se um caso geral, onde a temperatura possa variar com o tempo e fontes de calor possam existir no interior do corpo, o seguinte balanço de energia pode ser feito para o elemento de espessura  $dx$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Energia conduzida para dentro} \\ \text{pela face esquerda} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Calor gerado no interior} \\ \text{do elemento} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \text{Variação da energia} \\ \text{interna} \end{array} \right\} + \left\{ \begin{array}{l} \text{Energia conduzida} \\ \text{fora pela face direita} \end{array} \right\}$$

As quantidades de energia impostas pelo balanço de energia podem ser representadas pelas seguintes equações:

- Energia conduzida para dentro pela face esquerda =  $q_x = -kA \frac{\partial T}{\partial x}$
- Calor gerado no interior do elemento =  $\dot{q}A dx$
- Variação da energia interna =  $\rho c A \frac{\partial T}{\partial \tau} dx$
- Energia conduzida para fora pela face direita =

$$q_{x+dx} = -kA \frac{\partial T}{\partial x} \Big|_{x+dx} = -A \left[ k \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial x} \left( k \frac{\partial T}{\partial x} \right) dx \right]$$

onde ,

$\dot{q}$  = energia gerada por unidade de volume [ $J/m^3$ ]

$c$  = calor específico [ $J K^{-1}/Kg$ ]

$\rho$  = densidade [ $Kg/m^3$ ]

Combinando as relações do balanço de energia temos

$$-kA \frac{\partial T}{\partial x} + \dot{q}A dx = \rho c A \frac{\partial T}{\partial \tau} dx - A \left[ k \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial x} \left( k \frac{\partial T}{\partial x} \right) dx \right]$$

ou

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( k \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \dot{q} = \rho c A \frac{\partial T}{\partial \tau} \quad (2.3)$$

A equação (2.3) representa a condução do calor unidirecional, para os casos de condução em mais de uma direção será necessário considerar o fluxo de calor gerado e absorvido nestas componentes por unidade volumétrica, assim um balanço de energia [16] nos leva a equação

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( k_x \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( k_y \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( k_z \frac{\partial T}{\partial z} \right) + \dot{q} = \rho c \frac{\partial T}{\partial \tau} \quad (2.4)$$

A equação (2.4) pode ser simplificada para o caso em que a condutividade térmica sejam iguais e constantes em todas as componentes cartesianas, obtemos:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} + \frac{\dot{q}}{k} = \frac{1}{\alpha_\xi} \frac{\partial T}{\partial \tau} \quad (2.5)$$

onde  $\alpha_\xi = k/\rho c$  [ $m^2/s$ ] é chamada de difusibilidade térmica do material, quanto maior essa grandeza mais rápido o calor irá se difundir pelo material. Neste tipo de processo o calor flui apenas ao longo da superfície onde são descritos as equações que governam este fenômeno, assim ao resolver a equação (2.5), estaremos encontrando a temperatura  $T$  em função das coordenadas  $x, y, z$  além do tempo  $t$ , ou seja o domínio desta equação são as fronteiras da própria superfície de transferência de calor.

### 2.1.2 Transferência de Calor por Convecção

A transferência de calor por convecção se dá, precisamente, pelo movimento de fluido, quando existir uma diferença de temperatura. Desse modo, a transferência de calor por convecção está relacionada com a presença de matéria fluida. Considere a placa aquecida mostrada na Figura 2.4. A temperatura de placa é  $T_p$ , e a temperatura do fluido é  $T_\infty$ . Na Figura, está representado o comportamento de velocidade do escoamento, que se reduz a zero na superfície da placa como resultado de ação viscosa. Como a velocidade da camada de fluido junto à parede é nula, o calor deve ser transferido somente por condução neste ponto. Entretanto, fora da superfície da placa, o gradiente de temperatura depende da razão de remoção do calor, isto é, da velocidade de transferência da matéria [16]. O efeito

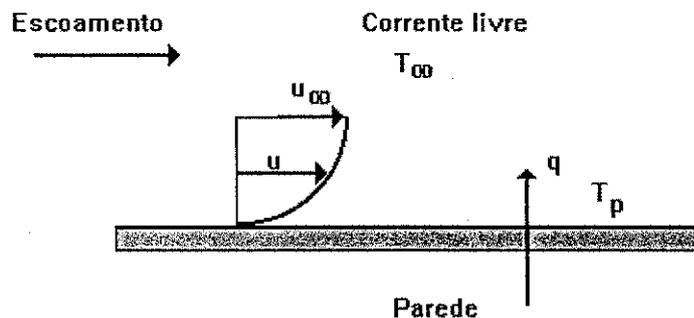


Figura 2.4: Transferência de calor por convecção em uma placa

global da convecção de calor pode ser expresso através da Lei do Resfriamento, de Newton,

$$q = h_c A (T_F - T_\infty) \quad (2.6)$$

O coeficiente de transferência de calor por convecção,  $h_c$ , é uma grandeza de difícil determinação. Ele depende da geometria da superfície, do fluxo do fluido, das propriedades do fluido e das diferentes condições ambientais. A convecção forçada ocorre quando o ar se movimenta por fatores artificiais, do contrário, a convecção é conhecida como convecção natural ou livre.

#### Convecção Natural

A convecção natural ocorre somente em campos gravitacionais quando gradientes de temperatura provocam gradientes de densidade que movimentam o fluido, depende bastante da

geometria da superfície e das propriedades físicas do fluido. Desse modo, o coeficiente de convecção  $h$  está incorporado ao número de Nusselt,  $Nu$ , que está relacionado ao número de Rayleigh,  $Ra$ , e este ao número de Grashof,  $Gr$ , e ao número de Prandtl,  $Pr$ . A seguir, são descritas, de forma sucinta, as correlações:

- O número de Reynolds indica se o escoamento do fluido é laminar ou turbulento.
- O número de Grashof representa a razão entre a força de empuxo e a força viscosa que atua no fluido. Este é interpretado como a razão entre a transferência de calor por convecção e por condução.
- O número de Rayleigh,  $Ra$ , representa o produto do número de Prandtl pelo número de Grashof. Sendo o parâmetro que relaciona as espessuras relativas das camadas hidrodinâmica e térmica.

Portanto o coeficiente de convecção,  $h = f(Ra, Nu, Gr, Pr)$ , é dependente destas grandezas físicas, o que torna a sua determinação bastante difícil.

### 2.1.3 Transferência de Calor por Radiação

A radiação térmica é uma radiação eletromagnética que ocorre nos corpos. Todo corpo emite radiação se a sua temperatura for superior a  $0K$ . Um radiador ideal ou corpo negro emite energia numa taxa proporcional à quarta potência de temperatura absoluta do corpo. Quando dois corpos negros trocam calor por radiação, a transferência líquida de calor é proporcional à diferença em  $T^4$ . Assim,

$$q = \sigma A (T_1^4 - T_2^4) \quad (2.7)$$

onde,  $A$  é área,  $\sigma$  é a constante de proporcionalidade, conhecida como constante de Stefan-Boltzmann, vale  $5,669 \times 10^{-8} [W/m^2 K^4]$ . A equação (2.7) corresponde à troca líquida de energia radiada por dois corpos negros, quando um corpo envolve o outro ou se trata de duas placas planas e paralelas de grandes dimensões. A equação (2.7) corresponde à troca líquida de energia radiada por dois corpos negros, quando um corpo envolve o outro ou se trata de duas placas planas e paralelas de grandes dimensões. Para os outros tipos de corpos, deve-se considerar a natureza conjunta das superfícies, a emissividade. A emissividade relaciona a radiação da superfície de um material com a radiação de uma superfície negra ideal. A radiação eletromagnética se propaga segundo linhas retas, desse modo, a radiação emitida por uma superfície nem sempre atinge a outra [16]. Para um

objeto quente no interior de um ambiente grande e as duas considerações acima, a equação (2.7) torna-se:

$$q = \sigma A \varepsilon (T_1^4 - T_2^4) \quad (2.8)$$

## 2.2 Condução do Calor em Regime Permanente

Considerando o sistema térmico em regime permanente em que a massa térmica já absorveu energia suficiente para promover o fluxo contínuo de calor, é possível estudar o sistema térmico a parâmetros concentrados facilitando a resolução da Equação Diferencial que descreve o seu comportamento. Inicialmente considere a parede plana [ver Figura 2.5-a] onde pode ser feita uma aplicação direta da lei de Fourier (2.1), integrando e considerando a condutividade térmica constante resulta

$$q = \frac{-kA}{\Delta x} (T_2 - T_1) \quad (2.9)$$

em que  $\Delta x$  é a espessura da parede,  $T_1$  e  $T_2$  as temperaturas interna e externa da parede. Para o caso em que a parede é composta por materiais diferentes, Figura 2.5, o fluxo de calor pode ser escrito como

$$q = -k_A A \frac{T_2 - T_1}{\Delta x_A} = -k_B A \frac{T_3 - T_2}{\Delta x_B} = -k_C A \frac{T_4 - T_3}{\Delta x_C} \quad (2.10)$$

Resolvendo as equações simultaneamente de (2.10), o fluxo de calor é

$$q = \frac{T_1 - T_4}{\Delta x_A/k_A A + \Delta x_B/k_B A + \Delta x_C/k_C A} \quad (2.11)$$

Pela equação (2.11) podemos rescrever a lei de Fourier unidimensional em regime permanente como sendo da forma

$$\text{fluxo de calor} = \frac{\text{diferencial de potencial térmico}}{\text{resistência térmica}} \quad (2.12)$$

Sendo a equação (2.12) semelhante a lei de Ohm,  $i = \frac{\Delta V}{R}$  [A], da teoria de circuitos elétricos, o que nos permite fazer uma analogia entre sistemas térmicos e elétricos [ver Figura 2.5-(a) e (b)]. A Tabela 2.2 mostra a analogia entre as variáveis térmicas e elétricas.

Assim de acordo com a Tabela 2.2, uma fonte de corrente modela um fluxo de calor, sendo a tensão modelada por uma diferença de temperatura. Um capacitor com valor  $mc_0$  representa a massa térmica, onde  $m$  [Kg] é a massa do material e  $c_0$  [ $JKg^{-1}K^{-1}$ ] é o calor específico. Desta forma podemos aplicar a teoria de circuitos elétricos em analogia com sistemas térmicos em regime permanente, que irá facilitar o desenvolvimento matemático do problema.

Variáveis térmicas	Variáveis elétricas
Fluxo de calor [W]	Fluxo de corrente [A]
Temperatura [K]	Tensão [V]
Condutividade térmica [ $Wm^{-1} K^{-1}$ ]	Condutividade elétrica [ $\Omega^{-1}m^{-1}$ ]
Massa térmica [J/K]	Capacitância elétrica [F]

Tabela 2.1: Analogia grandezas térmica-elétrica

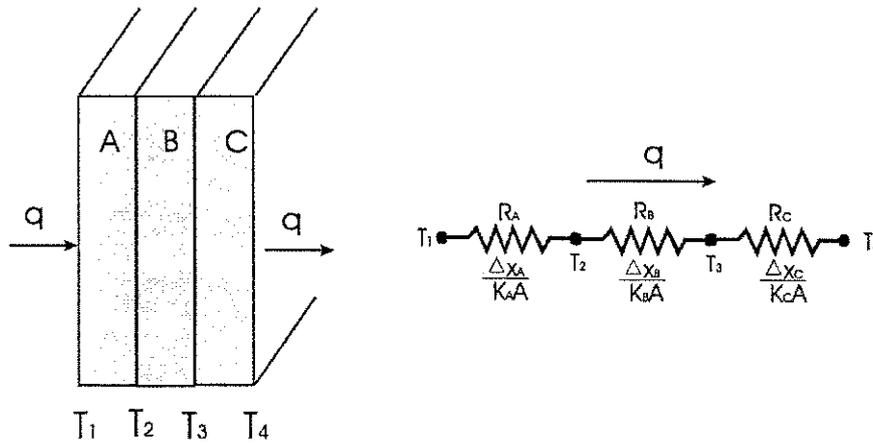


Figura 2.5: (a)-Parede plana

(b)-Circuito elétrico equivalente

### 2.2.1 Dissipador de Calor

O dissipador de calor é uma parte de fundamental importância na concepção da plataforma experimental [ver Figura 2.1], pois participa dos processos termodinâmicos do Peltier, funcionando como um meio de comunicação Peltier-ambiente externo.

A circulação de corrente elétrica por qualquer elemento provoca uma dissipação de potência igual ao produto do quadrado da corrente pela resistência do circuito. Tal potência dissipada converte-se em calor (Efeito Joule), este calor deve ser transferido rapidamente para o ambiente externo evitando-se assim uma realimentação térmica que poderá danificar o componente ou acrescentar uma fonte de erro a uma estrutura de medição de temperatura. Fazendo-se uso da modelagem de sistemas térmicos para elétricos, um componente eletrônico acoplado ao dissipador pode ser representado pelo circuito elétrico equivalente, visto na Figura 2.6, onde  $T_j$ : temperatura na junção,  $T_c$ : temperatura no encapsulamento,  $T_a$ : temperatura ambiente. O objetivo é estabelecer critérios para o dimensionamento de sistemas de dissipação do calor produzido por componentes eletrônicos, especialmente semicondutores de potência (diodos, transistores, tiristores, dispositivo Peltier, etc.), buscando a proteção de tais componentes, tendo como meta fundamental a elevada confiabilidade dos

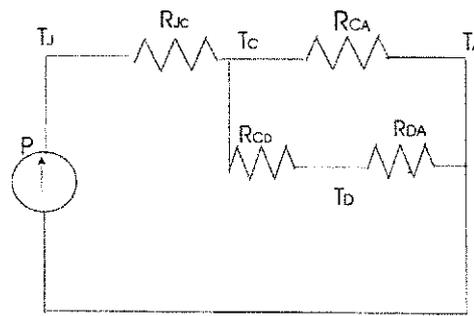


Figura 2.6: Circuito elétrico equivalente para o dissipador de calor

equipamentos nos quais os dispositivos são empregados. Deve-se também buscar volumes, massas e custos tão reduzidos quanto possíveis.

Neste item indicam-se alguns critérios a serem adotados no dimensionamento de dissipadores. Os valores de potência serão dados como ponto de partida mas nas situações reais deverão ter sido calculados a partir de dados de manual ou de observação das formas de onda sobre o componente.

- A temperatura de trabalho da junção deve ser 20% a 30% menor que seu valor máximo, para permitir a proteção do componente sem superdimensionar o dissipador.
- Para ambientes nos quais não se faça um controle rígido da temperatura deve-se usar uma temperatura ambiente de  $40^{\circ}\text{C}$  (exceto se for possível a ocorrência de temperaturas ainda mais elevadas).
- Caso o dissipador fique dentro de algum bastidor ou caixa na qual a temperatura possa se elevar acima dos  $40^{\circ}\text{C}$  deve-se considerar sempre a máxima temperatura do ar com o qual o dissipador troca calor.
- É conveniente, à falta de maiores informações utilizar o valor de  $40^{\circ}\text{C}$  e verificar após a entrada em operação do protótipo a verdadeira temperatura ambiente.
- Deve-se verificar a necessidade do uso de isoladores (mica, teflon ou mylar) e não desconsiderar suas resistências térmicas.
- O emprego de pastas térmicas é sempre recomendado e se deve considerar também sua resistência térmica.

As principais características de um dissipador estão relacionadas às suas dimensões e, especialmente à sua superfície de contato com o ambiente, responsável pela troca de calor e,

portanto, pelo valor de sua resistência térmica. Em geral estes dispositivos são construídos em alumínio dados sua boa condutividade térmica (condição indispensável), baixo custo e peso.

Aplicando-se a teoria de circuitos elétricos em analogia com sistemas térmicos em regime permanente, irá facilitar o desenvolvimento matemático do problema. Utilizando-se o modelo da Figura 2.6, pode-se calcular o valor da temperatura  $T_j$ : na junção

$$T_j = T_a + P \left( R_{tj} + \frac{R_{ca}(R_{da} + R_{cd})}{(R_{ca} + (R_{da} + R_{cd}))} \right) \quad (2.13)$$

O valor desta temperatura deve estar dentro dos limites de funcionamento do dispositivo, para isso é necessário ter conhecimento dos valores das resistências do circuito equivalente, o que não é uma tarefa trivial. Segundo [16], a resistência térmica dissipador-ambiente pode ser calculada usando-se a equação

$$R_{da} = \frac{3,3}{4\sqrt{\lambda\Phi}} C_r + 650 \frac{C_f}{A} \quad (2.14)$$

onde,

$\lambda$ : condutância térmica ( $77^\circ C$ ) [ $W/(^\circ C.cm)$ ]

$\Phi$ : espessura do dissipador [ $mm$ ]

$A$ : área do dissipador [ $cm^2$ ]

$C_f$ : fator de correção devido à posição e tipo de superfície

O fator  $C_f$  varia com a posição do dissipador, sendo preferível uma montagem vertical à horizontal por criar um efeito "chaminé", os valores abaixo indicam os valores deste coeficiente.

	corpo brilhante	corpo negro
Montagem vertical	0,85	0,43
Montagem horizontal	1,00	0,50

Utilizando-se o manual do fabricante é possível dimensionar o dissipador tendo como referência a potência gerada e a temperatura ambiente, este dissipador do tipo aletado funciona sob o princípio de convecção natural, portanto quanto maior o número de aletas e a distância entre elas melhor será a superfície de contato e troca de calor com o meio.

## 2.3 Conclusão

Um estudo sobre o comportamento térmico (aquecimento/resfriamento) requer um conhecimento a priori das equações que governam estes fenômenos, o que não é uma tarefa fácil pois não há uma uniformidade das estruturas envolvidas, isso iria possibilitar ter um conjunto de equações diferenciais com condição de fronteiras distintas ao longo da estrutura (câmara térmica-dissipador), o que tornaria complexo a solução do problema. Para diminuir o número de equações seria necessário fazer algumas considerações físicas, como por exemplo: considerar o contato entre dissipador-Peltier perfeito ( não há resíduo de calor na interface) e assim verificar essas simplificações são procedentes.

## Capítulo 3

# Dispositivo Termoelétrico

### 3.1 Introdução

O dispositivo termoelétrico converte energia elétrica no seu interior transformando-a num gradiente de temperatura entre as suas duas faces. Este fenômeno foi descoberto por Peltier em 1934, as suas principais aplicações são no aquecimento e resfriamento de materiais semicondutores, que tiveram sua maior aplicação com o advento da tecnologia destes materiais. O resfriamento termoelétrico é obtido quando uma corrente direta é passada por um ou mais pares de semicondutor tipo- $p$  e tipo- $n$ , com fluxo de  $n$  para  $p$ , a temperatura  $T_c$  do condutor interconectado diminui e o calor é absorvido pela parte inferior [ver Figura 3.1]. Esta absorção de calor ocorre devido à passagem dos elétrons de um nível mais baixo de energia para outro de maior nível através da interconexão  $p - n$ . O calor absorvido,  $Q_A$ , é transferido pelo material semicondutor através do transporte de elétron para o fim da junção,  $T_h$ , liberando os elétrons para que volte para um baixo nível de energia no material de tipo- $p$ , este fenômeno é chamado de efeito Peltier.

O segundo fenômeno físico acontece quando uma diferença de temperatura for estabelecida entre os lados quentes e frios do material, desta forma uma tensão é gerada. Esta tensão é chamada de tensão de Seebeck, e é diretamente proporcional a diferença de temperatura, sendo a constante de proporcionalidade definida como coeficiente de Seebeck. O fluxo de calor no termoelétrico segundo [33] é dado por

$$Q_A = \alpha T_c I - \frac{1}{2}(I^2 R) - G \Delta T \quad (3.1)$$

onde,  $Q_A$  [W] é a taxa de calor absorvida na junção,  $\alpha = \alpha_p - \alpha_n = \alpha_{pn}$  [VK<sup>-1</sup>], diferença entre os coeficientes Seebeck dos materiais  $p - n$ ;  $\Delta T = (T_h - T_c)$  [°C], diferencial de temperatura entre a face quente e fria;  $R = R_n + R_p$  [Ω], resistência elétrica do acopla-

mento,  $G [WP^{-1}]$  condutividade térmica. O efeito Peltier é controlado pelo coeficiente

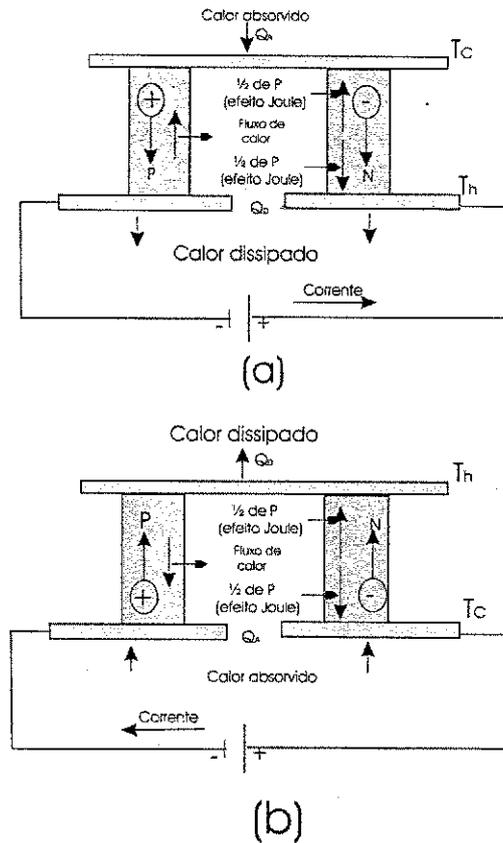


Figura 3.1: (a) funcionamento como cooler; (b) funcionamento como aquecedor

de Peltier, definido como o produto do coeficiente Seebeck do material e a temperatura absoluta. Praticamente toda a quantidade de calor absorvida na interconexão é devido a dois fenômenos: fluxo de calor, e efeito Joule. A diferença de temperatura entre o lado frio e quente do material, faz com que haja um fluxo de calor do quente para o frio. Com o aumento da corrente, há um acréscimo na diferença de temperatura, e assim o fluxo de calor aumenta, fazendo com que haja um crescimento no efeito cooler. Porém, a outra perda, efeito Joule, é proporcional ao quadrado da corrente e, esta, eventualmente se torna o fator dominante. Para qualquer valor de corrente o equilíbrio térmico é estabelecido na parte fria quando o efeito Peltier é igual à soma do calor bombeado mais a metade do calor produzido por efeito Joule. A outra metade do calor produzido pelo efeito Joule vai para a parte quente, obviamente que o acréscimo da corrente de entrada tem um limite máximo,  $I_{max}$ , onde qualquer valor maior não irá aumentar o bombeamento entre as partes superior e inferior, definindo-se assim uma variação máxima de temperatura,  $\Delta T_{max}$ .

Para avaliar o desempenho do termoelétrico define-se o coeficiente de desempenho (COP),

definido como sendo o calor líquido absorvido na parte fria dividido pela energia elétrica aplicada. A capacidade de refrigeração de um termoelétrico é dependente do efeito combinado da tensão de Seebeck do material, resistividade elétrica, e condutividade térmica sobre o valor da temperatura operacional entre os lados frio e quente. O coeficiente de Seebeck,  $\alpha$  [V/K], ao quadrado dividido pelo produto da resistividade elétrica,  $\rho$  [ $\Omega.m$ ] e condutividade térmica,  $\lambda$  [W/(m.K)], é chamado de figura de mérito  $Z$ , sendo esta dependente da temperatura. A máxima temperatura alcançada por um par de elementos  $p-n$  é diretamente proporcional a média da figura de mérito, portanto maximizar  $Z$  significa a otimização do material termoelétrico, assim  $Z$  limita a variação de temperatura enquanto a relação comprimento-área para cada par  $p-n$  define a capacidade de bombeamento. Os dispositivos termoelétricos também podem converter energia térmica (gradiente térmico) em energia elétrica, este fenômeno foi descoberto em 1821 e foi chamado "efeito Seebeck". Como mencionado acima, quando um diferencial de temperatura for estabelecido entre o lado quente e frio do material semicondutor, uma tensão é gerada, isto é, tensão de Seebeck. De fato, o efeito Seebeck é um efeito inverso ao Peltier, baseado neste efeito (Seebeck), os dispositivos termoelétricos também podem funcionar como geradores. Tanto o efeito Peltier quanto o Seebeck são muito pequenos se considerado apenas um par

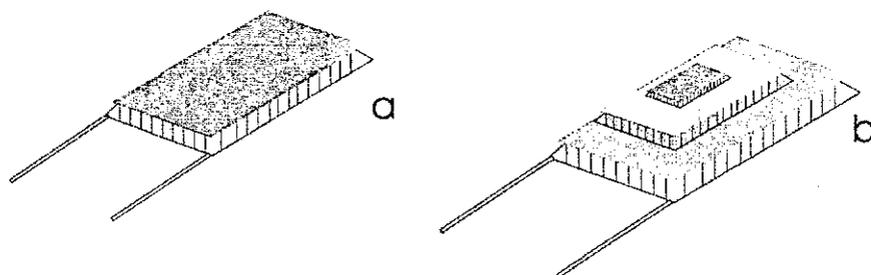


Figura 3.2: (a) único estágio; (b) múltiplos estágios

( $p-n$ ), assim torna-se necessário um conjunto destes pares que será então denominado módulo termoelétrico [Figura 3.2-a]. Um dispositivo termoelétrico típico está composto de dois substratos cerâmico que servem como uma fundação e isolamento elétrica para tipo- $p$  de Bismuto e tipo- $n$  de Telúrio que está eletricamente em série e termicamente conectado em paralelo com as partes cerâmicas, estes dispositivos termoelétricos convencionalmente têm várias especificações de dimensões conforme a aplicação; suas dimensões variam de 3 [mm<sup>2</sup>] por 4[mm] de espessura até 60 [mm<sup>2</sup>] por 5 [mm] de espessura, o máximo calor bombeado varia entre 1 [W] a 125 [W], tendo como máxima diferença de temperatura (entre lado quente e frio) de 70<sup>o</sup>, podendo conter de 3 até 127 pares  $p-n$ . Para satisfazer a exigências de um diferencial de temperatura grande (até 130<sup>o</sup>C), os termoelétricos devem ser conec-

tados em cascata formando estágios [ver Figura 3.2-b], a mais baixa temperatura realizável é aproximadamente  $-100^{\circ}\text{C}$ . Isso se deve ao fato de que o lado frio do dispositivo contrai enquanto o lado quente expande, provocando tensões térmicas induzidas, fazendo com que os pontos de conexão elétrica no interior do módulo tenham tendência a sofrer um curto, assim eles não são comuns. Dispositivos longos, finos tendem a se curvar pela mesma razão e também são raros.

Há dois tipos de termoeletricos comercialmente disponíveis que são mostrados na Figura 3.2, o tipo (a) foi projetado originalmente para aplicações em refrigeração e possui uma distância significativa entre as junções  $p - n$ , neste tipo de dispositivo, os termoelementos  $p - n$  estão eletricamente em série conectados por metal de alta condutividade, sendo revestido por um isolante térmico. O tipo (b) foi desenvolvido recentemente para geração de potência sendo construído de forma densa com muito pouco espaço entre os termoelementos, aumentando-se assim a eficiência por unidade de área. Porém, os termoelementos não são separadas termicamente, sendo que o módulo não pode ser conectado diretamente a um condutor elétrico, como um dissipador de alumínio.

Os módulos termoelétricos não podem ser usados independentemente, eles devem ser conectados com trocadores de calor para dissipar o calor existente nos sistemas termoelétricos. Foram desenvolvidas teorias e modos de operação para sistemas termoelétricos por muitos anos, sendo estes considerados como bombas de calor normalmente pequenas ou geradores de potência tendo as leis da termodinâmicas como seu regente.

Os dispositivos termoelétricos oferecem várias vantagens distintas em relação a outras tecnologias:

- Os módulos termoelétricos não possuem uma grande quantidade de componentes agrupados, o que lhe garante uma baixa manutenção.
- Grande durabilidade em modo de operação contínua, 100.000h.
- Não contém cloro-fluor-carbono (CFC), ou qualquer outro gás para refrigeração.
- O fluxo de calor no termoelétrico é reversível dependendo apenas da polaridade da corrente de alimentação.
- A precisão na temperatura de controle em malha aberta pode ser mantida em torno de  $\pm 0,1^{\circ}$ , usando-se um suporte de circuitos adequados.
- Podem funcionar em ambientes bastante severo, sensíveis, ou muito pequeno para refrigeração convencional.

- São independentes da posição.

Devido a todas as vantagens anteriores, dispositivos termoelétricos têm aplicações muito extensas em diversas áreas, como militar, aeroespacial, instrumentação de produtos industriais ou comerciais [32]. De acordo com os modos de funcionamento, estas aplicações podem ser classificadas em três categorias que são refrigeração (ou geradores de calor), gerador de energia ou sensor de energia térmica.

## 3.2 Aplicação como refrigerador

Normalmente, refrigeradores termoelétricos são usados em casos onde seja exigido fatores como confiabilidade, tamanho reduzido, baixo peso, segurança intrínseca para ambientes elétricos perigosos, e controle preciso de temperatura. Sendo mais apropriados para aplicações até 25 [W], isso porque um baixo valor de  $COP$  não produz desvantagens aparentes. Um grande potencial de utilização é no resfriamento de componentes eletrônicos, refrigeradores domésticos e aquecimento para ambientes.

### 3.2.1 Refrigeração para dispositivos eletrônicos

Dispositivos eletrônicos exigem a necessidade de um sistema de refrigeração para não comprometer a sua estrutura de funcionamento, neste sentido o sistema de refrigeração a termoelétricos é bastante eficiente, pois ocupará um pequeno espaço físico e ainda permite um controle eficiente da temperatura apenas variando-se o valor da corrente de entrada do dispositivo, isso além de evitar a degradação do componente eletrônico, faz com que não haja uma propagação do ruído térmico que irá prejudicar um sistema de medição. Para este tipo de aplicação o dispositivo a ser resfriado é posto em contato com o lado frio do termoelétrico, sendo o lado quente conectado a um dissipador de calor, um ventilador pode ser conectado ao dissipador para fazer uso da convecção forçada, ideal para ambientes de pouca circulação de ar.

A tecnologia atual já permite o uso dos resfriadores termoelétricos como estrutura integrada [32], CI's, fazendo-se uso de filmes finos dos elementos  $p-n$  depositados sobre um substrato de silício. Os termoacoplamento são configurados de forma que a região central que será esfriada é rodeado pelas junções frias do Peltier, enquanto as junções quentes ficam situadas na área periférica exterior que descansa sobre um substrato de silicone, sendo o calor bombeado lateralmente da região central para a beira do substrato de silicone, onde será dissipado verticalmente para o meio por um dissipador de calor. Análises teóricas

indicam que o  $COP$  e a capacidade de calor bombeado entre as duas faces, ao trabalhar com uma diferença de temperatura de  $20^{\circ}C$ , e de 0,6 e 1 [mW] respectivamente.

### 3.2.2 Refrigerador e condicionador de ar

Além de esfriar os dispositivos eletrônicos, dispositivos termoelétricos são extensamente usados em outras aplicações de pequenas demandas refrigeração (como casos de boxes) ou refrigeradores portáteis nos quais o custo de energia não é a consideração principal (aplicações militares). Entretanto, este tipos de aplicações para grandes capacidades térmicas ou áreas maiores são limitados pelo baixo  $COP$  e alto custo de energia, um valor típico para esta aplicação é  $COP < 0,5$  para uma diferença de temperatura de  $\Delta T \sim 20^{\circ}C$ .

A pesar da tecnologia do refrigerador termoelétrico ser conhecida desde a década de 60, foi apenas 30 anos mais tarde que começaram a surgir ar-condicionados a base de termoelétricos para pequenas aplicações comerciais, [33]. Já é visto na literatura [9] aplicações de ar-condicionado para climatização de ambientes.

## 3.3 Geração de energia elétrica

Um gerador termoelétrico é uma máquina de calor na qual os portadores de carga servem como o fluido de funcionamento, não tendo partes móvel e com modo de operação seguro e silencioso. Porém, sua baixa eficiência (tipicamente ao redor 5%) restringiu seu uso para fins específicos onde não são levados em consideração o custo: fins militares, médico e aplicações espaciais.

O uso de um conversor termoelétrico para geração de energia elétrica seguiu o arranjo básico mostrado na Figura 3.3 O módulo termoelétrico é intercalado entre uma fonte de calor e o dissipador, o aquecimento na face superior do termoelétrico faz com que haja um fluxo de calor, parte deste fluxo é rejeitado via dissipador, contanto uma diferença de temperatura pode ser mantida pelo módulo, gerando uma potência elétrica.

### 3.3.1 Geração de baixa potência

O fornecimento de energia para sistemas pequenos independentes localizados remotamente, onde não há uma rede elétrica, é feito com baterias. Isto apresenta várias desvantagens: a vida útil da bateria é limitada pela ciclagem e ainda depende das condições ambientais de onde se encontra. Além disso, baterias contêm substâncias químicas que são prejudiciais ao meio ambiente e ao equipamento que será alimentado, pois as baterias emitem gases que

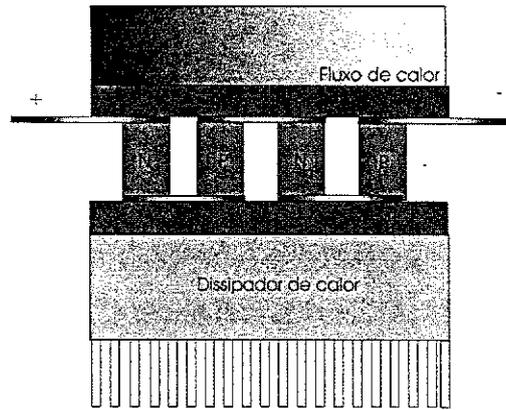


Figura 3.3: Arranjo para geração

são corrosivos, assim elas devem ficar em um local isolado do equipamento a ser alimentado. Uma outra forma é a utilização de painéis solares, esta opção além de usar baterias usa como fonte primária de energia a luz solar, sendo a incidência solar uma variável que muda com as condições ambientais de região para região, portanto para sistemas que não podem deixar de funcionar a utilização da fonte solar não é uma alternativa viável. Neste sentido para aplicações na faixa de  $\mu W$ , o termoelétrico a base de  $(Bi, Sb)_2(Te, Se)_3$  consegue gerar esta potência com uma diferença de temperatura de  $10^0 C$ , [32], portanto para pequenas solicitações de potência o modulo termoelétrico se ajusta perfeitamente.

### 3.3.2 Geração de Alta potência

Em geral, o custo da geração termoelétrica consiste principalmente na eficiência de conversão, forma de construção e a maneira de como prover calor ao módulo. Uma forma simples é a utilização do módulo em ambientes que tenham um desperdício no fluxo de calor, esta técnica é empregada comercialmente em ambientes de até  $140^0 C$ , [34]. Para melhorar a eficiência do termoelétrico deve-se maximizar a relação *watts-área*, isto significa aproximar as junções, sendo que esta aproximação não irá afetar o funcionamento do módulo como refrigerador, mais irá dar um ganho na função gerador, desta forma em [15], tem-se um agrupamento de 71 termoelementos com  $75 [mm^2]$  gerando  $19 [W]$ . Em [13] há geradores termoelétricos com saída de 15 até  $550 [W]$  com dimensões respectivamente de  $508 \times 279 \times 483$ ,  $1549 \times 1549 \times 1016 [mm^2]$ , podendo ser usados em aplicações de até  $5 [kW]$ . De uma forma geral usar geradores termoelétricos está diretamente ligada ao processo de cogeração.

## 3.4 Considerações sobre o dispositivo Peltier

### 3.4.1 Introdução

Para obtermos uma expressão para eficiência da conversão do TEM, vamos usar a Figura 3.4, em que os condutores metálicos  $A$ ,  $B$  e  $C$  são supostos com resistência elétrica nula, e os termoelementos tem comprimento  $L_p$  e  $L_n$  com área de seção transversal  $A_n$  e  $A_p$ , sendo em geral a relação  $L_p/A_p$  e  $L_n/A_n$  diferentes. Devemos assumir que o fluxo de calor é transferido de  $B$  até o dissipador  $AC$  unicamente por condução entre os termoelementos, portanto se aumentarmos o número de termoacoplamentos iremos afetar a capacidade de transferência de calor, tendo a eficiência comprometida. Para o TEM há dois caminhos, se uma fonte de tensão é conectada em  $A$  e  $C$  uma corrente elétrica irá circular, bombeando calor entre as faces (se  $A$  é negativo e  $C$  é positivo, há refrigeração). O calor é bombeado de uma temperatura  $T_1$  até o dissipador com temperatura  $T_2$  pelo efeito Peltier, caso fosse colocado uma carga nos terminais  $A$ ,  $C$  o calor seria bombeado até o dissipador, provocando uma circulação de corrente sobre a carga, efeito Seebeck (funcionamento gerador), uma forma de avaliar a eficiência através de parâmetros é usando a figura de mérito.

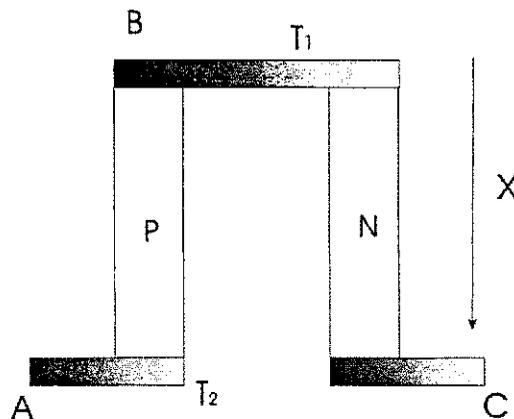


Figura 3.4: Arquitetura para bombeamento de calor ou geração

### 3.4.2 Refrigeração

É importante lembrar que o efeito Peltier e Seebeck requerem que haja uma junção dos termoelementos, sendo estritamente dependentes da superfície de contato e das propriedades dos materiais. O fluxo de calor conduzido pelo TEM é dependente de cada material [33]

$$\begin{aligned} q_p &= \alpha_p IT - \lambda_p A_p \frac{dT}{dx} \\ q_n &= -\alpha_n IT - \lambda_n A_n \frac{dT}{dx} \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde,  $\alpha$  é o valor absoluto do coeficiente Seebeck,  $I$  é a corrente,  $\lambda$  é condutividade térmica, e  $dT/dx$  é o gradiente de temperatura, sendo o coeficiente de Peltier definido como  $\alpha T$ , onde  $T$  é a temperatura absoluta.

A taxa de geração de calor por unidade de área, devido ao efeito Joule, é  $I^2\rho/A$ , onde  $\rho$  é a resistividade elétrica. O gradiente de calor gerado é não uniforme

$$\begin{aligned} -\lambda_p A_p \frac{d^2 T}{dx^2} &= \frac{I^2 \rho_p}{A_p} \\ -\lambda_n A_n \frac{d^2 T}{dx^2} &= \frac{I^2 \rho_n}{A_n} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Vamos assumir que o coeficiente Seebeck é independente da temperatura e considerando assim seus valores médios, e ainda podemos desprezar o efeito Thomson.

As condições de contorno são  $T = T_1$ , em  $x = 0$  (lado quente) e  $T = T_2$ , em  $x = L_p$  (dissipador), integrando cada membro da equação (3.3) e aplicando-se as condições de contorno temos

$$\begin{aligned} \lambda_p A_p \frac{dT}{dx} &= -\frac{I^2 \rho_p (x - L_p/2)}{A_p} + \frac{\lambda_p A_p (T_2 - T_1)}{L_p} \\ \lambda_n A_n \frac{dT}{dx} &= -\frac{I^2 \rho_n (x - L_n/2)}{A_n} + \frac{\lambda_n A_n (T_2 - T_1)}{L_n} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Combinando o conjunto de equações (3.2) e (3.4) para  $x = 0$  temos:

$$\begin{aligned} q_p(x = 0) &= \alpha_p I T_1 - \frac{\lambda_p A_p (T_2 - T_1)}{L_p} - \frac{I^2 \rho_p L_p}{2A_p} \\ q_n(x = 0) &= -\alpha_n I T_1 - \frac{\lambda_n A_n (T_2 - T_1)}{L_n} - \frac{I^2 \rho_n L_n}{2A_n} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Somando-se as contribuições de  $q_n$  e  $q_p$  em  $x = 0$ , definimos o fluxo de calor

$$q_c = (\alpha_n - \alpha_p) I T_1 - G(T_2 - T_1) - I^2 R/2 \quad (3.6)$$

onde a condutividade térmica em paralelo é

$$G = \frac{\lambda_n A_n}{L_n} + \frac{\lambda_p A_p}{L_p} \quad (3.7)$$

e resistência elétrica série

$$R = \frac{\rho_p L_p}{A_p} + \frac{\rho_n L_n}{A_n} \quad (3.8)$$

Observando a equação (3.6), concluímos que metade do calor produzido por efeito Joule é transferido para o dissipador, e a outra metade entra na composição do fluxo líquido de calor. Como nesta equação o termo  $(\alpha_p - \alpha_n) I T_1$  varia linearmente com a corrente, mas o termo  $I^2 R/2$  tem variação quadrática, portanto para encontrar o valor máximo de corrente faz-se  $dq_c/dI = 0$ ,

$$I_q = \frac{(\alpha_p - \alpha_n) T_1}{R} \quad (3.9)$$

sendo a máxima potência

$$(q_c)_{\max} = \frac{(\alpha_n - \alpha_p)^2 I T_1^2}{2R} - G(T_2 - T_1) \quad (3.10)$$

Esta equação revela que para haver o efeito de refrigeração a diferença de temperatura não pode ser muito grande, portanto o maior valor do diferencial de temperatura é

$$(T_2 - T_1)_{\max} = \frac{(\alpha_n - \alpha_p)^2 T_1^2}{2GR} \quad (3.11)$$

Sendo a figura de mérito  $Z$  definida como

$$Z = \frac{(\alpha_n - \alpha_p)^2}{GR} \quad (3.12)$$

Reescrevendo a equação (3.11) temos

$$(T_2 - T_1)_{\max} = \frac{1}{2} Z T_1^2 \quad (3.13)$$

Portanto uma refrigeração com termoelétricos é limitada pela máxima temperatura. Pode-se notar que a equação (3.13) a figura de mérito não tem característica de material, mas do acoplamento desde que tenham características das dimensões relativas. Para um alto valor de  $Z$  é necessário minimizar o produto  $RG$ . O caminho é acrescentar  $R$  e diminuir  $G$  na razão do comprimento em relação da área. Efetuando-se a minimização do produto  $RG$  tem

$$\frac{L_n A_p}{L_p A_n} = \left( \frac{\rho_p \lambda_n}{\rho_n \lambda_p} \right)^{1/2} \quad (3.14)$$

Quando esta equação é satisfeita a figura de mérito torna-se

$$Z = \frac{(\alpha_n - \alpha_p)^2}{\left[ (\lambda_p \rho_p)^{1/2} + (\lambda_n \rho_n)^{1/2} \right]^2} \quad (3.15)$$

O coeficiente Seebeck (e Peltier) devem ser grandes e com sinais opostos, para que o efeito reversível do termoelétrico seja superior aos efeitos de aquecimento e condução por efeito Joule. A forma como se apresenta a equação (3.15) é muito complicada para se definir a escolha apropriada do termoelétrico, por esta razão a figura de mérito deve ser simplificada

$$z_{p,n} = \frac{\alpha_{p,n}^2}{\rho_{p,n} \lambda_{p,n}} \quad (3.16)$$

Para os casos em que os materiais são equivalentes, [33], tem-se  $\alpha_p = -\alpha_n$  e  $\lambda_p \rho_p = \lambda_n \rho_n$ , portanto  $Z = z_p = z_n$ . Sendo esta situação uma boa aproximação para termoelétricos usados para resfriamento até médias temperaturas.

### 3.4.3 Coeficiente de Desempenho

Agora vamos otimizar o termoelétrico (refrigeração) para a temperatura  $(T_2 - T_1)$ , inferior ao seu máximo valor, sendo definido como coeficiente de desempenho:  $\phi = q_c/\Phi$ , onde  $\Phi$  é a taxa em que a energia elétrica é fornecida.

$$\Phi_p = \alpha_p I (T_2 - T_1) + \frac{I^2 \rho_p L_p}{A_p} \quad (3.17)$$

$$\Phi_n = \alpha_n I (T_2 - T_1) + \frac{I^2 \rho_n L_n}{A_n} \quad (3.18)$$

Sendo que a potência total será a soma das duas componentes

$$\Phi = (\alpha_n - \alpha_p) I (T_2 - T_1) + I^2 R \quad (3.19)$$

E o coeficiente de desempenho fica

$$\phi = \frac{q_c}{\Phi} = \frac{(\alpha_n - \alpha_p) I T_1 - \frac{1}{2} I^2 R - G(T_2 - T_1)}{(\alpha_n - \alpha_p) I (T_2 - T_1) + I^2 R} \quad (3.20)$$

Derivando-se o coeficiente e igualando a zero iremos encontrar o valor máximo para a corrente e seu máximo desempenho.

$$I_\phi = \frac{(\alpha_n - \alpha_p)(T_2 - T_1)}{R [(1 + ZT_M)^{1/2} + 1]} \quad (3.21)$$

Onde  $T_M$  é igual a  $(T_1 + T_2)/2$ .

$$\phi_{\max} = \frac{T_1 [(1 + ZT_M)^{1/2} - T_2/T_1]}{(T_2 - T_1) [(1 + ZT_M)^{1/2} + 1]} \quad (3.22)$$

## 3.5 Operação do Dispositivo Termoelétrico

Os dispositivos termoelétricos (TEM) são baseados em semicondutores e são muito versáteis no controle de temperatura. A operação dos dispositivos termoelétricos pode ser associada a quatro fenômenos físicos [33, 7]: o efeito Seebeck; o efeito Peltier; o efeito Thomson e o efeito Joule.

- O efeito Seebeck: é a tensão gerada quando uma diferença de temperatura é mantida entre os dois lados de um dispositivo termoelétrico, Figura 3.5 a), essa tensão é dada por  $V_0 = \alpha(T_h - T_c)$  em que  $\alpha$  é o coeficiente seebeck em  $V/K$ ,  $T_c$  a temperatura de referência e  $T_h$  temperatura a ser determinada.

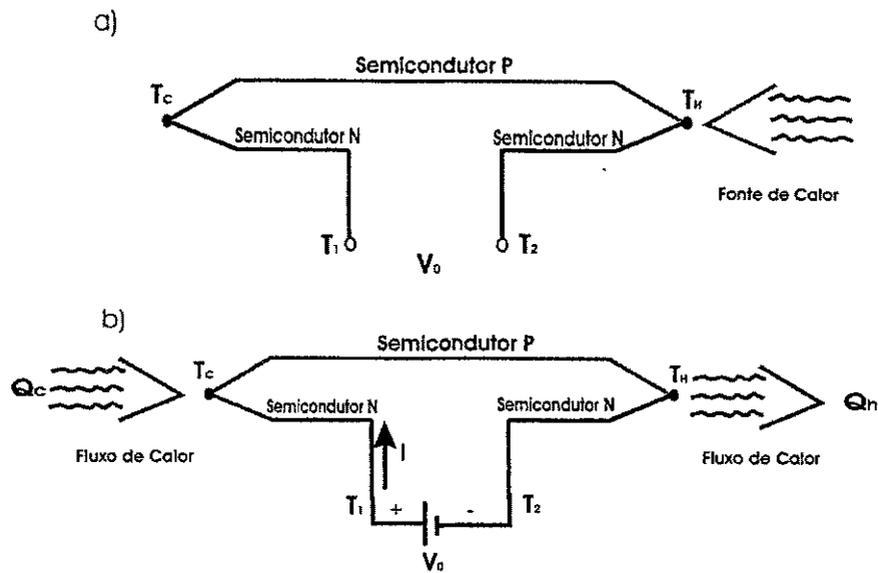


Figura 3.5: a) Efeito Seebeck b) Efeito Peltier

- O efeito Peltier: é o efeito de aquecimento ou resfriamento observado quando uma corrente elétrica circula através de duas junções diferentes, Figura 3.5 b), portanto uma tensão positiva aplicada aos terminais  $T_1-T_2$  provocara a circulação de corrente  $I$  pelo dispositivo, fazendo com que na junção  $A$  haja um pequeno resfriamento e esse fluxo de calor segue para a junção  $B$  onde é absorvido provocando seu aquecimento.
- O efeito Thomson: é o efeito de aquecimento ou resfriamento observado em um condutor homogêneo quando uma corrente elétrica circula na direção do gradiente de temperatura.
- O efeito Joule: é o efeito de aquecimento observado quando uma corrente elétrica circula por um condutor [7], dado por  $V_j = R_m I$ , em que  $R_m$  é a resistência elétrica do dispositivo Peltier.

Os efeitos Seebeck e Peltier tomaram uma conotação puramente qualitativa onde diferenças de temperaturas provocam forças de difusão que causam o afastamento das cargas livres, de uma configuração uniforme. Essa redistribuição causa força elétrica, onde o resultado final é uma situação de compensação em que forças de difusão e elétrica se balanceiam e anulam a corrente elétrica, porém, isto afeta a distribuição de cargas livres que agora passa a tomar uma configuração desuniforme. Essa disformidade na distribuição das cargas livres, está intimamente relacionada com as diferenças de temperaturas que causam a diferença de potencial no efeito Seebeck. No efeito Peltier as cargas livres transportam energia,

onde cada carga difere para os vários tipos de materiais. Quando uma carga muda de um material para outro, na junção, ela emite ou absorve essa diferença na energia causando assim o efeito Peltier.

Na literatura, encontra-se algumas abordagens para a modelagem de módulos Peltier. Em *Chavéz* [7], é feita a modelagem do módulo Peltier baseado na analogia entre grandezas térmicas e elétricas. Em *Huang* [18], é proposto um modelo dinâmico para o módulo Peltier baseado na teoria de linearização para pequenos sinais. Em *Lima* [21], é proposto um modelo dinâmico simplificado linearizado em torno de um ponto de operação para os módulos Peltier. Em *Arlindo* [29], é proposto um modelo discreto no tempo onde os coeficientes que definem a função de transferência são ajustados por uma polinomial para cada ponto de operação.

### 3.5.1 A modelagem do dispositivo termoelétrico

A modelagem do TEM [7] parte do princípio de que o fluxo de energia por unidade de volume em regime permanente pode ser descrita pela equação (3.23):

$$\underbrace{TJ \frac{d\alpha}{dx}}_{\text{Efeito Seebeck}} + \underbrace{\tau J \frac{dT}{dx}}_{\text{Efeito Thomson}} - \underbrace{\rho J^2}_{\text{Efeito Joule}} - \underbrace{\frac{d}{dx} \left( k \frac{dT}{dx} \right)}_{\text{Efeito Peltier}} = 0 \quad (3.23)$$

onde:

$$\begin{aligned} T &= \text{Temperatura (K)}; & \tau &= \text{Coeficiente de Thomson (V/K)}; \\ J &= \text{Densidade de corrente elétrica (A/cm}^2\text{)}; & \rho &= \text{Resistividade elétrica (\Omega cm)}; \\ \lambda &= \text{Condutividade térmica do material e} & \alpha &= \text{Coeficiente de Seebeck (V/K)}. \end{aligned}$$

Considerando um dispositivo termoelétrico como um par de duas junções semicondutoras diferentes (semicondutor tipo *P* e *N*) e assumindo os valores médios das propriedades de transporte, a equação (3.23) pode ser resolvida numericamente para os semicondutores tipo *N* e tipo *P* como

$$k_N \frac{d^2 T}{dx^2} - \tau_N J \frac{dT}{dx} + \rho_N J^2 = 0 \quad (3.24)$$

$$k_P \frac{d^2 T}{dx^2} - \tau_P J \frac{dT}{dx} + \rho_P J^2 = 0 \quad (3.25)$$

onde  $k_N, \tau_N$  e  $\rho_N$  são os valores médios das propriedades do dispositivo termoelétrico [7], as equações (3.24) e (3.25) tem propriedades diferentes e sentidos opostos para corrente, configurando um sistema a parâmetros distribuídos, dificultando a implementação das técnicas de controle, portanto devemos buscar um modelo a parâmetros concentrados.

Usando o fato que a contribuição do efeito Thomson é muito pequena em relação ao efeito Joule e Peltier [33], a equação (3.6) fica da forma:

$$q_c = (\alpha_n - \alpha_p)IT_c - k(T_2 - T_1) + I^2R/2 \quad (3.26)$$

e o lado quente

$$q_h = (\alpha_n - \alpha_p)IT_h - k(T_c - T_h) + I^2R/2 \quad (3.27)$$

Sendo a potência total dada pela equação (3.19) ou pela diferença entre o fluxo do lado quente e frio.

$$P_e = W = q_c - q_h \quad (3.28)$$

logo,

$$P_e = \alpha(T_h - T_c)I + I^2R \quad (3.29)$$

Ainda podemos desmembrar a equação (3.29), em  $P_h$ : potência na face quente,  $P_c$ : potência da face fria.

$$\begin{aligned} P_c &= I^2/2R - \alpha T_c I \\ P_h &= I^2/2R + \alpha T_h I \end{aligned} \quad (3.30)$$

Devido ao fato de que a modelagem do Peltier é regido por um conjunto de equações diferenciais a parâmetros distribuídos, cuja solução não possibilita a implementação de um controlador baseados nos valores de entrada/saída, deve-se buscar uma formalização do modelo a parâmetros concentrados. Desta forma podemos deduzir um circuito elétrico equivalente ao modelo térmico com parâmetros concentrados, conforme seção 2.2 do capítulo 1.1.2, para daí retirar uma expressão que relacione a entrada ( $I$ ) e saída ( $T$ ) do modelo.

### Modelo elétrico para o dispositivo Peltier

O dispositivo Peltier pode ser modelado por um sistema de três entradas: duas térmica e uma elétrica conforme é mostrado na Figura 3.6. A tensão  $V_p$  é devido a diferença de temperatura entre as duas faces, tensão Seebeck, mais um termo proveniente da circulação de corrente.

$$V_p = \alpha(T_h - T_c) + IR \quad (3.31)$$

Segundo *Chavéz* [7] é possível derivar um circuito elétrico equivalente [Figura 3.7(b)] para representar o sistema físico: módulo Peltier + dissipador de calor + meio externo [Figura 3.7(a)], fazendo-se uso da analogia entre variáveis térmicas e elétricas [ver capítulo 1.1.2 seção 2.2].

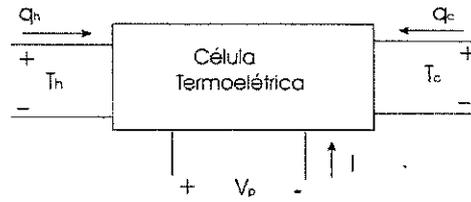


Figura 3.6: Célula termoelétrica com três entradas

onde:  $T_a$  = temperatura ambiente (K);  $T_h$  = temperatura face quente (K);  $T_c$  = temperatura face fria (K);  $T_s$  = temperatura no dissipador de calor (K);  $C_h$  = capacitância térmica face quente (J/K);  $C_c$  = capacitância térmica face quente (J/K);  $C_s$  = capacitância térmica do dissipador de calor (J/K);  $G_s$  = condutância térmica do dissipador de calor para meio ambiente (W/K);  $G_h$  = condutância térmica face quente para dissipador de calor (W/K);  $G_c$  = condutância térmica face fria para camada térmica (W/K);  $G_m$  = condutância interna do módulo Peltier (W/K);  $P_h$  = potência de calor face quente (W) e  $P_c$  = potência de calor face fria (W).

Analisando o circuito equivalente utilizando as leis de Kirchoff para as correntes, verifica-se que utilizando três equações o sistema é descrito completamente. As equações são:

$$G_s(T_a - T_s) = G_h(T_s - T_h) + C_s \frac{d}{dt} T_s \quad (3.32)$$

$$G_h(T_s - T_h) + P_h = G_m(T_h - T_c) + C_h \frac{d}{dt} T_h \quad (3.33)$$

$$G_m(T_h - T_c) + P_c + G_c(T_a - T_c) = C_c \frac{d}{dt} T_c \quad (3.34)$$

isolando as derivadas e agrupando os termos semelhantes, tem-se:

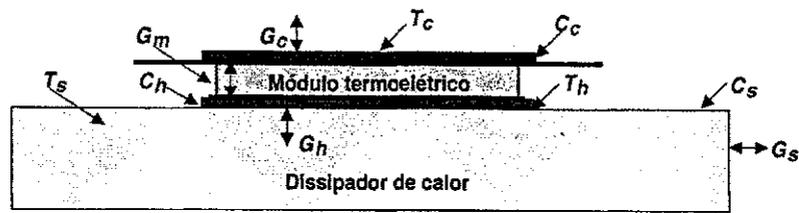
$$\frac{d}{dt} T_s = - \left( \frac{G_s + G_h}{C_s} \right) T_s + \frac{G_h}{C_s} T_h + \frac{G_s}{C_s} T_a \quad (3.35)$$

$$\frac{d}{dt} T_h = \frac{G_h}{C_h} T_s - \left( \frac{G_h + G_m}{C_h} \right) T_h + \frac{G_m}{C_h} T_c + \frac{\alpha}{C_h} T_h I + \frac{R_m}{2C_h} I^2 \quad (3.36)$$

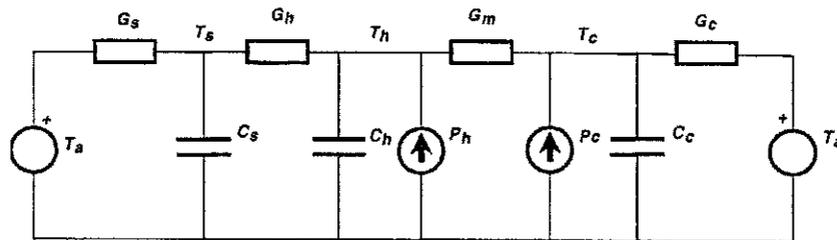
$$\frac{d}{dt} T_c = \frac{G_m}{C_c} T_h - \left( \frac{G_c + G_m}{C_c} \right) T_c + \frac{\alpha}{C_c} T_c I + \frac{G_c}{C_c} T_a + \frac{R_m}{2C_c} I^2 \quad (3.37)$$

Este modelo é não linear e possui uma realimentação bilinear envolvendo a corrente  $I$ , e as saídas  $T_h$  e  $T_c$ , dificultando o projeto do controlador. Assim faz-se necessário procurar mecanismos para viabilizar o projeto do controlador em virtude do modelo apresentado.

Segundo Lima [21], o circuito equivalente [ver Figura 3.7(b)] pode ser simplificado utilizando algumas considerações físicas, conforme Figura 3.8, e um modelo linearizado no tempo contínuo pode ser derivado fazendo uma análise de pequenos sinais.



(a) Sistema físico



(b) Circuito equivalente

Figura 3.7: Representação do sistema físico e do circuito elétrico equivalente do módulo Peltier

*Considerações:*

- O dissipador de calor tem massa muito maior que o dispositivo Peltier: ( $C_s \gg C_c$  e  $C_s \gg C_h$ ).
- O acoplamento térmico entre a face quente do Peltier e o dissipador é muito boa: ( $G_h \gg G_m$ ).
- A temperatura ambiente é dita constante.

Analisando o circuito equivalente simplificado pela lei de Kirchoff de corrente, e isolando as derivadas tem-se:

$$\frac{d}{dt}T_s = - \left( \frac{G_m + G_s}{C_s} \right) T_s + \frac{G_m}{C_s} T_c \quad (3.38)$$

$$\frac{d}{dt}T_c = \frac{G_m}{C_c} T_s - \left( \frac{G_m + G_c}{C_c} \right) T_c - \frac{\alpha}{C_c} T_c I + \frac{R_m}{2C_c} I^2 \quad (3.39)$$

O sistema descrito pelas equações (3.38) e (3.39) é, novamente, um sistema bilinear. No entanto, efetuando uma análise de pequenos sinais no modelo simplificado do módulo

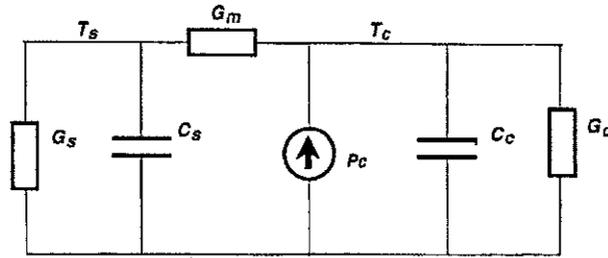


Figura 3.8: Circuito elétrico simplificado do módulo Peltier

Peltier, pode-se explicitar uma relação linear entre  $T_c$  e  $I$ , e uma função de transferência linear é determinada [21].

### Modelo do TEM baseado nas equações de balanço energético

Este tipo de modelagem tem como base as equações de balanço termodinâmico de energia (transferência de calor) [18], assim o balanço de energia entre uma carga térmica e a face fria do TEM [ver Figura 3.9] é:

$$(M_L C_L + M_C C_C) \frac{dT_L}{dt} = Q_L - Q_k - I \alpha_{pn} T_L \quad (3.40)$$

sendo, a condição de contorno na fronteira do TEM com o dissipador é

$$Q_k = -kA \frac{\partial T(x, t)}{\partial x} \Big|_{x=0} \quad (3.41)$$

em que,  $k$  é a condutividade térmica do material;  $A$  é a área;  $T(x, t)$  é a distribuição de temperatura no TEM. O balanço de energia para o TEM é resultado das contribuições do efeito Joule, Thomson e Peltier [18], [7].

$$C\gamma \frac{\partial T(x, t)}{\partial t} = k \frac{\partial^2 T(x, y)}{\partial x^2} - \frac{\tau}{A} I \frac{\partial T(x, y)}{\partial x} + \frac{\rho}{A^2} I^2 \quad (3.42)$$

onde,  $C$  [ $kJ \ kg^{-1} \ K^{-1}$ ] é a média do calor específico do material do TEM;  $\gamma$  [ $kg \ m^{-3}$ ] densidade do material termoelétrico;  $\tau$  coeficiente de Thomson definido como  $T \frac{d\alpha_{pn}}{dT}$ .

De forma similar a equação (3.40), o balanço de energia entre o dissipador e a face quente é:

$$(M_F C_F + M_H C_H) \frac{dT_H}{dt} = I \alpha_{pn} T_H + Q_0 - h A_F (T_H - T_a) \quad (3.43)$$

onde

$$Q_0 = -kA \frac{\partial T(x, t)}{\partial x} \Big|_{x=L} \quad (3.44)$$

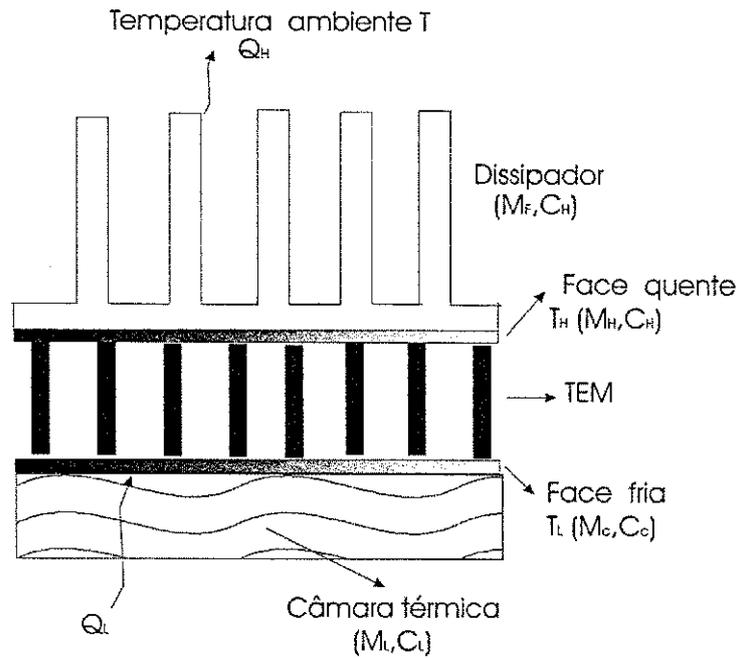


Figura 3.9: Diagrama do TEM

O comportamento dinâmico do TEM é governado pelas equações (3.40), (3.42) e (3.43), sendo uma modelagem não linear e dependente das propriedades físicas do material. Como o objetivo é deduzir um modelo linear, faz-se necessário usar uma análise de pequenos sinais em regime permanente:

$$\begin{aligned} T(x, t) &= \bar{T} + \tilde{T}(x, t); & T_L(t) &= \bar{T}_L + \tilde{T}_L(t); \\ T_H(t) &= \bar{T}_H + \tilde{T}_H(t) & T_a(t) &= \bar{T}_a + \tilde{T}_a(t); \\ Q_L(t) &= \bar{Q}_L + \tilde{Q}_L(t); & I(t) &= \bar{I} + \tilde{I}(t); \end{aligned} \quad (3.45)$$

Aplicando-se o desenvolvimento em série de Taylor para o coeficiente Seebeck temos

$$\alpha_{pn}(T) = \alpha_L + \frac{\tau}{\bar{T}_L} \tilde{T}_L = \alpha_H + \frac{\tau}{\bar{T}_H} \tilde{T}_H \quad (3.46)$$

Substituindo as equações (3.45) e (3.46) nas equações (3.40), (3.41) e (3.43), desprezando-se os termos de maior ordem e eliminando-se o estado permanente, obtemos

$$k \frac{\partial^2 \tilde{T}}{\partial x^2} - \frac{\tau \bar{I}}{A} \frac{\partial \tilde{T}}{\partial x} + \left[ \frac{2\rho \bar{I}}{A^2} - \frac{\tau (\bar{T}_H - \bar{T}_L)}{AL} \right] \tilde{I} = C\gamma \frac{\partial \tilde{T}}{\partial t} \quad (3.47)$$

$$\bar{Q}_L - (\alpha_L + \tau) \bar{I} \tilde{T}_L - \alpha_L \bar{T}_L \tilde{I} + kA \frac{\partial \tilde{T}}{\partial x} \Big|_{x=0} = (M_L C_L + M_C C_C) \frac{d\tilde{T}_L}{dt} \quad (3.48)$$

$$(\alpha_H + \tau) \bar{I} \tilde{T}_H + \alpha_H \bar{T}_H \tilde{I} - kA \frac{\partial \tilde{T}}{\partial x} \Big|_{x=L} - hA_F (\tilde{T}_H - \tilde{T}_a) = (M_F C_F + M_H C_H) \frac{d\tilde{T}_H}{dt} \quad (3.49)$$

A equação (3.47) é obtida assumindo que no regime permanente a distribuição de temperatura no termoelétrico é linear:  $d\bar{T}/dx \approx (\bar{T}_H - \bar{T}_L)/L$ . Aplicando-se a transformada de Laplace às equações (3.47) a (3.49) e fazendo algumas manipulações algébricas, obtemos uma função de transferência para a face fria do TEM.

$$\tilde{T}_L(s) = G_I(s)\tilde{I}(s) + G_Q(s)\tilde{Q}_L(s) + G_a(s)\tilde{T}_a(s) \quad (3.50)$$

onde,

- $G_I = N(s)/(sD(s))$  : função de transferência devido ao comportamento dinâmico ocasionado pela corrente,  $I$ .
- $G_Q(s) = (E_H \sinh(qL) + Akq \cosh(qL))/D(s)$  : função de Transferência ocasionada pela variação de cargas térmica.
- $G_a(s) = (AA_F h k q)/D(s)$  : função de transferência devido a variação da temperatura ambiente.

com,

$$N(s) = \left\{ Akq \left[ \alpha_L \bar{T}_L \cosh(qL) - \alpha_H \bar{T}_H \right] + \alpha_L \bar{T}_L E_H \sinh(qL) \right\} s + \frac{Akq\beta}{C\gamma} [E_H(1 - \cosh(pL)) - Akp \sinh(pL)]$$

$$D(s) = AkqE_L \cosh(qL) + E_H E_L \sinh(qL) + AkqE_H \cosh(pL) + A^2 k^2 pq \sinh(pL)$$

$$p(s) = \frac{\frac{\tau \bar{I}}{A} + \sqrt{\left(\frac{\tau \bar{I}}{A}\right)^2 + 4kC\gamma s}}{2k}$$

$$q(s) = \frac{\frac{\tau \bar{I}}{A} - \sqrt{\left(\frac{\tau \bar{I}}{A}\right)^2 + 4kC\gamma s}}{2k}$$

$$E_L(s) = (M_L C_L + M_c C_c)s + (\tau + \alpha_L)\bar{I}$$

$$E_H(s) = (M_F C_F + M_H C_H)s + hA_F + (\tau + \alpha_L)\bar{I}$$

$$\beta = \frac{2\rho \bar{I}}{A^2} - \frac{\tau(\bar{T}_H - \bar{T}_L)}{AL}$$

considerando o fluxo de carga térmica na face fria do TEM como constante e tendo a temperatura ambiente fixada a função de transferência (3.50) fica da forma:

$$G_I(s) = \frac{\tilde{T}_L(s)}{\tilde{I}(s)} = \frac{N(s)}{sD(s)} \quad (3.51)$$

A equação (3.51) mostra o modelo dinâmico do TEM como um sistema de ordem infinita, já que o desenvolvimento dos termos hiperbólicos que aparecem no polinômio  $D(s)$  tem ordem infinita. Portanto é necessário fazer algumas considerações para reduzir o modelo dinâmico do TEM: considerando o efeito Thomson é muito pequeno quando comparado com o Seebeck [7], e utilizando apenas os dois primeiros termos do desenvolvimento da série para as funções hiperbólicas.

$$\alpha_H = \alpha_L = \alpha_{pn} \quad p(s) = q(s) = \lambda(s) = \sqrt{\frac{C\gamma s}{k}}$$

$$\sinh(\lambda L) \approx \lambda L \quad \cosh(\lambda L) \approx 1 + (\lambda L/2)^2$$

Desta forma o modelo simplificado do TEM fica da forma [18]:

$$G_I(s) = -K_0 \frac{\frac{s}{z_1} + 1}{\left[ \frac{s}{p_1} + 1 \right] \left[ \frac{s}{p_2} + 1 \right]} \quad (3.52)$$

Tendo como parâmetros :

1.  $p_1$ : pólo do sistema (estável);
2.  $p_2$ : pólo do sistema (estável);
3.  $z_1$ : zero de fase não mínima;
4.  $K_0$ : ganho do sistema em malha aberta.

$$K_0 = \frac{\left[ Ak\alpha_{pn}(\bar{T}_H - \bar{T}_L) + L\alpha_{pn}^2 \bar{T}_L \left( \frac{\rho L^2 h A_F}{A} + 2\rho Lk \right) \bar{I} + \frac{\rho\alpha_{pn} L^2}{A} \bar{I}^2 + L\alpha_{pn} h A_F \bar{T}_L \right]}{AA_F + LhA_F\alpha_{pn}\bar{I} - L\alpha_{pn}^2 \bar{I}^2}$$

$$z_1 = \frac{AA_F + LhA_F\alpha_{pn}\bar{I} - L\alpha_{pn}^2 \bar{I}^2}{\left[ \frac{1}{2}A\alpha_{pn}L^2C\gamma + L\alpha_{pn}(M_F C_F + M_H C_H)\bar{T}_L - \frac{\rho L^2}{A}(M_F C_F + M_c C_c)\bar{I} \right]}$$

$$p_{1,2} = a \pm \sqrt{a^2 - b^2}$$

$$a = \frac{\left[ Ak(M_F C_F + M_L C_L + M_c C_c + M_H C_H) + LhA_F(M_F C_F + M_L C_L + M_c C_c) \right] + AC\gamma L(Ak + 0,5kA_F L) + L\alpha_{pn}(M_F C_F + M_L C_L)\bar{I}}{\left[ AL^2C\gamma(M_F C_F + M_L C_L + M_c C_c + M_H C_H) + 2L(M_F C_F + M_H C_H)(M_L C_L + M_c C_c) \right]}$$

$$b = \frac{AA_F + LhA_F\alpha_{pn}\bar{I} - L\alpha_{pn}^2\bar{I}^2}{[0,5AL^2(M_FC_F + M_LC_L + M_cC_c + M_HC_H) + L(M_FC_F + M_HC_H)(M_LC_L + M_cC_c)]}$$

Portanto *Huang* [18] modelou o TEM como um sistema de segunda ordem a parâmetros concentrados e contínuo no tempo, onde os parâmetros [ver equação 3.52] operam em condições de regime permanente. Estes parâmetros dependem apenas do ponto de operação da corrente,  $I$ , e dos valores finais ou médios da temperatura na face quente e fria,  $T_c$  e  $T_h$ , uma vez que os parâmetros dimensionais do TEM são invariantes e os valores das capacitâncias e condutâncias são consideradas constantes.

Observando as equações paramétricas dos pólos  $p_1$  e  $p_2$  temos que a sua dependência de variação está condicionada ao ponto de operação da corrente,  $I$ , portanto os pólos são funções da corrente para cada ponto de operação:  $p_1(I)$  e  $p_2(I)$ . No entanto utilizando-se os valores fixados segundo [18] (capacidades caloríferas [ $kJ\ kg^{-1}\ K^{-1}$ ], massa [ $kg$ ], dimensionais, coeficientes de transferência de calor), e simulando as equações de  $p_1(I)$  e  $p_2(I)$  para um conjunto de valores de corrente,  $0,5 < I < 3\ [A]$ , o resultado mostrou que os pólos são praticamente invariantes com a corrente [Figura 3.10]. Isto ocorre porque no

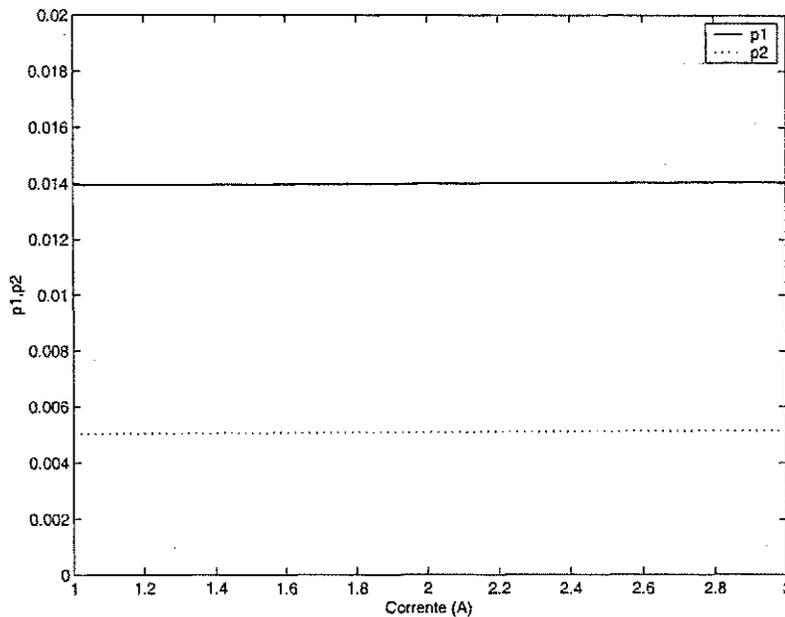


Figura 3.10: Variação dos pólos em função da corrente

desenvolvimento matemático os termos que aparecem multiplicando a corrente, tem em geral valores pequenos fazendo com que a contribuição da corrente seja a mínima possível. Deste modo a equação do zero,  $z_1$ , pode ser desacoplada da corrente, ou seja, na simulação pode-se considerar o valor da corrente como fixada, e aplica-se a variação para

a temperatura na face fria. O resultado da simulação mostra que a dependência do zero em função do valor da corrente é pequena. Para o valor do ganho  $K_0$  [equação (3.52)],

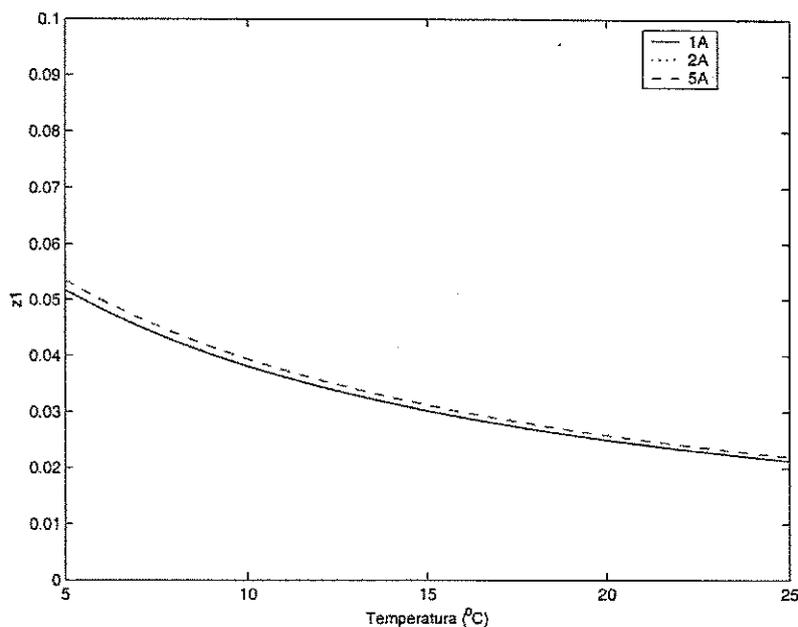


Figura 3.11: Variação do zero em função da temperatura

temos uma variação que depende da temperatura da face quente, face fria e ainda da corrente, portanto seria necessário monitorar a temperatura de ambas as faces para utilizar esta expressão algébrica. Porém pode-se supor que o dissipador tenha massa muito maior que o TEM, e ainda que o contato térmico entre a face quente e o dissipador seja muito boa, portanto é possível considerar a temperatura da face quente como sendo a do meio ambiente. Fazendo a simulação no Matlab, verifica-se que o valor do ganho é proporcional a variação de temperatura na face fria, e ainda há uma relação com a corrente configurando um conjunto de retas paralelas, Figura 3.12 para o parâmetro,  $K_0$ . Entretanto os valores de algumas destas capacitâncias tendem a ser afetadas com a estrutura geométrica, e com o acoplamento físico na montagem dos componentes (Peltier + dissipador + câmara térmica), sendo então necessário fazer um processo de identificação destas grandezas físicas, onde após isso a dependência da corrente nos pólos, ganho e zero do sistema possam vir a aparecer mais fortemente.

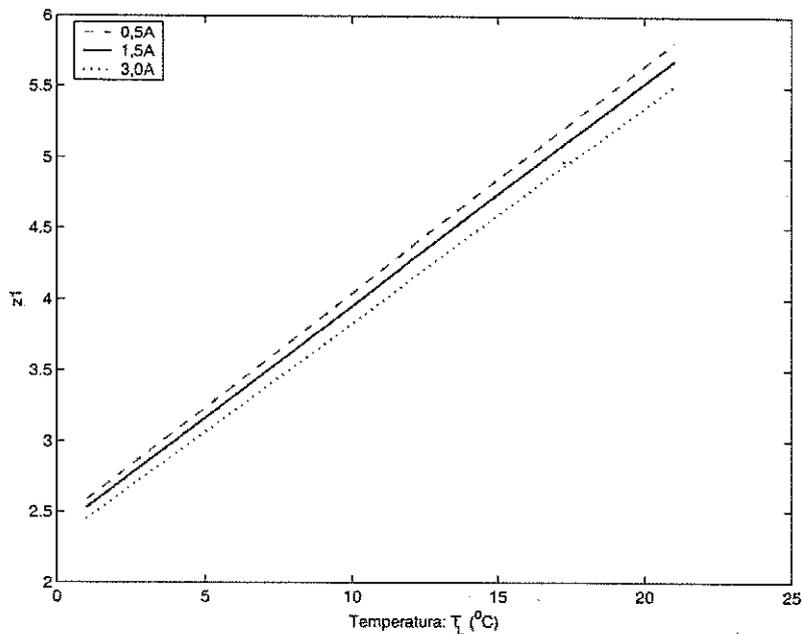


Figura 3.12: Variação do ganho em função da temperatura

### 3.6 Conclusão

A utilização da tecnologia dos dispositivos Peltier, é ainda motivo de inúmeras investigações sempre no sentido de melhorar a eficiência no processo de conversão de energia, entretanto as aplicações hoje já existentes vão desde a tecnologia de filmes finos até sistemas de grande porte.

A modelagem do TEM a parâmetros concentrados não é uma boa solução já que os parâmetros físicos do sistema  $C, G, \alpha, \tau$ , são estritamente sensíveis a temperatura ambiente e condicionados pelo ponto de operação do sistema, ou seja, para cada ponto de operação de corrente  $I_0$  o sistema tem um comportamento diferenciado. Estas variações bruscas nos parâmetros do modelo pode ser explicada em parte, devido as simplificações e suposições físicas durante a modelagem. É importante ressaltar que na configuração do circuito equivalente foi considerado um fluxo de calor unidirecional, o que pode não estar acontecendo devido a própria estrutura de montagem do dispositivo, provocando uma realimentação eletrotérmica. Sendo portanto necessário fazer alguma correção no circuito equivalente.

A modelagem pelo balanço energético não faz juízo ao que está realmente acontecendo no sistema, pois concluímos que os pólos do sistema são inalterados com o valor de corrente, sendo a variação do ganho independente do ponto de operação. Mais uma vez os valores incorretos dos parâmetros físicos estão provocando as distorções no modelo, isso ocorre

devido a configuração da modelagem onde deve ser levado em consideração não apenas o Peltier, mas também toda a estrutura ao seu redor. Portanto para um modelo mais acurado ( Peltier + dissipador + câmara térmica), é necessário fazer um processo de identificação (entrada/saída) para relacionar de forma correta a dependência da corrente nos pólos, ganho e zero do sistema.

# Capítulo 4

## Plataforma Experimental

### 4.1 Introdução

A plataforma experimental [ver Figura 4.1] utilizada neste trabalho é composto por um dispositivo Peltier, acoplado ao dissipador de calor tendo um conjunto de circuitos eletrônicos para o condicionamento do sinal de entrada e alimentação do dispositivo, mais um sistema de aquisição de dados IEEE-488, composta por uma fonte de tensão simétrica  $DC$   $-25/+25V$ , e dois multímetros HPIB. Esta plataforma permite uma variação controlada da temperatura do sensor posto na câmara térmica de  $15^{\circ}C$  a  $75^{\circ}C$ . A câmara térmica [ver Figura 4.2] tem suas paredes constituídas de isopor, material termicamente isolante, tendo um revestimento externo de papel alumínio para refletir a radiação incidente sobre a câmara.

O módulo termoeletrico ou módulo Peltier é utilizado para variar a temperatura da câmara térmica, neste trabalho é utilizado o modelo  $SH1.0-95-05L$  de fabricação da Melcor Corporation, esse modelo opera com uma corrente máxima de  $3,0A$ , tensão máxima de  $3,75V$ , capacidade máxima de bombeamento de calor de  $6,3W$  e máxima variação de temperatura de  $63^{\circ}C$ . As dimensões físicas do módulo peltier são  $30 \times 30mm$ , espessura de  $3,2mm$  e apresenta um orifício vazado com diâmetro de  $14,5mm$  no centro [26].

### 4.2 Circuitos eletrônicos auxiliares

#### 4.2.1 Circuito de alimentação do módulo termoeletrico

O módulo termoeletrico ( $TEM$ ) é utilizado para controlar a temperatura da plataforma experimental. Um circuito do tipo conversor tensão/corrente pode ser utilizado para ali-

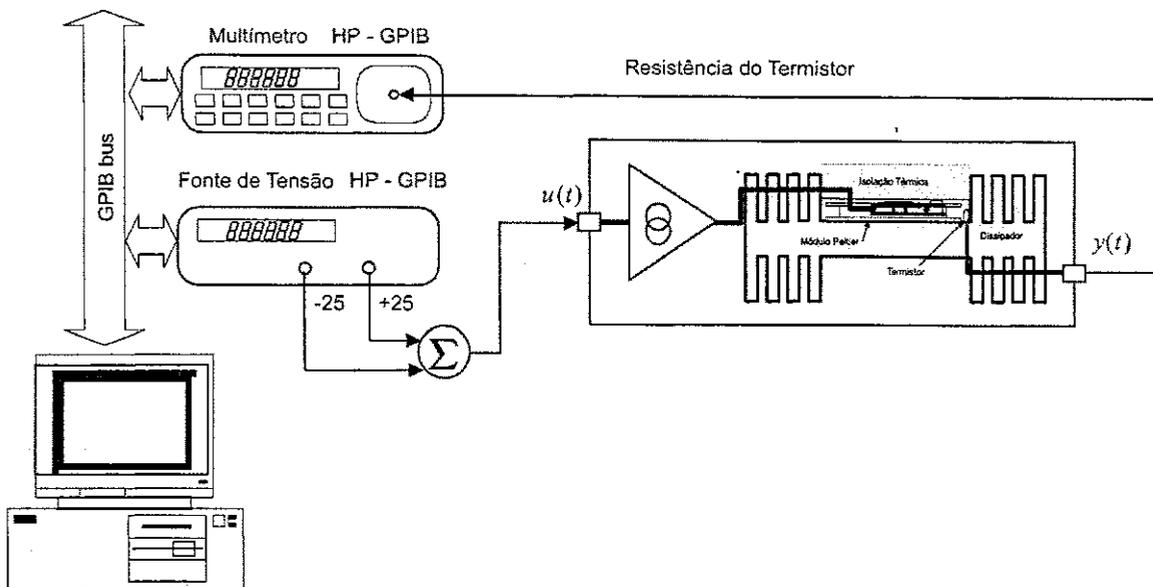


Figura 4.1: Sistema de aquisição e controle da plataforma experimental

mentar e controlar o módulo termoeletrico. Sendo que a quantidade de calor fornecida pelo módulo termoeletrico depende da corrente que circula nos terminais do dispositivo [ver seção 3.4.2]. O módulo termoeletrico pode esfriar ou aquecer dependendo do sentido da corrente que circula nos seus terminais. Dessa forma, o circuito de conversão tensão/corrente deve fornecer corrente nos dois sentidos para que o controle de temperatura seja adequado.

A Figura 4.3 ilustra o circuito conversor tensão/corrente utilizado para acionar e controlar o dispositivo termoeletrico. Esse circuito é, basicamente, uma fonte de corrente controlada por tensão. A Tabela 4.1 apresenta as especificações dos componentes utilizado no circuito conversor tensão/corrente. Os diodos ( $D_1, D_2$ ) e os resistores ( $R_2, R_3$ ) formam uma malha de proteção contra deriva térmica. O efeito de deriva térmica pode ocorrer, por exemplo, quando um transistor dissipa muita potência e a temperatura da sua junção aumenta. Esse efeito provoca uma redução da tensão base-emissor ( $V_{be}$ ), conseqüentemente, ocorre um aumento na corrente de emissor. Essa característica gera um efeito avalanche, pois o aumento da corrente provoca um aumento, ainda maior, da dissipação de potência até levar o transistor a saturação.

Em alguns casos práticos, a tensão base-emissor ( $V_{be}$ ) de um transistor pode ser considerada igual a tensão ânodo-cátodo ( $V_{ak}$ ) de um diodo (aproximadamente  $0,7V$ ). No circuito conversor tensão/corrente foi considerado que essas duas tensões são iguais e que os transistores e os diodos são colocados em contato térmico. O controle contra deriva térmica é

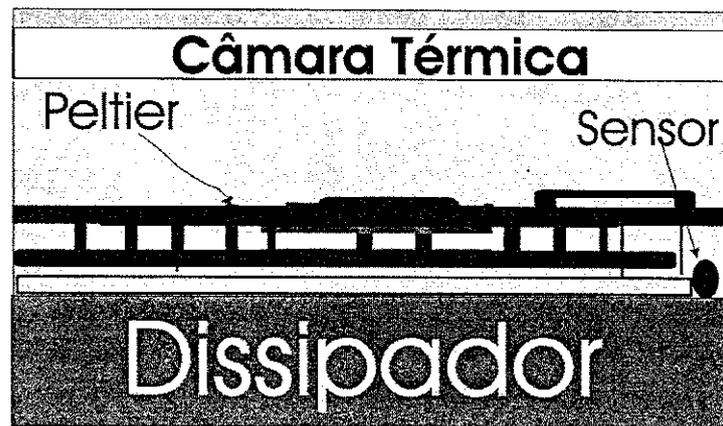


Figura 4.2: Câmara Térmica

implementado da seguinte forma: se a temperatura aumentar, a tensão  $V_{ak}$  do diodo  $D_1$ , por exemplo, irá diminuir junto com a tensão  $V_{be}$  do transistor  $T_1$ , isso provoca um aumento na corrente do diodo reduzindo a corrente de base do transistor e, conseqüentemente, reduzindo a corrente de emissor evitando efeito avalanche.

Aplicando uma tensão positiva ( $V_i(t)$ ) na entrada do amplificador operacional, a tensão de saída ( $V_o(t)$ ) será positiva e polariza diretamente o transistor  $T_1$ . A malha de realimentação do amplificador é fechada e surge um curto-circuito virtual entre as entradas positivas e negativas do amplificador operacional. Uma corrente  $i(t)$  dada por  $i(t) = V_i(t)/R_6$  irá circular pelo circuito. Essa corrente é a mesma que irá circular no dispositivo termoeletrico, [ver Figura 4.3]. O efeito da não linearidade do transistor é compensado pelo alto ganho de malha aberta do amplificador operacional. Essa característica resulta uma corrente linear em relação a tensão de entrada.

Se  $V_i(t)$  for uma tensão negativa, a tensão  $V_o(t)$  do amplificador operacional também será negativa e polariza reversamente o transistor  $T_1$ . Esse assume o estado de corte e o amplificador operacional é levado a saturação. No entanto, o transistor  $T_2$  ( $TIP127$ ), funciona como transistor complementar de  $T_1$  e a corrente  $i(t)$  circulará pelo transistor  $T_2$ . Dessa forma, o circuito terá uma corrente definida e controlada para tensões  $V_i(t)$  positivas e negativas.

A corrente de saída do circuito conversor tensão/corrente é dada por:

$$i(t) = K_0 V_i(t)$$

onde  $K_0$  é o ganho do circuito.

A resposta do circuito conversor tensão/corrente é linear em toda a faixa de operação. Essa característica simplifica o controle da corrente no módulo termoeletrico.

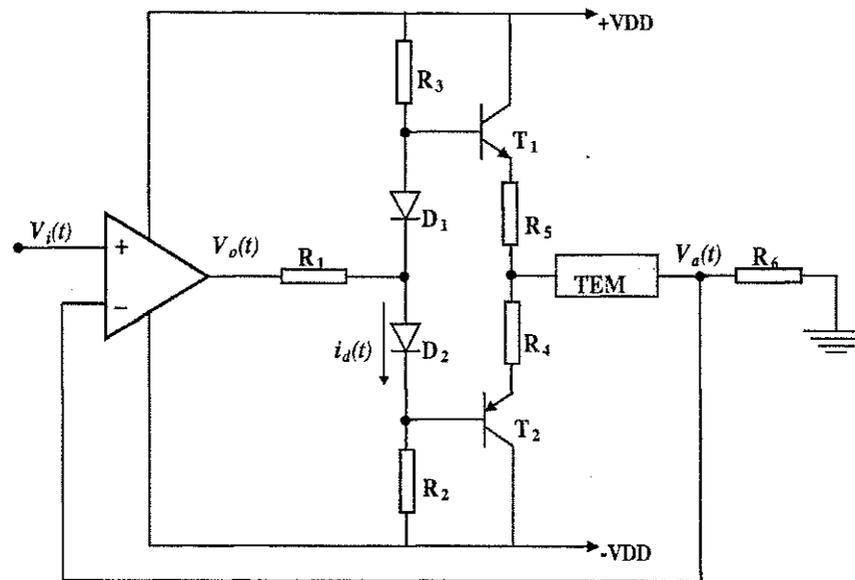


Figura 4.3: Circuito conversor tensão/corrente

### 4.3 Sistema de aquisição de dados

Na automação de sistemas de instrumentação e controle é necessário que os instrumentos possam se comunicar entre si e com o equipamento controlador. Para isso, necessita-se de um barramento padrão e uma interface com protocolo de comunicação, compatível para todos os instrumentos. Os sistemas de aquisição de dados constituem uma forma de ligação entre o mundo analógico e o digital com auxílio de computadores. Esse processo pode ser realizado de duas formas: através da conexão direta como o barramento do computador (*internal bus*) ou através de um canal de comunicação padrão, tal como *RS232*, *RS422* ou *IEEE – 488* (*external bus*). Esses dois tipos de sistemas de aquisição de dados apresentam vantagens e desvantagens. A conexão indireta permite a configuração de sistemas de qualquer tamanho mesmo quando esses se situam a uma grande distância do computador. A conexão direta se destaca pela alta velocidade de comunicação, baixo custo e tamanho reduzido.

*Almeida* [3], desenvolveu uma plataforma de caracterização das propriedades elétricas do filme de  $VO_2$  utilizando uma instrumentação baseada na interface de comunicação *IEEE – 488*. Essa interface possibilita a leitura e escrita de dados, como por exemplo, a aquisição do valor da resistência elétrica e geração do sinal de controle da temperatura do termistor na câmara térmica. No entanto, a interface *IEEE – 488* necessita de um tempo mínimo de acesso ao barramento ( $\approx 200ms$ ), para melhorar o desempenho cada grandeza

Componentes	Especificação
Amplificador operacional	<i>LM741</i>
Transistor - $T_1$	<i>TIP122</i>
Transistor - $T_2$	<i>TIP127</i>
Diodos $D_1$ e $D_2$	1N4148
Resistor - $R_1$	$56\Omega - 1/2W$
Resistores - $R_2$ e $R_3$	$1k\Omega - 1/2W$
Resistores - $R_4$ e $R_5$	$33\Omega - 5W$
Resistor - $R_6$	$47\Omega - 5W$
TEM	<i>SH1.0 - 95 - 05L</i>

Tabela 4.1: Especificação dos componentes do circuito conversor tensão/corrente

física a ser medida ou controlada precisa de um instrumento dedicado, necessitando de um tempo mínimo de resposta é, aproximadamente, 0,8 segundo para a plataforma de caracterização proposta. O sistema de aquisição e controle da plataforma de caracterização térmica constituído de circuitos de condicionamento de sinais, um microcomputador tipo IBM PC, 02 multímetros HP-IB, uma fonte HP-IB, [ver Figura 4.1], baseado em instrumentação IEEE-488, com rotinas desenvolvidos em linguagem C. O programa dedicado gera um arquivo de saída no formato *ASCII* que é facilmente importado e analisado no *software* Matlab.

### 4.3.1 Características do Barramento IEEE-488

A organização e controle do fluxo de informações entre os instrumentos interligados a um barramento IEEE-488 estar ligado a sua natureza operacional, cada instrumento pode ter 3 funções, mas só pode usar uma delas a cada momento.

1. o instrumento que esta apto a receber mensagens ou comandos de outros instrumentos conectados no barramento é chamado de ouvinte.
2. o instrumento que esta apto a enviar mensagens ou comandos para outros instrumentos conectados ao barramento é chamado de locutor.
3. o instrumento que tem a capacidade de endereçar outros instrumentos e programá-los como ouvinte ou locutor, ou enviar enviar mensagens para gerar ações específicas é

chamado de controlador.

A comunicação entre os instrumentos no barramento IEEE-488 é organizada a partir de regras bem definidas [19]:

1. somente um único instrumento pode ser o locutor em um determinado tempo, mas muitos instrumentos podem ser considerados como ouvintes simultaneamente.
2. no barramento deve existir apenas um controlador ativo de cada vez.
3. a taxa de transmissão de uma informação é automaticamente adaptada para a velocidade do instrumento cujo processamento de informação é mais lento.
4. o controlador é ao mesmo tempo locutor e ouvinte.
5. cada dispositivo tem seu próprio endereço e antes da transferência dos dados ser iniciada entre dois instrumentos, ambos têm que ser endereçado e programado.
6. um sistema sem controlador é também possível, tal sistema pode ser constituído por um locutor e um ou mais ouvintes. Isto pode ser feito pela colocação destes instrumentos pelo controle local para "talk only" ou "listen only". Depois deste endereçamento manual, a transferência dos dados é somente possível de um locutor para os ouvintes.

## 4.4 Vias do Barramento

O barramento utiliza 24 vias, entre os quais 8 são vias de aterramento e 16 são vias da interface, com lógica TTL negativa, as 16 vias podem ser subdivididas em três grupos, cada uma com diferentes funções conforme Figura 4.4.

- 8 vias usadas para transferência de dados, denominadas DIO1..DIO8.
- 3 vias usadas para controle da transferência dos bytes de dados denominados DAV, NRFD, NDAC (vias de "handshake")
- 5 vias usadas para gerenciamento geral das mensagens da interface, denominadas como ATN, IFC, SRQ, REN, EOI.

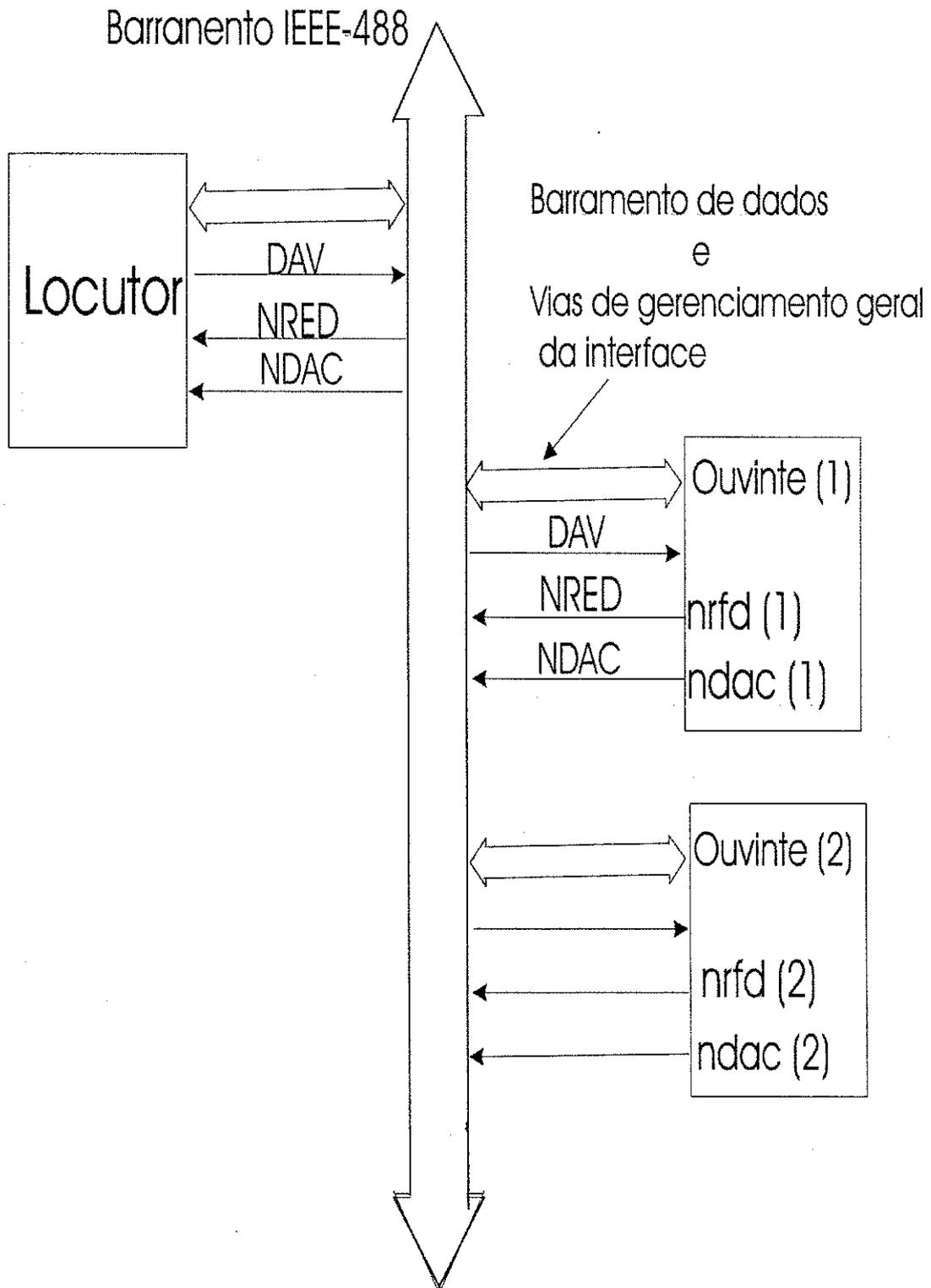


Figura 4.4: Barramento IEEE-488

#### 4.4.1 Barramento de Dados

As 8 vias de entrada/saída (DIO1..DIO8) são usadas para enviar bytes dados, endereços e instruções de programação. O byte de dados consiste de 8 bits paralelos, que são transferidos sobre o barramento como byte serial e bit paralelo, bidirecional e assíncrono. No barramento IEEE-488, pode-se transmitir dados ou comandos, sendo que ATN (gerenciamento da interface) usada para fazer esta seleção. Portanto durante a transmissão de dados ATN="falso", comandos ATN="verdadeiro".

Cada transferência de um byte de dados sobre o barramento é sincronizada pela ação de três vias para controlar a transferência, como é mostrada a seguir.

#### 4.4.2 Vias de handshake

A transferência de mensagem é sincronizada pela função de "handshake" ou controle de transferência dos bytes de dados. Cada bite enviado através das oitos vias do barramento da interface está no modo de dados ou está no modo de comando, sendo acompanhado pela ação de vias (handshake): DAV, NRFD, e NDAC.

- NRFD - (não pronto para dados) indica quando um dispositivo está pronto ou não para receber um byte da mensagem. A linha é dirigida por todos os dispositivos ao receber comandos, por ouvinte ao receber mensagens de dados, e pelo locutor ao permitir o protocolo HS488.
- NDAC - (não dados aceitados) indica quando um dispositivo tem ou não aceitado um byte da mensagem. A linha é dirigida por todos os dispositivos ao receber comandos, e por Ouvinte ao receber mensagens de dados.
- DAV (dados válidos) - diz quando os sinais nas linhas de dados são estáveis (válido) e podem ser aceitos com segurança por dispositivos. O controlador dirige DAV ao emitir comandos, e as movimentações DAV do locutor ao emitir mensagens de dados.

É importante que um locutor não envie uma mensagem quando um ouvinte endereçado não possa recebê-lo (NRFD=nível baixo), contudo um locutor não pode operar mais rápido do que o mais lento dos ouvintes endereçados. Isto é garantido pelas vias NRFD e NDAC dos instrumentos ouvintes que estão conectados numa configuração "AND":

$$NRFD = nrfd(1) \cdot nrfd(2) \cdot nrfd(3) \cdot \dots \cdot nrfd(n)$$

$$NDAC = ndac(1) \cdot ndac(2) \cdot ndac(3) \cdot \dots \cdot ndac(n)$$

onde  $nrfd(n)$  e  $ndac(n)$  são os estados das vias  $nrfd$  e  $ndac$ , respectivamente do instrumento  $n$ .

### 4.4.3 Vias de Gerenciamento Geral

São cinco vias utilizadas para controlar o fluxo ordenado da informação entre o controlador e os outros instrumentos, como mostrado na Figura 4.4.

- ATN - (Atenção) o controlador envia ATN verdadeiro quando usa as linhas de dados ou emitir ATN falso modo de comando.
- IFC - (Inicializa interface) o controlador do sistema ativa a linha de IFC para inicializar todos os instrumentos do barramento.
- REN - (Telecontrole) o controlador do sistema ativa a linha de REN, que é usada para colocar os dispositivos na modalidade de programação remota ou local.
- SRQ - (Pedido do serviço) todo o dispositivo pode ativa o SRQ do controlador.
- EOI (Identifica) a linha de EOI tem duas finalidades - para uso do locutor a linha de EOI marcar o fim de uma mensagem, e o controlador usa a linha de EOI para executar uma sequência de poll paralelo.

### 4.4.4 Funcionamento das vias de handshake

Podemos analisar uma transferência de dados no barramento IEEE-488 ilustrado na Figura 4.5, observando-se o comportamento das funções de handshake [28] no diagrama de tempo.

No diagrama de tempo podemos ver que:

- $-t_0$ , o locutor ativa  $DAV$ =nível alto (dado não válido), os ouvintes ativam  $NRFD$ =nível baixo (não pronto para dados) e  $NDAC$ =nível baixo (dado não aceito).
- $-t_1$ , o primeiro ouvinte está pronto para aceitar o byte de dados.
- $-t_2$ , o locutor coloca um byte de dados nas vias DIO, em nível alto.
- $-t_4$ , o locutor reage colocando  $DAV$ , "verdadeiro", para indicar que o dado sobre as vias DIO é válido.
- $-t_5$ , o ouvinte sai estado de "pronto" para receber dados, enquanto esperam que todos respondam com "dado aceito".

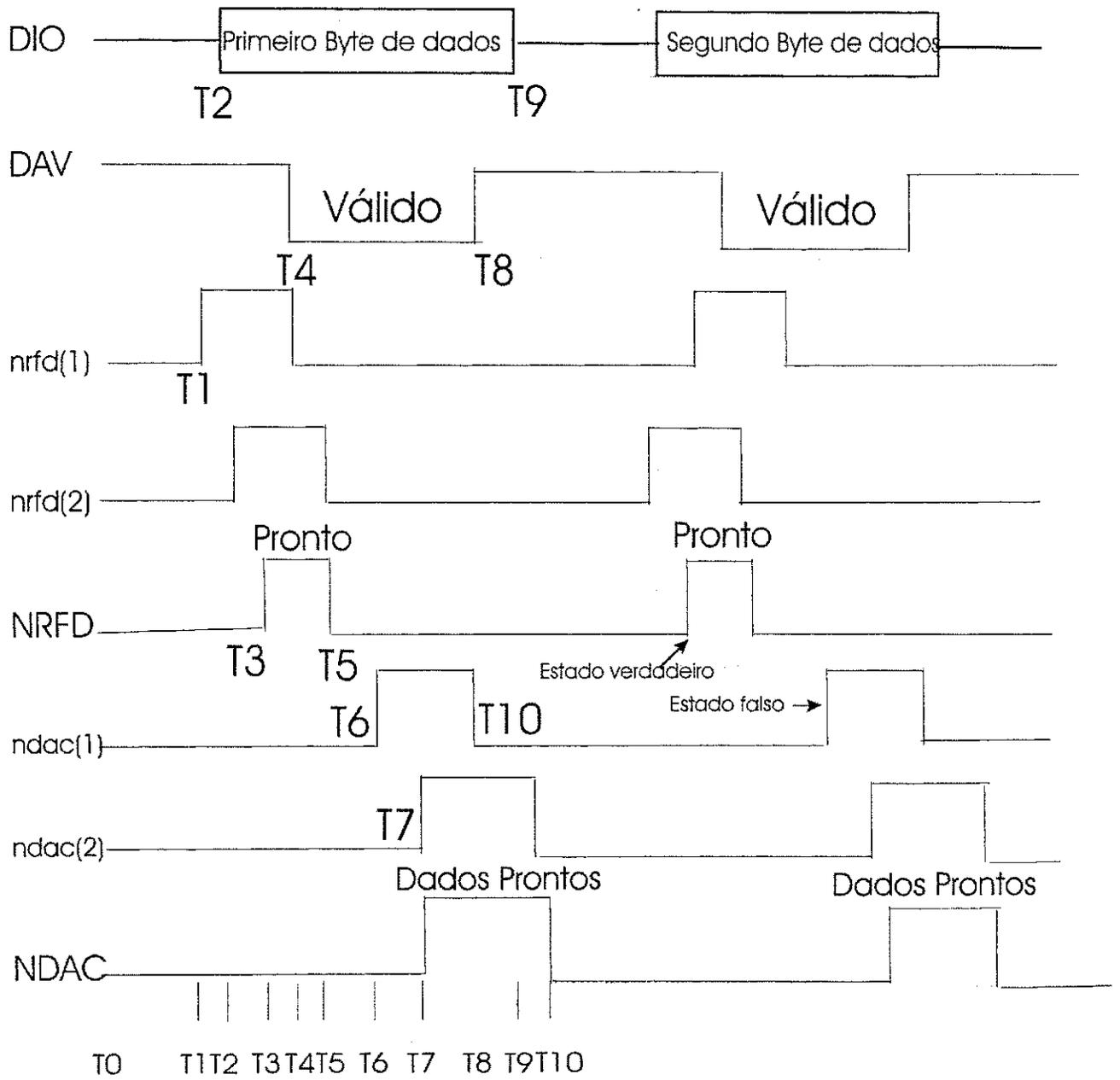


Figura 4.5: Diagrama de tempos

- $-t_6$ , o ouvinte mais rápido aceita o dado, mas não fica pronto para receber novo dado até que o ouvinte mais lento também o aceite.
- $-t_7$ , o todos os ouvintes aceitam o byte de dados e a via NDAC fica em nível alto.
- $-t_8$ , o locutor coloca DAV em nível alto, indicando aos ouvintes que o dado sobre as vias DIO1..DIO8, não mais é válido.
- $-t_9$ , o locutor coloca novo byte sobre o barramento.
- $-t_{10}$ , um nono ciclo inicia-se.

## 4.5 Características Físicas

Como todos os equipamentos eletrônicos o GPIB, também possui limitações e restrições de funcionamento, um GPIB padrão é composto de uma controladora que ira interligar vários outros equipamentos (multímetros, fontes, osciloscópio,...) em tempo real, a uma taxa máxima de 1Mbytes/seg. A velocidade no barramento esta diretamente ligada ao número de equipamentos conectados e a sua distância relativa a outro equipamento bem como a própria controladora,

### 4.5.1 Cabos

O comprimento do cabo GPIB é padronizado (2m, 1m, 0,8m), sendo o cabo blindado para evitar interferência eletromagnética, para evitar distorção no sinal medido no GPIB é necessários que o comprimento total do cabo não ultrapasse 20m e que entre dois equipamentos consecutivos o comprimento seja no máximo 2m.

Como podemos observar na Figura 4.6, as via de handshake e as vias de gerenciamento da interface possuem pinos de "aterramento", que dentro do cabo eles estão dispostos como par trançado, evitando-se assim a interferência interna entre os sinais.

## 4.6 Configuração de Ligação

O tipo de configuração da ligação dos equipamentos diz respeito a forma como ele será distribuído em relação a controladora, assim podemos fazer dois tipos de ligações [ver Figura 4.7], série e estrela, onde a forma em estrela é mais adequada para montagens onde o objeto de teste e os equipamentos estão próximos da controladora, o setup da plataforma

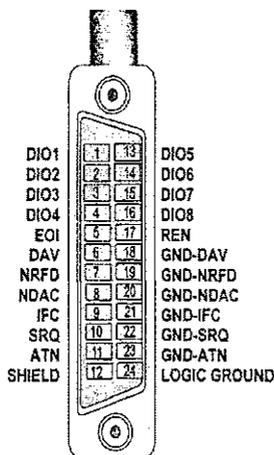


Figura 4.6: Conector padrão IEEE-488

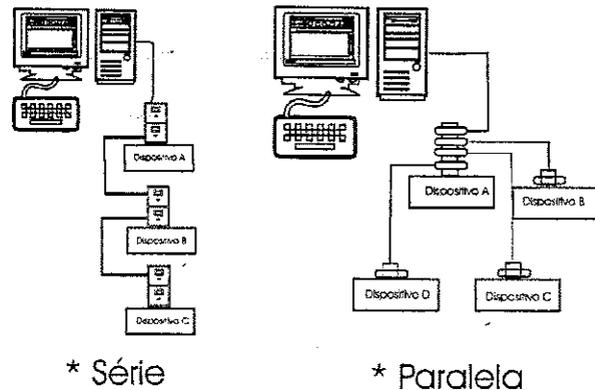


Figura 4.7: Forma de Ligações

experimental foi configurado em estrela [ver Figura 4.7], enquanto a forma serial é mais utilizadas para maiores distâncias.

## 4.7 Endereçamento

A forma de endereçamento é feita via programação pelo usuário no modo de funcionamento remoto, cada dispositivo deverá ter seu endereço definido antes do funcionamento, uma vez feita a configuração do endereçamento qualquer mudança de endereço do dispositivo a controladora enviará uma mensagem de erro ao barramento bem como um sinal sonoro para o usuário. O número de endereço disponível são 32, sendo geralmente o primeiro o da controladora.

## 4.8 Controladores de Barramento

Hoje a controladora GPIB, pode ser adicionada aos PC's que tornam o sistema de aquisição de dados muito mais compacto, adiciona-se a controladora da seguinte forma:

- Cartão instalados no PC's
- Porta paralela para Controladora GPIB
- Porta serial para Controladora GPIB

- USB to GPIB

Cartão de aquisição para PC's tem a vantagem de ter um custo mais baixo do que a forma tradicional da controladora GPIB, inclui-se nesta categoria o ISA, AT, PCI, PCMCIA.

Porta paralela para GPIB tem uma grande popularidade já há muitos anos, tendo agora um ligeiro enfraquecimento devido aos PCMCIA (computadores portateis). já a porta serial GPIB pode ser conectada a porta COM dos computadores, para funcionar em modo remoto via modem e linha telefônica, algumas portas serial-GPIB podem usar as interfaces RS-422/RS-485 com longos cabos serial.

Os principais fabricantes, porta serial e paralela, cards-GPIB, são: ICS Eletronics, National Instruments, Hewlett-Packards, IO-tech, Computer Boards.

## Capítulo 5

# Identificação de Modelos Discretos

### 5.1 Introdução

A rápida evolução dos computadores e dos sistemas baseados em microprocessadores possibilitou que hoje em dia possam ser utilizados em larga escala nos sistemas controlados digitalmente. Na Figura 5.1 pode-se observar um diagrama de blocos de um sistema controlado digitalmente. O sinal  $y(t)$  é um sinal contínuo (saída do processo), sendo convertido na forma digital por um conversor analógico-digital (A/D). A conversão é comandada por um relógio sendo feita nos instantes de amostragem  $t_k$ . O computador interpreta o sinal convertido como uma sequência de números  $y(t_k)$ , comparando-a com o sinal de referência  $r(t_k)$  sendo calculada uma sequência  $u(t_k)$  através de um algoritmo de controle apropriado. O conversor digital-analógico (D/A) transforma a sequência  $u(t_k)$  num sinal analógico  $u(t)$  que comanda o processo. Esta conversão também é sincronizada e, normalmente,  $u(t)$  mantém-se constante entre dois instantes de amostragem [14]. Como os algoritmos de controle só precisam descrever o processo nos instantes de amostragem, este deve ser modelado como um sistema discreto. Os sistemas discretos processam sequências de números e, por isso podem ser representados por equações de diferenças. Se uma equação de diferenças

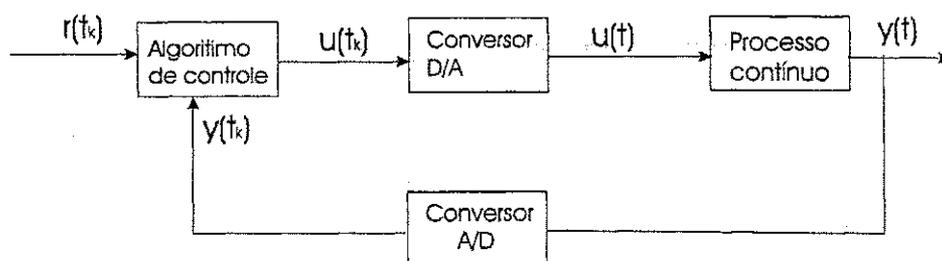


Figura 5.1: Diagrama de controle discreto no tempo

relacionar a saída do sistema com as entradas e as saídas, em instantes anteriores, diz-se que o sistema é descrito por um modelo de entrada-saída. Estes modelos são do tipo

$$y(t_k) = f(y(t_k - 1), y(t_k - 2), \dots, u(t_k), u(t_k - 1), \dots, t_k) \quad (5.1)$$

Onde  $y(t_k) \in R^P$ ,  $u(t_k) \in R^S$ , tendo dimensão  $P + S = \dim(\mathcal{D})$ . Como foram eliminadas todas as variáveis internas do sistema, considera-se que a equação é um modelo externo. Se as equações de diferenças forem formuladas nos espaços dos estados, obtém-se o seguinte modelo

$$\begin{aligned} x(t_{k+1}) &= \Xi(x(t_k), u(t_k), t_k) \\ y(t_{k+1}) &= \Upsilon(x(t_k), u(t_k), t_k) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Como vetor  $x(t_k)$  é formado por variáveis internas do sistema, as equações (5.2) constituem um modelo interno. Infelizmente, na maioria dos casos as funções  $f(\cdot)$ ,  $\Xi(\cdot)$  e  $\Upsilon(\cdot)$  não são lineares, isto pode tornar os algoritmos de controle bastante complexos, podendo ter sua implementação prática inviável. Para fugir a este problema, costuma-se linearizar o sistema em torno do seu ponto (ou da sua trajetória) de funcionamento. Normalmente isto não levanta problemas, pois sendo o objetivo do controle manter o sistema num ponto (ou numa trajetória) de funcionamento predeterminado(a), interessa descrever o seu comportamento na vizinhança deste(a) ponto (trajetória). Na maioria dos casos, isto pode ser feito através de modelos lineares [10]. Sendo  $T$  o período de amostragem, para simplificar a notação refere-se ao sinal  $y(t)$  no instante de tempo  $t = k * T = t_k$ ,  $y(t_k)$ , simplesmente como  $y(k)$ .

## 5.2 Modelo determinístico: entrada-saída

Nos sistemas lineares discretos com uma entrada e uma saída, o modelo da equação (5.1) toma o seguinte aspecto

$$y(k) = - \sum_{i=1}^{n_b} a_i(k) y(k-i) - \sum_{i=1}^{n_b} b_i(k) u(k-i) \quad (5.3)$$

Considerando o sistema invariante no tempo temos

$$y(k) = - \sum_{i=1}^{n_b} a_i y(k-i) - \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i) \quad (5.4)$$

Definindo-se o operador de atraso  $q^{-1}u(k) = u(k-1)$ , a equação (5.4) pode ser escrita como

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) \quad (5.5)$$

onde,

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \end{aligned}$$

Se  $y(k) = 0$ ,  $k = -1, \dots, -n_a$  e  $u(k) = 0$ ,  $k = 0, -1, \dots, -n_b$ , as transformadas  $Z$  das sequências  $u(k)$  e  $y(k)$  são relacionadas por:

$$z^{(n_b - n_a)} A^*(z) y(z) = B^*(z) U(z) \quad (5.6)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B^*(z)}{A^*(z) z^{-(n_b - n_a)}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = H(z) \quad (5.7)$$

sendo,

$$A^*(z) = z^{-n_a} A(z^{-1}) \quad B^*(z) = z^{-n_b} B(z^{-1})$$

$H(z)$  será a função de transferência do sistema, tendo seu comportamento dinâmico determinado pela localização dos pólos e dos zeros da função de transferência. Ao compararem-se as equações (5.5) e (5.7), conclui-se que as relações entre  $Y(z)$  e  $U(z)$  e entre  $y(k)$  e  $u(k)$  utilizando o operador  $q^{-1}$ , são idênticas.

### 5.2.1 Identificação de Sistemas

A técnica de identificação de sistemas é um procedimento alternativo quando se deseja validar um modelo obtido por equacionamento matemático baseado em leis físicas ou quando não há possibilidade deste equacionamento. Assim a proposta da identificação é obter um modelo matemático que explique, pelo menos em parte e de forma aproximada, a relação causa efeito presente nos dados. Portanto as técnicas de modelagem podem ser agrupadas em duas grandes categorias, a saber: modelagem pela física do processo e modelagem a partir de testes [22]. A maior diferença entre as duas abordagens é a quantidade de conhecimento sobre o processo real utilizado na obtenção dos modelos. Na modelagem pela física do processo, o modelo é desenvolvido a partir de toda informação disponível sobre o processo. Por outro lado, métodos de identificação normalmente não pressupõem qualquer conhecimento prévio do sistema, justificando o nome "identificação caixa-preta" [2].

Ultimamente, tem havido algum interesse em desenvolver métodos que permitam incorporar alguma informação que se tenha sobre o sistema durante a sua identificação. Procedimentos com esta característica são denominados métodos de "identificação caixa-cinza" e são especialmente interessantes porque não exigem do usuário um profundo conhecimento "a priori" do processo, mas permitem a utilização de conhecimento prévio. Isso normalmente

resulta em modelos melhores e, principalmente, modelos fisicamente mais significativos [2]. Aguirre [2], enfatiza que a escolha de qual representação deve ser utilizada na modelagem de sistemas não-lineares depende do volume e do tipo de informação "a priori" disponível. Assim, representações que permitirem incorporar informação prévia com maior facilidade serão preferidas na identificação do tipo "caixa-cinza", enquanto outras representações continuarão a ser usadas em problemas de identificação do tipo "caixa-preta". As ferramentas de identificação são diretamente associadas com a construção de modelos. Ljung [22], divide o problema de identificação de sistemas em cinco etapas principais:

- obtenção de dados de experimentação do sistema que se deseja modelar;
- aplicação de testes aos dados obtidos para detecção de não-linearidades;
- escolha da estrutura que será utilizada para representar o modelo;
- estimação dos parâmetros do modelo;
- validação do modelo obtido.

O procedimento tem um fluxo lógico natural. Inicialmente, deve-se fazer a aquisição dos dados de entrada/saída. Na seqüência, escolhe-se um conjunto de modelos e finalmente, opta-se pelo "melhor" modelo do conjunto. O procedimento descrito acima é empregado na identificação tanto de sistemas lineares quanto sistemas não-lineares [2], [22].

É observado que esse procedimento é iterativo. A identificação de sistemas é, normalmente, um processo de exaustivos testes, onde se busca alcançar: um procedimento numérico sem falhas para obtenção do modelo, a melhor escolha do critério de ajuste e um conjunto de modelos apropriados que melhor representa o sistema real. É constatado que o conhecimento *a priori* é extremamente importante e indispensável no processo de identificação de sistemas. As ferramentas de identificação mais comuns para sistemas lineares e invariantes no tempo foram desenvolvidas para trinta e duas possíveis estruturas de modelos que dependem dos polinômios  $A, B, C, D$  e  $F$  [22]. A equação 5.8 mostra a estrutura do modelo generalizada.

$$A(q)y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (5.8)$$

A Tabela 5.1 mostra alguns casos especiais da equação 5.8 de modelos SISO (*Single Input Single Output*) tipo caixa preta. Portanto a escolha do modelo esta condicionada a escolha de um conjunto de polinômios, por exemplo, caso o modelo fosse um *ARX* teríamos escolhido segundo a tabela 5.1, os polinômios  $AB$ , e a equação (5.8) fica da forma

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + e(t) \quad (5.9)$$

Polinômios	Nome da Estrutura dos Modelos
B	FIR (finite impulse response)
AB	ARX
ABC	ARMAX
AC	ARMA
ABD	ARARX
ABCD	ARARMAX
BF	OE (output error)
BFCD	BJ (Box-Jenkins)

Tabela 5.1: Casos especiais de modelos SISO

Essa família de modelos apresentada na Tabela 5.1 não é suficiente para caracterizar modelos com alto grau de não linearidade, as ferramentas mais adequadas para esta caracterização são as que tratam de sistemas não-lineares. A diferença básica do ponto de vista formal é que o preditor se torna uma função não-linear de observações passadas e uma diferença do ponto de vista prático é que as possibilidades de criar estruturas do tipo caixa preta é mais difícil que no caso de sistemas lineares [22].

As técnicas de identificação de sistemas não-lineares podem ser divididas em duas categorias: paramétricas e não-paramétricas. As técnicas paramétricas assumem que a forma funcional do modelo do sistema é conhecido, baseado no princípio de modelagem física, mas que o modelo de parâmetros é desconhecido. As técnicas não-paramétricas são necessárias quando a forma funcional é desconhecida. Neste caso, uma família geral de aproximações é selecionada baseada nas propriedades conhecidas da família de aproximações e nas características da aplicação [35].

### 5.3 Regressões Lineares e Método dos Mínimos Quadrados

Provavelmente a mais simples relação de entrada e saída é obtida pela descrição de uma equação de diferença linear, do tipo:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + a_2 y(t-2) + \dots + a_n y(t-n) = b_1 u(t-1) + b_2 u(t-2) + \dots + b_n u(t-n) + e(t) \quad (5.10)$$

Assim o termo ruído branco  $e(t)$  entra aqui diretamente como o erro na equação de diferença. O modelo (5.10) é frequentemente chamado de equação de modelo do erro (estrutura). Isolando-se  $y(t)$  da equação (5.10) obtêm-se

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_ny(t-n) + b_1u(t-1) + b_2u(t-2) + \dots + b_nu(t-n) + e(t) \quad (5.11)$$

fazendo-se algumas manipulações algébricas na equação (5.11) podemos colocar os termos constantes  $a_{1-n}$ ,  $b_{1-n}$  e variáveis  $y(t - n_{is})$  e  $u(t - n_{is})$  na forma matricial, isto é

$$y(t) = [-y(t-1) \dots - y(t-n) \quad u(t-1) \dots u(t-n)] \cdot [a_1 \dots a_n \quad b_1 \dots + b_n]^T + e(t) \quad (5.12)$$

esta equação pode ser reescrita como

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta + e(t) \quad (5.13)$$

onde os vetores  $\theta$  e  $\varphi(t)$  são

$$\theta = [a_1 \quad a_2 \dots a_n \quad b_1 \quad b_2 \dots b_n]^T \quad (5.14)$$

e

$$\varphi(t) = [-y(t-1) \quad -y(t-2) \quad \dots \quad -y(t-n) \quad u(t-1) \quad u(t-2) \dots u(t-n)]^T \quad (5.15)$$

Observe que a equação (5.13) pode ser reescrita como

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta + e(t) = \hat{y}(t|\theta) + e(t) \quad (5.16)$$

ou ainda,

$$e(t) = y(t) - \hat{y}(t|\theta) \quad (5.17)$$

onde,  $e(t)$  é o erro de predição da estimação. Observe ainda que

$$\hat{y}(t|\theta) = \varphi^T(t)\theta = \theta^T\varphi(t) \quad (5.18)$$

Esta é uma importante propriedade de (5.10) previamente aludida. O preditor é um produto escalar entre o vetor de dados conhecidos  $\varphi(t)$  e o vetor de parâmetros  $\theta$ . Na estatística, tal modelo é chamado uma regressão linear e o vetor  $\varphi(t)$  é conhecido como um vetor de regressão. A estimação de  $\theta$  é chamada regressão linear.

Na equação (5.17) o termo do erro  $e(t)$ , não precisa ser necessariamente ruído branco, portato pode ser substituído por  $\mu(t)$ , desde que este seja conhecido.

## 5.4 Critério dos Mínimos Quadrados

Da equação (5.17) o erro de predição é

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \varphi^T(t)\theta \quad (5.19)$$

tendo uma forma genérica para o erro e a função de custo dado respectivamente pelas equações (5.20) e (5.22):

$$\varepsilon_F(t, \theta) = L(q)\varepsilon(t, \theta), \quad 1 \leq t \leq N \quad (5.20)$$

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \ell(\varepsilon_F(t, \theta)) \quad (5.21)$$

onde  $\ell(\cdot)$  é a função escalar avaliada (tipicamente positiva). A função  $V_N(\theta, Z^N)$  é, para um dado  $Z^N$ , um função escalar bem definida do modelo nos parâmetro  $\theta$ . Com  $L(q) = 1$  e  $\ell = \frac{1}{2}\varepsilon^2$  na equação (5.20) resulta em

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} [y(t) - \varphi^T(t)\theta]^2 \quad (5.22)$$

Este é o modelo de regressão linear para (5.10), sendo a única característica deste critério, o desenvolvido da parametrização linear e uso da norma quadrático. Tendo a função de custo é quadrática em  $\theta$ , podendo ser minimizado analiticamente sem grandes custos algébricos. O problema de otimização é resolvido para

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \operatorname{argmin} V_N(\theta, Z^N) = \left[ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t)\varphi^T(t) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t)y(t) \quad (5.23)$$

Sendo  $R(N)$  uma matriz de dimensão  $d \times d$

$$R(N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t)\varphi^T(t) \quad (5.24)$$

e  $f(N)$  o vetor coluna de dimensão  $d$

$$f(N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t)y(t) \quad (5.25)$$

## 5.5 Algoritmo Recursivo

O problema de otimização pode ser resolvido usando o algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivo (RLS) [22], sintetizado pelo conjunto de equações (5.26), (5.27) e (5.28):

$$\theta(t+1) = \theta(t) + M(t)\phi(t)e(t+1) \quad (5.26)$$

onde  $\theta(t)$  são os parâmetros estimados em  $t$ ,  $M(t-1)$  é o ganho do algoritmo e  $e(t)$  representa o resíduo na modelagem.

$$e(t+1) = T(t+1) - \phi(t)^T \theta(t) \quad (5.27)$$

O ganho do algoritmo  $M(t)$  é quem define a forma recursiva de busca dos parâmetros e a qualidade da convergência.

$$M(t) = \frac{P(t-1)}{\lambda(t) + \phi(t)^T P(t-1) \phi(t)} \quad (5.28)$$

Sendo a forma recursiva de  $P(t)$  dado por

$$P(t) = \frac{1}{\lambda(t)} \left[ P(t-1) - \frac{P(t-1) \phi(t) \phi(t)^T P(t-1)}{\lambda(t) + \phi(t)^T P(t-1) \phi(t)} \right] \quad (5.29)$$

onde  $P(0)$  é matriz de covariância e  $\lambda(t)$  representa o fator de esquecimento, este fator faz com que se diminua a dependência das amostras futuras com relação as passadas, provocando uma ponderação exponencial nos dados [36, 22] tendo com valores típicos de 0,95 a 0,99. Um problema para este algoritmo ocorre quando a estimativa de  $\theta(t-1)$  não é uma boa aproximação para  $\theta(t)$ , para um  $t$  grande, tornando-se necessário que o algoritmo recursivo produza um ganho elevado,  $M(t)$ . Conforme mostra a equação (5.28) o ganho é um produto com a matriz de covariância, desta forma para um  $t$  grande o traço da matriz  $P$  será pequeno, inviabilizando a elevação do ganho e por consequência impedindo a convergência dos parâmetros. Uma solução viável é fazer o *reset* da covariância e reinicializa-la no algoritmo da forma:  $P(0) = k_0 \mathbf{I}$ ;  $k_0 > 0$  [36].

### 5.5.1 Algoritmos Simplificados

O algoritmo recursivo dos mínimos quadrados dado pelas equações (5.26)-(5.29) tem dois conjuntos de variáveis de estados,  $\hat{\theta}$  e  $P$ , o qual deve ser atualizado a cada etapa (passo). Para um  $t$  grande a atualização da matriz  $P$  domina o esforço de cálculo. Existe vários algoritmos simplificados que atualizam a matriz  $P$ , com o custo de convergência mais lenta. O algoritmo de Kaczmarz é uma solução simples. Para descrever este algoritmo, considere o parâmetro desconhecido como um elemento do  $R^n$ . Uma medição

$$y(t) = \varphi^T(t) \theta \quad (5.30)$$

determina a projeção do vetor  $\theta$  sobre o vetor  $\varphi(t)$ . Daí é imediatamente claro que  $n$  medições, onde  $\varphi(1), \dots, \varphi(n)$  da dimensão do  $R^n$ , são requeridas para determinar o vetor  $\theta$  unicamente. Assuma que o estimador  $\hat{\theta}(t-1)$  é avaliado e que uma nova medição tal como

da equação (5.30) é obtida. Assim o  $y(t)$  medido contém informação sobre a direção do parâmetro  $\varphi(t)$  no espaço, é natural escolher um novo valor de  $\hat{\theta}(t)$  estimado que minimize  $\|\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t-1)\|$  sujeito a restrição  $y(t) = \varphi^T(t)\hat{\theta}(t)$ . Introduzindo um multiplicador de Lagrange ( $\bar{\alpha}$ ) para impor a restrição, então tem-se a função de custo minimizada.

$$V = \frac{1}{2} (\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t-1))^T (\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t-1)) + \bar{\alpha} (y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t)) \quad (5.31)$$

derivando em  $\hat{\theta}(t)$  e em  $\bar{\alpha}$ , têm-se:

$$\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}(t-1) - \bar{\alpha}\varphi(t) = 0 \quad (5.32)$$

$$y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t) = 0 \quad (5.33)$$

resolvendo estas equações:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\varphi(t)}{\varphi^T(t)\varphi(t)} [y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)] \quad (5.34)$$

A atualização da fórmula é chamada algoritmo de *Kackmarz* [ver equação (5.34)]. Sendo usualmente capaz de mudar o comprimento do passo para ajustar o parâmetro pela introdução do fator  $\gamma$ . Isto é

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\gamma\varphi(t)}{\varphi^T(t)\varphi(t)} [y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)] \quad (5.35)$$

Um problema avaliado ocorre quando  $\varphi(t) = 0$ , o denominador é mudado de  $\varphi^T(t)\varphi(t)$  para  $\varphi^T(t)\varphi(t) + \alpha$ , onde  $\alpha$  é uma constante positiva. O seguinte algoritmo é obtido.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\gamma\varphi(t)}{\alpha + \varphi^T(t)\varphi(t)} [y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)] \quad (5.36)$$

onde  $\alpha \geq 0$  e  $0 < \gamma < 2$ . Em alguns literaturas este algoritmo é chamado de projeção normalizada, o limite para o parâmetro  $\gamma$  é obtido da seguinte análise. Assuma que dados têm sido gerados por (5.30) com parâmetros  $\theta = \theta^0$ . Segue então de (5.36) que o parâmetro erro é

$$\tilde{\theta} = \theta^0 - \hat{\theta} \quad (5.37)$$

satisfazendo a equação:

$$\tilde{\theta}(t) = A(t)\tilde{\theta}(t-1) \quad (5.38)$$

onde

$$A(t) = I - \frac{\gamma\varphi(t)}{\alpha + \varphi^T(t)\varphi(t)} \quad (5.39)$$

A matriz  $A(t)$  tem um autovalor,

$$\lambda = \frac{\alpha + (1 - \gamma)\varphi^T\varphi}{\alpha + \varphi^T\varphi} \quad (5.40)$$

este autovalor tem magnitude menor que 1 se  $0 < \gamma < 2$ . Os outros autovalores de  $A$  são todos iguais a 1. O algoritmo da projeção assume que os dados são gerados pela equação (5.30) sem erro. Quando os dados são gerados pela equação (5.41) com um erro adicional aleatório,

$$y(i) = \varphi^T(i)\theta^0 + e(i) \quad (5.41)$$

onde  $\theta^0$  é o vetor verdadeiro de parâmetros e  $\{e(i), i = 1, 2, \dots\}$  é seqüência de variáveis aleatórias igualmente distribuídas, com média zero. Também é assumido que  $e$  é independente de  $\varphi$ . Assim o algoritmo simplificado fica dado por:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t) [y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)] \quad (5.42)$$

### 5.5.2 Unificação

Os diferentes algoritmos recursivos discutidos são bastante similares. Todos eles podem ser descritos pelas equações:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t-1)\varepsilon(t) + \varphi(t-1)\varphi^T(t-1) \quad (5.43)$$

$$P(t) = \frac{1}{\lambda} \left[ P(t-1) - \frac{P(t-1)\varphi(t-1)\varphi^T(t-1)P(t-1)}{\lambda + \varphi^T(t-1)P(t-1)\varphi(t-1)} \right] \quad (5.44)$$

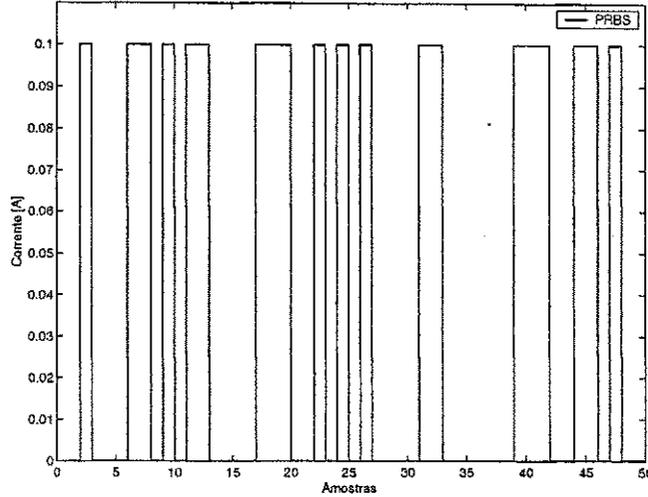
onde  $\theta$ ,  $\varphi$  e  $\varepsilon$  são diferentes para diferentes métodos.

## 5.6 Identificação dos Parâmetros do TEM

Para possibilitar a identificação do TEM, ou seja, para que os dados sejam percententes a entrada do sistema foi composta por um nível *DC* corrente,  $I_0$ , mais um *PRBS* (*Pseudo-Random Binary Signal*),  $i(t)$ , como módulo excitante [ver Figura 5.2]. A utilização do *PRBS* é devido a sua persistência de excitação que possui ordem  $n$ , ou seja, com o uso deste sinal é possível identificar  $n$  parâmetros do sistema [1], [22].

$$I(t) = I_0 + i(t), I_0 \in [-3A : +3A], |i(t)| < 0, 1A \quad (5.45)$$

Onde cada valor de corrente  $I_0$ , representa um ponto de operação da plataforma, portanto uma entrada de corrente da forma (5.45) nos possibilita uma identificação pontual do TEM, sendo então necessário identificar o TEM para toda faixa de interesse  $[-3A : +3A]$ .


 Figura 5.2: Sinal PRBS de Corrente,  $|i(t)| < 0,1A$  [A]

### 5.6.1 Modelagem do TEM

Neste trabalho consideramos que a dinâmica do TEM pode ser representado pelo sistema discreto

$$\Delta T(t) = - \sum_{j=1}^n a_j(I_0) \Delta T(t-j) + \sum_{j=1}^m b_j(I_0) \Delta I(t-j) \quad (5.46)$$

Onde  $\Delta T$  é a temperatura do lado quente (saída do modelo),  $\Delta I$  representa a corrente de entrada do modelo retirando-se o nível médio,  $a_j(I_0)$  e  $b_j(I_0)$  são os parâmetros do modelo que dependem do ponto de operação  $I_0$ . Da equação (5.46) podemos derivar um modelo linear para a predição:

$$\Delta T(t|\theta) = \phi(t-1)^T \theta \quad (5.47)$$

onde

$$\phi(t-1) = [-\Delta T(t-1), \dots, -\Delta T(t-n), \Delta I(t-1), \dots, \Delta I(t-m)]^T \quad (5.48)$$

com vetor de regressão

$$\theta = [a_1(I_0), \dots, a_n(I_0), b_1(I_0), \dots, b_m(I_0)]^T \quad (5.49)$$

Para o modelo do TEM os coeficientes  $a_j(I_0)$  e  $b_j(I_0)$  serão relacionados com uma função polinomial que descreve o comportamento destes coeficientes com o ponto de operação  $I_0$ .

$$a_i(x) = c_0^i + c_1^i x + c_2^i x^2 + \dots + c_k^i x^k, \quad i = 1, \dots, n; \quad \text{para } x = I_0 \quad (5.50)$$

$$b_i(x) = d_0^i + d_1^i x + d_2^i x^2 + \dots + d_k^i x^k, \quad i = 1, \dots, m; \quad \text{para } x = I_0 \quad (5.51)$$

## 5.7 Estimação dos parâmetros

Os elementos do vetor  $\theta$  [veja equação (5.49)], podem ser determinado resolvendo-se o seguinte problema de otimização

$$\theta = \arg \min_{\theta \in \mathcal{D}} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [\Delta T(t) - \Delta T(t|\theta)]^2 \right\} \quad (5.52)$$

em que  $n + m = \dim(\mathcal{D})$  define a dimensão do espaço de busca. O problema de otimização pode ser resolvido usando o algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivo (RLS), conforme visto na seção (5.4).

Para fazer a identificação dos parâmetros o valor da corrente,  $I = [-3, 3]A$ , foi subdividido em intervalos de comprimento  $0,5A$  definindo-se o ponto de operação  $I_0$ , em seguida é acoplado a este valor o sinal *PRBS* gerado com o Matlab, este sinal é injetado na plataforma experimental via Interface GPIB, sendo a saída (temperatura) medida por um termistor [ver capítulo (6)] e armazenada pelo sistema de aquisição de dados, este procedimento é repetido até chegar aos limites do intervalo da corrente. Para cada ponto de operação são coletados 3000 pontos, dos quais 1500 são usados na identificação e o restante na sua validação. Para gerar as curvas (5.50)-(5.51) que irão definir os coeficientes do modelo é necessário fazer um processo de interpolação polinomial, pois para cada ponto de operação,  $I_0$ , o processo de identificação vai fornecer um conjunto de coeficientes:  $I_0^1 = a_1(I_0^1) \dots a_n(I_0^1)$ ,  $b_1(I_0^1) \dots b_n(I_0^1)$ , formando uma família de coeficientes em função da corrente na faixa de  $-3, +3A$ . Desta forma montar estas polinomiais é equivalente a formular um problema de minimização via Mínimos Quadrados, no entanto este esforço pode ser poupado fazendo-se uso da função de ajuste polinomial *polyfit* do software Matlab.

## 5.8 Conclusão

A qualidade do modelo obtido esta diretamente ligada aos algoritmos de identificação paramétrica, como também na validação destes modelos: verificação se o comportamento dinâmico do sistema físico foi incorporado ao modelo matemático. Neste trabalho foi empregado o algoritmo Recursivo dos Mínimos Quadrados (RLS), tendo sempre o cuidado de avaliar o comportamento da matriz de covariância ( $P(0)$ ). Dinamicamente esta matriz afeta a convergência do algoritmo, sendo necessário fazer uma reinicialização desta matriz dentro da estrutura do programa. Outros algoritmos empregados no processo de Identificação, resultaram numa diferença máxima de 0,2% para alguns coeficientes. Isto confirma que o algoritmo RLS esta bem fundamentado.

## Capítulo 6

# Resultados experimentais e modelagem do TEM

Os resultados apresentados, neste capítulo, foram obtidos a partir da plataforma experimental descrita no capítulo 4, sendo os resultados processados pelo software Matlab utilizando-se uma metodologia de Identificação de Sistemas. Um sinal de entrada é injetado na plataforma onde a saída do sistema é feita através de um termistor com cerca de 0,5mm de diâmetro disposto em contato com o dispositivo termoeletrico [ver Figura 2.1], através de pasta térmica. Para converter o valor da resistência  $R_t$  do termistor na temperatura  $T_m$ , a característica  $R_t \times T_m$  é representado em Almeida [3] por uma soma de exponenciais:

$$T_m = c_1 e^{\lambda_1 R_t} + c_2 e^{\lambda_2 R_t} + c_3 e^{\lambda_3 R_t} \quad (6.1)$$

Do ponto de vista de estimação de parâmetros, a equação (6.1) é não linear nos parâmetros o que dificulta a estimação simultânea de todos os parâmetros. Entretanto, se há uma estimativa inicial para  $\lambda_1, \lambda_2$  e  $\lambda_3$ , os parâmetros  $c_1, c_2$  e  $c_3$  são estimados utilizando mínimos quadrados (Ordinary Least Square-OLS), através das equações normais.

$$\mathbf{c} = [\Phi^T \Phi]^{-1} \Phi^T \mathbf{T}_m \quad (6.2)$$

sendo  $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T$ ,  $\mathbf{T}_m = [T_1 \ T_2 \ T_3]^T$  o conjunto de  $N$  valores de temperaturas utilizadas na estimação para caracterizar o termistor,  $[\Phi^T \Phi]^{-1} \Phi^T$  a pseudo-inversa da matriz  $\Phi$ , definida como

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 \tilde{R}_1} & e^{\lambda_2 \tilde{R}_1} & e^{\lambda_3 \tilde{R}_1} \\ e^{\lambda_1 \tilde{R}_2} & e^{\lambda_2 \tilde{R}_2} & e^{\lambda_3 \tilde{R}_2} \\ e^{\lambda_1 \tilde{R}_3} & e^{\lambda_2 \tilde{R}_3} & e^{\lambda_3 \tilde{R}_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{\lambda_1 \tilde{R}_N} & e^{\lambda_2 \tilde{R}_N} & e^{\lambda_3 \tilde{R}_N} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

para os quais  $\tilde{R}_1, \tilde{R}_2, \dots, \tilde{R}_N$  são os valores experimentais da resistência do termistor  $R_t$  obtidos para as correspondentes temperaturas  $T_1, T_2, \dots, T_N$ , minimizando a função de custo

$$J_{LS}(\mathbf{c}, \boldsymbol{\lambda} = \text{constante}) = \sum_{k=1}^N \left[ T_k - (c_1 e^{\lambda_1 R_k} + c_2 e^{\lambda_2 R_k} + c_3 e^{\lambda_3 R_k}) \right]^2 \quad (6.4)$$

Depois de calcular os valores de  $c_1, c_2$  e  $c_3$  os valores de  $\lambda_1, \lambda_2$  e  $\lambda_3$  são estimados usando o algoritmo de Nelder-Mead para a função de custo

$$J_{NM}(\mathbf{c} = \text{constante}, \boldsymbol{\lambda}) = \sum_{k=1}^N \left[ T_k - (c_1 e^{\lambda_1 R_k} + c_2 e^{\lambda_2 R_k} + c_3 e^{\lambda_3 R_k}) \right]^2 \quad (6.5)$$

Após a primeira estimação dos valores de  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ , calcula-se novamente os valores de  $c_1, c_2$  e  $c_3$  através de (6.5), o que permite uma nova estimação dos valores de  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ . Este processo continua até que a função de custo  $J_{NM}$  não tenha mais nenhum ganho em relação a estimação anterior.

Os parâmetros  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  e  $c_1, c_2, c_3$  para o termistor utilizado na implementação da câmara térmica, tem como valores estimados:  $c_1 = 52,0$ ;  $c_2 = -0,0029$ ;  $c_3 = 68,6$ ;  $\lambda_1 = -0,001$ ;  $\lambda_2 = 0,00053$  e  $\lambda_3 = -0,00018$ .

## 6.1 Resultados Experimentais

Os primeiros resultados nos levaram a um modelo parametrizado de terceira ordem,  $n_a + n_b = 3$ , diferentemente do que consta na literatura [17, 21], o que nos motivou a investigar o surgimento deste terceiro pólo.

A presença do terceiro pólo poderia estar relacionado com a própria dinâmica da plataforma experimental ou ser introduzidas por fatores externos. Na realização do experimento havia uma demanda média de 6 a 8 horas de testes, onde neste período as condições experimentais sofriam variações na sua temperatura.

Assim resolveu-se efetuar os testes com a temperatura controlada mantendo-a ( $T_a$ ) constante sobre a plataforma, ou seja, nesta nova configuração a plataforma foi isolada do meio externo, e um novo conjunto de dados foram coletados. Efetuando-se o processo de identificação nos forneceu um modelo parametrizado de segunda ordem:

$$H_{TE}(z, I_0) = \frac{b_1(I_0)z^{-1} + b_2(I_0)z^{-2}}{1 + a_1(I_0)z^{-1} + a_2(I_0)z^{-2}} \quad (6.6)$$

Sendo que os coeficientes da função de transferência (6.6) são dados por um conjunto de polinomiais cujas as curvas são apresentadas na Figura 6.1.

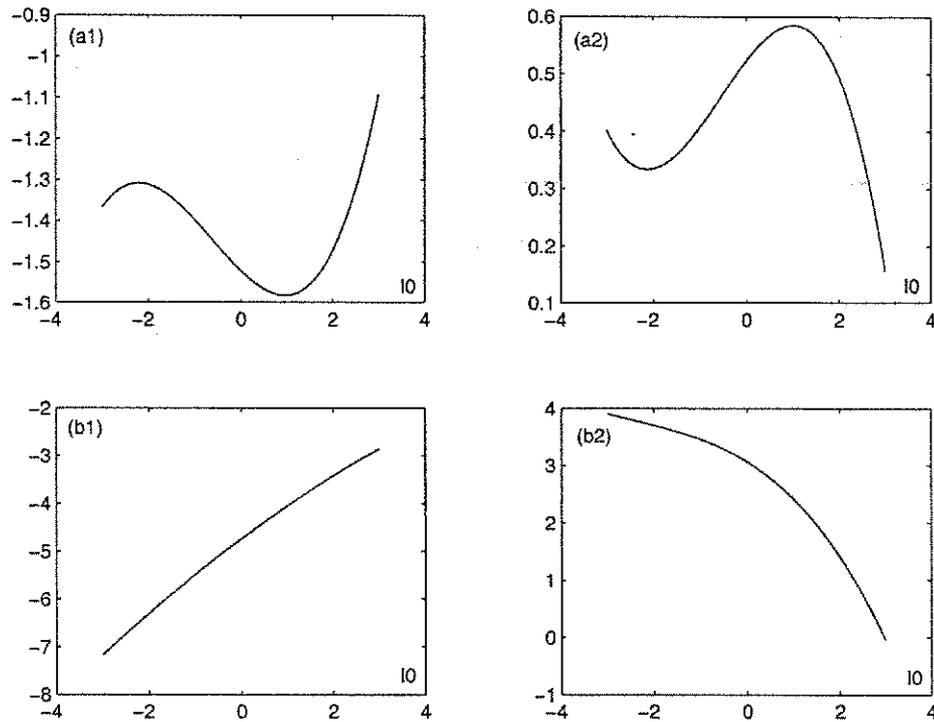


Figura 6.1: Curvas com os parâmetros do modelo do TEM

Portanto necessitamos de um modelo que acople a dinâmica da temperatura ambiente sobre o TEM, ou seja, a coleta de dados deve ser feita em local onde a temperatura ambiente esteja flutuando, e o processamento dos dados nos leve a um modelo de segunda ordem. No equacionamento do modelo proposto por *Huang* [17], equação (3.50), há uma função de transferência para a temperatura ambiente o que é um indício da sua influência. Em *Lima* [21] a modelagem do TEM levou em consideração a não variação da temperatura ambiente, para chegar a uma função de transferência linear. Logo será necessário redefinir o modelo proposto (5.46) incluindo a dinâmica da temperatura ambiente, sendo necessário fazer a estimação desta temperatura. Para estimar a temperatura ambiente devemos fazer uso do modelo a parâmetros concentrados, já discutido anteriormente, cujo seus parâmetros (condutância, capacitância, resistência interna, coeficiente seebeck) foram identificados por *Almeida* [3] para uma temperatura de  $30^{\circ}\text{C}$ . A utilização destes parâmetros físicos do modelo apenas é válido porque o processo de Identificação foi feito de forma pontual, e como estamos buscando a estimação da temperatura ambiente é necessário apenas capturar a dinâmico desta temperatura para ser incorporada ao modelo discreto, proposto neste trabalho. Portanto iremos fazer a estimativa desta temperatura apenas uma única vez, já que a sua dinâmica será incorporada no modelo proposto.

### 6.1.1 Proposta de modelagem para o TEM

Nesta etapa vamos usar a redução do circuito equivalente [21] com uma pequena modificação, ou seja, nesta proposta iremos acrescentar a temperatura ambiente do lado do dissipador (ilustrada na Figura 6.2) e processar o circuito elétrico equivalente. Aplicando-se

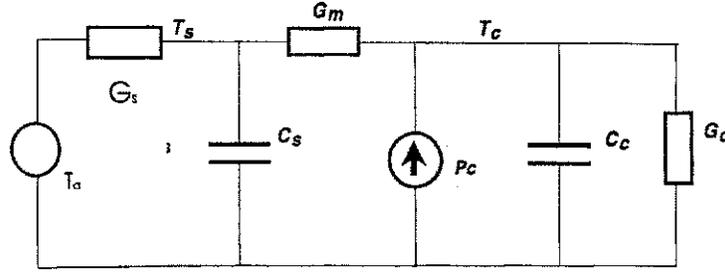


Figura 6.2: Circuito elétrico modificado

a lei de Kirchhof de corrente temos

$$\frac{d}{dt}T_s = -\left(\frac{G_m + G_s}{C_s}\right)T_s + \frac{G_m}{C_s}T_c + \frac{G_s}{C_s}T_a \quad (6.7)$$

$$\frac{d}{dt}T_c = \frac{G_m}{C_c}T_s - \left(\frac{G_m + G_c}{C_c}\right)T_c - \frac{\alpha}{C_c}T_c I + \frac{R_m}{2C_c}I^2 \quad (6.8)$$

Pode-se observar que a única modificação ocorreu na equação (6.7) com a presença de mais um termo  $T_a$ , portanto procedendo-se da mesma forma como em [21] para uma análise de pequenos sinais e aplicando-se a transformada  $Z$  temos:

$$T_c \{q^{-2}a_2 + q^{-1}a_1 + a_0\} + T_a \{q^{-2}d_2 + q^{-1}d_1 + d_0\} = \Delta I \{q^{-2}b_2 + q^{-1}b_1 + b_0\} K_H \quad (6.9)$$

Sendo  $K_H$  uma constante vinda da linearização da corrente.

$$K_H = (R_m I_0 - \alpha T_0)/C_c \quad (6.10)$$

e os coeficientes da equação (6.9) são dados por:

$$\begin{aligned} a_2 &= G_m G_s + C_c C_s + G_c G_s - G_c C_s - C_c G_s + G_c G_m - C_c G_m - G_m C_s \\ a_1 &= -2C_c C_s + 2G_c G_m + 2G_c G_s + 2G_m G_s \\ a_0 &= G_c G_s + C_c G_m + G_c C_s + C_c C_s + C_c G_s + G_m G_s + G_c G_m + G_m C_s \\ b_2 &= C_c G_s - C_c C_s + C_c G_m \\ b_1 &= 2C_c G_m + 2C_c G_s \\ b_0 &= C_c C_s + C_c G_m + C_c G_s \\ d_2 &= -G_m G_s \\ d_1 &= -2G_m G_s \\ d_0 &= -G_m G_s \end{aligned} \quad (6.11)$$

O que nos motiva a propor um novo modelo com a inclusão da temperatura ambiente.

$$T(t) = - \sum_{j=1}^n a_j(I_0)T(t-j) + \sum_{j=1}^m b_j(I_0)I(t-j) + \sum_{j=1}^n d_j(I_0)T_a(t-j) \quad (6.12)$$

Observa-se que a diferença entre os modelos (5.46) e (6.12) é apenas a inclusão de  $T_a$ , o que de certa forma nos deixa aliviados pois estas representações tem sentido físicos e não apenas matemático.

Agora será necessário fazer a estimação da temperatura ambiente, usando o modelo contínuo da equação (6.9) mas será necessário alterar o Setup da plataforma experimental [ver Figura 6.3], acrescentando um sensor com as mesmas características do que se encontra na câmara térmica (6.1) para medir a temperatura ambiente. Todo o processo de coleta de

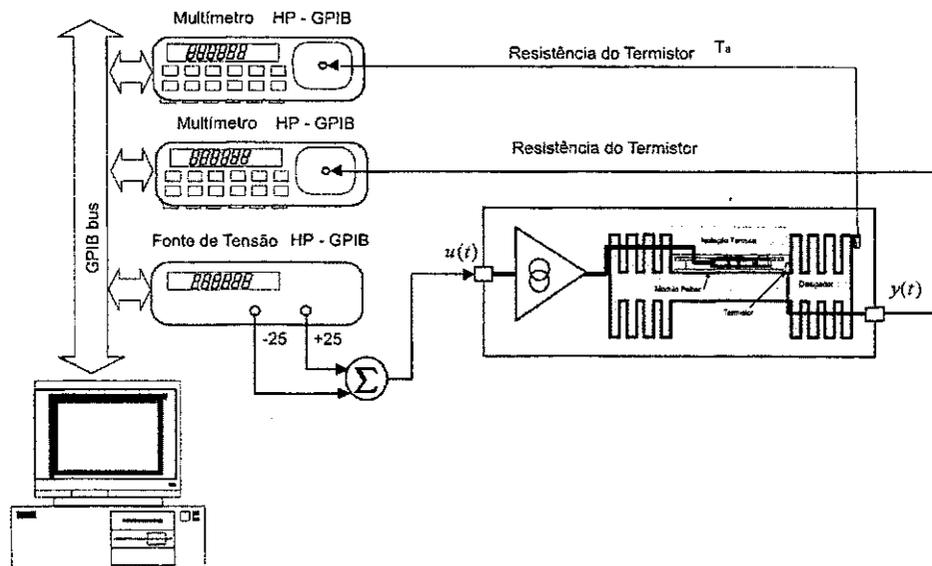


Figura 6.3: Sistema modificado de aquisição da plataforma experimental

dados foram refeitos com a plataforma modificada, mas seguindo o mesmo procedimento já comentado na seção (5.6.1). Esta modificação da plataforma é feita apenas uma única vez, com o objetivo de monitorar a temperatura ambiente durante o tempo de coleta de dados. Ao final deste procedimento é retirado o instrumento dedicado a monitoração da temperatura ambiente e o Setup da plataforma volta a forma original.

### 6.1.2 Estimação da temperatura ambiente

Do ponto de vista formal, a estimação da temperatura ambiente  $T_a(t)$  requer a especificação de um modelo dinâmico que descreva as variações desta grandeza, sendo modelado como

uma perturbação de  $T_c(t)$ . Analisando-se os dados coletados com a plataforma modificada pode ser concluído que a escala de tempo das variações são da ordem de horas, sendo constante por partes e deste modo  $T_a(t)$  é modelado como um sinal de "offset" que obedece o seguinte modelo.

$$\dot{T}_a(t) = 0 \quad T_a(0) = T_{a0} \quad (6.13)$$

Assim usando o conjunto de equações (6.7)-(6.8) e acoplado com a equação (6.13), montamos um sistemas com equações de estado. No entanto este modelo é bilinear e apresenta uma componente de corrente quadrática, mas fazendo uso das equações (6.14) redefinimos a entrada em termos de potência.

$$\begin{aligned} P_c &= I^2/R - \alpha T_c I \\ P_h &= I^2/R + \alpha T_h I \end{aligned} \quad (6.14)$$

Desta forma com algumas manipulações algébricas chegamos a um modelo em espaço-estado:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (6.15)$$

Sendo as matrizes  $A$ ,  $B$  e  $C$  dados respectivamente por

$$\begin{aligned} x &= [T_c \quad T_s \quad T_a]^T \\ A &= \begin{bmatrix} -G_m/C_c & -(G_s + G_m)/C_s & 0 \\ -(G_c + G_m)/C_c & G_m/C_s & G_s/C_s \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 1/C_c & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C &= [1 \quad 0 \quad 0] \\ u &= [P_c \quad P_h \quad 0]^T \end{aligned} \quad (6.16)$$

Observe que a temperatura ambiente é parte do vetor de estado e deve ser estimada, neste caso o procedimento de estimação deve ser resolvido utilizando um observador de estado [20]

$$\hat{x} = A_0 + Bu + \sum_{i=1}^m u_i A_i \hat{x} + K_0 C(x - \hat{x}) + \sum_{i=1}^m u_i K_i C(x - \hat{x}) \quad (6.17)$$

O primeiro termo é uma realimentação linear semelhante ao que se usa nos observadores lineares, o segundo termo é uma realimentação bilinear. Para determinar os ganhos  $K_0$  e  $K_i$  é necessário avaliar a dinâmica do erro de observação  $\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ . O comportamento

dinâmica do erro de observação é regido por

$$\dot{\epsilon} = [\dot{A}_0 + \sum_{i=1}^m u_i \dot{A}_i] \epsilon \quad (6.18)$$

$$\dot{A}_0 = A_0 - K_0 C \quad (6.19)$$

$$\dot{A}_i = A_i - K_i C \quad (6.20)$$

Segundo Lima [20] sistemas cujo sinal de entrada seja exponencialmente limitado, o observador apresentado em (6.17) pode ser projetado escolhendo-se  $K_0$  de modo que  $\dot{A}_0$  seja estável, portanto basta calcular os autovalores de  $\dot{A}_0$ ,  $\det(\lambda I - \dot{A}_0) = 0$ , e fazer o seu posicionamento em relação ao eixo imaginário. Não sendo apresentado nenhum critério para a escolha do  $K_i$ .

Com a substituição da corrente pela potência o sistema passou de uma configuração bilinear [ver equações (6.7)-(6.8)] para uma linear (6.15). Desta forma a equação do observador de estados (6.17) fica reduzida para

$$\dot{\hat{x}} = A_0 + Bu + K_0 C(x - \hat{x}) \quad (6.21)$$

Processando (6.16) segundo o algoritmo do observador de estado (6.21), com  $K_0 = [0, 88; 12, 88; -2, 5]$  obtemos que o observador de estado consegue rastrear a temperatura  $T_c$ , conforme ilustra a Figura 6.5. Com os resultados apresentados podemos concluir que o observador de estados conseguiu rastrear o sinal de entrada, e desta forma temos a estimativa da temperatura ambiente. Visualizando a Figura 6.4, temos que  $T_a$  é praticamente linear aumentando lentamente o que justifica a nossa hipótese (6.13) de fazer a derivada nula. Agora já é possível fazer a estimação dos parâmetros usando a temperatura ambiente  $T_a$  na dinâmica do modelo. Como é necessário incluir a temperatura ambiente no modelo dinâmico, torna-se mais conveniente fazer a sua estimação do que propriamente a sua medição. Desta forma iremos economizar um equipamento para a Plataforma.

### 6.1.3 Estimação dos parâmetros

Agora iremos fazer a estimação dos parâmetros com base no modelo (6.12) e comparar o modelo obtido de segunda ordem com o de terceira para justificar a estimação da temperatura ambiente. Portanto usando o algoritmo de mínimos quadrados (5.4) e procedendo conforme a seção (5.7) obtivemos que o modelo de segunda ordem é suficiente para fornecer a dinâmica do TEM ilustrado pela Figura 6.6.

Os resultados obtidos realmente confirmaram o quanto é forte a influência da temperatura ambiente na determinação dos parâmetros do dispositivo Peltier, tornando claro que o

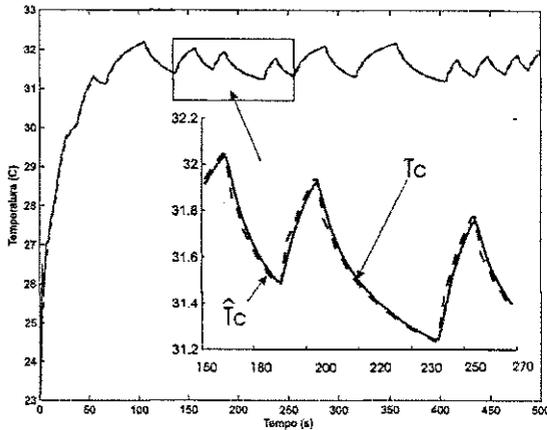


Figura 6.4: Observador de estados

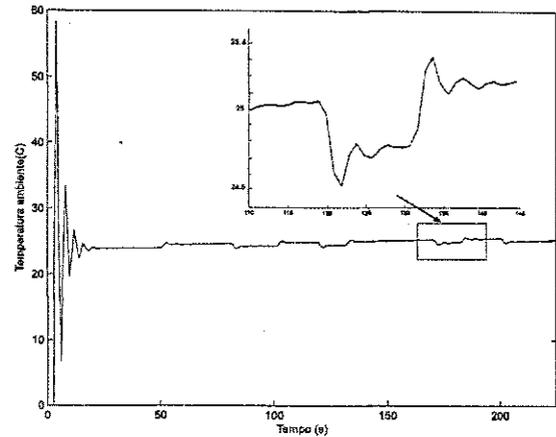


Figura 6.5: Temperatura ambiente  $T_a$

modelo do TEM é de ordem 2, pois o erro médio quadrático, equação (6.24), entre os modelos foi muito próxima,

Modelo	$V_{LS}(\theta)$	
3º ordem	$2.0 \times 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^2$	(6.22)
2º ordem	$5.0 \times 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^2$	

em que

$$V_{LS}(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [T(t) - T(t|\theta)]^2 \quad (6.23)$$

Sendo portanto definido o modelo como de segunda ordem, já que não há nenhum ganho aparente com o modelo de terceira ordem. Para a estimação paramétrica poderia ser utilizada qualquer método de estimação apresentada neste texto, ou outra qualquer existente na literatura, a forma de convergência do algoritmo vai depender da metodologia empregada como também das condições de funcionalidade do algoritmo (condição inicial, métrica, condição de parada). Portanto comparando o método de mínimos quadrados recursivo RLS, com o método mínimo quadrados para uma estimação em lote Figura 6.8, observamos que estes são equivalentes em termos de resultados.

Modelo	Erro: $V_\theta$	
2º ordem OLS	$2,0 \times 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^2$	(6.24)
2º ordem RLS	$1,81 \times 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^2$	

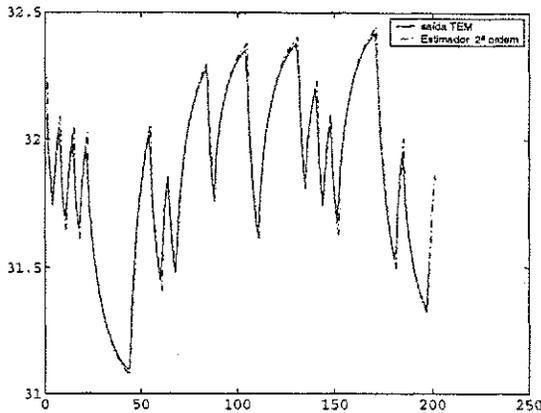


Figura 6.6: Estimador de 2º ordem

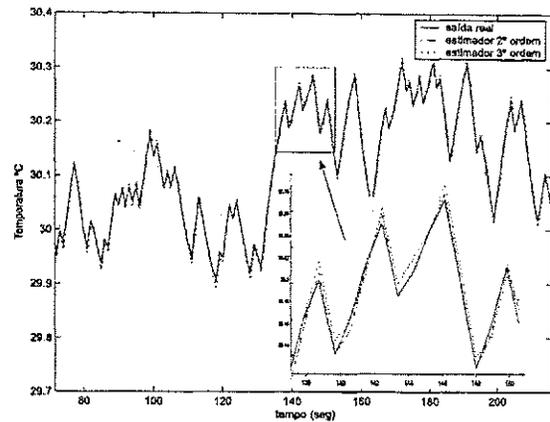


Figura 6.7: Estimador de 2º e 3º ordem

### Análise dos resíduos

Uma outra forma de avaliar a qualidade do modelo obtido (2º ordem) é através da análise dos resíduos. Se os parâmetros do modelo estiverem corretamente estimados os resíduos tendem para ruído branco. Pode-se então concluir que, do ponto de vista estatístico, a análise dos resíduos pode construir um bom teste da adaptação do modelo ao sistema.

Considerando-se o resíduo definido da forma

$$\epsilon(t) = \epsilon(t, \hat{\theta}_N) = y(t) - \hat{y}(t|\hat{\theta}_N) \quad (6.25)$$

A brancura dos resíduos gerados por um algoritmo de identificação pode ser avaliada através de gráficos que traduzem a sua evolução com o tempo. Nesses gráficos, pode-se detectar se existe algum padrão de variação. Se isso acontecer, conclui-se que os resíduos são correlacionados e o modelo deve ser rejeitado. O grande inconveniente deste teste é de que o seu resultado depende muito do observador e, por isso, deve funcionar como complemento a outros com significado estatístico mais preciso.

### Teste de brancura de resíduos

A brancura dos resíduos pode-se verificar através da sua função de autocorrelação normalizada:

$$\hat{R}_\epsilon(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \epsilon(t)\epsilon(t - \tau) \quad (6.26)$$

A função de autocorrelação é uma variável aleatória com média nula para  $\tau \neq 0$ , donde para um número  $N$  suficientemente elevado se os resíduos forem brancos o cálculo da função de

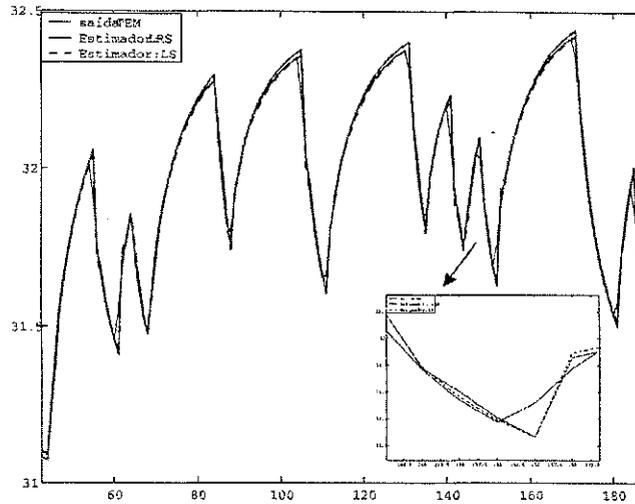


Figura 6.8: Mínimos quadrados: RLS e OLS

autocorrelação deve dar valores próximos de zero para  $\tau \neq 0$ , conforme pode ser observado na Figura 6.9. Portanto o modelo de 2° ordem da plataforma atende perfeitamente este requisito.

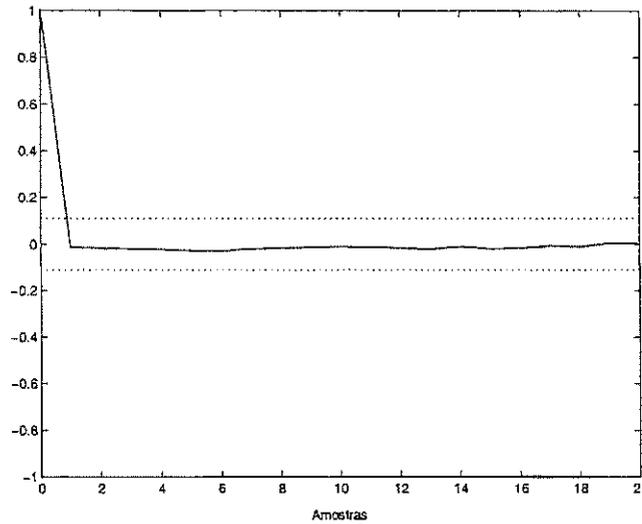


Figura 6.9: Autocorrelação do resíduo:  $\hat{R}_\epsilon$

### Funções polinomiais

Fazendo a estimação dos parâmetros do TEM incorporando a dinâmica da temperatura ambiente à modelagem, iremos chegar a quatro funções polinomiais que nos fornecem a

função de transferência discreta (6.6) para cada ponto de operação de corrente. Para obter o valor destes coeficientes basta avaliar o ponto operacional de corrente  $I_0$  nas polinomiais (6.27) e (6.28), onde as curvas que descrevem o comportamento do sistema são apresentados na Figura 6.10.

$$\begin{aligned} a_1(I_0) &= 0,017I_0^3 + 0,033I_0^2 - 0,110I_0 - 1,5222 \\ a_2(I_0) &= -0,016I_0^3 - 0,027I_0^2 + 0,105I_0 + 0,524 \end{aligned} \quad (6.27)$$

$$\begin{aligned} b_1(I_0) &= -0,030I_0^2 + 0,721I_0 - 4,7452 \\ b_2(I_0) &= -0,018I_0^3 - 0,027I_0^2 - 0,126I_0 - 0,502 \end{aligned} \quad (6.28)$$

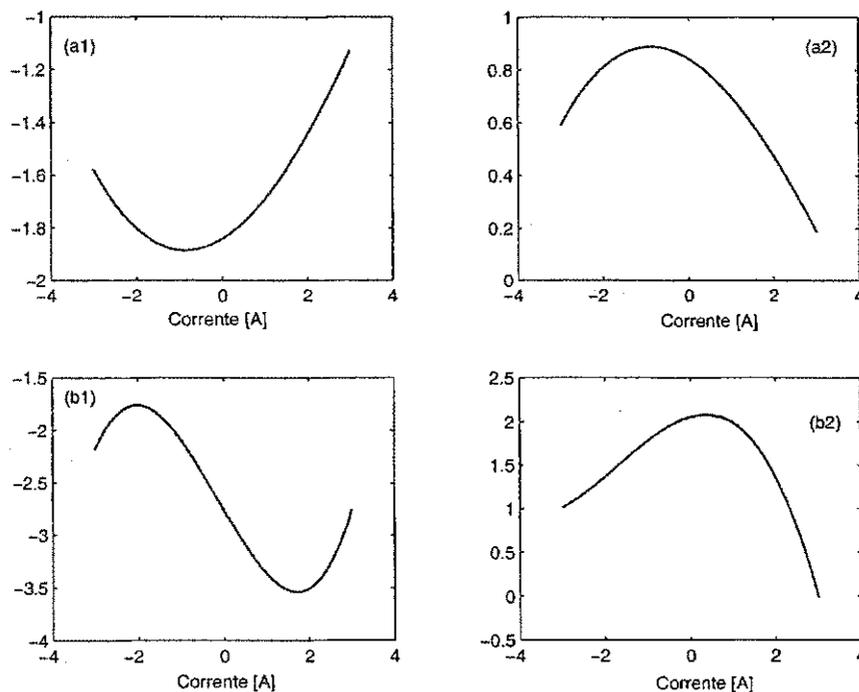


Figura 6.10: Curvas características das polinomiais

Com o modelo do TEM definido e seus parâmetros identificados, nos resta agora implementar um sistema de controle para a plataforma.

## 6.2 Controle de temperatura da plataforma

Para fazer a caracterização dos sensores é necessário variar a temperatura da plataforma segundo um sinal de referência, este sinal pode ter características não convencionais, como

senoides, triangulares de amplitudes e taxas variáveis. A modelagem de um sensor termorresistivo depende fundamentalmente do seu processo de caracterização e portanto o projeto de um controlador adequado é de fundamental importância neste processo. A estrutura de controle pode ser vista na Figura 6.11, sendo  $T_{ref}$  o sinal de referência,  $T$  a temperatura medida utilizando um termistor. O sinal de erro ( $T_{ref} - T$ ) é utilizado pelo controlador digital para gerar o sinal de tensão como ação de controle do módulo Peltier.

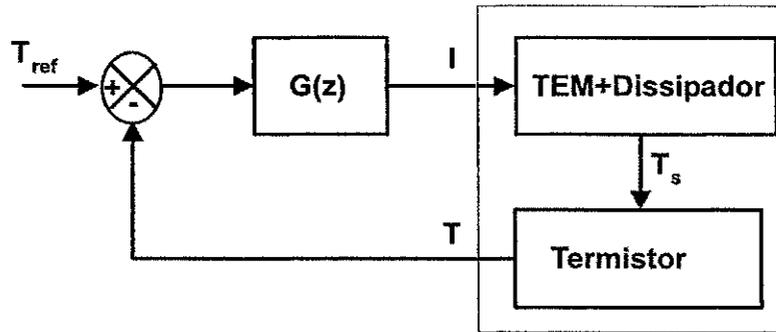


Figura 6.11: Diagrama de blocos TEM + Controlador

vamos utilizar primeiramente um projeto por alocação de pólos de um controlador  $PI$  (6.29) com anti-windup, fixado para rastreamento do sinal de referência.

$$C(z) = N(z)/D(z) = K_p(1 + h/(T_i(z - 1))) \quad (6.29)$$

É proposto em Arruda [5] um controlador  $PI$  com  $K_p$  e  $T_i$ , respectivamente ganho proporcional e tempo integral do controlador, sendo estes parâmetros obtidos pelo método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols [6], sendo o ganho crítico do processo obtido via método do relé.

$$\hat{K}_u = 1183,5V/mC^0; \text{ e } \hat{T}_u = 7,50seg \quad (6.30)$$

sendo os parâmetros do controlador obtido

$$K_p = -473,4; \hat{T}_i = 6,0 \quad (6.31)$$

Considerando a função de transferência do TEM,  $H_{TEM}(z) = B/A$ , para o ponto de operação  $I_0 = 0,5$  A, temos:

$$H_{TEM}(z) \Big|_{I_0=0,5} = \frac{-1,8758(z - 0,9223)}{(z - 0,9594)(z - 0,9381)} \quad (6.32)$$

Os pólos da malha fechada [ver Figura 6.11] são dados pela equação:  $DA + NB = 0$ , que neste caso tem a forma

$$p_3z^3 + p_2z^2 + p_1z + p_0 \quad (6.33)$$

tendo seus coeficientes como

$$\begin{aligned}
 p_2 &= -2,8975hT_i - 1,8758K_pT_ih \\
 p_1 &= 3,6059K_pT_ih - 1,8758K_p + 2,7975hT_i \\
 p_0 &= 1,7301K_p - 1,7301K_pT_ih - 0,90001hT_i \\
 p_3 &= hT_i
 \end{aligned} \tag{6.34}$$

Para o projeto do controlador via alocação de pólos o polinômio característico desejado foi obtido a partir de um sistema contínuo em malha fechada [6], de forma

$$A_s(s) = \frac{1}{(s - c_1)(s - c_2)(s - c_3)} \tag{6.35}$$

onde  $c_1, c_2, c_3$  são os pólos do sistema em malha fechada, dado por:

$$\begin{aligned}
 c_1 &= -2e^{-\zeta w_n h} \cos(w_n h \sqrt{1 - \zeta^2}) \\
 c_2 &= -e^{-2\zeta w_n h} \\
 c_3 &= -2w_n
 \end{aligned}$$

e  $w_n, \zeta, h$  são, frequência natural, coeficiente de amortecimento e período de amostragem, respectivamente. Escolhendo  $w_n = 0,5 \text{ rad/seg}$ ,  $\zeta = 0,7$  e  $h = 0,75$ , assim obtém-se o polinômio característico :

$$A^*(z) = z^3 - 1,396z^2 + 0,6238z - 0,08917 \tag{6.36}$$

onde,  $A^*(z)$  é o denominador do sistema discreto. Comparando (6.36) com (6.34) obtemos que  $T_i = 0,8$  e  $K_p = -5,0$ , e efetuando-se uma análise de resultados entre o controlador proposto em [5] com o *PI* (6.29), obtemos resultados bastante semelhante [ver Figura 6.12] sendo o erro médio quadrático respectivamente de 0,014 e 0,017. Usando o mesmo controlador para um sinal senoidal do tipo:  $\sin(\omega t) + d_0 t$ , com  $\omega = 2\pi f$ ,  $d_0 = 2$ , obtemos um desempenho melhor com o controlador projetado por alocação de pólos [ver Figura 6.13], tendo como erro médio quadrático é  $0,0216^\circ C$  para o sintonizado segundo Arruda [5] e  $0,00145^\circ C$  para o *PI* projetado via alocação de pólos. Portanto usando sinais com taxa de variação mais rápida a tendência é que o controlador projetado por alocação de pólos tenha um desempenho melhor. Entretanto o modelo do TEM é variável com o ponto de operação  $I_0$ , portanto há sinais em que o controlador fixo não será suficiente para fazer o rastreamento da referência [ver Figura 6.14], desta forma este controlador deixara de ser satisfatório. O erro médio quadrático apresentado para este controlador foi de 0,0235,

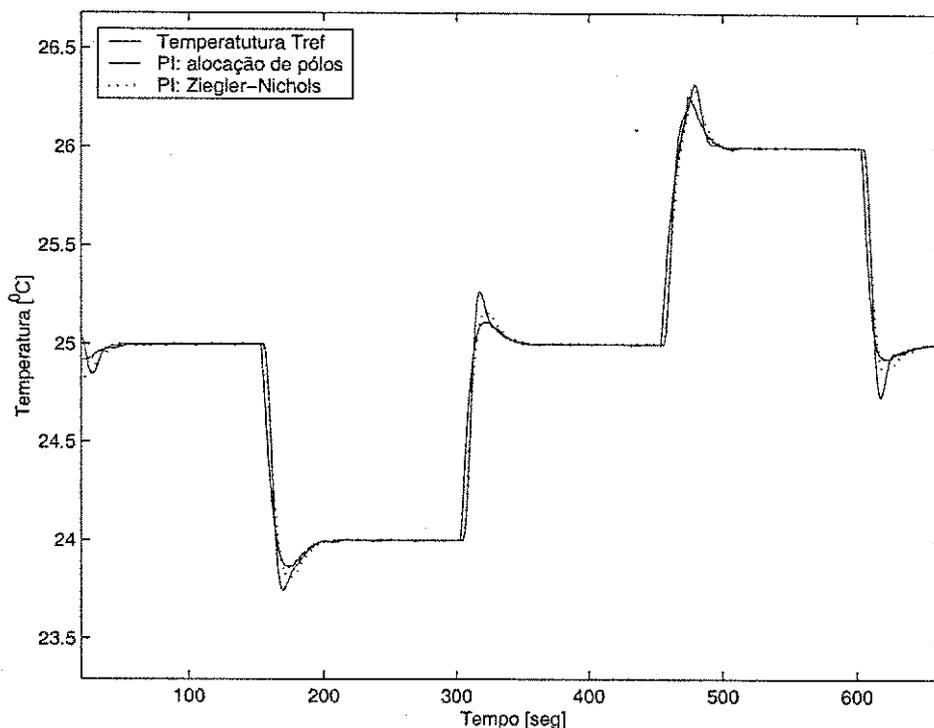


Figura 6.12: Resposta do Controlador PI

um erro desta grandeza foi encontrado por *Almeida* [4] usando um controlador *PI* fixado. Agora iremos fazer um projeto de um controlador *PI* digital com sintonia automática [ver Figura 6.16] do ganho integral e proporcional. O funcionamento deste controlador é baseado na alocação de pólos da malha fechada, uma vez definida a malha fechada o programa irá calcular os pólos da malha aberta do TEM usando as equação (6.27)-(6.28) para cada ponto de operação de corrente (sinal de entrada do TEM), e comparando com (6.34) retir-se os parâmetros do controlador, uma outra forma de especificar os parâmetros para o controlador é usar a equação de Diophantine [6].

O diagrama de blocos para a implementação do controlador variável é mostrado na Figura 6.16, onde a entrada do TEM é realimentada através de um bloco  $F(I)$ , cuja a função é calcular os parâmetros da planta do TEM (pólos e zeros), montando assim a função de transferência  $G(z)$ . Desta forma o sinal de controle aplicado será exatamente sobre a formatação da planta para aquele dado momento, possibilitando um ajuste automático dos parâmetros do controlador, fornecendo um desempenho satisfatório conforme pode ser observado pela Figura 6.17

Agora iremos fazer o projeto de um controlador *PID* discreto com escalonamento de

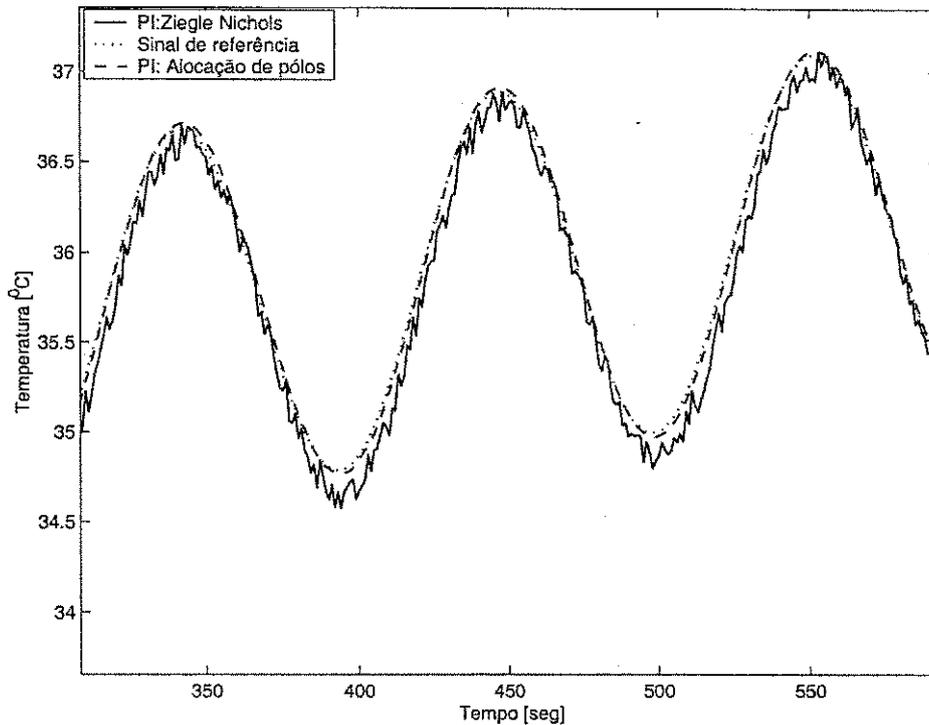


Figura 6.13: Resposta do Controlador PI

ganho para a plataforma experimental, tendo a seguinte forma

$$u(k) = u(k - 1) + q_0e(k) + q_1e(k - 1) + q_2e(k - 2) \quad (6.37)$$

com função de transferência da forma

$$C(z) = \frac{q_0z^2 + q_1z + q_2}{z(z - 1)} \quad (6.38)$$

em que

$$\begin{aligned} q_0 &= K_p \left( 1 + \frac{h}{2T_i} + \frac{T_d}{h} \right) \\ q_1 &= -K_p \left( 1 + \frac{2T_d}{h} - \frac{h}{2T_i} \right) \\ q_2 &= K_p \frac{T_d}{h} \end{aligned} \quad (6.39)$$

O polinômio característico desejado  $A^*$  é obtido da mesma forma que no projeto do  $PI$ , com as mesmas especificações de projeto

$$A_s(s) = \frac{1}{(s - c_1)^2(s - c_2)^2(s - c_3)} \quad (6.40)$$

Discretizando este sistema, obtem o polinômio.

$$A^*(z) = z^5 - 2,1161z^4 + 1,736z^3 - 0,686z^2 + 0,1311z - 0,0097 \quad (6.41)$$

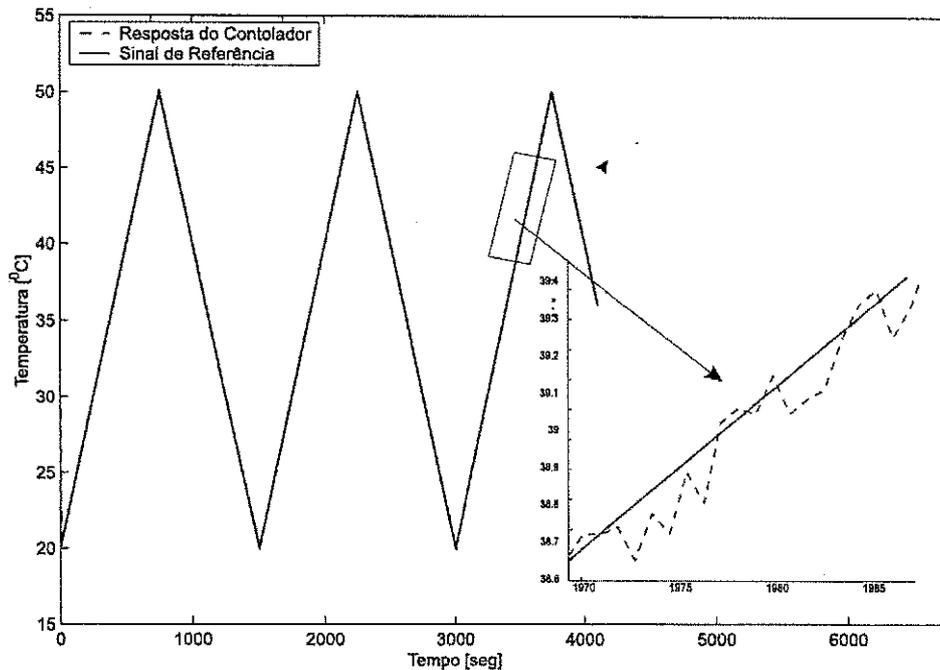


Figura 6.14: Resposta do Controlador PI

Considerando a função de transferência do TEM (6.32), e o fato de que os pólos da malha fechada é solução da equação  $DA + NB = 0$ , obtemos os parâmetros fixado do controlador *PID*.

$$\begin{aligned} K_p &= -4,32 \\ K_i &= 0,75 \\ K_d &= 0,25 \end{aligned} \tag{6.42}$$

O resultado alcançado com o controlador *PID* é melhor do que o resultado do *PI* [ver Figura 6.18], no entanto para os pontos em que a derivada do sinal de referência é nulo, o controlador tende a oscilar mas rapidamente se recupera [ver Figura 6.19].

### 6.3 Conclusão

Na tentativa de conseguir um bom acoplamento térmico entre o Peltier e o dissipador, foi posto um dissipador de calor de massa térmica muito maior que o Peltier. Este "perfeito"acoplamento iria minimizar os efeitos da realimentação eletrotérmica já que todo o calor bombeado para face inferior do Peltier seria enviado via dissipador para o meio externo, mas isso tornou o sistema mais sensível as variações do meio externo. Sendo necessário incluir a dinâmica da temperatura ambiente na estimação do modelo discreto.

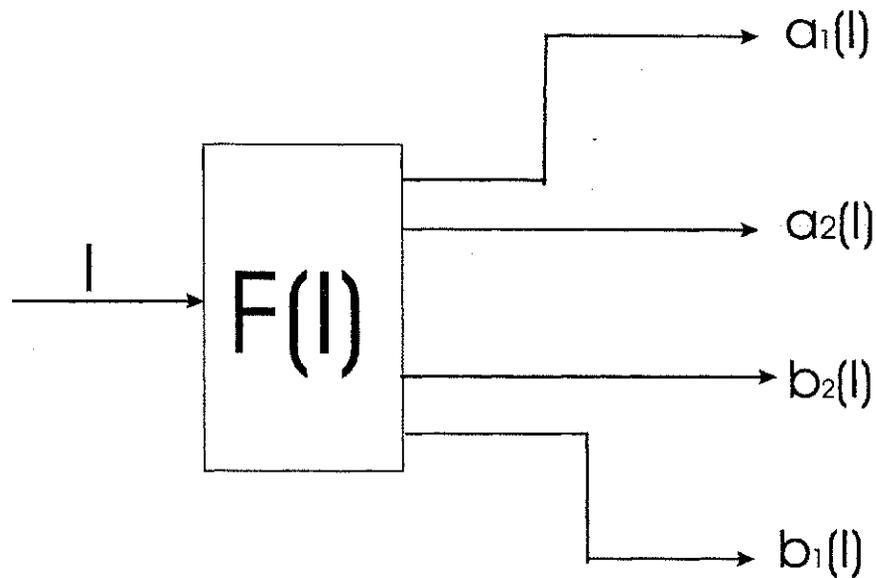


Figura 6.15: Função que calcula os parâmetros do modelo

Diferentes estratégias de controle podem ser utilizadas, como também métodos diferenciados para a sintonia dos controladores *PI* e *PID*, partindo-se do mérito que o modelo da planta é conhecido em cada ponto de operação. Neste trabalho foi abordado uma comparação entre o controlador fixo e o variante, de onde foi possível constatar que a estrutura variante (mantendo as mesmas especificações de projeto) obteve um desempenho superior ao controlador fixado. Isto já era esperado uma vez que o modelo do TEM apresenta uma estrutura variante com o ponto de operação, e desta forma um controlar capaz de adaptar-se aos novos parâmetros do modelo apresentaria um desempenho superior ao controlador fixo.

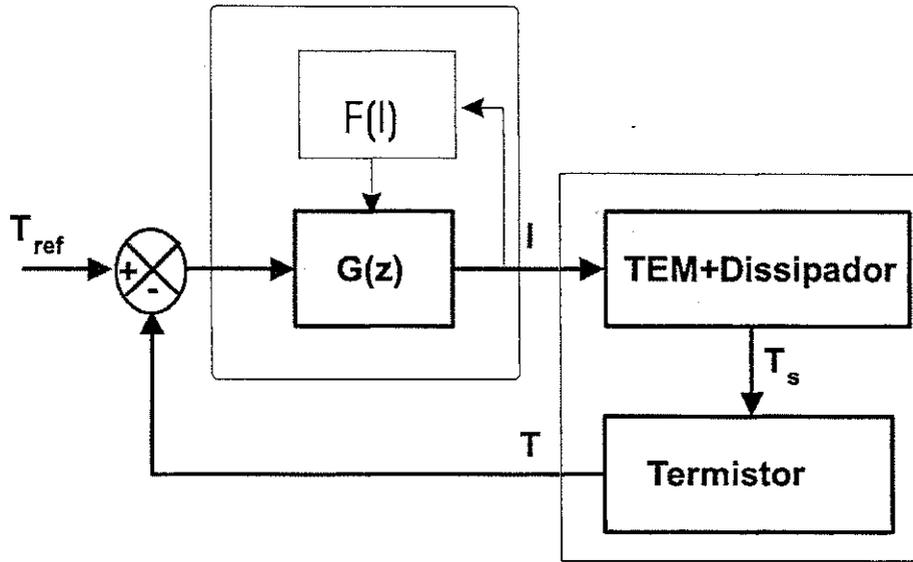


Figura 6.16: Diagrama de blocos TEM + Controlador Automático

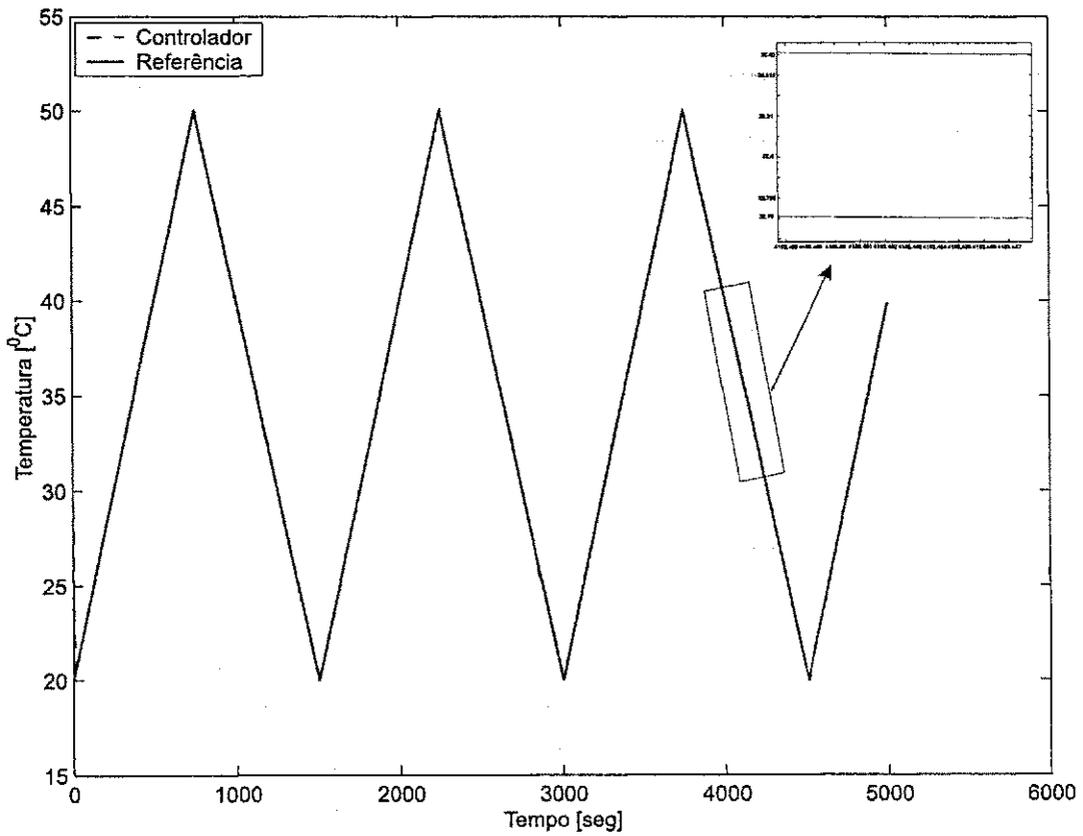


Figura 6.17: Controlador PI Variável

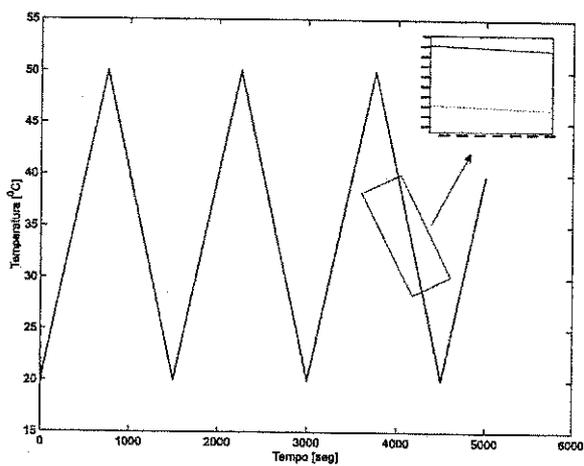


Figura 6.18: (-) Sinal de Referência, (- -) Resposta do Sistema

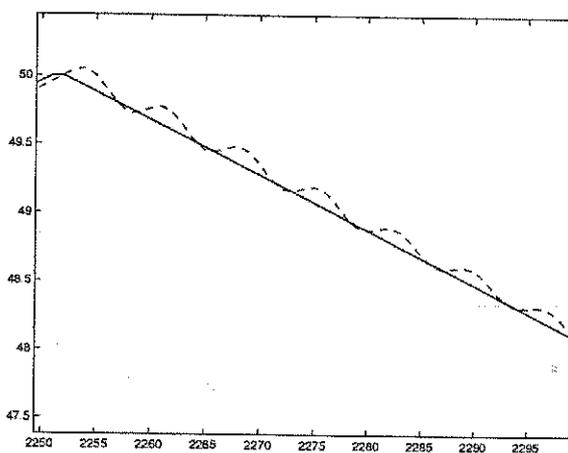


Figura 6.19: Oscilação no ponto de derivada nula

# Capítulo 7

## Conclusões

A caracterização de uma plataforma experimental para sensores termoresistivos baseado no dispositivo Peltier, tem grande relevância devido a sua versatilidade no que se diz respeito ao bombeamento de calor provocando uma ciclagem de temperatura entre as duas faces do dispositivo, aquecendo-a ou esfriando conforme o sentido da corrente e ainda tem a vantagem de ter seu dimensional bastante reduzido o que lhe confere uma característica de uma plataforma móvel. Algumas investigações já haviam sido levantadas na literatura, mas a modelagem apresentada não é a forma mais conveniente de desenvolver uma estrutura de controle, pois os parâmetros físicos apresentavam uma variação considerada com a mudança do ponto de operação. Ocasionalmente talvez pela realimentação eletrotérmica, simplificação demasiada de parâmetros, temperatura ambiente dentre outras.

Neste trabalho foi desenvolvido um estudo mais detalhado sobre a modelagem da plataforma experimental, incluindo o comportamento dinâmico do dissipador de calor, dispositivo Peltier e câmara térmica. As investigações nos levaram a um modelo discreto que inclui a dinâmica da temperatura ambiente, ficando claro que as variações ambientais influenciam as variáveis do sistema, devido ao forte acoplamento térmico entre o dissipador e a face inferior do Peltier. Desta forma a plataforma aqui caracterizada pode ser usada em testes de campo sem nenhum prejuízo a modelagem dinâmica do sistema, já que no processo de identificação das variáveis internas do modelo a dinâmica da temperatura ambiente foi levada em consideração. O modelo descrito neste texto foi identificado com uso do algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivos (RLS) para uma faixa de operação  $-3$  a  $+3A$ , que resultou em um modelo de segunda ordem cujo os coeficientes identificados formaram uma família para cada ponto de operação. Para relacionar os coeficientes com o ponto de operação,  $I_0$ , formulou-se outro problema de minimização, que ora foi solucionado usando interpolação polinomial, com auxílio do software Matlab (*Optimization Toolbox*), portanto

foi gerado um conjunto de polinomiais que descrevem o conjunto de pólos e zeros do sistema em função do ponto de operação. Esta modelagem nos proporcionou um projeto de um controlador variável de acordo com o ponto de operação de corrente  $I_0$ , permitindo rastrear sinais não convencionais: senoides, triangulares, com erro absoluto inferior a  $0,001C^0$ . Além de variável o controlador é auto ajustável, o que permite que as especificações de projeto sejam garantidas devido a uma auto calibração dos coeficientes, em que uma função,  $F(I)$ , recalcula os novos parâmetros do controlador.

### 7.0.1 Sugestão para trabalhos futuros

Estas sugestões tem por objetivo complementar este trabalho fornecendo contribuições ao que já foi pesquisado.

- Implementar à plataforma a caracterização óptica para sensores.
- Investigar a influência da geometria na composição da plataforma.
- Comparar estratégias de controle.
- Fazer identificação da plataforma em malha fechada com sintonia direta do controlador.

# Bibliografia

- [1] L. A. Aguirre. *Introdução a Identificação de Sistemas*. Editora UFMG, Belo Horizonte-Brasil, segunda edition, 2000.
- [2] L. A. Aguirre, G. G. Rodrigues, and C. R. F. Jácome. Identificação de sistemas não-lineares utilizando modelos narmax polinomiais - uma revisão e novos resultados. *SBA Controle & Automação*, 9(2):90-106, Maio 1998.
- [3] L. A. L. Almeida. Investigação da histerese térmica em filmes finos de óxido de vanádio. Novembro 1999. Relatório do Projeto de Pesquisa de Doutorado, UFPB, Campina Grande, Paraíba, Brasil.
- [4] L. A. L. Almeida, G. S. Deep, A. M. N. Lima, H. Neff, and R. S. Freire. A hysteresis model for a vanadium oxide thermal radiation sensor. Baltimore, Maryland, USA, May, 2000. Proceedings of the 17th IEEE Instrumentation and Measurement - Technology Conference - IMTC/2000.
- [5] G. H. M. Arruda and P. R. Barros. Relay-based gain and phase margins pi control design. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52:1548-1553, October 2003.
- [6] K. J. Aström and F. Häggglung. *PID: Theoria, Design and Tuning*. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 2nd ed. edition, 1995.
- [7] J. A. Chávez, J. A. Ortega, J. Salazar, A. Turó, and M. J. García. Spice model of thermoelectric elements including thermal effects. May, 2000.
- [8] G. S. Deep, R. C. S. Freire, R. Neto, and M. B. França. Thermodynamic modeling of a thermoresistive sensor using electrical power. *IEC*.
- [9] M. B. et al. Thermoelectric cooling of a train carriage by using a coldness-recovery device. February 2000. *Energy* 22 (5) 1997.

- [10] K. H. FASOL and H. JÖRGL. Principles of model building and identification. *Automatica*, 16:505–518, 1999.
- [11] G. Festa and B. Neri. Thermally regulated low-noise, wideband, i/v converter using peltier heat pumps. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 43:900–905, December 1994.
- [12] J. D. Garrison, S. B. W. Roeder, M. Bennett, K. Leonard, J. L. Moigne, and R. F. Cromp. Instrumentation and sensors handbook measurement. *Boca Raton, Florida: CRC press & IEEE Press*, 52:73–77, 1999.
- [13] Global. *Thermoelectric Generator*. Global Thermoelectric, 2003.
- [14] G. C. GOODWIN and R. L. PAYNE. *Dinamic System Identification*. Academic Press, 1997.
- [15] Hi-Z. *Thermoelectric coolers and accessories*. Hi-Z Thechnology, first edition, 1999.
- [16] J. P. Holman. *Transferência de Calor*. Graw-Hill do Brasil, São Paulo-Brasil, second edition, 1987.
- [17] B. J. Huang and C. L. Duang. System dynamic model and temperature control of a thermoelectric cooler. April 1999. *International Jornal of Refrigeration*.
- [18] B. J. Huang and C. L. Duang. System dynamic model and temperature control of a thermoelectric cooler. *International Journal of Refrigeration*, 23:197–207, 2000.
- [19] N. Instrunents. Digital interface for programmable instrumentation, the iee. *IEEE-488 Standard 488.1*, 1997.
- [20] A. M. N. Lima. Técnicas de estimação e controle para medição de radiação sola. *Tese de Professor Titular*, 1995.
- [21] A. M. N. Lima, G. S. Deep, L. A. L. Almeida, H. Neff, and M. Fontana. A gain-scheduling pid-like controle for peltier-based thermal hysteresis characterization platform. *IEEE Instrumentation and Measurement - Technology Conference - IMTC*, May, 2001.
- [22] L. Ljung. *System identification. Theory for the user*. Prentice Hall PTR, Linkoping University, Sweden, second edition, 1999.

- [23] C. G. Lomas. *Fundamentals of Hot Wire Anemometry*. Cambridge University Press, New York, 2nd ed. edition, 1986.
- [24] T. D. McGee. *Principles and Methods of Temperature Measurement*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1988.
- [25] G. C. M. Meijer and A. W. Herwaarden. *Thermal sensors. Great Britain: IOP Publishing Ltd*, 1994.
- [26] Melcor. *Frigichip - Thermoelectric coolers and accessories*. Melcor Corporation, first edition, 1999.
- [27] M. B. Morais. Caracterização de sensores termo-resistivos utilizando degrau de potência elétrica, dissertação de mestrado, universidade federal da paraíba, dee/copele, campina grande, pb, brasil, 1998.
- [28] National. *The Measurement and Automation catalog 2000*. National Instruments, 2000.
- [29] A. G. S. Neto, L. A. L. Almeida, A. M. N. Lima, and G. S. Deep. A recursive arma modeling for thermoelectric modules. *IEEE Instrumentation and Measurement - Technology Conference - IMTC/2003*, May, 2003.
- [30] A. Oliveira, D. G. S., A. M. Lima, and R. Freire. Controlled temperature solar radiation meter. *Transactions on Instrumentation and Measurement*, 45:1163–1167, October, 1998.
- [31] A. D. Poularikas. *Transforms and Applications Handbook*. CRC & IEEE Press, 1996.
- [32] S. B. Riffat and X. Ma. Thermoelectrics: a review of present and potential applications. December 2002. *Applied Thermal Engineering* 23 (2003) 913-935.
- [33] D. M. Rowe. *CRC Handbook of THERMOELECTRICS*. CRC Press, second edition, 1995.
- [34] D. M. Rower. Thermoelectricity, an environmentally-friendly source of electrical power. *Renewable Energy*, 16:1251–1256, 1999.
- [35] N. Sureshbabu and J. A. Farrell. Wavelet-based system identification for nonlinear control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(2):412–417, February 1999.
- [36] T. Salgado, C. Goodwin, and R. Middleton. Modified least square algorithm incorporating experimental resetting and forgetting. *Control Int.*, 47:477–491, 1998.