

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
Centro Tecnológico
Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial

Sílvia Regina Darrigo

***Desenvolvimento de modelos do
comportamento metrológico estático
de instrumentos de medição***

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
para obtenção do Grau de Mestre em Metrologia

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.
Orientador

Florianópolis, dezembro de 2001.

**Desenvolvimento de modelos do
comportamento
metrológico estático de instrumentos de
medição**

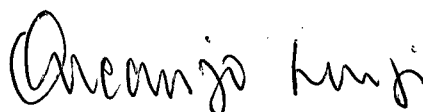
Sílvia Regina Darrigo


Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de
Mestre em Metrologia
e aprovada na sua forma final pelo
Programa de Pós-graduação em Metrologia Científica e Industrial da UFSC.


Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng.
Orientador


Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.
Coordenador do Curso de Mestrado em Metrologia Científica e Industrial da
UFSC

Banca Examinadora:


Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.


Prof. Marco Antonio Martins Cavaco, P.h.D.


Prof. Victor Juliano De Negri, Dr.Eng.

Aos meus pais José Neves Darrigo
(in memoriam) e Margarida Darrigo

Ao meu marido Natanael Figueiredo

Agradecimentos

Ao professor Carlos Alberto Flesch, pela orientação, pelo apoio e pela dedicação na elaboração deste trabalho.

Ao LABMETRO, Laboratório de Metrologia e Automatização da UFSC e à Fundação CERTI, pela excelente infraestrutura de apoio.

À CAPES pela concessão da bolsa de mestrado e pela disponibilização, através do Programa de Integração Graduação/Pós-graduação (PROIN), dos recursos materiais necessários à realização deste trabalho.

Ao professor Armando Albertazzi, pelo apoio, incentivo e amizade durante esses meses de convívio.

À Rosana Magali, secretária do Pós-MCI, pela atenção e suporte prestados ao longo deste trabalho.

Aos amigos da pós-graduação pela ajuda e incentivo sempre presentes. Em especial aos amigos Antônio Carlos Xavier de Oliveira, Gláucio Andrey Maas e José Ricardo de Menezes.

Aos estagiários do Labmetro, pela dedicação ao trabalho desenvolvido. Em especial aos estagiários Alberto Régio Gomes, Alex Scheuer, Augusto De Nardin e Rodrigo Coral.

À minha mãe, Margarida Darrigo, e às minhas irmãs, pelo apoio e incentivo.

Ao meu marido, Natanael, pela paciência, apoio e dedicação a mim dispensados.

A todos os familiares e amigos que sempre torceram pelo sucesso desta conquista.

Sumário

Índice de Figuras	viii
Índice de Tabelas	x
Lista de Abreviaturas	xi
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
Capítulo 1	
INTRODUÇÃO	1
1.1 IMPORTÂNCIA DA MODELAGEM DE INSTRUMENTOS.....	1
1.2 PROPOSTA DO TRABALHO	3
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO	4
Capítulo 2	
CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS DE INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO	6
2.1 PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DE INSTRUMENTOS.....	7
2.1.1 Sensibilidade.....	8
2.1.2 Linearidade	9
2.1.3 Histerese.....	11
2.1.4 Repetitividade.....	12
2.1.5 Tendência	13
2.1.6 Auto-aquecimento	14
2.1.7 Ruído.....	14
2.1.8 Tensão de <i>Offset</i>	19
2.1.9 Corrente de <i>Bias</i>	20

2.1.10	Corrente de <i>Offset</i>	20
2.1.11	Deriva Térmica.....	21
2.1.12	Razão de Rejeição de Modo Comum	21
2.1.13	Erro Máximo Admissível.....	23
2.2	APLICAÇÕES DAS CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS NOS MODELOS ...	23

Capítulo 3

ESTRUTURA GERAL DO MODELO DE UM INSTRUMENTO 25

3.1	PROCEDIMENTO PROPOSTO	26
3.2	MODELAGEM DE CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS.....	29
3.2.1	Distribuições aplicáveis à modelagem	29
3.2.2	Caracterização da distribuição adotada na representação de uma característica.....	36
3.2.3	Geração de números aleatórios.....	40

Capítulo 4

MODELO DAS CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS ESTÁTICAS 43

4.1	SENSIBILIDADE.....	43
4.2	LINEARIDADE.....	44
4.3	HISTERESE	48
4.4	REPETITIVIDADE.....	50
4.5	TENDÊNCIA.....	52
4.6	AUTO-AQUECIMENTO	52
4.7	RUÍDO	53
4.8	TENSÃO DE <i>OFFSET</i>	57
4.9	CORRENTE DE <i>BIAS</i>	59
4.10	CORRENTE DE <i>OFFSET</i>	59
4.11	DERIVA TÉRMICA.....	59
4.12	RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM	61
4.13	ERRO MÁXIMO ADMISSÍVEL	62

Capítulo 5

INSTRUMENTOS MODELADOS NESTE TRABALHO 63

5.1	TERMISTOR.....	64
5.1.1	Características do Termistor.....	64
5.1.2	Especificações de Fabricantes.....	66
5.1.3	Modelo do Termistor.....	67
5.2	TERMORRESISTOR.....	72

5.2.1 Características do Termorresistor.....	72
5.2.2 Especificações de Fabricantes.....	75
5.2.3 Modelo do Termorresistor.....	77
5.3 TRANSDUTOR DE PRESSÃO.....	80
5.3.1 Características do Transdutor de Pressão.....	80
5.3.2 Especificações de Fabricantes.....	81
5.3.3 Modelo do Transdutor de Pressão.....	83
5.4 AMPLIFICADOR.....	88
5.4.1 Características do Amplificador de Instrumentação.....	88
5.4.2 Especificações de Fabricantes.....	88
5.4.3 Modelo do Amplificador de Instrumentação.....	93
Capítulo 6	
CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	104
6.1 CONCLUSÕES.....	104
6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	106
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	108

Índice de Figuras

Figura 1.1 – Diagrama geral da Estação Laboratorial Multidisciplinar	2
Figura 2.1 – Cadeia de medição genérica.....	6
Figura 2.2 – Sensibilidade de um instrumento	8
Figura 2.3 – Erro de linearidade	10
Figura 2.4 – Tensão de ruído térmico x resistência e largura de banda.....	16
Figura 2.5 – Densidade espectral de ruído do amplificador AD624A	18
Figura 2.6 – RRMC x Freqüência do amplificador AD624A.....	22
Figura 3.1 – Procedimento de parametrização de um modelo	27
Figura 3.2 – Representação do intervalo de confiança.....	35
Figura 3.3 – Geração de uma variável aleatória normalmente distribuída.....	41
Figura 4.1 – Modelo da sensibilidade	43
Figura 4.2 – Modelo proposto para a linearidade	46
Figura 4.3 – Modelo da linearidade do transdutor de pressão modelo 1-P3MB da HBM	47
Figura 4.4 – Curvas de linearidade gerada pelo modelo da Figura 4.3	48
Figura 4.5 – Modelo proposto para a repetitividade.....	51
Figura 4.6 – Modelo do auto-aquecimento.....	53
Figura 4.7 – Modelo do ruído branco	54
Figura 4.8 – Função densidade de probabilidade do ruído	54
Figura 4.9 – Modelo do ruído térmico.....	55
Figura 4.10 – Ruído térmico em função do número de amostras	56
Figura 4.11 – Modelo do ruído <i>flicker</i>	57
Figura 4.12 – Método de criação dos parâmetros característicos da tensão de <i>offset</i> , corrente de <i>bias</i> e corrente de <i>offset</i>	58
Figura 4.13 – Método de criação dos parâmetros característicos da deriva térmica	60

Figura 4.14 – Método de criação dos parâmetros característicos da RRMC	61
Figura 4.15 – Modelo do erro máximo	62
Figura 5.1 – Curva característica de um termistor.....	65
Figura 5.2 – Modelo do termistor Omega 44007	68
Figura 5.3 – Tolerância do termistor modelos 44005 e 44007 fabricante Omega.....	69
Figura 5.4 – Tolerância dos termorresistores de platina segundo várias normas.....	75
Figura 5.5 – Modelo do termorresistor	78
Figura 5.6 – Tolerância do termorresistor 1Pt100K4515 (DIN 60751 classe A)	79
Figura 5.7 – Tolerância do termorresistor 1Pt100K4515 (DIN 60751 classe B)	79
Figura 5.8 – Modelo do transdutor de pressão.....	86
Figura 5.9 – Diagrama do amplificador de instrumentação AD624A.....	95
Figura 5.10 – Módulo de entrada do modelo do amplificador AD624A	98
Figura 5.11 – Módulo - ruído do modelo do amplificador AD624A.....	99
Figura 5.12 – Módulo de saída do modelo do amplificador AD624A.....	101

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 – Especificação do ruído do amplificador AD624A.....	18
Tabela 2.2 – Aplicações das características metrológicas estáticas nos modelos.....	24
Tabela 3.1 – Distribuições estatísticas para modelagem.....	31
Tabela 3.2 – Critérios para modelagem de acordo com o valor especificado.....	39
Tabela 5.1 – Especificações de fabricantes de termistores.....	67
Tabela 5.2 – Classes tolerância para termorresistores de platina.....	73
Tabela 5.3 – Especificações de fabricantes de termorresistores	76
Tabela 5.4 – Especificações de transdutor de pressão.....	82
Tabela 5.5 – Especificações de amplificador de instrumentação	90
Tabela 5.6 – Dados de ajuste do amplificador AD624A - SN01	101

Lista de Abreviaturas

μ	- Média
σ	- Desvio padrão
CRn	- Característica de resposta nominal
CRr	- Característica de resposta real
EXP	- Experimento
F(z)	- Função distribuição de probabilidade de z
f(z)	- Função densidade de probabilidade de z
LI	- Limite inferior de truncamento
LS	- Limite superior de truncamento
máx	- Valor máximo especificado pelo fabricante
mín	- Valor mínimo especificado pelo fabricante
NT	- Distribuição normal truncada
RRMC	- Razão de Rejeição de Modo Comum
RTI	- Dado especificado em relação à entrada
RTO	- Dado especificado em relação à saída
típ	- Valor típico especificado pelo fabricante
VIM	- Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia

RESUMO

O presente trabalho teve como objetivo desenvolver um método para modelar o comportamento metrológico estático de instrumentos de medição. Esta atividade faz parte de um conjunto de trabalhos que vêm sendo executados junto ao Laboratório de Metrologia e Automatização da UFSC visando desenvolver um sistema de simulação de instrumentos de medição.

A estrutura de um modelo geral proposto é formada pela característica de resposta nominal do instrumento e pelo encadeamento de módulos que contêm os modelos das características metrológicas estáticas geradas a partir de especificações de fabricantes. Para isso foi feito um estudo das principais características de instrumentos de medição, pesquisando-se literatura, normas, dados técnicos de fabricantes e folha de dados de instrumentos. De posse da sistematização desses dados, foi possível implementar o modelo de cada característica de forma modular, visando reduzir o esforço futuro para implementação do modelo de diferentes instrumentos.

A partir do modelo geral de um instrumento, é possível criar instrumentos com valores específicos dentro dos limites especificados pelo fabricante. O processo de criação desses instrumentos utiliza a análise estatística dos valores especificados na folha de dados para cada parâmetro.

Com o intuito de exemplificar a aplicação do modelo proposto, apresentou-se o modelo de quatro instrumentos: termistor, termorresistor, transdutor de pressão e amplificador de instrumentação. Esses modelos foram implementados utilizando-se a linguagem Labview.

ABSTRACT

The objective of the present work was to develop a method to model the metrological static behavior of measurement instruments. This activity is part of a body of work that has been developed by the UFSC Metrology and Automation Laboratory as a tool to implement an instrument measurement simulation system.

The general structure model proposed is comprised of the nominal instrument characteristic response and by linking the modules that contain the metrological static characteristic instrument. The models are implemented using the instruments manufacturer's specifications (the data sheet). A study of the main measurement instruments characteristics was made; researching literature, standards and manufacturer's technical data, and applying it to the instruments. With these systemized data, it was possible to implement a model for each characteristic in a modular shape, in order to reduce effort on different instruments' implementation.

Using the general model of an instrument, it is possible to create instruments with specific features within manufacturer specification ranges. The process to create these instruments is based on statistical analysis of the values specified in the data sheet for each parameter.

Finally, four models are provided as examples of the aforementioned implementation method. These are: thermistor, thermoresistor, pressure transducer and amplifier instrumentation. These models were implemented using Labview's language.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 IMPORTÂNCIA DA MODELAGEM DE INSTRUMENTOS

O rápido e crescente desenvolvimento da tecnologia aplicada à área de instrumentação e automação da medição torna-se difícil e dispendiosa a manutenção de laboratórios equipados com tecnologia de ponta. Considerando isso, o LABMETRO – Laboratório de Metrologia e Automatização da Universidade Federal de Santa Catarina, vem desenvolvendo um projeto denominado “Estação Laboratorial Multidisciplinar para Suporte ao Aprendizado Teórico e Prático”. Trata-se de uma proposta inovadora no sentido de explorar através de simulação e de instrumentação virtual, os aspectos metrológicos dos instrumentos de medição.

A motivação para o desenvolvimento desse projeto deve-se a uma pesquisa realizada na literatura especializada, onde nada se encontrou com relação à modelagem aplicada a simulação do comportamento metrológico de instrumentos de medição. Os laboratórios virtuais encontrados estão voltados para aplicações da engenharia elétrica, mais especificamente para simulação de circuitos elétricos e eletrônicos.

O projeto da Estação Laboratorial Multidisciplinar foi concebido para permitir o aprendizado local e remoto de técnicas e práticas laboratoriais, principalmente nas áreas de instrumentação, automação da medição e metrologia. Seu desenvolvimento tem uma concepção totalmente modular, e é composta de quatro módulos básicos, conforme Figura 1.1:

- simulador de processos;
- sistema de aquisição de dados de processos reais;
- servidor de dados de processos;
- simulador de instrumentos.

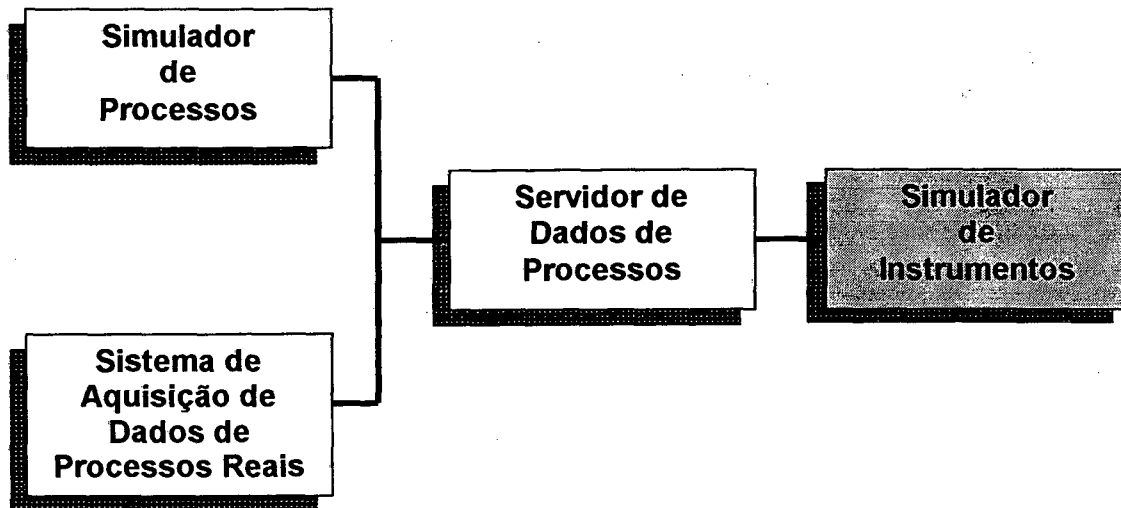


Figura 1.1 – Diagrama geral da Estação Laboratorial Multidisciplinar

O módulo “Simulador de Instrumentos” será o meio de acesso do usuário às informações disponibilizadas pelo “servidor de dados de processos”, recebendo dados que representam temperatura, pressão, força, deslocamento, torque e demais grandezas de processos [12].

Para que o usuário possa observar o comportamento de tais grandezas, deverá compor uma cadeia de medição, utilizando instrumentos virtuais, da mesma forma que faria em um laboratório real. Isto possibilita além de uma enorme flexibilidade em termos de configuração de cadeia de medição e de processamento posterior da informação, uma atualização constante dos instrumentos virtuais da Estação Laboratorial Multidisciplinar, com instrumentos recém lançados no mercado.

Observa-se que uma das ferramentas para a implementação da estação Laboratorial é o desenvolvimento de modelos de instrumentos de medição.

Genericamente, modelo é a representação matemática ou física de um sistema [16]

[32]. A modelagem é a técnica de projeto e análise de um sistema usando idealização física ou matemática de todo um sistema ou parte dele [32].

Segundo o *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms* [32], modelo (relativo à modelagem e simulação) é uma aproximação, representação ou idealização de aspectos selecionados de uma estrutura, comportamento, operação, ou outra característica de um processo real, conceito ou sistema.

Este trabalho propõe uma estrutura geral para a implementação de modelos das características estáticas usualmente associadas às especificações de instrumentos.

Paralelamente a este trabalho de mestrado, estão sendo desenvolvidos outros dois, sob a mesma orientação, vinculados ao desenvolvimento da Estação Laboratorial: o “**Emprego da Orientação a Objetos para Caracterização de Recursos num Ambiente de Simulação de Instrumentos**”, de Carlos Aurélio Pezzotta [85], e “**Modelagem de Características Dinâmicas de Instrumentos de Medição**”, de Antônio Carlos Xavier de Oliveira [78]. O primeiro trata da viabilidade da aplicação da programação orientada a objetos para desenvolvimento de um ambiente de simulação de instrumentos e o segundo da modelagem das características dinâmicas dos instrumentos.

1.2 PROPOSTA DO TRABALHO

A proposta deste trabalho é sistematizar as informações relativas às características estáticas de instrumentos de medição e propor uma estrutura geral para a implementação de modelos, utilizando para isto as especificações de fabricantes e o modelo das características estáticas.

Inserido no objetivo principal, está a apresentação de alguns modelos de instrumentos de ampla aplicação na indústria, pesquisa e desenvolvimento e que possam exemplificar o método através da integração do modelo desenvolvido para cada uma das características estáticas que compõem o modelo de um instrumento.

Procurou-se através de uma análise criteriosa, considerar no desenvolvimento dos modelos as não idealidades apresentadas pelo instrumento, buscando representar da melhor maneira possível o comportamento real do instrumento modelado.

O enfoque deste trabalho está no método de modelagem de características estáticas. Para se chegar à proposta da estrutura geral de um modelo, foram analisados diferentes

instrumentos de medição, e alguns desses foram modelados e apresentados neste trabalho, visando ilustrar a estrutura proposta.

Os modelos propostos para as características de instrumentos foram testados utilizando-se a linguagem de programação Labview da National Instruments.

O sistema de simulação é composto por módulos que representam as seguintes etapas:

- elaboração de modelos gerais;
- particularização de modelos;
- preparação de experimentos;
- execução de experimentos.

Como objetivos secundários lista-se:

- sistematizar as especificações de fabricantes de instrumentos de medição, avaliando os dados fornecidos através de estudo teórico e levantamento de normas específicas aplicáveis;
- analisar o comportamento metrológico dos instrumentos. Esta tarefa utiliza conceitos de metrologia aplicada à instrumentação, visando o desenvolvimento de modelos representativos do comportamento real;
- determinar e analisar as principais características estáticas de instrumentos de medição, dentro do contexto do VIM (Vocabulário Internacional de Metrologia) e de normas específicas;
- estabelecer os critérios para modelagem de acordo com o valor atribuído aos dados pelo fabricante;
- analisar e modelar os diferentes ruídos, apresentando uma sistematização para o modelo de acordo com as especificações;
- analisar, sistematizar e apresentar as principais distribuições estatísticas aplicáveis à modelagem, e seus parâmetros associados.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

No Capítulo 2 são definidos os principais parâmetros característicos de instrumentos de medição, com base na informação da literatura especializada, em normas e em diferentes formas com que são fornecidas as especificações por diferentes fabricantes.

No Capítulo 3 é apresentada uma estrutura geral para a implementação de modelos de instrumentos de medição e os procedimentos de análise das especificações para a modelagem das características estáticas.

No Capítulo 4 são modeladas as principais características estáticas usualmente encontradas em instrumentos em geral, como forma de contribuição para a implementação de diferentes instrumentos.

No Capítulo 5 são apresentados os modelos de quatro instrumentos: termistor, termorresistor, transdutor de pressão e amplificador de instrumentação. Esses foram selecionados para exemplificar a estrutura de modelagem proposta em função de apresentarem variadas formas de especificação.

Para cada modelo é apresentada a documentação, composta de:

- quadro comparativo das especificações de diferentes fabricantes;
- análise das diferentes formas de apresentação dos dados;
- modelo proposto para o instrumento de um dos fabricantes analisados;
- sugestões para implementação do modelo quando a característica for especificada de diferentes formas pelos fabricantes analisados;
- avaliação de incertezas que o modelo pode apresentar, devido a aproximações consideradas na implementação.

No Capítulo 6 são apresentadas conclusões, mostrando as facilidades e dificuldades da estrutura de modelagem proposta. Adicionalmente são apresentadas sugestões para a realização de trabalhos futuros, que possam aprimorar a estrutura de modelo proposta neste trabalho.

Capítulo 2

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS DE INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO

Segundo o VIM, sistema de medição é o conjunto completo de instrumentos de medição e outros equipamentos acoplados para executar uma medição específica [66].

Cadeia de medição é a seqüência de elementos de um instrumento ou sistema de medição, que constitui o trajeto do sinal de medição desde o estímulo (mensurando) até a resposta (sinal de medição) [66].

A análise de diversas cadeias de medição revela a existência de três elementos funcionais bem definidos que se repetem com grande frequência [19]: transdutor, condicionador de sinais e dispositivo mostrador (Figura 2.1). Pode-se dizer de forma geral que uma cadeia de medição é formada por um ou vários instrumentos.

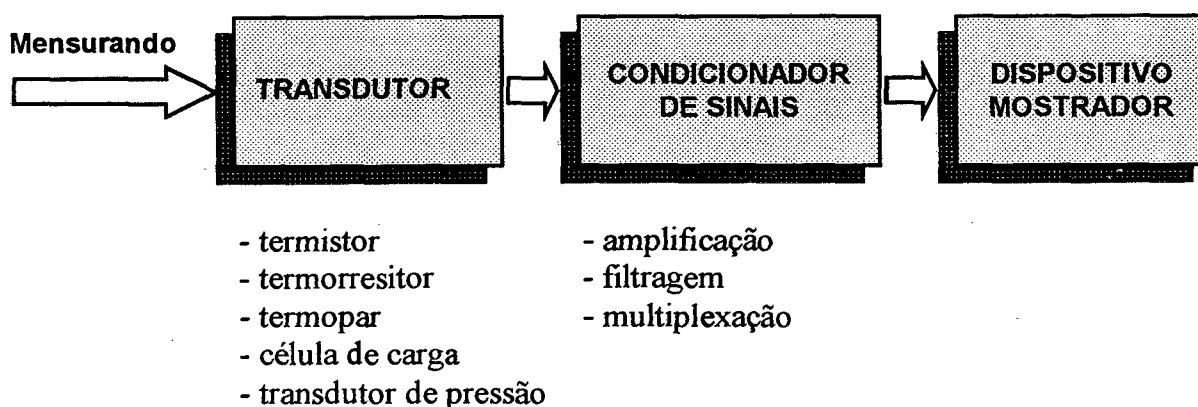


Figura 2.1 – Cadeia de medição genérica

Um instrumento de medição é um dispositivo utilizado para medição, sozinho ou em conjunto com dispositivo(s) complementar(es) [66]. Os instrumentos de medição processam sinais de medição.

Segundo o VIM, sinal de medição é uma grandeza que representa o mensurando ao qual está funcionalmente relacionada. O sinal de saída de um transdutor elétrico de pressão, a frequência de um conversor tensão-frequência e a tensão de saída de uma bateria de automóvel são alguns exemplos de sinais de medição.

Os sinais de entrada e de saída de um instrumento podem ser caracterizados como estáticos ou dinâmicos.

Sinal estático é o sinal que não varia com o tempo [1]. Sua representação matemática é dada por:

$$Y(t) = A_0 \quad (2.1)$$

onde, A_0 é uma constante.

Um sinal dinâmico é o que varia com o tempo. Sinais dinâmicos podem ser classificados como periódicos e não periódicos [1]. Um sinal é periódico se a variação da magnitude do sinal se repete em intervalos regulares de tempo, por exemplo, um sinal senoidal. Um sinal não periódico é aquele que não se repete em intervalos regulares de tempo. Como exemplos de sinais dinâmicos não periódicos pode-se citar um sinal correspondente a uma função degrau, rampa ou pulso.

O objetivo deste trabalho restringe-se ao comportamento estático de instrumentos de medição, sendo o comportamento dinâmico tratado na referência [78].

2.1 PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DE INSTRUMENTOS

O comportamento metrológico de um instrumento está relacionado a sua característica de resposta. Segundo o VIM, característica de resposta é a relação entre um estímulo e a resposta correspondente, sob condições definidas. Esta relação pode ser expressa na forma de uma equação matemática, uma tabela numérica ou um gráfico [66].

Todo instrumento ou sistema de medição tem o seu comportamento ideal (nominal) regido por um princípio físico bem definido. A equação que exprime o relacionamento ideal entre o estímulo e a resposta é denominada característica de resposta nominal (CRn). Entretanto instrumentos reais não apresentam exatamente o comportamento previsto pela

CRn em decorrência de imperfeições que se manifestam de forma sistemática e/ou aleatória. A relação que realmente ocorre entre o estímulo e a resposta é denominada característica de resposta real (CRr). Os desvios entre CRn e CRr são expressos em termos de parâmetros característicos de instrumentos [18].

Nos próximos itens são definidos parâmetros representativos do comportamento metrológico de instrumentos de medição. Para facilitar o desenvolvimento do modelo de cada parâmetro procurou-se sistematizar as informações encontradas na literatura especializada, em catálogos de fabricantes e, sempre que possível, em normas técnicas.

Analisou-se catálogos de diversos fabricantes visando levantar a terminologia empregada e as formas mais usuais de apresentação dos parâmetros associados à uma determinada característica.

É usual fabricantes expressarem os dados relativos a um parâmetro em valores percentuais da faixa de medição do instrumento. É usual também que esses dados representem valores mínimo, típico ou máximo de um dado parâmetro.

2.1.1 Sensibilidade

“A sensibilidade é a variação da resposta de um instrumento de medição dividida pela correspondente variação do estímulo” [66]. A sensibilidade pode depender do valor do estímulo. Para sistemas que apresentem característica de resposta linear, a sensibilidade é constante e para os não lineares é variável, e dada pelo coeficiente angular da tangente à característica de resposta real, conforme Figura 2.2.

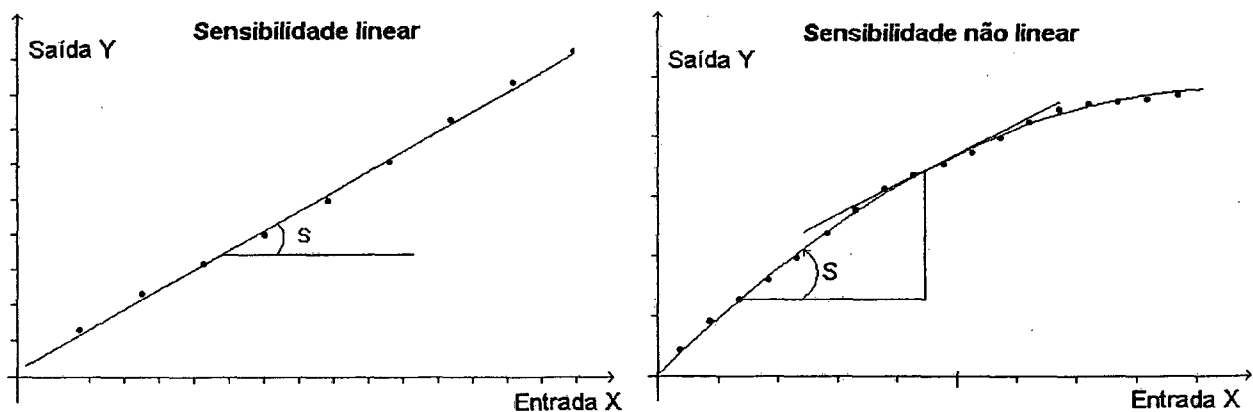


Figura 2.2 – Sensibilidade de um instrumento

Para um instrumento em que a saída y está relacionada à entrada x pela equação $y = f(x)$, a sensibilidade diferencial ou absoluta $S(x_a)$ no ponto x_a é:

$$S(x_a) = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_a} \quad (2.2)$$

A sensibilidade é também referenciada como característica de resposta e como ganho em amplificadores.

Para instrumentos com resposta linear, a forma mais usual de apresentação da sensibilidade é:

- a relação entre a saída do instrumento com valor nominal do mensurando e a tensão de alimentação, representando a sensibilidade para toda a faixa nominal do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da Sensotec e da HBM para o transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [49] [50].
- através do coeficiente angular da característica de resposta nominal do instrumento, ou seja, a relação entre a saída e a entrada do instrumento. Exemplificando, para o transdutor de pressão da RS e da Endevco tem-se as formas de especificação apresentadas na Tabela 5.4, ou seja 3,33 mV/psi [48,30 mV/bar], e $(1,5 \pm 0,5)$ mV/psi [(21,7 ± 7,2) mV/bar]. Quando a sensibilidade não está especificada em relação à tensão de alimentação do instrumento, é usual a apresentação do valor da tensão de alimentação em que foram levantados os dados apresentados na folha de dados ou no certificado de calibração do instrumento.

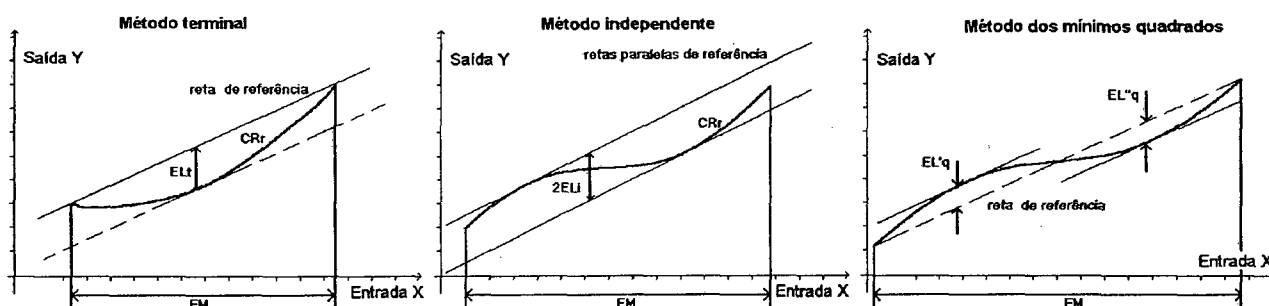
A sensibilidade pode apresentar variações com a temperatura, tendo como parâmetro associado à deriva térmica da sensibilidade. É usualmente especificada como um percentual da faixa nominal por variação unitária da temperatura.

2.1.2 Linearidade

A grande maioria dos sistemas de medição apresenta uma característica de resposta nominal (CRn) linear, isto é, a correlação entre resposta e estímulo pode ser expresso por uma linha reta. O erro de linearidade é um parâmetro que exprime o quanto a característica de resposta real afasta-se de uma reta [18] [19].

Não se encontrou uma norma específica para a linearidade. Segundo a literatura não

existe um procedimento único para a determinação do erro de linearidade [76]. Embora esses erros sejam sempre expressos em relação a retas de referência, podem ser adotados diferentes critérios de ajuste dessa reta. Os mais usuais são apresentados na Figura 2.3 [18] [19]:



Legenda

- CR_r - Característica de resposta real
- EL_t - Erro de linearidade terminal
- EL_i - Erro de linearidade independente
- EL'_q - Erro de linearidade método dos mínimos quadrados
- EL''_q - Erro de linearidade método dos mínimos quadrados

Figura 2.3 – Erro de linearidade

a. Método terminal (EL_t)

A reta de referência é estabelecida pela reta que une os pontos da característica de resposta que correspondem ao início e ao final da faixa de medição.

b. Método independente (EL_i)

À curva de erros sistemáticos são ajustadas duas retas paralelas, de forma que a faixa definida pelas retas contenha todos os pontos da curva e que a distância entre as mesmas seja mínima. O erro de linearidade corresponde à metade do valor correspondente à distância entre essas retas.

c. Método dos mínimos quadrados (EL_q)

A posição da reta de referência é calculada pelo método dos mínimos quadrados. O maior afastamento da curva de erros sistemáticos à reta de regressão estabelece o erro de

linearidade [1] [2] [18].

Esse método tem sido muito empregado em função de sua determinação ser efetuada por algoritmos simples de processamento digital de dados, não requerendo nenhuma interação gráfica [18] [19].

Por ser mais significativo em termos práticos, geralmente a apresentação do erro de linearidade é feita em termos relativos ou em unidade do estímulo, qualquer que seja o procedimento de determinação [18].

Formas usuais de apresentação da linearidade são:

- um valor percentual típico da faixa nominal do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da Sensotec e da HBM para transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [49] [50];
- um valor percentual máximo da faixa nominal de saída do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da RS para transdutor de pressão, conforme Tabela 5.4 [53];
- alguns fabricantes especificam qual dos métodos acima listados foi utilizado para a determinação do erro de linearidade. Assim, é usual encontrar-se especificação de linearidade independente como:
 - $\pm A$ % da leitura;
 - $\pm B$ % da faixa nominal ou;
 - o maior valor entre $\pm A$ % da leitura e $\pm B$ % da faixa nominal.

2.1.3 Histerese

Histerese de um instrumento é a característica que representa a diferença entre as respostas obtidas do instrumento para um mesmo valor do estímulo, observadas em sentido decrescente de valores desse estímulo e em sentido crescente de valores desse mesmo estímulo. O valor é diferente se o ciclo de carregamento e descarregamento do instrumento for completo ou parcial [18] [19].

O valor numérico da histerese pode ser especificado tanto em termos da entrada como da saída.

Formas usuais de apresentação encontradas para a histerese são:

- um valor percentual da faixa nominal do instrumento. Como exemplo tem-se a

especificação da Sensotec e da HBM para transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [49] [50];

- um valor percentual típico da faixa nominal de saída do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da RS e da Endevco para transdutor de pressão, conforme Tabela 5.4 [48] [53];
- um valor percentual máximo da faixa nominal.

Em certificados de calibrações de instrumentos, quando se tem dados de calibração referentes à vários ciclos de carregamento e descarregamento, a histerese é calculada como a diferença entre a média das indicações de um mesmo valor do mensurando, quando o mensurando está decrescendo em valor e quando o mensurando está crescendo em valor.

Não se encontrou na literatura informações que auxiliassem na modelagem, tais como:

- análise sistemática do comportamento da histerese para diferentes instrumentos de medição;
- dados relativos ao comportamento da histerese parcial;
- valores assumidos pela histerese ao longo da faixa nominal do instrumento.

Também não se encontrou uma norma que tratasse de uma forma específica a histerese. A norma ASME B40.1-1991 referente a manômetros de pressão, e a norma ASME B40.2-1991 referente a transdutores de pressão a diafragma, especifica que a histerese pode ser determinada dos dados obtidos de dois ciclos de pressão, e que o valor da histerese é menor se a faixa de medição for inferior à faixa nominal do instrumento.

Assumiu-se neste trabalho que a histerese é menor que a especificada se a faixa de medição que estiver sendo empregada for inferior à faixa nominal do instrumento.

2.1.4 Repetitividade

Segundo o VIM, repetitividade é a aptidão de um instrumento de medição em fornecer indicações muito próximas, em repetidas aplicações do mesmo mensurando, sob as mesmas condições de medição [66]. Estas condições incluem: redução ao mínimo das variações devido ao observador, mesmo procedimento de medição, mesmo observador, mesmo equipamento de medição (utilizado nas mesmas condições), mesmo local e repetições em curto período de tempo.

A repetitividade especifica a faixa de valores dentro do qual, com uma probabilidade

estatística definida, se situará o erro aleatório de um instrumento ou sistema de medição para o ponto de medição considerado. Essa probabilidade pode abranger valores tais como 95%, 99% e 99,7% dos erros aleatórios, dependendo da aplicação, determinações de normas, ou necessidades do usuário [18]. Analisando diferentes fabricantes nota-se que a repetitividade aparece como um valor percentual da faixa nominal, as vezes complementadas com observações do tipo valor típico ou valor máximo.

Formas usuais de apresentação encontradas para a repetitividade são:

- um valor percentual da faixa nominal do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da Sensotec e da HBM para o transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [49] [50];
- um valor percentual típico da faixa nominal de saída do instrumento. Como exemplo tem-se a especificação da RS e da Endevco para o transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [48] [53].

Entretanto, as especificações de repetitividade não são acompanhadas do nível de confiança dos dados, ou seja, o fabricante não especifica a probabilidade de enquadramento dos erros aleatórios.

Não se encontrou uma norma específica para a repetitividade. A norma ASME B40.1-1991 referente a manômetros de pressão, e a norma ASME B40.2-1991 referente a transdutores de pressão a diafragma, especificam que a repetitividade pode ser determinada dos dados obtidos de dois ciclos de pressão. Estabelece que a repetitividade é a diferença, expressa como um percentual da faixa nominal, entre duas leituras para o mesmo valor de pressão, e em dois ciclos diferentes, sem incluir a histerese.

Estas normas embora não estejam de acordo com a definição anterior adotada neste trabalho, foram citadas apenas para ilustrar condições específicas (dois ciclos de carregamento do mensurando) estabelecidas por norma para um dado instrumento.

2.1.5 Tendência

O VIM define tendência como o erro sistemático da indicação de um instrumento de medição [66]. O erro sistemático é a parcela de erro sempre presente nas medições realizadas em idênticas condições de operação, e é dado [18] [19]:

$$E_s = MI - VVC \quad (2.3)$$

onde: MI – média de infinitas indicações de um mesmo VVC;
VVC – valor verdadeiro convencional.

2.1.6 Auto-aquecimento

O auto-aquecimento é uma fonte de erro presente em dispositivos que contêm elementos resistivos, devido à passagem de corrente. Essa corrente de alimentação causa um aquecimento interno (efeito Joule), acarretando um erro no valor da medida [11] [37].

No caso de termistor e termorresistor esse erro depende da capacidade de dissipação do transdutor, relacionando-se com a corrente de acordo com a Equação 2.4:

$$\Delta T_{aq} = \frac{RI^2}{\delta} \quad (2.4)$$

onde:

δ – coeficiente de dissipação do dispositivo (auto-aquecimento) [W/K];

R – resistência do elemento resistivo para a temperatura a ser medida [Ω];

I – corrente de alimentação do dispositivo [A].

Nos transdutores o coeficiente de dissipação depende do contato térmico com o material utilizado para sua proteção e o meio em que ele será empregado (tipo de fluido e velocidade). Os fabricantes apresentam os coeficientes de acordo com uma determinada condição, geralmente água em movimento ou ar [21] [37] [38] [54] [57]. Um transdutor pode-se auto-aquecer 100 vezes mais no ar parado do que na água em movimento [37] [38].

O erro devido ao auto-aquecimento pode ser minimizado escolhendo-se a menor corrente de alimentação possível [38], embora a redução extrema possa levar a tornar significativas outras fontes de erros [67] [96] [97]

2.1.7 Ruído

Ruído pode ser definido como um sinal elétrico indesejável presente em um circuito [32]. O Ruído pode ser de diversos tipos, por exemplo, aleatório ou repetitivo, gerado internamente ou externamente, ruído de corrente ou tensão, largura de banda estreita ou larga, baixa ou alta frequência [28].

Uma maneira usual de especificação de ruído pelos fabricantes é através de um gráfico da densidade espectral de ruído versus frequência, conforme Figura 2.5.

Densidade espectral de ruído e_n é a raiz quadrada da razão de variação do quadrado da tensão (ou corrente) do ruído em relação à frequência [5] [26]:

$$e_n = \sqrt{\frac{d}{df} (V_{R_{rms}})^2} \quad (2.5)$$

Da Equação 2.5 pode-se calcular os valores de ruído em tensão, para uma determinada banda de frequência [26] [28]:

$$V_{R_{rms}} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2 \cdot df} \quad (2.6)$$

onde: $V_{R_{rms}}$ – valor eficaz da tensão de ruído [V];

e_n – densidade espectral de ruído [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$];

f_H – limite superior de frequência [Hz];

f_L – limite inferior de frequência [Hz].

A Equação 2.5 e Equação 2.6 também se aplicam para ruído em corrente.

As fontes de ruído intrínsecas mais significativas em instrumentação são as que predominam em baixas frequências. Relaciona-se a seguir essas fontes de ruído, assim como as formas de especificação encontradas nas folhas de dados de fabricantes.

a) Ruído branco

É um ruído com distribuição de potência uniforme em relação à frequência. O ruído branco tem resposta plana no espectro de frequência [26] [28].

Se no espectro do ruído branco, e_n é constante com a frequência, pode-se reescrever a Equação 2.6 como [26]:

$$V_{BR_{rms}} = e_n \cdot \sqrt{f_H - f_L} \quad (2.7)$$

Exemplos de ruído branco são o ruído térmico, ou Johnson, e o ruído *shot*.

O ruído branco está presente em todos os elementos que contem resistência, tais como: termistores, termorresistores, cabos, sensores resistivos em geral e amplificadores.

- Ruído Térmico

O ruído térmico é gerado pela agitação térmica dos elétrons nos dispositivos condutores em geral [5] [8] [26].

A tensão do ruído térmico é calculada pela equação [5] [8] [26]:

$$V_t = \sqrt{4.K.T.B.R} \tag{2.8}$$

- onde: V_t – valor eficaz da tensão de ruído [V];
 K – constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23}$) [J/K];
 T – temperatura absoluta [K];
 B – largura de banda [Hz];
 R – resistência [Ω].

Devido à relação linear entre a potência do ruído e sua banda de frequência, o ruído térmico é também chamado ruído branco [8].

O gráfico da Figura 2.4 mostra a relação da tensão de ruído térmico versus resistência para a largura de banda de 100 Hz a 1 MHz.

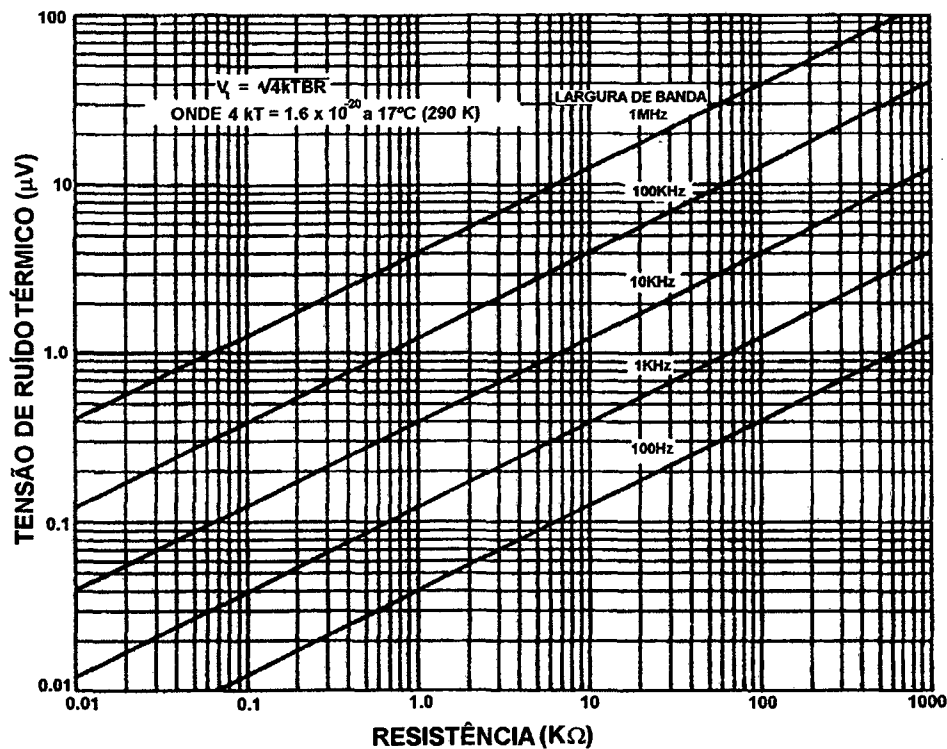


Figura 2.4 – Tensão de ruído térmico x resistência e largura de banda

b) Ruído *Flicker*

O ruído *flicker* ou ruído $1/f$ é um ruído causado por um fluxo de portadores de carga num meio descontínuo, devido ao contato imperfeito entre dois materiais. Ocorre em válvulas, resistores de carbono, diodos, transistores, termistores, chaves e relés [5].

As fontes de ruído *flicker* são inversamente proporcionais à frequência e predominam

em frequências abaixo de 1 kHz. É caracterizado por ter potência de ruído igual por oitava.

No espectro do ruído *flicker*, a densidade espectral do ruído e_n é proporcional a $\sqrt{1/f}$, e expresso por [26] [28]:

$$V_{1/f\ rms} = K \cdot \sqrt{\frac{1}{f}} \quad (2.9)$$

onde K é o valor da tensão de ruído na frequência de 1 Hz.

O valor da tensão do ruído *flicker* é [26] [28]:

$$V_{1/f\ rms} = K \cdot \sqrt{\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)} \quad (2.10)$$

A literatura subdivide o ruído *flicker* em diversos tipos, dos quais os mais importantes são o ruído rosa (*pink*) e o ruído pipoca (*popcorn*) [5] [26] [28].

As formas mais usuais de especificação de ruído são:

- valores típicos de ruído em tensão, nas faixas de 1 kHz e de (0,1 a 10) Hz. Alguns fabricantes substituem a faixa de (0,1 a 10) Hz por (0,01 a 10) Hz, ou por (0,1 a 100) Hz [75] [82];
- valores típicos de ruído em corrente para a faixa de (0,1 a 10) Hz ou de (0,01 a 10) Hz [75] [82];
- gráficos da densidade espectral de ruído em tensão e em corrente, cuja forma de apresentação é semelhante ao gráfico da Figura 2.5.

Os fabricantes não especificam diretamente se o dado é relativo ao ruído branco ou *flicker*, mas o fazem através de faixas de frequência onde esses ruídos são predominantes. Pelas definições de ruído apresentadas e pela análise de gráficos de densidade espectral de ruído, exemplificado na Figura 2.5, pode-se identificar que a faixa plana refere-se ao ruído branco, predominante para frequências acima de 100 Hz, e o ruído *flicker* tem característica $1/f$ no gráfico log-log e é predominante para frequências inferiores a 100 Hz.

Portanto estão presentes nas especificações dados relativos ao ruído branco e ao ruído *flicker*, através de valores atribuídos por faixa de frequência. A predominância de um ou de outro tipo depende da banda de frequência de uso do instrumento.

Em instrumentos resistivos como o termistor e termorresistor, embora não sejam

especificados dados relativos ao ruído, sabe-se que o ruído térmico está sempre presente.

Como exemplo de especificação do ruído, a Tabela 2.1 mostra os dados do amplificador de instrumentação AD624A da Analog Devices. Nota-se que o ruído em tensão é fornecido para a faixa de frequência de 1 kHz referenciados à entrada e à saída, e para a faixa de (0,1 a 10) Hz, de acordo com o ganho selecionado. Também é especificado o ruído em corrente na faixa de (0,1 a 10) Hz. Adicionalmente é fornecida a densidade espectral do ruído em tensão versus frequência para os ganhos de 1, 10, 100, 1000 (Figura 2.5).

Tabela 2.1 – Especificação do ruído do amplificador AD624A [75]

Parâmetro	Condições		Especificação Valor típico
	Frequência	Ganho	
Ruído em tensão RTI ⁽¹⁾	1 kHz		4 nV/√Hz ⁽³⁾
Ruído em tensão RTO ⁽²⁾	1 kHz		75 nV/√Hz
Ruído em tensão RTI	(0,1 a 10) Hz	1	10 μV pico a pico ⁽⁴⁾
Ruído em tensão RTI	(0,1 a 10) Hz	100	0,3 μV pico a pico
Ruído em tensão RTI	(0,1 a 10) Hz	200/500/1000	0,2 μV pico a pico
Ruído em corrente RTI	(0,1 a 10) Hz		60 pA pico a pico

⁽¹⁾ Ruído em tensão referido à entrada.

⁽²⁾ Ruído em tensão referido à saída.

⁽³⁾ Valor da densidade espectral de ruído.

⁽⁴⁾ Valor do ruído em tensão.

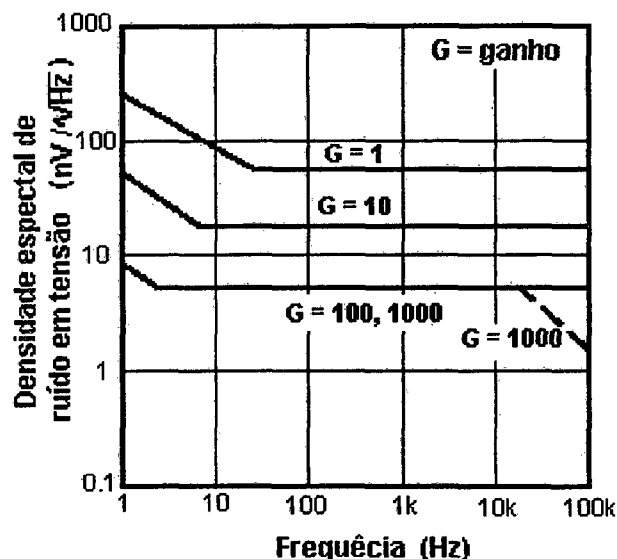


Figura 2.5 – Densidade espectral de ruído do amplificador AD624A [75]

Concluindo, das especificações de ruído de um instrumento, deve-se considerar:

- dados de ruído em tensão, e a faixa de frequência relacionada;
- dados de ruído em corrente, e a faixa de frequência relacionada;
- se os dados especificados são relativos ao ruído na entrada, ou na saída do instrumento;
- se não houver especificação de ruído e o instrumento incorporar elementos resistivos, considerar o ruído térmico conforme Equação 2.8.

O ruído é uma característica que será utilizada para a modelagem de instrumentos, apenas quando não se obtiver informações acerca da repetitividade do instrumento. Neste trabalho foi considerado que o ruído está incluído na repetitividade.

2.1.8 Tensão de *Offset*

O circuito interno de um instrumento frequentemente apresenta desbalanceamento e assimetrias que produzem um sinal indesejável na saída, mesmo quando não submetido a um mensurando [4]. No caso de transdutores, alguns fabricantes referem-se à tensão de *offset* como erro no zero [48].

No caso de amplificadores de instrumentação esse desbalanceamento é especificado pelo fabricante como tensão de *offset* na entrada e tensão de *offset* na saída. A tensão de *offset* na entrada (V_{OE}) é definida como a tensão dc que deve ser aplicada entre os terminais V_+ e V_- do amplificador, para se ter tensão de saída igual a zero, em condições de malha fechada. A tensão de *offset* de um amplificador de instrumentação pode ser tanto positiva como negativa e tipicamente tem valor em módulo entre 10 mV e 1 μ V [44]. A tensão de *offset* na saída (V_{OS}) é a tensão obtida na saída de um amplificador quando os terminais de entrada são curto circuitados. A tensão de *offset* na saída é igual à tensão de *offset* na entrada multiplicada pelo ganho de malha aberta.

As formas mais usuais de especificação da tensão de *offset* são:

- uma faixa de valores máximo de tensão: $\pm X$ mV. Como exemplo tem-se a especificação da Endevco para o transdutor de pressão, conforme Tabela 5.4 [48];
- valores mínimo, típico e máximo de tensão: valor mínimo de X mV, típico de Y mV, e máximo de Z mV. Como exemplo tem-se a especificação da RS para o transdutor de pressão conforme Tabela 5.4 [53];

- quando não especificada, como é o caso do transdutor de pressão da HBM Tabela 5.4, é necessário a calibração do instrumento para levantar este dado.

Os valores fornecidos para a tensão de *offset* referem-se às condições de temperatura e tensão de alimentação estabelecidas na folha de dados do fabricante. Entretanto a tensão de *offset* tem como parâmetro associado a deriva térmica, cujas formas mais usuais de especificação são apresentadas no item 2.1.11.

2.1.9 Corrente de *Bias*

Correntes de *bias* são correntes que fluem nos terminais de entrada de um amplificador, e quando passam em fontes de impedância geram tensões que interferem no sinal de medição [27].

Os valores dessas correntes são determinados pelo circuito interno do amplificador e podem ser tanto positivo como negativo. O valor máximo especificado pelo fabricante é para cada entrada, tipicamente de 0,1 pA a 10 μ A [44].

Portanto, um desbalanceamento nas resistências das entradas inversora e não inversora acarretará uma tensão na saída do amplificador igual à corrente de *bias* multiplicada pela diferença de impedâncias [24] [27] [80].

Formas usuais de especificação da corrente de *bias* são:

- uma faixa de valores máximo de corrente: $\pm X$ mA. Como exemplo tem-se a especificação da Analog devices para o amplificador de instrumentação AD624A fornecido para a temperatura de 25°C, conforme Tabela 5.5 [75];
- valores típico e máximo de corrente: valor mínimo de X nA e típico de Y nA. Como exemplo tem-se a especificação da Burr Brown para o amplificador de instrumentação INA102AG fornecido para a temperatura de 25°C, conforme Tabela 5.5 [82].

A corrente de *bias* pode apresentar variações com a temperatura tendo como parâmetro associado à deriva térmica, usualmente especificada como $\pm X$ pA/°C.

2.1.10 Corrente de *Offset*

A corrente de *offset* é a diferença das duas correntes de *bias* na entrada de um amplificador diferencial. Essa diferença gera um erro de *offset* igual à corrente de *offset*

multiplicada pela impedância de entrada [27]. O desbalanceamento entre as correntes de *bias* podem chegar a 50% da média da corrente de *bias* na entrada [44], embora valores de 5% a 10% sejam típicos.

A corrente de *offset* é utilizada geralmente, em lugar das correntes de *bias*, na modelagem de circuitos que podem ser considerados balanceados [27].

Os fabricantes usualmente apresentam dados relativos à corrente de *offset* especificados da mesma forma que o descrito no item anterior para a corrente de *bias*.

2.1.11 Deriva Térmica

Segundo o VIM, deriva é a variação lenta de uma característica metrológica de um instrumento de medição [66].

A grande maioria dos instrumentos de medição têm características como sensibilidade, tensão de *offset*, ganho, corrente de *bias* e *offset* e tensão de saída, afetadas por variações de temperatura.

Formas usuais de especificação da deriva térmica são:

- uma faixa máxima de variação do parâmetro por variação unitária da temperatura. Como exemplo tem-se a especificação da Analog Devices [75] para a tensão de *offset* na entrada e na saída do amplificador de instrumentação AD624A, conforme Tabela 5.5. Esse mesmo fabricante fornece igual especificação para a deriva térmica da corrente de *bias* e de *offset*, porém apresentando valores típicos;
- uma variação percentual máxima da faixa nominal do instrumento para uma dada faixa de temperatura. Como exemplos tem-se a especificação da Endevco [48] para a deriva térmica da sensibilidade e da tensão de *offset* do transdutor de pressão, conforme Tabela 5.4;
- uma variação máxima na tensão de saída do instrumento para uma dada faixa de temperatura. Como exemplos tem-se a especificação da RS para a sensibilidade e tensão de *offset* do transdutor de pressão [53], conforme Tabela 5.4.

2.1.12 Razão de Rejeição de Modo Comum

A tensão de modo comum (V_{MC}) é definida como a média entre as tensões dos dois terminais de entrada de um amplificador diferencial [4] [81]. Ao aplicar essa tensão na

entrada de um amplificador diferencial real, aparecerá na saída do amplificador uma tensão proporcional a V_{MC} adicionada à tensão de saída. A capacidade de rejeição do amplificador é denominada razão de rejeição de modo comum (“*Common Mode Rejection Ratio – CMRR*”) e é apresentada em decibel (dB) [27]:

$$RRMC = 20 \cdot \log \left[\frac{G \cdot V_{MC}}{V_{RRMC}} \right] \quad (2.11)$$

O valor da variação da tensão de saída (V_{RRMC}) do amplificador pode ser determinado através da equação [27]:

$$V_{RRMC} = \frac{V_{MC} \cdot G}{\log^{-1} \left(\frac{RRMC}{20} \right)} \quad (2.12)$$

onde: G – ganho do amplificador;

V_{MC} – tensão de modo comum [V];

$RRMC$ – razão de rejeição de modo comum (dB);

V_{RRMC} – tensão da razão de rejeição de modo comum [V].

Entretanto, deve-se chamar a atenção para o decréscimo do valor de $RRMC$ com o aumento da frequência, exemplificado na Figura 2.6, com o dado do amplificador AD624A fornecido pelo fabricante [27] [75].

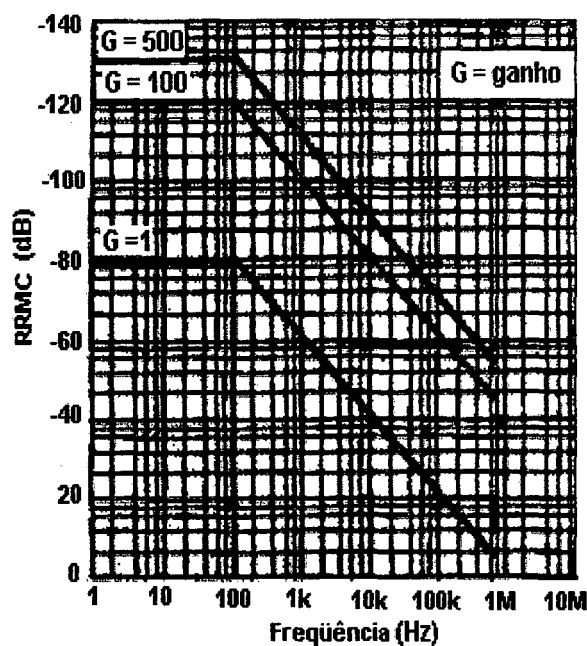


Figura 2.6 – $RRMC$ x Frequência do amplificador AD624A

Sinais externos (ou interferências) com certas frequências (por exemplo 60 Hz) podem ter influências consideráveis no sinal de saída, devido à redução da RRMCC com o aumento da frequência. Filtragem é a solução somente para aquisição de sinais em que a máxima frequência de interesse é muito menor que (50 ou 60) Hz [27].

A especificação da razão de rejeição de modo comum de um amplificador é dada em termos de valores mínimos e/ou típicos, em dB, variando de acordo com o ganho e com a frequência.

2.1.13 Erro Máximo Admissível

“Erro máximo admissível são valores extremos de um erro admissível por especificações, regulamentos etc., para um dado instrumento de medição” [66].

Considera-se o erro máximo como a faixa de valores, centrada em torno do zero, que, com uma probabilidade definida, contém o erro máximo (em termos absolutos) do qual pode estar afetada qualquer indicação apresentada por um instrumento ou sistema de medição. Inclui os erros sistemáticos e aleatórios em toda a faixa de medição, e sempre respeitando as condições de operação especificadas pelo fabricante [18].

A forma mais usual de especificação do erro máximo é através de um valor percentual da faixa nominal do instrumento. Algumas vezes o erro máximo é referenciado como classe de incerteza [19].

É o parâmetro reduzido que mais tem sido utilizado como indicador da qualidade metrológica de um instrumento de medição [19]. Entretanto, para efeito deste trabalho assume-se que o erro máximo é uma característica só modelada quando não se tem a especificação de outros parâmetros que agreguem informações referentes à parcela sistemática e aleatória do comportamento metrológico do instrumento.

2.2 APLICAÇÕES DAS CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS NOS MODELOS

O modelo de um instrumento de medição deve conter o modelo de todas as características pertinentes ao instrumento. As características apresentadas neste capítulo, terão seus modelos desenvolvidos no Capítulo 4.

Para se chegar a estrutura proposta de um modelo, foram analisados vários

instrumentos de medição, levantados suas características, e desenvolvidos os modelos desses instrumentos a partir da característica de resposta e das características estáticas e dinâmicas.

A Tabela 2.2 relaciona em que instrumentos modelados estão presentes algumas dessas características.

Tabela 2.2 – Aplicações das características metrológicas estáticas nos modelos

ITEM	PARÂMETRO	INSTRUMENTOS			
		Amplificador	Transdutor pressão	Termistor	Termor-resistor
2.1.1	Sensibilidade ⁽¹⁾	X	X	X	X
2.1.2	Linearidade	X	X		
2.1.3	Histerese		X		
2.1.4	Repetitividade	X	X		
2.1.5	Tendência ⁽²⁾	X	X	X	X
2.1.6	Auto-aquecimento			X	X
2.1.7	Ruído branco	X			
2.1.7	Ruído térmico			X	X
2.1.7	Ruído <i>flicker</i> (1/f)	X			
2.1.8	Tensão de <i>offset</i>	X	X		
2.1.9	Corrente de <i>bias</i>	X			
2.1.10	Corrente de <i>offset</i>	X			
2.1.11	Deriva térmica	X	X		
2.1.12	RRMC	X			

(1) Ou característica de resposta.

(2) Aplicável a todos os modelos quando elaborados a partir de dados de calibração.

Capítulo 3

ESTRUTURA GERAL DO MODELO DE UM INSTRUMENTO

Neste capítulo propõe-se uma estrutura geral de modelo das características metrológicas de um instrumento, baseado na característica de resposta nominal e nas especificações do fabricante.

As especificações do fabricante, além de fornecerem dados como a faixa nominal do instrumento, temperatura de operação, tensão de saída e impedância de entrada e de saída, fornecem dados relativos ao comportamento estático e dinâmico do instrumento. Baseando-se nesses dados, propõe-se a obtenção do modelo de cada característica estática. A utilização de uma forma modular para a implementação do modelo de cada característica, visa o aproveitamento desses módulos no desenvolvimento de diferentes instrumentos de medição.

A implementação de um modelo requer uma análise minuciosa do princípio de funcionamento e das características metrológicas e operacionais do instrumento.

Devido à diversidade de instrumentos de medição e a não padronização das especificações, são necessários conhecimentos de metrologia e de instrumentação, incluindo análise de circuitos [12].

Da experiência prática em atividades laboratoriais, sabe-se que quando se analisa um lote de instrumentos ou de componentes eletrônicos do mesmo modelo e do mesmo fabricante, encontram-se variações na resposta desses. Entretanto, para que um instrumento esteja conforme [30], os valores encontrados devem estar dentro dos limites apresentados nas especificações do fabricante.

Para a simulação desse comportamento metrológico procurou-se implementar a estrutura geral do modelo de um determinado instrumento, analisando-se suas características e selecionado-se os parâmetros pertinentes ao instrumento. O modelo geral pode ser particularizado para um instrumento específico, através da aplicação dos dados fornecidos pelo fabricante na folha de dados do instrumento.

Portanto, os modelos aqui propostos são baseados nas especificações de fabricantes, e na análise criteriosa das características representativas do comportamento metrológico e operacional de instrumentos. Para a sistematização dessas informações é necessário analisar as especificações de diferentes fabricantes, preferencialmente dos mais conceituados, e comparar essas especificações de modo a se estabelecer a estrutura geral do modelo do representativo de uma classe de instrumentos selecionados. A partir do modelo geral pode-se implementar o modelo particularizado de qualquer um dos instrumentos analisados, utilizando-se as especificações apresentadas para o instrumento.

Cada modelo deve conter as características estáticas e dinâmicas, visando representar o instrumento real e suas não idealidades.

A metodologia de modelagem de características dinâmicas é apresentada na referência [78].

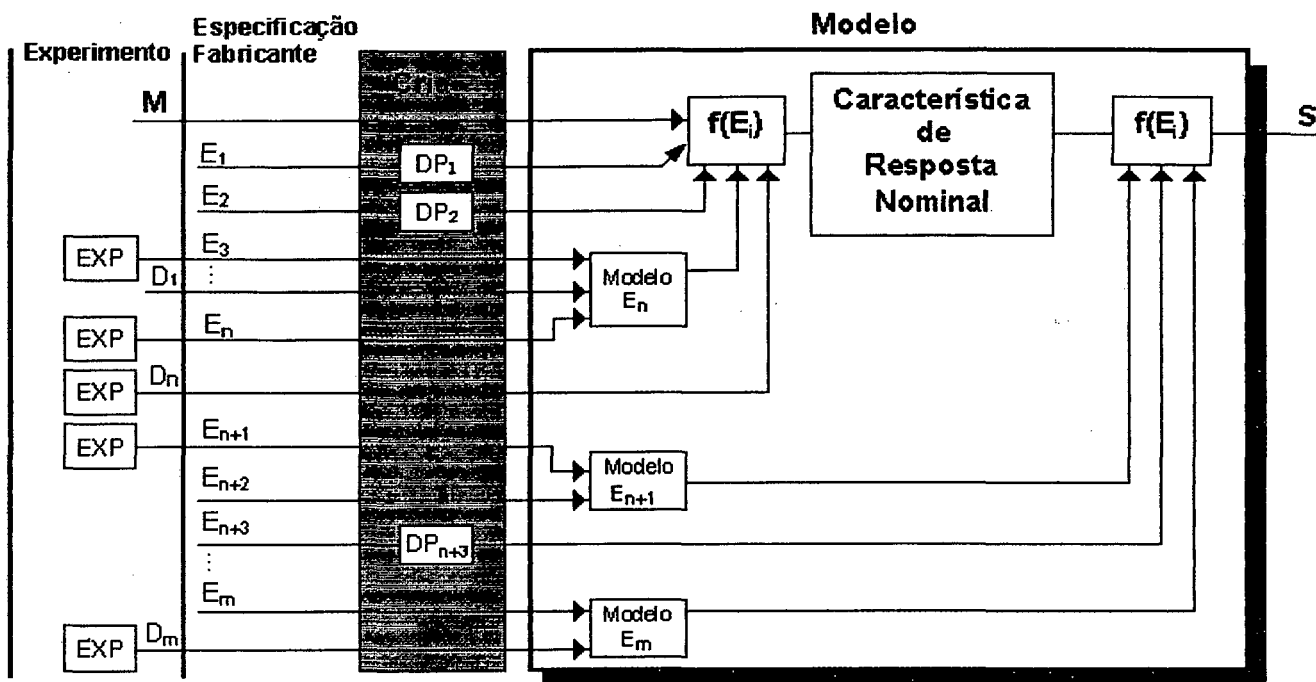
3.1 PROCEDIMENTO PROPOSTO

A estrutura geral de um modelo é baseada no encadeamento de módulos que contem os modelos das características estáticas e dinâmicas. Estas características se relacionam com os parâmetros característicos apresentados nas especificações do fabricante.

Portanto todas as especificações da folha de dados de um instrumento devem ser analisadas e correlacionadas aos parâmetros característicos do instrumento, para a implementação do modelo de cada característica.

Para isso procurou-se estabelecer o modelo de cada característica da forma mais geral possível, visando que o módulo correspondente a uma determinada característica possa ser aproveitado na implementação de diferentes instrumentos.

A Figura 3.1 apresenta a estrutura geral do modelo de um instrumento e o procedimento de parametrização de um modelo. Esse procedimento está dividido em quatro blocos: “**Experimento**”, “**Especificação do Fabricante**”, “**Cria**” e “**Modelo**”.



Legenda:

- D_1, D_n, D_m - Dado relativo a um experimento (não especificado pelo fabricante)
- DP_1, DP_n, DP_m - Distribuições de probabilidade
- E_1, E_n, E_m - Parâmetros especificados pelo fabricante
- EXP - Dado relativo a um experimento
- $f(E_i)$ - Função que relaciona os parâmetros ao CR_n
- M - Mensurando
- S - Sinal de saída

Figura 3.1 – Procedimento de parametrização de um modelo

Esse modelo geral é então particularizado a partir das especificações do fabricante para um determinado instrumento, ou eventualmente das informações disponíveis do instrumento, como por exemplo, as obtidas de um processo de calibração.

O bloco denominado “Modelo” é implementado a partir da característica de resposta nominal do instrumento e do modelo de seus parâmetros característicos.

A coluna denominada “Especificação do Fabricante”, contem todas as especificações apresentadas na folha de dados do instrumento.

Entretanto existem entradas obrigatórias do modelo que se atribui apenas quando se utiliza o instrumento para a realização de uma determinada medida, ou seja, quando se

configura um experimento. Esses dados são apresentados na coluna “**Experimento**” e referem-se a parâmetros como: mensurando e o meio em que o instrumento será utilizado, tensão ou corrente de alimentação, faixa de frequência em que se deseja medir, tensão de modo comum e constante de dissipação.

Dados desse tipo são identificados no modelo pela sigla “**EXP**”, indicando que tais informações são fornecidas pelo usuário ao configurar um experimento. Portanto essa coluna deve conter todos os dados pertinentes à configuração em que se deseja utilizar o instrumento para uma dada aplicação ou experimento.

Os valores atribuídos aos parâmetros na implementação de um modelo variam de um instrumento para outro. Para simular tal condição são gerados valores aleatórios de distribuições de probabilidade que melhor representam esses dados. O tipo de distribuição atribuído ao dado é identificado na coluna “**Cria**”, através de uma sigla (DP_1 , DP_n , DP_m). Dessas distribuições são escolhidos os valores específicos para cada instrumento de um lote de instrumentos a ser gerado pelo modelo.

Pode-se observar na Figura 3.1, que no bloco referente ao “**Modelo**” existem parâmetros que representam o comportamento do instrumento antes da aplicação da característica de resposta nominal, enquanto outros influenciam depois da aplicação da CR_n . Existem também parâmetros que alteram a CR_n de um instrumento, como é o caso da deriva térmica e do erro de linearidade do ganho de um amplificador de instrumentação.

No Capítulo 4 são apresentados os modelos das características mais comumente encontradas em instrumentos de medição. Propõe-se que instrumentos sejam modelados através da combinação e particular parametrização dos modelos de tais características.

Dados importantes a serem considerados na implementação de um modelo são referentes às condições em que foram levantados os dados. Essas condições, usualmente mostradas no topo da folha de dados, incluem: faixa de temperatura, tensão de alimentação, umidade, tempo transcorrido desde o último ajuste (ou calibração). Devem ser utilizadas no modelo para simular condições adversas de operação do instrumento. Também são fornecidos dados referentes a valores máximos permissíveis para o mensurando e a temperatura, e que serão considerados para gerar mensagens de alerta referentes às condições limites máximas admissíveis de operação do instrumento. Exemplos deste tipo de implementação estão contemplados nos modelos apresentados no Capítulo 5.

3.2 MODELAGEM DE CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

Para a aplicação da estrutura proposta para a modelagem de um instrumento, a forma ideal de especificação dos dados por parte dos fabricantes é através do comportamento do parâmetro ao longo da faixa nominal do instrumento. Essas especificações devem:

- atribuir valores mínimo, típico e máximo para os dados de cada parâmetro;
- especificar a distribuição de probabilidade que melhor representa os dados;
- especificar o nível de confiança atribuído aos dados.

Entretanto, não se encontrou folhas de dados de instrumentos que apresentassem todas essas informações. Quanto melhor o nível de informações disponíveis, melhor será o modelo. Há então necessidade de se buscar o máximo de informações, seja através de consulta a fabricantes, seja através de procedimentos experimentais.

Em muitas situações práticas certamente, para muitos parâmetros, haverá necessidade de se arbitrar comportamento, por falta de informações confiáveis [15]. Assim sendo, será necessário associar distribuições de probabilidade que melhor caracterizem os dados do parâmetro, assim como atribuir um nível de confiança aos dados.

O item 3.2.1, apresenta distribuições de probabilidade usualmente empregadas na modelagem de processos físicos em geral. O item 3.2.2 apresenta propostas para parametrização da distribuição adotada na representação de uma característica.

3.2.1 Distribuições aplicáveis à modelagem

Para uma dada família de distribuições contínuas, por exemplo, a normal ou a gama, existem várias maneiras alternativas para se definir ou parametrizar a função densidade de probabilidade. Os parâmetros associados a essa função, podem ser classificados (baseados em sua interpretação física ou geométrica) como sendo de um dos três tipos básicos: localização (γ), escala (β) e forma (α) [16].

Um parâmetro de localização γ especifica um ponto sobre o eixo da abcissa de uma faixa de valores da distribuição. Geralmente γ é o ponto médio (a média μ para a distribuição normal) ou o limite inferior da faixa da distribuição. No último caso, o parâmetro de localização é algumas vezes referido como parâmetro de deslocamento (*shift parameter*). Quando γ varia, a distribuição associada simplesmente desloca-se para a direita ou para a

esquerda sem alterar a escala e a forma.

O parâmetro de escala β determina a escala (ou unidade) dos valores da medida na faixa da distribuição. Uma alteração em β comprime ou expande a distribuição associada sem alterar sua forma básica.

O parâmetro de forma α determina, diferentemente da localização e da escala, a forma básica ou formato da distribuição dentro de uma família de distribuições de interesse. Uma mudança em α geralmente altera as propriedades da distribuição mais fundamentalmente que uma mudança na localização ou na escala [16].

Algumas distribuições como a exponencial e a normal, não têm o parâmetro de forma, enquanto outras podem ter vários parâmetros; por exemplo, a distribuição beta tem dois [15] [16].

A Tabela 3.1 apresenta algumas distribuições bastante usadas nos processos de modelagem, e que podem ser úteis na determinação correta da distribuição que melhor representa uma determinada característica. Também estão relacionados os valores da média, variância e parâmetros de localização, escala e forma quando aplicáveis, assim como usuais ou possíveis aplicações das distribuições.

Dentre as distribuições amostrais apresentadas na Tabela, a distribuição normal é a mais importante para modelagem [15]. Se x é uma variável aleatória normal, então a função densidade de probabilidade de x é:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (3.1)$$

para $-\infty < x < +\infty$,

onde, $-\infty < \mu < +\infty$ é a média, e $\sigma^2 > 0$ é a variância.

Muitas distribuições de probabilidades também podem ser definidas em termos de uma variável aleatória normal.

Um caso especial importante da distribuição normal é a distribuição normal padronizada, que tem média $\mu=0$ e variância $\sigma^2=1$. Observa-se que, se x é uma variável distribuída normalmente, então a variável aleatória,

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (3.2)$$

é uma distribuição normal padronizada. A relação apresentada na Equação 3.2 é chamada de variável aleatória padronizada da variável x [14] [16] [72].

Muitas análises estatísticas consideram que a variável aleatória é normalmente distribuída baseada no teorema do limite central [14] [16].

Segundo esse teorema, se \bar{X} é a média de uma amostra aleatória de tamanho “ n ” obtida de uma população com média μ e variância σ^2 então a expressão,

$$Z = \frac{\bar{X} - \mu}{\sigma / \sqrt{n}} \quad (3.3)$$

é uma variável aleatória cuja distribuição mais se aproxima da distribuição normal padronizada a medida que $n \rightarrow \infty$. Se $Y = c_1 X_1 + c_2 X_2 + \dots + c_n X_n$, e todos os X_i são caracterizados por distribuições normais, a distribuição resultante de Y também será normal. Mesmo que as distribuições de X_i não sejam normais, a distribuição de Y pode, frequentemente ser aproximada por uma distribuição normal [17].

Assim, independentemente da forma de distribuição da população, a distribuição de \bar{X} é aproximadamente normal com média μ e variância σ^2/n quando n é grande [14] [16] [72]. A referência [72] ilustra esta tendência para se aproximar os dados por uma distribuição normal a medida que o número de amostras aumenta, para uma população distribuída uniformemente e para uma população distribuída exponencialmente.

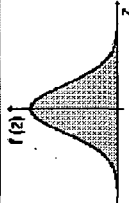
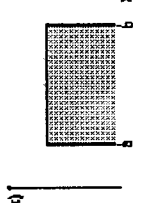
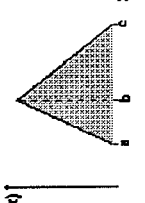
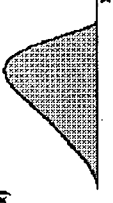
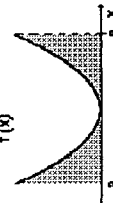
Este resultado mostra essencialmente que a soma de n variáveis aleatórias distribuídas identicamente e independentemente, aproxima-se de uma distribuição normal.

Neste trabalho adotou-se a distribuição normal como modelo para a maioria dos parâmetros, considerando que cada parâmetro representa uma característica cujo comportamento é resultante de um somatório de efeitos com causas físicas.

Tabela 3.1 – Distribuições estatísticas para modelagem

Distribuição	Função Densidade de Probabilidade	Parâmetros: μ, σ^2 , moda	Observações	Figura	Comentários
Gama gama (α, β)	$f(x) = \frac{\beta^{-\alpha} \cdot x^{\alpha-1} \cdot e^{-x/\beta}}{\Gamma(\alpha)}$ se $x > 0$ caso contrário $f(x) = 0$ (1)	$\mu = \alpha \cdot \beta$ $\sigma^2 = \alpha \cdot \beta^2$ moda = $\beta \cdot (\alpha - 1)$ se $\alpha \geq 1$, moda = 0 se $\alpha < 1$			A expo (β) e a gama ($1/\beta$) têm as mesmas distribuições.
Weibull Weibull (α, β)	$f(x) = \alpha \cdot \beta^{-\alpha} \cdot x^{\alpha-1} \cdot e^{-(x/\beta)^\alpha}$ se $x > 0$, caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = \frac{\beta}{\alpha} \Gamma\left(\frac{1}{\alpha}\right)$ $\sigma^2 = \frac{\beta^2}{\alpha} \left\{ 2\Gamma\left(\frac{2}{\alpha}\right) - \frac{1}{\alpha} \left[\Gamma\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right]^2 \right\}$ moda = $\beta((\alpha-1)/\alpha)^{1/\alpha}$ se $\alpha \geq 1$ moda = 0 se $\alpha < 1$			A expo (β) e a Weibull ($1/\beta$) têm as mesmas distribuições.
Exponencial expo (β)	$f(x) = \frac{1}{\beta} e^{-x/\beta}$ se $x > 0$, caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = \beta$ $\sigma = \beta^2$ moda = 0	$\beta > 0$		Caso particular da gama e da Weibull para $\alpha = \beta = 1$.
Qui- quadrada	$f(x) = \frac{1}{\beta^{v/2} \Gamma(v/2)} x^{v/2-1} e^{-x/2}$ se $x > 0, v > 0$, onde $v = n-1$ caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = v/2, \beta$ $\sigma^2 = v/2, \beta^2$			A distribuição da soma dos quadrados de variáveis normais padronizadas independentes. $v =$ graus de liberdade.
Log-normal	$f(x) = \frac{1}{x \cdot \sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(\ln x - \mu)^2 / 2\sigma^2}$ se $x > 0$, caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = e^{\mu + \sigma^2 / 2}$ $\sigma^2 = e^{2\mu + \sigma^2} (e^{\sigma^2} - 1)$ moda = $e^{\mu - \sigma^2}$	$\alpha = \sigma > 0$ $\beta = \mu \in (-\infty, \infty)$		
Normal N (μ, σ^2)	$f(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2 / 2\sigma^2}$ para $-\infty < x < +\infty$	$\mu = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot f(x) \cdot dx$ $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 \cdot f(x) \cdot dx - \mu^2$ moda = μ	$\gamma = \mu \in (-\infty, \infty)$ $\beta = \sigma > 0 \in (-\infty, \infty)$		A distribuição N (0,1) é frequentemente chamada de distribuição normal padronizada ou unitária.

Tabela 3.1 – Distribuições estatísticas para modelagem (continuação)

Distribuição	Função Densidade de Probabilidade	Parâmetros: μ , σ^2 , moda	Observações	Figura	Comentários
Normal Padronizada N(0, 1)	$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$ para $-\infty < z < +\infty$	$z = \frac{x - \mu}{\sigma}$ $\mu = 0$ $\sigma^2 = 1$	$\gamma = \mu \in (-\infty, \infty)$ $\beta = \sigma > 0 (-\infty, \infty)$		
Uniforme U(a, b)	$f(x) = \frac{1}{b-a}$ se $a \leq x \leq b$, caso contrário, $f(x) = 0$	$\mu = \frac{a+b}{2}$ $\sigma^2 = \frac{(b-a)^2}{12}$ moda - não existe apenas um valor.	$\gamma = a$ $\beta = b-a$		A distribuição U(0,1) é usada na geração de valores aleatórios de todas as outras distribuições. A distribuição U(01) é um caso especial da distribuição beta para $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.
Triangular triang(a, b, c)	$f(x) = \frac{2(x-a)}{(b-a)(c-a)}$ se $a \leq x \leq c$, $f(x) = \frac{2(b-x)}{(b-a)(b-c)}$ se $c \leq x \leq b$, caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = \frac{a+b+c}{3}$ $\sigma^2 = \frac{a^2 + b^2 + c^2 - ab - ac - bc}{18}$ moda = c	$\gamma = a$ $\beta = b-a$ $\alpha = c$		Casos limites quando $c \rightarrow b$ e $c \rightarrow a$ são chamados distribuição triangular direita e esquerda respectivamente. Para $a=0$ e $b=1$, ambas as distribuições direita e esquerda são casos especiais da distribuição beta.
Beta beta(α_1, α_2)	$f(x) = \frac{x^{\alpha_1-1}(1-x)^{\alpha_2-1}}{B(\alpha_1, \alpha_2)}$ se $0 < x < 1$, caso contrário $f(x) = 0$	$\mu = \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}$ $\sigma^2 = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{(\alpha_1 + \alpha_2)^2 (\alpha_1 + \alpha_2 + 1)}$			A distribuição U(0,1) e a beta(1,1) têm as mesmas distribuições.
Formato de U	$f(x) = a \cdot x^2$ para $-\infty < x < +\infty$	$\sigma = a/72$			

(1) Onde $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} \cdot e^{-t}$

Legenda:

- α - parâmetro de forma
- β - parâmetro de escala
- γ - parâmetro de localização
- ν - graus de liberdade
- σ - desvio padrão
- μ - média
- σ^2 - variância
- $f(x)$ - função densidade de probabilidade
- Γ - função gama

Algumas características importantes da distribuição normal são:

- A distribuição normal é simétrica em relação à média, podendo a média assumir valores positivos, negativos, ou ser igual a zero.
- O desvio padrão pode ter qualquer valor positivo; quanto maior for esse valor, maior o espalhamento.
- A probabilidade de um componente estar entre dois valores dados é a área sob a curva da FDP (função densidade de probabilidade) compreendida entre esses valores. Por exemplo:

$$\mu - \sigma < P(x) < \mu + \sigma = 68,3\%, \text{ ou}$$

$$\mu - 3,3.\sigma < P(x) < \mu + 3,3.\sigma = 99,9\%.$$

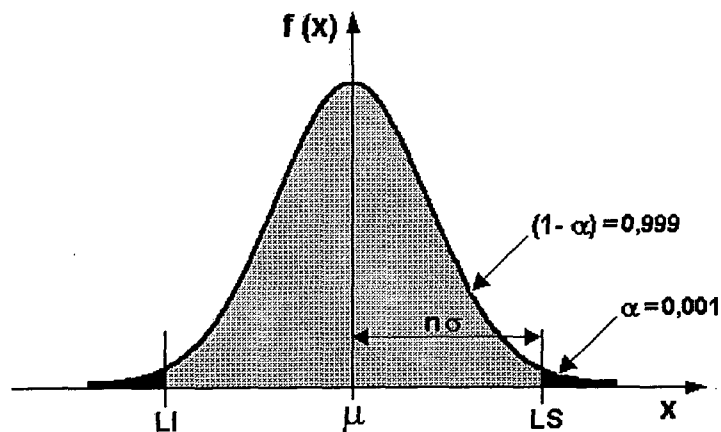
- A função da distribuição normal tem valor próximo de zero para valores de $(\mu \pm 3,3\sigma)$, ou seja a probabilidade de se encontrar um valor maior que $3,3\sigma$ é muito pequena (0,1%).

Essas distribuições podem ser deslocadas ou truncadas de acordo com a necessidade de se representar o comportamento de um parâmetro de forma mais real possível. Exemplificando, nos modelos desenvolvidos e apresentados no Capítulo 4, características como tensão e corrente de *offset*, corrente de *bias*, foram modeladas por uma distribuição normal truncada nos pontos de mínimo e máximo especificados pelo fabricante.

O valor de truncamento da normal corresponde a um nível de confiança atribuído aos dados.

Segundo a ISO 3534-1, nível de confiança ou coeficiente de confiança é o valor $(1-\alpha)$ (número fixo, positivo e menor que 1) da probabilidade associada com um intervalo de confiança ou um intervalo estatístico de abrangência [17] [71].

Um nível de confiança $(1-\alpha)$ bilateral para x é o intervalo entre o limite inferior (LI) e o limite superior (LS), funções de valores observados, tais que, x sendo um parâmetro da população a ser estimado, a probabilidade de x estar entre $LI \leq x \leq LS$ é, pelo menos, igual a $(1-\alpha)$ [onde $(1-\alpha)$ é um número fixo, positivo e menor que 1].

**Legenda:**

- μ - Média
- σ - Desvio padrão
- $(1-\alpha)$ - Nível de confiança
- $f(x)$ - Função densidade de probabilidade
- LI - Limite inferior de confiança
- LS - Limite superior de confiança
- n - Fator de abrangência
- x - Variável aleatória

Figura 3.2 – Representação do intervalo de confiança

Adotou-se neste trabalho, na falta de informações específicas, o valor de truncamento da distribuição normal em $3,3\sigma$, o que corresponde um nível de confiança de 99,9%. Isso foi feito baseado na incerteza atribuída a alguns instrumentos de boa qualidade e a referências encontradas na literatura em geral, com relação ao uso de $3,3\sigma$ ou 4σ , especialmente na área eletrônica [30].

Entretanto, considera-se necessário um aprofundamento maior com relação à coleta de informações mais detalhadas junto aos fabricantes, embora no desenvolvimento deste trabalho tenham sido constatadas as dificuldades inerentes. O fabricante Fluke [30], destaca a necessidade de se indagar aos fabricantes acerca do tipo de distribuição e nível de confiança atribuído aos dados, mas não sugere valores específicos na folha de dados de seus próprios produtos. Consultas a diversos fabricantes (National, Burr Brown, Analog Devices) não lograram êxito.

3.2.2 Caracterização da distribuição adotada na representação de uma característica

É comum encontrar-se nos catálogos dos fabricantes de instrumentos (“Data Sheets”), especificações onde são atribuídos aos dados, informações dos tipos: valor mínimo, valor típico, valor máximo ou combinações desses valores [87].

Valores típicos ou nominais (típ) são valores utilizados para representar as características de todo um grupo. Para expressá-la, fabricantes utilizam diferentes tipos de valores resumidos. Os mais usados são moda (ou pico), média e mediana [95]. Quando a distribuição que representa a grandeza é centrada entre seus limites, esses valores são praticamente coincidentes. Entretanto, se uma distribuição é deslocada do centro, esses valores podem diferenciar-se consideravelmente. Em geral, o valor típico é utilizado como dado apresentado no catálogo. A análise da folha de dados e o questionamento aos fabricantes são muitas vezes necessários para esclarecimento do tipo de informação fornecida [39].

Limites máximo ou mínimo (máx/mín) são valores garantidos pelo fabricante dentro das condições de teste especificadas. Geralmente são os únicos parâmetros medidos durante a produção e que servem de parâmetros de aceitação do usuário. A utilização de valores máximos e mínimos, geralmente levam a fornecer as condições de pior caso para o instrumento em análise [64].

É usual encontrar catálogos de fabricantes como a Analog Devices, Burr-Brown, National e Philips, onde as folhas de dados dos instrumentos contem três colunas identificadas por valores mínimo, típico e máximo. Nestas folhas de dados, os parâmetros podem ser fornecidos com um ou mais desses valores. Entretanto é possível encontrar fabricantes que não fazem referência alguma acerca do dado fornecido. Nesses casos, foi considerado neste trabalho que os valores fornecidos são típicos.

Em função da importância da distribuição normal para modelagem este trabalho se limitou a analisar a caracterização dessa distribuição. Acredita-se que procedimento semelhante possa ser adotado para outras distribuições.

Dispondo-se dos limites, de acordo com essa classificação e conhecendo-se, ou estimando-se, o intervalo de confiança, adotou-se na parametrização os critérios estabelecidos

na Tabela 3.2, e que são descritos a seguir.

a) Valores: Mínimo, Típico e Máximo

Quando são fornecidos todos esses valores, considera-se o parâmetro modelado por uma distribuição normal, onde o limite inferior de truncamento é o valor mínimo especificado; a média é o valor típico; e o limite superior de truncamento é o valor máximo. Calcula-se o desvio padrão, considerando o valor de truncamento da normal correspondente ao nível de confiança fornecido para o dado. Cumprindo o estabelecido no item 3.2.1 adotou-se o nível de confiança de 99,9% ($3,3\sigma$), para todos os parâmetros modelados.

b) Valores: Mínimo e Típico ou Típico e Máximo

Quando são encontradas especificações de valor típico e máximo ou típico e mínimo, considera-se o valor típico como a média da distribuição normal, e o limite inferior e superior de truncamento igual aos valores mínimo e típico respectivamente. Ao limite de truncamento é atribuído um valor de $3,3\sigma$.

c) Valores: Mínimo e Máximo

Quando o valor de um parâmetro é especificado por uma faixa de valores, representado pelos valores mínimo e máximo, é necessário identificar se esse comportamento está ocorrendo em torno da média igual a zero, ou se esta pode assumir outros valores.

Quando a média μ é igual a zero, considera-se o modelo do parâmetro uma distribuição normal, e truncada nos pontos de valores mínimo e máximo. Para se calcular o desvio padrão, considera-se o truncamento correspondente a $n\sigma$, onde n é o fator de abrangência. Esse critério é adotado para os parâmetros como a repetitividade e o ruído de um instrumento, onde a distribuição referente a esta característica se concentra em torno da média igual a zero.

Quando a média μ é diferente de zero, é necessário primeiramente se conhecer o sentido de variação do parâmetro. Na falta de informações técnicas que mobilizem melhor julgamento, é feita uma escolha aleatória para determinar se o parâmetro é positivo ou negativo.

- Se for positivo, o limite superior de truncamento da normal é o valor máximo fornecido pelo fabricante e a média um valor a ser estimado. Para se calcular o desvio padrão,

considera-se o truncamento correspondente a $n\sigma$.

- Se for negativo, o limite inferior de truncamento da normal é o valor mínimo especificado, e a média um valor a ser estimado. Para se calcular o desvio padrão, considera-se o truncamento correspondente a $k\sigma$.

Em qualquer um dos casos, para se estimar a média é necessário conhecimento do comportamento do parâmetro.

Como exemplo desse tipo de especificação, tem-se parâmetros tais como tensão e corrente de *offset*, corrente de *bias* e deriva térmica. São especificados por uma faixa de valores e como parâmetros intrínsecos de um instrumento, podem tanto apresentar variações positivas como negativas. Nesses casos o modelo deve escolher primeiramente um sentido de variação do parâmetro. A estimativa da média foi baseada na análise dos dados. Considerou-se possível assumir o limite inferior igual a zero, no caso de variação positiva, e o limite superior igual a zero, no caso de variação negativa. Na prática essa condição é muito improvável que aconteça. Entretanto, o modelo estabelece o valor de truncamento desses limites correspondente ao nível de confiança de 99,9%. A probabilidade que esses limites ocorram é de 0,1%, o que considera-se que seja uma boa aproximação para esses casos.

d) Valor: Típico

É um tipo de especificação bastante encontrada nas folhas de dados, embora apresente pouca informação para a modelagem. Se diferentes instrumentos de um mesmo tipo devem ser modelados torna-se necessário estimar um valor mínimo ou máximo para o parâmetro, para que se possa calcular o desvio padrão da distribuição normal. Como não se obteve maiores informações de fabricantes com referência a valores máximos e mínimos dos dados, adotou-se o neste trabalho o valor máximo igual ao dobro do valor típico. Recomenda-se no entanto que uma análise criteriosa seja feita caso a caso.

e) Valor: Mínimo ou Máximo

Da mesma forma que a especificação anterior, também é bastante encontrada nas folhas de dados, embora apresente pouca informação para a modelagem. A estimativa nesse caso recai sobre o valor da média da distribuição normal. Nesses casos são necessárias maiores informações do fabricante com relação ao comportamento do parâmetro.

Tabela 3.2 – Critérios para modelagem de acordo com o valor especificado

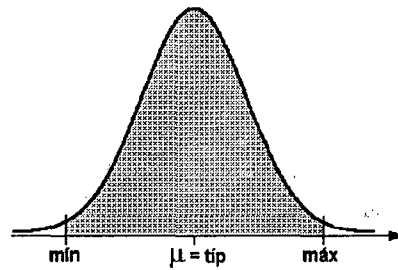
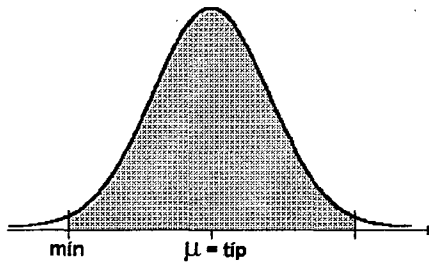
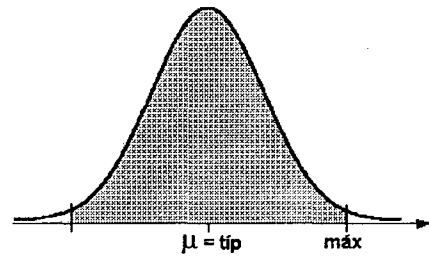
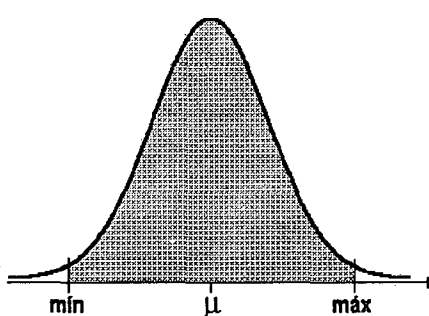
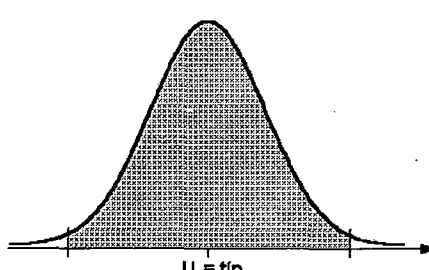
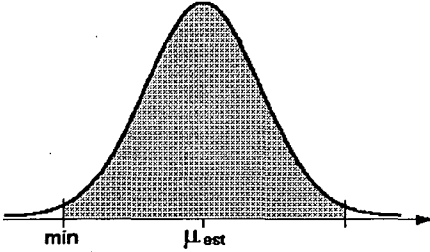
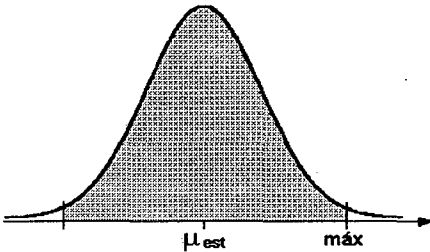
Item	Valores fornecidos	Distribuição	Desvio padrão
1	<p>Mínimo, Típico, Máximo</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - $\mu = \text{típ}$; - LI = mín; - LS = máx; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{máx} - \text{típ} }{n}$ <p>ou</p> $\sigma = \frac{ \text{mín} - \text{típ} }{n}$
2	<p>Mínimo e Típico</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - $\mu = \text{típ}$; - LI = mín; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{mín} - \text{típ} }{n}$
3	<p>Típico e Máximo</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - $\mu = \text{típ}$; - LS = máx; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{máx} - \text{típ} }{n}$
4	<p>Mínimo e Máximo</p> <p>Para $\mu = 0$ Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - LI = mín - LS = máx <p>Para $\mu \neq 0$ - escolhe-se o sentido de variação do parâmetro; - se o parâmetro for positivo: critério do item 7; - se o parâmetro for negativo: critério do item 6.</p>		<p>Para $\mu = 0$,</p> $\sigma = \frac{ \text{máx} }{n}$
5	<p>Típico</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - $\mu = \text{típ}$; - estima-se o valor mínimo ou máximo; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{máx}_{\text{est}} - \text{típ} }{n}$ <p>ou</p> $\sigma = \frac{ \text{mín}_{\text{est}} - \text{típ} }{n}$

Tabela 3.2 – Critérios para modelagem de acordo com o valor especificado (continuação)

Item	Valores fornecidos	Distribuição	Desvio padrão
6	<p>Mínimo</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - LI=mín; - estima-se a média μ; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{mín} - \mu_{\text{est}} }{n}$
7	<p>Máximo</p> <p>Atribui-se:</p> <ul style="list-style-type: none"> - LS=máx; - estima-se a média μ; - calcula-se σ. 		$\sigma = \frac{ \text{máx} - \mu_{\text{est}} }{n}$

Legenda:

- | | |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> σ - Desvio padrão μ - Média μ_{est} - Média estimada LI - Limite inferior de truncamento LS - Limite superior de truncamento | <ul style="list-style-type: none"> máx - Valor máximo especificado máx_{est} - Valor máximo estimado mín - Valor mínimo especificado mín_{est} - Valor mínimo estimado típ - Valor típico especificado n - Fator de abrangência |
|---|---|

Os critérios para as demais distribuições de probabilidade devem-se ser analisados cuidadosamente de acordo com o dado fornecido pelo fabricante, baseando-se nos critérios estabelecidos para a distribuição normal. Os parâmetros pertinentes a cada uma dessas distribuições são mostrados Tabela 3.2.

3.2.3 Geração de números aleatórios

Para a escolha de valores intrínsecos dos parâmetros de um instrumento assim como para geração de valores aleatórios dentro do modelo, extraídos de distribuições de probabilidade que melhor representam os dados, é necessário o emprego de métodos de geração de números aleatórios.

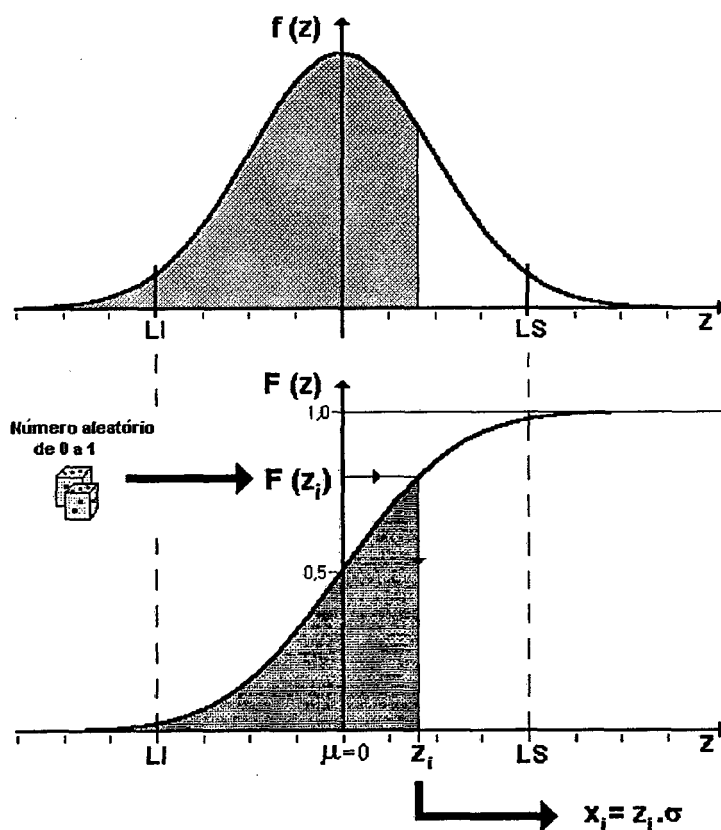
A literatura consultada apresenta vários métodos para geração e teste de números aleatórios, normalmente baseados em uma distribuição uniforme [16] [14]. A análise e o

desenvolvimento desses métodos fogem do objetivo deste trabalho.

Para a geração de números aleatórios para teste dos modelos desenvolvidos neste trabalho foram utilizados os recursos disponíveis na linguagem Labview.

A Figura 3.3 mostra a obtenção de um valor de uma determinada característica, tomado aleatoriamente de sua respectiva distribuição de probabilidade, onde:

- o “dado” é a representação da função que produz um número aleatório entre 0 e 1 exclusivamente, gerada a partir de uma distribuição uniforme;



Legenda:

- $F(z)$ - Função distribuição de probabilidade de z
- $f(z)$ - Função densidade de probabilidade de z
- σ - Desvio padrão
- μ - Média
- LI - Limite inferior de truncamento
- LS - Limite superior de truncamento
- x_i - Variável aleatória gerada
- z - Variável aleatória padronizada
- z_i - Variável aleatória padronizada gerada

Figura 3.3 – Geração de uma variável aleatória normalmente distribuída

- o número aleatório gerado, é a função de probabilidade padronizada, que aplicada à função distribuição normal inversa, produz uma variável aleatória padronizada;
- a variável aleatória padronizada é convertida para variável aleatória através da Equação 3.2.

Capítulo 4

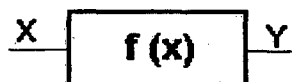
MODELO DAS CARACTERÍSTICAS METROLÓGICAS ESTÁTICAS

Neste capítulo são apresentados os modelos das características estáticas descritas no Capítulo 2. Cada característica é modelada separadamente. Os modelos das características aqui desenvolvidos servirão de ferramenta para a implementação de modelos de diferentes instrumentos de medição, de forma modular.

Exemplos da integração desses módulos são mostrados nos instrumentos modelados no Capítulo 5.

4.1 SENSIBILIDADE

Para um instrumento em que a saída Y está relacionada à entrada X pela equação $y=f(x)$, o modelo da sensibilidade é a própria característica de resposta nominal do instrumento, conforme Figura 4.1.



Legenda:

- $f(x)$ - Característica de resposta nominal do instrumento
- X - Entrada (mensurando)
- Y - Saída

Figura 4.1 – Modelo da sensibilidade

Esse modelo é exemplificado no Capítulo 5 na implementação do modelo do termistor e termorresistor.

Para sistemas com resposta linear a sensibilidade é constante, e representada pela Equação 4.3:

$$f(x) = a.X \quad (4.1)$$

onde: a – sensibilidade;

X – mensurando;

No caso do amplificador de instrumentação modelado no Capítulo 5, a sensibilidade é o próprio ganho do amplificador.

É usual encontrarmos a especificação da sensibilidade de um transdutor relacionada à tensão de alimentação [1] [2] [22]. Para esses instrumentos o modelo da sensibilidade é dado por:

$$Y = (a / X_F).V_{al}.X \quad (4.2)$$

onde: a – sensibilidade [mV/V];

X – mensurando [unidade de X];

X_F – valor fiducial do mensurando [unidade de X];

V_{al} – tensão de alimentação [V];

Y – saída [mV].

Os fabricantes que adotam uma tensão de alimentação típica para seus transdutores, o fazem para todas as especificações apresentadas na folha de dados do instrumento.

4.2 LINEARIDADE

A linearidade de um instrumento é um parâmetro que varia com o mensurando. Embora seja uma característica sistemática, o valor do erro de linearidade é uma função do mensurando. Para implementá-la é necessário conhecer o comportamento da curva de linearidade. Como não são apresentados dados relativos ao comportamento dessa função na faixa nominal do instrumento, procurou-se analisar dados de calibração de transdutores de pressão, e verificou-se que a curva tem variações “suaves”.

Portanto foi adotado como modelo da linearidade uma função do mensurando, cuja curva tem um comportamento “suave”, e é delimitada pelos valores máximos do erro de linearidade fornecido pelo fabricante ($\pm E_L$).

Essa implementação pode ser feita de diferentes formas, entretanto uma sugestão bastante simples é a implementação da função mostrada na Equação 4.3:

$$S = E_L \cdot \text{sen}(f(E)) \quad (4.3)$$

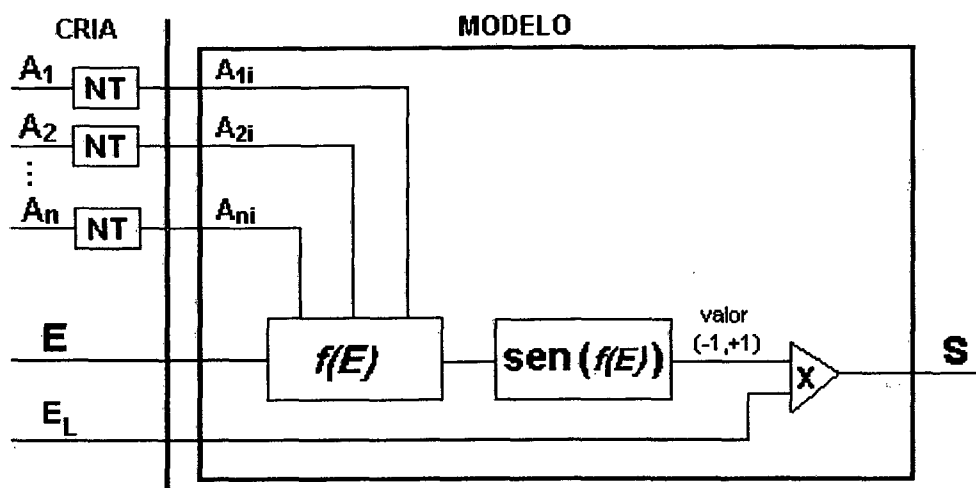
onde:

E_L – máximo erro de linearidade;

$f(E)$ – função a ser definida.

Uma análise de curvas de calibração e o conhecimento de detalhes construtivos do instrumento certamente ajudarão na definição da função $f(E)$. A Figura 4.2 mostra o modelo proposto para a linearidade, onde se deve considerar que:

- a função $f(E)$ deve gerar uma curva “suave” delimitada pelos limites máximos do erro de linearidade. Embora os fabricantes não forneçam dados relativos ao comportamento da curva de linearidade, esse dado pode ser verificado através de análise do comportamento dos dados de calibração do instrumento;
- essa função deve gerar uma curva intrínseca para cada instrumento;
- a função $f(E)$ tem seus coeficientes escolhidos aleatoriamente de forma que, para cada instrumento são gerados diferentes valores para os coeficientes da função. Assim sendo cada instrumento de um lote terá uma função de linearidade diferente. Os coeficientes devem ter seus valores escolhidos de modo a manter a “suavidade” da curva;
- a função seno foi escolhida apenas para delimitar o valor da $f(E)$ entre o valor de -1 a $+1$, entretanto a linearidade não tem um comportamento senoidal, sendo necessário tomar intervalos de variação inferiores a um período da função seno;
- a função $\text{sen}(f(E))$ ao ser multiplicada pelo erro de linearidade $\pm E_L$, simula os limites de variação da função de acordo com os dados do fabricante.



Legenda:

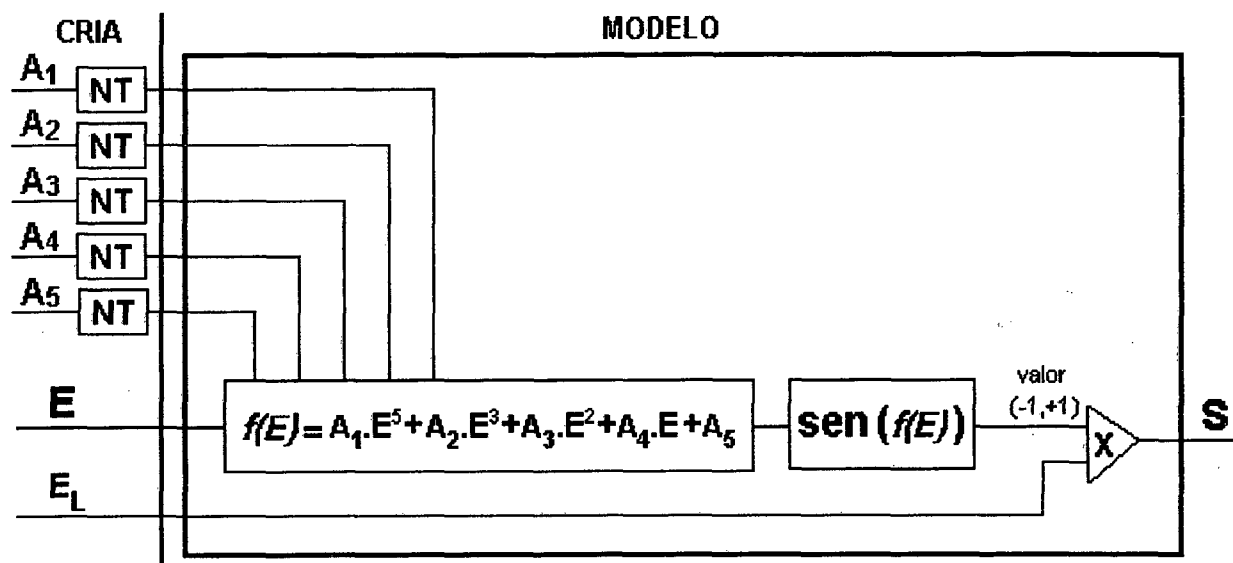
- A_1, A_2, \dots, A_n - Coeficientes da função $f(E)$
- $A_{1i}, A_{2i}, \dots, A_{ni}$ - Coeficientes gerados da função $f(E)$
- E_L - Erro máximo de linearidade
- E - Entrada
- NT - Distribuição normal truncada
- $f(E)$ - Função a ser definida
- S - Saída
- $\text{sen}(f(E))$ - Seno da função $f(E)$

Figura 4.2 – Modelo proposto para a linearidade

Como sugestão é apresentado o modelo da Figura 4.3, desenvolvido para simular o erro de linearidade do transdutor de pressão da HBM, modelo 1-P3MB/500 bar.

Nesse caso:

- a função $f(E)$ é um polinômio de quinto grau, $f(E) = A_1.E^5 + A_2.E^3 + A_3.E^2 + A_4.E + A_5$;
- os coeficientes da função $f(E)$ são escolhidos aleatoriamente através de distribuições normais, possibilitando a seleção de uma função para cada instrumento. As distribuições têm média $\mu=0$ e o desvio padrão para cada coeficiente dado por:
 $\sigma_A = E_L/3,3$, $\sigma_B = 0,03$, $\sigma_C = 0,15$, $\sigma_D = 0,5$ e $\sigma_G = 0,5$;
- Selecionando-se os coeficientes da função $f(E)$ adequadamente, pode-se gerar curvas de comportamento “suave”.



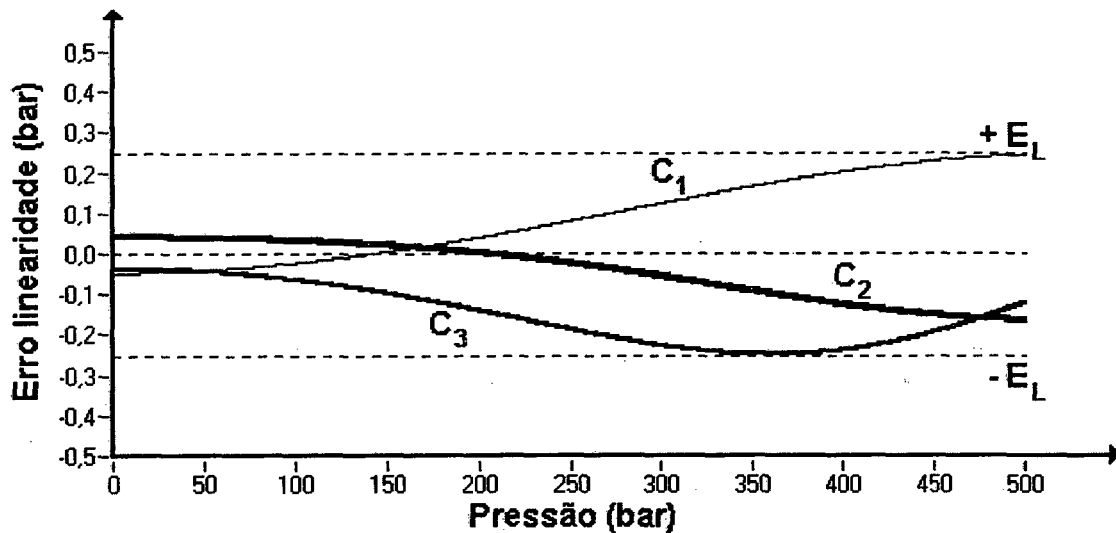
Legenda:

- A₁, A₂, A₃, A₄, A₅ - Constantes
- E_L - Erro de linearidade
- E - Entrada
- NT - Distribuição normal truncada
- S - Saída
- sen(f(E)) - Seno da função f(E)

Figura 4.3 – Modelo da linearidade do transdutor de pressão modelo 1-P3MB da HBM

As curvas obtidas da implementação desse modelo são mostradas na Figura 4.4, e os coeficientes da função gerados aleatoriamente são:

$f(E) = A_1 \cdot E^5 + A_2 \cdot E^3 + A_3 \cdot E^2 + A_4 \cdot E + A_5$			
Coeficientes	Curvas		
	C ₁	C ₂	C ₃
A ₁	-1,060E-1	1,023E0	5,272E-1
A ₂	-7,224E-1	-1,531E0	-2,852E-1
A ₃	2,298E0	-3,274E-1	-2,721E0
A ₄	8,669E-2	-4,319E-2	1,429E-3
A ₅	-1,938E-1	1,735E-1	-1,498E-1

**Legenda:**

- C₁ - Curva 1 de linearidade
- C₂ - Curva 2 de linearidade
- C₃ - Curva 3 de linearidade
- E_L - Erro máximo de linearidade

Figura 4.4 – Curvas de linearidade gerada pelo modelo da Figura 4.3

É comum encontrar-se especificações nas quais os dados do fabricante são representativos da linearidade e histerese, ou histerese e repetitividade, assim como a apresentação de um erro combinado de linearidade, histerese e repetitividade.

4.3 HISTERESE

A histerese é um parâmetro que não se pode modelar apenas com as especificações do fabricante.

A literatura apresenta vários estudos relativos ao comportamento da histerese em materiais ferromagnéticos, inclusive pode-se encontrar alguns programas para a simulação deste comportamento [90]. Entretanto, para instrumentos de medição, a abordagem desse assunto restringe-se ao dado fornecido para a histerese relativa à faixa nominal do instrumento, e nada se encontrou com relação a uma análise sistemática do comportamento da histerese para instrumentos com diferentes princípios de funcionamento.

A falta de informações motivou a pesquisa de dados de calibração de instrumentos, como manômetros e transdutores de pressão, para que se pudesse sistematizar os dados para a

modelagem. Foram analisados certificados de calibração de um lote de manômetros do mesmo modelo e faixa nominal, e transdutores de pressão da HBM, cujo modelo é apresentado no Capítulo 5. Desta análise pode-se concluir:

- a histerese é uma característica que apresenta diferentes comportamentos, dependendo do princípio de funcionamento do instrumento;
- é uma característica sistemática e o modelo deve gerar uma curva para cada instrumento de um lote deles;
- o valor correspondente a um mensurando na curva descendente é sempre maior que o valor correspondente ao mesmo mensurando na curva ascendente;
- nada se pode dizer com relação aos valores assumidos pela histerese ao longo da faixa nominal do instrumento, considerando apenas a especificação do fabricante (item 2.1.3);
- entretanto, se for possível obter dados de calibração do instrumento referente a vários ciclos de carregamento, pode-se conhecer o comportamento da histerese pois:

$$E_H = Y_{DESCIDA} - Y_{SUBIDA} \quad (4.4)$$

onde:

$Y_{DESCIDA}$ – média das indicações na descida;

Y_{SUBIDA} – média das indicações na subida.

- de acordo com a norma ASME B40.1-1991 e a ASME B40.2-1991, o valor da histerese é menor se a faixa de medição for inferior à faixa nominal do instrumento. Sugere-se aproximar a histerese parcial relativa a um dado deslocamento do mensurando, proporcionalmente à histerese especificada pelo fabricante (relativa à faixa nominal) por:

$$E_{H_p} = \frac{E_H \cdot D}{FN} \quad (4.5)$$

onde:

E_{H_p} – erro de histerese parcial;

E_H – erro de histerese;

D – deslocamento do mensurando;

FN – faixa nominal do instrumento.

- o ponto de chegada da curva descendente não coincide com o ponto de partida da curva ascendente, e é maior em valor. Entretanto não foi possível fixar limites de variação para instrumentos em geral.

Para a simulação da histerese de um instrumento real são necessários dados referentes à histerese de ciclos de carregamento parciais, que normalmente não são apresentadas em certificados de calibração.

Entretanto para fins didáticos, assumiu-se neste trabalho ser possível representar o comportamento da histerese de forma simplificada, considerando o valor do erro de histerese proporcional não só a faixa nominal do instrumento como também ao deslocamento efetuado, de acordo com a Equação 4.5.

Concluindo, não se pode a partir da análise realizada, propor um modelo geral da histerese que seja representativo do comportamento de diferentes instrumentos. Entretanto sugere-se que o modelo seja implementado de acordo com os dados do certificado de calibração do instrumento e levando-se em conta as informações apresentadas anteriormente.

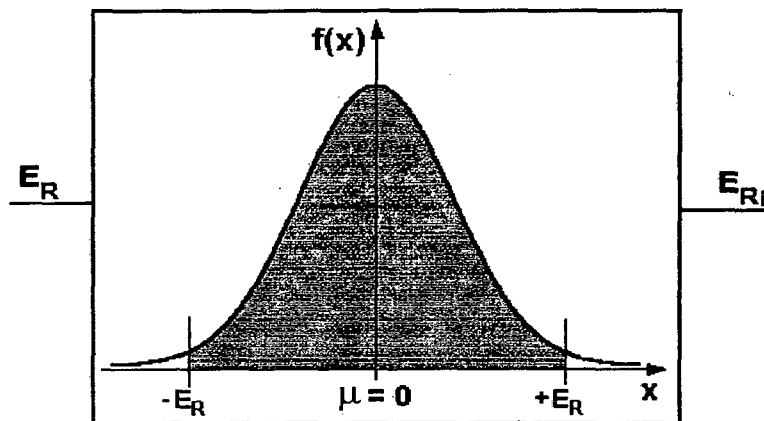
O modelo deve simular a curva descendente a partir da curva ascendente, considerando a histerese máxima e a variação da histerese para cada mensurando conforme curva de calibração.

4.4 REPETITIVIDADE

A repetitividade é uma característica aleatória. De acordo com a definição adotada no item 2.1.4, o modelo da repetitividade deve gerar números aleatórios dentro de uma faixa de valores especificada, e com uma dada probabilidade.

O modelo proposto para a repetitividade é uma distribuição normal com média $\mu=0$ e

truncada nos pontos de $\pm E_R$, correspondente a $n\sigma$ (Figura 4.5). O valor de truncamento $\pm E_R$, corresponde à faixa de valores especificada pelo fabricante como erro de repetitividade. O valor de “n” refere-se ao nível de confiança atribuído à repetitividade especificada pelo fabricante, e σ o desvio padrão. Entretanto esse valor não é usualmente apresentado na folha de dados.



Legenda:

- E_R - Máximo erro de repetitividade especificado
- E_{Ri} - Erro de repetitividade gerado
- $f(x)$ - Função densidade de probabilidade de x
- x - Variável aleatória

Figura 4.5 – Modelo proposto para a repetitividade

Adotou-se neste trabalho o valor de truncamento da normal correspondente a $3,3\sigma$, equivalente a um nível de confiança 99,9 %.

A repetitividade é uma característica que varia de acordo com o mensurando. Embora neste trabalho a repetitividade esteja sendo considerada constante ao longo da faixa nominal do instrumento, propõe-se a implementação de uma função que simule variações ao longo da faixa nominal do instrumento.

Esta função poderia ser semelhante a implementada para a linearidade, conforme Figura 4.2.

Quando se tem especificações relativas à repetitividade e também ao ruído de um instrumento, adotou-se neste trabalho modelar apenas a repetitividade.

4.5 TENDÊNCIA

A tendência é uma característica sistemática e dada pela Equação 2.3. Entretanto é um parâmetro que usualmente não aparece nas especificações do fabricante. Considerando que o objetivo principal deste trabalho é modelar a partir das especificações, a tendência não aparece na modelagem dos instrumentos apresentados no Capítulo 5. Entretanto, é uma característica encontrada em certificados de calibração de instrumentos, e pode ter um valor positivo ou negativo. A Equação 4.6 propõe uma função para a modelagem a partir de dados de calibração. Assim a tendência do instrumento seria modelada por um valor constante somado ou subtraído para cada valor do mensurando, ao longo da faixa nominal do instrumento.

$$Y = f(x) + T_d(x) \quad (4.6)$$

onde:

$f(x)$ – característica de reposta;

$T_d(x)$ – tendência;

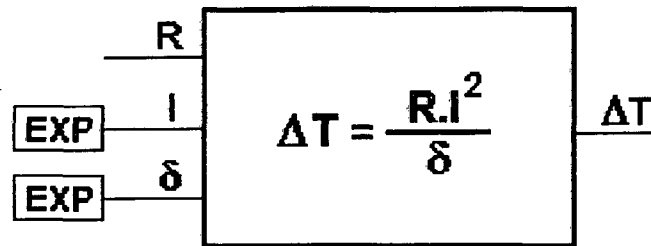
Y – saída.

Usando a modelagem através de dados de calibração, é necessário também se analisar os demais erros do instrumento com os quais a tendência está relacionada, como por exemplo o erro de linearidade e o erro de zero.

4.6 AUTO-AQUECIMENTO

O auto-aquecimento é uma fonte de erro cujo modelo deve ser analisado caso a caso.

Para o termistor e o termorresistor é modelado conforme Equação 2.4. Nesse caso, deve-se especificar a constante de dissipação do transdutor de acordo com o meio em que será utilizado, e sua corrente de alimentação. No modelo da Figura 4.6, a sigla “EXP” refere-se as informações que são obtidas do experimento em que o modelo for empregado.

**Legenda:**

- δ - Constante de dissipação
- ΔT - Variação de temperatura
- EXP - Indica informação obtida do experimento em que o modelo for empregado
- I - Corrente
- R - Resistência

Figura 4.6 – Modelo do auto-aquecimento

Para o extensômetro de resistência, por exemplo, o auto-aquecimento provoca uma variação da resistência do extensômetro.

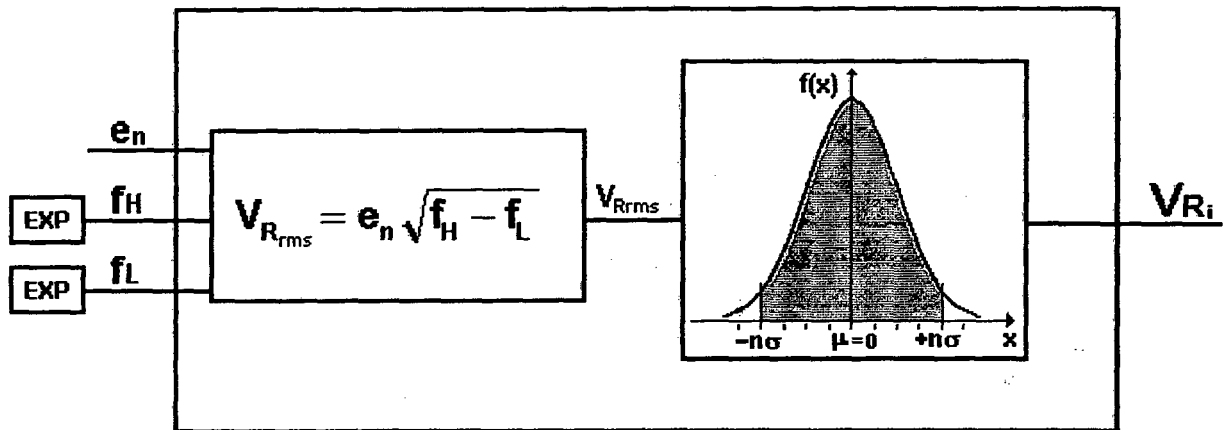
4.7 RUIÍDO

Independente da forma de como o ruído é especificado, adotou-se neste trabalho, para efeito de modelagem, a subdivisão em ruído branco e ruído *flicker*.

De acordo com o mencionado no item 2.1.7, o ruído branco é predominante para a faixa de frequência acima de 100 Hz e o ruído *flicker* para a faixa inferior a 100 Hz.

a) Ruído branco

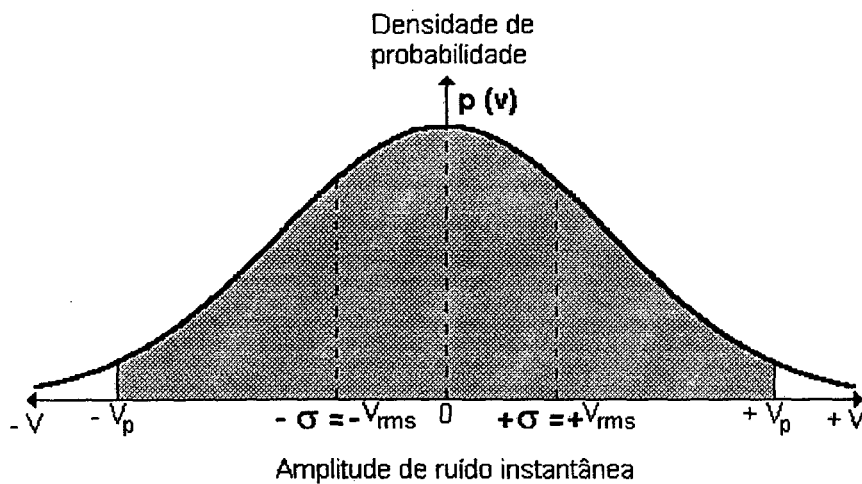
O modelo adotado neste trabalho para o ruído branco é apresentado na Figura 4.7. Nesse modelo, o valor da tensão do ruído branco é dado pela Equação 2.7, entretanto seu valor instantâneo somente pode ser definido em termos de probabilidade. A amplitude instantânea do ruído branco tem uma distribuição normal, com média $\mu=0$ e valor dado pela Equação 2.7 [8]. A função densidade de probabilidade do ruído é mostrada na Figura 4.8.



Legenda:

- e_n - Densidade espectral de ruído
- EXP - Indica informação obtida do experimento em que o modelo for empregado
- f_H - Limite superior de frequência
- f_L - Limite inferior de frequência
- $V_{R_{rms}}$ - Valor rms calculado da tensão de ruído
- V_{R_i} - Valor gerado da tensão de ruído

Figura 4.7 – Modelo do ruído branco



Legenda:

- $p(v)$ - Densidade de probabilidade da tensão de ruído
- σ - Desvio padrão
- V - Valor da tensão de ruído
- V_{rms} - Valor rms da tensão de ruído
- V_p - Valor da tensão de pico do ruído

Figura 4.8 – Função densidade de probabilidade do ruído

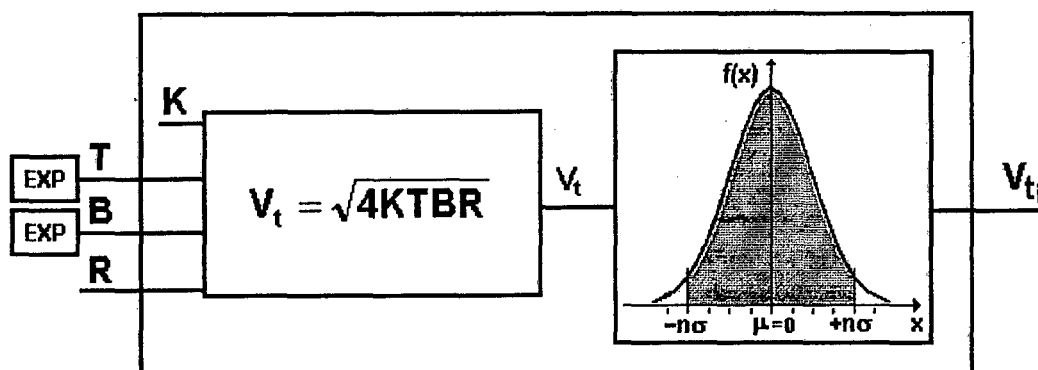
No modelo proposto, a distribuição normal tem desvio padrão igual ao valor da tensão eficaz do ruído e é truncada nos pontos de $\pm V_p=3,3\sigma$.

Se a normal não for truncada, pode-se ter picos de ruído com valores muito alto. Embora os valores mais prováveis estejam próximos da média $\mu=0$, o truncamento é feito em $V_p=3,3\sigma$, correspondente ao nível de confiança de 99,9%, adotado neste trabalho [8].

• Ruído Térmico

O valor eficaz da tensão de ruído térmico é dado pela Equação 2.8, entretanto seu valor instantâneo somente pode ser definido em termos de probabilidade. Assim sendo, a amplitude instantânea do ruído térmico é modelada por uma distribuição normal com características idênticas ao do ruído branco, e função densidade de probabilidade com desvio padrão σ igual ao valor eficaz da tensão de ruído.

A Figura 4.9 mostra o modelo implementado para o ruído térmico.

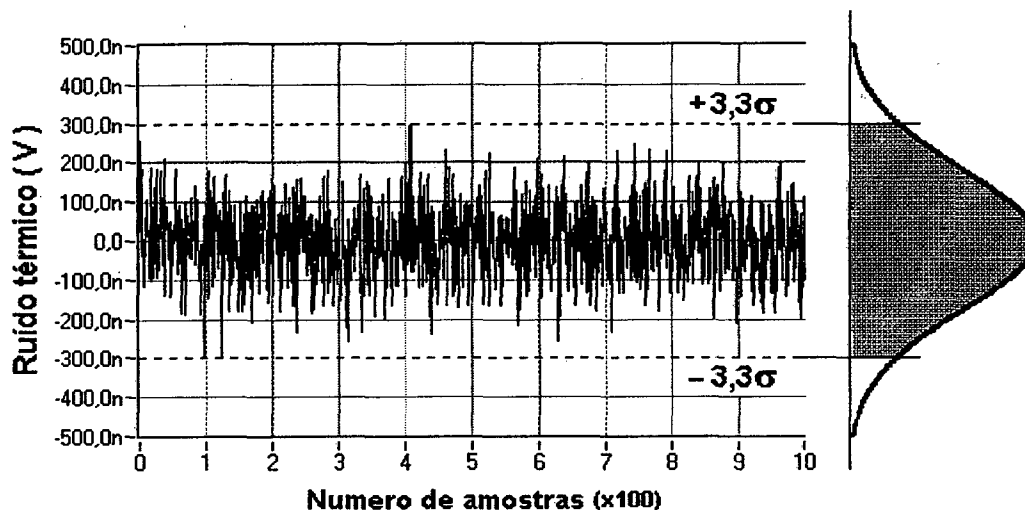


Legenda:

- B - Largura de banda
- EXP - Experimento
- K - Constante de Boltzmann
- R - Resistência
- T - Temperatura
- V_t - Tensão de ruído térmico
- V_{t_i} - Tensão de ruído térmico gerado

Figura 4.9 – Modelo do ruído térmico

O modelo foi testado para as condições: resistência de 5 k Ω ; temperatura de 25°C; largura de banda de 100 Hz. Como resultado a Figura 4.10 mostra o ruído térmico gerado em função do número de amostras. Pode-se observar que os picos de ruído foram truncados nos limites escolhidos (3,3 σ).



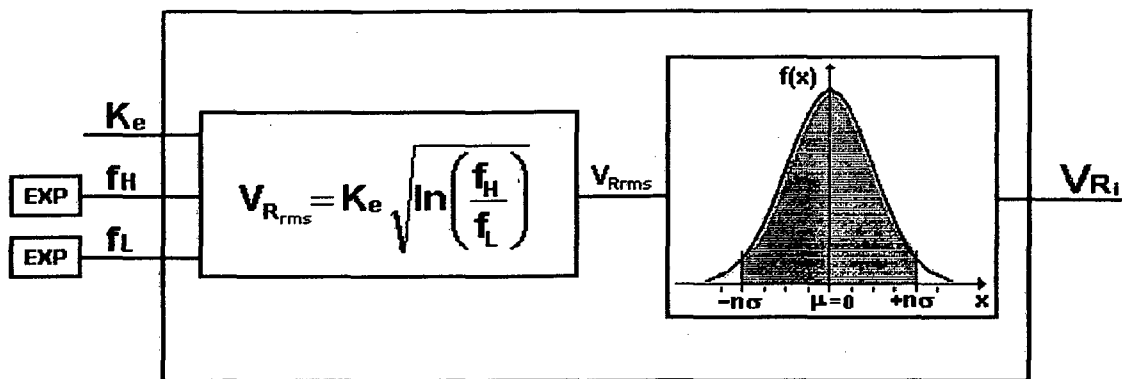
Legenda: σ - Desvio padrão

Figura 4.10 – Ruído térmico em função do número de amostras

b) Ruído *Flicker* (1/f)

O valor do ruído *flicker* é dado pela Equação 2.10, entretanto seu valor instantâneo também só pode ser definido em termos de probabilidade. A amplitude instantânea do ruído *flicker* tem a mesma forma mostrada para o ruído branco, conforme Figura 4.8.

O valor de K_e no modelo da Figura 4.11, é calculado pela Equação 2.9 para a frequência de 1 Hz, ou tomado da folha de dados do instrumento, exemplificado pela Figura 2.5.

**Legenda:**

- EXP - Indica informação obtida do experimento em que o modelo for empregado
- f_H - Limite superior de frequência
- f_L - Limite inferior de frequência
- K_e - Valor da densidade espectral de ruído para 1 Hz
- V_{R_i} - Valor da tensão de ruído gerado
- $V_{R_{rms}}$ - Valor da tensão rms de ruído

Figura 4.11 – Modelo do ruído flicker**4.8 TENSÃO DE OFFSET**

A tensão de *offset* é um parâmetro que pode ter variação tanto positiva como negativa.

É um parâmetro usualmente fornecido em certificados de calibração do instrumento. Quando não se tem a calibração, o valor da tensão de *offset* de um instrumento pode ser escolhido de uma distribuição normal de probabilidade cujos valores da média e dos limites de truncamento dependem da forma de especificação do fabricante, apresentadas no item 2.1.8.

No caso do transdutor de pressão (Tabela 5.4), o fabricante RS apresenta valores mínimo, típico e máximo. Assim sendo, o modelo é uma distribuição normal com média igual ao valor típico, e truncada nos pontos de mínimo e máximo estabelecido pelo fabricante.

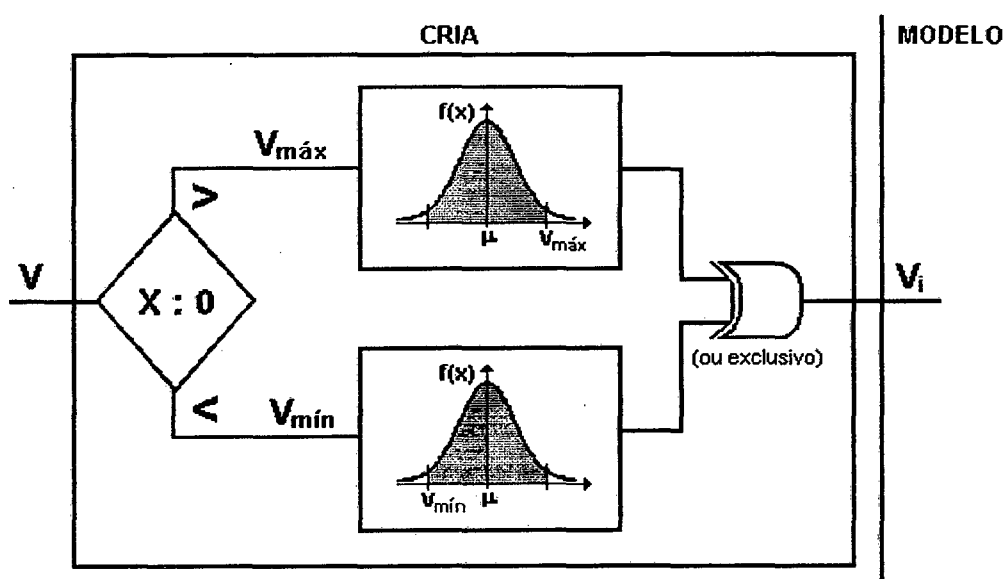
Entretanto a especificação mais usual para tensão de *offset* é dada pelos limites mínimo e máximo. É o caso do transdutor de pressão da Endevco (Tabela 5.4), e do amplificador de instrumentação (Tabela 5.5).

Esse tipo de especificação é modelada conforme Figura 4.12, sendo que o primeiro passo é estabelecer o sentido de variação do parâmetro. Quando positivo, o limite superior de truncamento é o valor máximo fornecido pelo fabricante, e a média estimada é igual à metade

do valor máximo.

Se o parâmetro tiver uma variação negativa, o limite inferior de truncamento é o valor mínimo fornecido pelo fabricante, e a média estimada é igual ao dobro do valor mínimo.

O valor estimado para a média, como sendo igual à metade do limite superior para variação positiva, e igual ao dobro do limite inferior para variação negativa, foi adotada com base na análise das especificações de outros fabricantes que apresentam o valor mínimo, típico e máximo para esse dado. Exemplos podem ser vistos na Tabela 5.5, para tensão de *offset* na entrada e na saída (National) e corrente de *bias* (Burr-Brown).



Legenda:

- $V_{máx}$ - Valor máximo de tensão especificado
- $V_{mín}$ - Valor mínimo de tensão especificado
- V - Tensão de *offset* especificada
- V_i - Tensão de *offset* gerada

Figura 4.12 – Método de criação dos parâmetros característicos da tensão de *offset*, corrente de *bias* e corrente de *offset*

Todavia, essa atribuição adotada não pode ser considerada como uma regra e foi usada neste trabalho por falta de informações do fabricante. Sempre que se obtiver informações do fabricante que melhor representem o comportamento metrológico do instrumento, estas atribuições devem ser revistas.

Vale salientar que, quando a especificação é fornecida de forma mais completa, isto é mostrando valores típico e máximo, ou mínimo e típico, não há necessidade de se estimar a média como apresentado anteriormente.

A Tabela 3.2 mostra os critérios que foram adotados para essas especificações.

4.9 CORRENTE DE *BIAS*

O valor da corrente de *bias* é determinado pelo projeto do circuito interno do instrumento, podendo ser tanto positiva como negativa. Sua especificação é apresentada da mesma forma que a tensão de *offset*, tendo portanto o mesmo modelo (Figura 4.12).

4.10 CORRENTE DE *OFFSET*

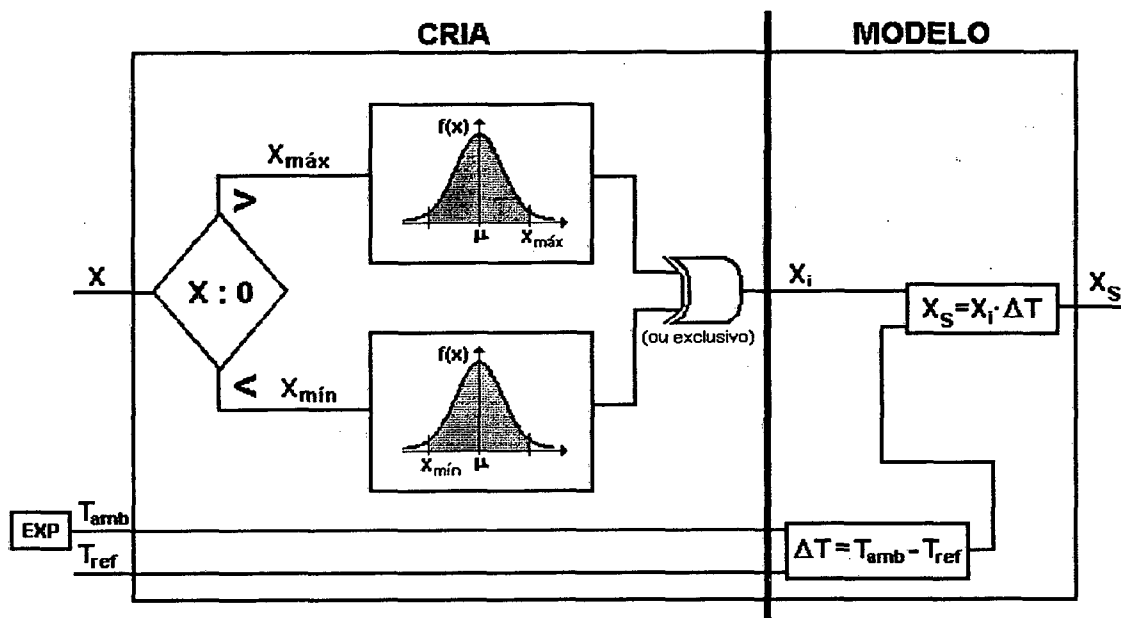
O modelo proposto para a corrente de *offset* é o mesmo desenvolvido para a tensão de *offset* e corrente de *bias*, conforme Figura 4.12.

Da análise comparativa da Tabela 5.5, verifica-se que os dados da corrente de *offset* e de *bias* fornecidos pelos fabricantes Burr-Brown e National mostram valores típico e máximo. Exemplificando, a especificação da Burr-Brown para a corrente de *offset* é valor típico $\pm 2,5$ nA, e valor máximo ± 15 nA. Portanto o modelo proposto é o mesmo da Figura 4.12, onde para variação positiva a distribuição normal tem média $\mu = +2,5$ nA e é truncada no limite superior $V_{\text{máx}} = +15$ nA, cujo truncamento corresponde a $3,3\sigma$. Da mesma forma, se a variação for negativa, tem-se a média $\mu = -2,5$ nA e truncada no limite inferior $V_{\text{mín}} = -15$ nA, cujo truncamento corresponde a $3,3\sigma$.

4.11 DERIVA TÉRMICA

A deriva térmica é um parâmetro especificado por uma faixa de valores compreendida entre os limites mínimo e máximo. A forma mais usual de apresentação da deriva térmica é: valor máximo de $\pm x$ %/°C. O modelo proposto (Figura 4.13) é semelhante ao da tensão de *offset*, onde primeiro escolhe-se o sentido de variação do parâmetro. Uma vez escolhido o valor intrínseco da deriva térmica do instrumento, este valor será usado no modelo do instrumento como fator de compensação devido a variações de temperatura. O fator de compensação é calculado multiplicando-se a variação de temperatura ambiente em relação à temperatura de referência, para a qual os dados do fabricante são especificados.

É comum encontrar-se dados como deriva térmica da sensibilidade, do ganho, da tensão de *offset*, e da corrente de *bias* e *offset*, exemplificados nos modelos do transdutor de pressão e do amplificador (5.3.3 e 5.4.3) apresentados no Capítulo 5.



Legenda:

- ΔT - Variação da T_{amb} em relação à T_{ref}
- EXP Indica informação obtida do experimento em que o modelo for empregado
- T_{amb} - Temperatura ambiente
- T_{ref} - Temperatura de referência dos dados
- $X_{m\acute{a}x}$ - Valor máximo da deriva térmica
- $X_{m\acute{i}n}$ - Valor mínimo da deriva térmica
- X_i - Deriva térmica gerada
- X - Deriva térmica especificada
- X_S - Valor do erro devido à deriva térmica

Figura 4.13 – Método de criação dos parâmetros característicos da deriva térmica

O modelo apresentado acima contempla a grande maioria das especificações dos instrumentos (Tabela 5.4 e Tabela 5.5). Entretanto alguns fabricantes apresentam para a deriva térmica um valor máximo de variação do parâmetro (máximo de $\pm x$ mV) para uma dada faixa de temperatura. Exemplo desse tipo de especificação pode ser visto na Tabela 5.4, onde o fabricante RS especifica a deriva térmica máxima de ± 1 mV para a faixa de

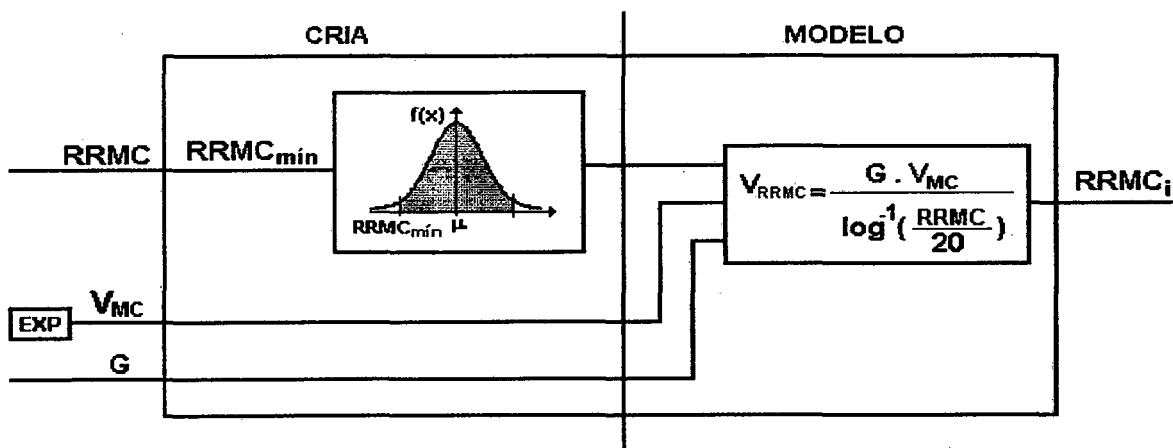
temperatura de (0 a +50)°C.

Neste caso, sugere-se usar o Método da Borboleta (“Butterfly Method”) [24] [39], para modelagem do parâmetro. Esse método determina a variação da temperatura através da estipulação de três (ou mais) pontos de medição, geralmente a 25°C e nos extremos da faixa de temperatura [24] [39] especificada.

4.12 RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

A razão de rejeição de modo comum é especificada usualmente por um valor mínimo. Esse dado significa que a capacidade de rejeição do instrumento é no mínimo igual ao valor da RRMC em decibel (dB).

Portanto, esse parâmetro tem uma característica sistemática, devendo o modelo selecionar um valor intrínseco para cada instrumento. No modelo proposto da Figura 4.14, o valor da RRMC é escolhido de uma distribuição normal com o limite inferior igual ao valor mínimo especificado (convertido para valor absoluto) e a média um valor a ser estimado (valor absoluto), conforme critério selecionado da Tabela 3.2.



Legenda:

- EXP - Experimento
- G - Ganho
- RRMC - Razão de rejeição de modo comum
- RRMC_i - Razão de rejeição de modo comum gerado
- V_{MC} - Tensão de modo comum
- G - Ganho

Figura 4.14 – Método de criação dos parâmetros característicos da RRMC

Para se estimar o valor da RRMC sugere-se uma consulta ao fabricante, ou a análise das especificações de outros fabricantes que fornecem valores mínimos e típicos (Tabela 5.5).

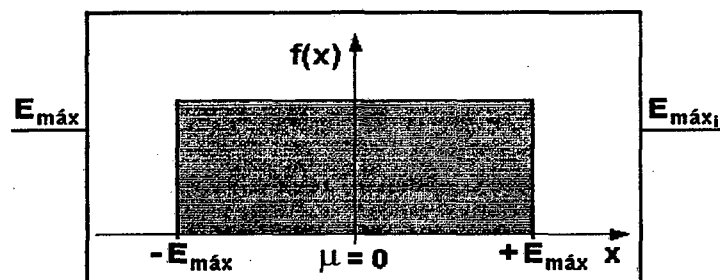
Exemplificando, no caso do amplificador da Analog Devices é fornecido um valor mínimo de 70 dB, e estimou-se para a média um valor de 82 dB. Essa estimativa tem base nas especificações da Burr Brown onde é atribuído um valor mínimo de 80 dB, e um valor típico de 94 dB (Tabela 5.5). O resultado da implementação do modelo da RRMC para o amplificador da Analog Devices é mostrado na Figura 4.14.

O valor intrínseco da RRMC escolhido para cada instrumento, é usado na Equação 2.12 para se calcular a variação da tensão de saída.

A modelagem da RRMC como função da frequência do sinal de entrada é tratada na referência [78].

4.13 ERRO MÁXIMO ADMISSÍVEL

O erro máximo é um parâmetro que só é modelado quando não se tem informações sobre os parâmetros sistemáticos e aleatórios do instrumento. O modelo proposto para essa característica é uma distribuição retangular conforme Figura 4.15.



Legenda:

- $E_{máx}$ - Erro máximo
- $E_{máx_i}$ - Erro máximo gerado
- $f(x)$ - Função densidade de probabilidade de x
- μ - Média
- X - Variável aleatória

Figura 4.15 – Modelo do erro máximo

Caso haja informações sobre as características sistemáticas e aleatórias do instrumento, essas prevalecem em relação ao modelo do erro máximo.

Capítulo 5

INSTRUMENTOS MODELADOS NESTE TRABALHO

A título de ilustração da estrutura geral desenvolvida para modelar um instrumento de medição foram implementados modelos de quatro instrumentos: termistor, termorresistor, transdutor de pressão e amplificador de instrumentação.

É apresentado para cada instrumento:

- uma breve caracterização do instrumento baseada na sua característica de reposta nominal;
- considerações acerca de normas e outros documentos técnicos relacionados ao instrumento;
- as especificações fornecidas por diferentes fabricantes selecionados;
- o modelo desenvolvido para um tipo específico;
- recomendações para implementação de modelos a partir de diferentes formas de especificação de uma mesma característica;
- análise do modelo.

Os modelos implementados são particularizados para o instrumento de um determinado fabricante, isto é, foram parametrizados com valores típicos de um tipo de instrumento. Entretanto, é apresentada a especificação de três fabricantes visando a ilustração das diferentes formas de apresentação das especificações. A seleção dos fabricantes foi feita considerando aqueles que apresentam as especificações da forma mais completa e

diferenciada dentre os fabricantes com maior renome internacional.

Embora o modelo tenha sido desenvolvido para um instrumento específico, procurou-se comparar os dados e recomendar alterações no modelo apresentado, visando possibilitar a modelagem futura dos instrumentos dos demais fabricantes.

5.1 TERMISTOR

5.1.1 Características do Termistor

Termistores são resistores sensíveis à temperatura compostos por ligas de óxidos de níquel, manganês e outros metais, sinterizados a temperaturas acima de 1000°C [13]. Os termistores podem ser classificados em duas categorias: termistores com coeficiente de temperatura positivo (*positive resistance temperature coefficient* - PTC) e termistores com coeficientes de temperatura negativo (*negative resistance temperature coefficient* - NTC), sendo quase que exclusivamente os NTC utilizados para termometria [13] [39].

São geralmente empregados na faixa de medição de (-50 a 150)°C sendo usual que se consiga incertezas da ordem de 1°C para essa faixa.

Entretanto, os termistores apresentam uma alta não linearidade, com grande dependência dos parâmetros do processo de fabricação, o que dificulta o estabelecimento de padrões para tolerância e para erro de intercambialidade. Não foram identificadas normas aplicáveis, como ocorre com termopares e com termorresistores.

A característica de resposta de um termistor NTC é dada por [55]:

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1 \cdot \ln(R) + A_2 \cdot [\ln(R)]^2 + \dots + A_n \cdot [\ln(R)]^n \quad (5.1)$$

$$\ln(R) = B_0 + \frac{B_1}{T} + \frac{B_2}{T^2} + \frac{B_3}{T^3} + \dots + \frac{B_m}{T^m} \quad (5.2)$$

onde: T – temperatura (K);

R – resistência do termistor (Ω);

A_0, \dots, A_n e B_0, \dots, B_m – constantes de ajuste da curva.

As constantes de ajuste da curva são obtidas através de regressão de n pontos de temperatura e resistência [55].

Na prática as equações acima podem ser aproximadas pelas equações de Steinhart-

Hart [21]:

$$\frac{1}{T} = a + b \cdot \ln(R) + c \cdot [\ln(R)]^2 \quad (5.3)$$

onde: T – temperatura (K);

R – resistência do termistor (Ω);

a,b,c – constantes características do termistor a serem determinadas.

As constantes são determinadas pela resolução de um sistema de três equações, gerado a partir de três pontos selecionados, de resistência e de temperatura do termistor [21].

O erro de interpolação introduzido pela aproximação da Equação 5.3 não excede 0,003°C para uma faixa de temperatura de 50°C tomada entre (0 a +260)°C; e não excede 0,02°C para uma faixa de temperatura de 50°C tomada entre (-80 a 0)°C [55].

A Figura 5.1 apresenta as curvas característica de três materiais comumente usados na fabricação de termistores, onde é relacionado o logaritmo da resistência nominal em relação à resistência a 25°C, versus o inverso da temperatura absoluta. A relação entre a resistência e temperatura para esses materiais são especificados na norma MIL-PRF-23648 [55].

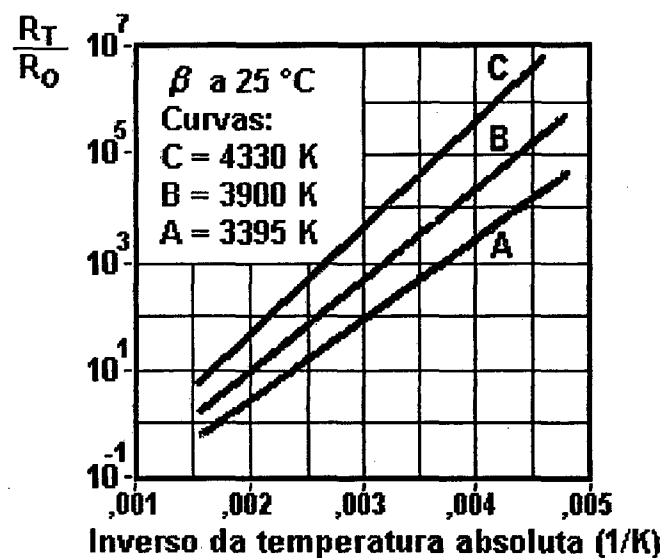


Figura 5.1 – Curva característica de um termistor

Alguns fabricantes [54] [57] apresentam suas especificações em relação à constante do material do termistor (β), relacionada pela equação [54]:

$$R_T = R_0 \cdot \left[\frac{\beta(T_0 - T)}{T \cdot T_0} \right] \quad (5.4)$$

onde: R_T – resistência do termistor (Ω);

R_0 – resistência nominal do termistor, usualmente especificada a 25°C (Ω);

β – constante do material do termistor (K);

T_0 – temperatura (K);

T – temperatura de referência (K).

Entretanto, a Equação 5.4 é válida para qualquer faixa de temperatura especificada, em que a inclinação da curva característica do termistor, aproxima-se de uma reta. Usando-se a Equação 5.4 para temperaturas acima de 0°C tem-se uma incerteza de 0,3°C para uma faixa de temperatura de 50°C, e uma incerteza de 0,04°C para uma faixa de temperatura de 20°C [55].

As principais fontes de incerteza na medição com termistor são: erro máximo entre transdutores ou erro de intercambialidade, erro devido a equação de ajuste de não linearidade, auto aquecimento, e ruído térmico [39] [96].

5.1.2 Especificações de Fabricantes

A Tabela 5.1 apresenta a especificação dos três fabricantes de termistores selecionados dentre: Omega [47], Thermometrics [54], Honeywell [45], Quality [56], Ametherm [57] e U.S. Sensor [59].

Da análise e comparação dessas especificações, verifica-se que o fabricante Omega apresenta a característica de resposta de seus termistores através de uma tabela, relacionando diretamente a resistência do termistor com a temperatura para toda a faixa de medição, e para variações de 1°C. Neste caso, não foi dada a constante do material do termistor (β), pois é apresentada uma tabela para cada tipo de termistor fabricado. A Omega sugere em seu catálogo [47] o uso da Equação 5.3, como boa aproximação para os dados da tabela, sem mencionar o erro devido a esse ajuste.

A Thermometrics e a Ametherm também apresentam a característica de resposta através de uma tabela, embora relacionando R_T/R_0 à temperatura, para toda a faixa de medição, com intervalos de 5°C e de 10°C, respectivamente. As especificações dessa tabela são relacionadas ao tipo de material do termistor. A cada tipo de material do termistor está

associado um parâmetro β , conforme Equação 5.4.

Os fabricantes Omega e Thermometrics apresentam o valor atribuído para a constante de tempo do termistor tanto no ar como no óleo, embora somente a Omega atribua um valor máximo para o dado. Já a especificação da Ametherm não estabelece se o valor é máximo ou típico, nem as condições de contorno de utilização do transdutor que se referem à constante de tempo apresentada.

Os fabricantes especificam que seus termistores possuem alta estabilidade no tempo, embora somente a Omega tenha fornecido dados relativos à deriva térmica no tempo.

Tabela 5.1 – Especificações de fabricantes de termistores

FABRICANTE	OMEGA	AMETHERM	THERMOMETRICS
MODELO	44007	NT03 50291	TK95F302W
Tipo	Encapsulado com resina epoxy	Encapsulado com silicone	Encapsulado com resina epoxy
Resistência Nominal (25°C)	5 k Ω	5 k Ω	3 k Ω
Tolerância da Temperatura (1)	Temperatura: $\pm 0,2^\circ\text{C}$ Resistência: $\pm 2\%$ (0 a $+75^\circ\text{C}$)	5% (-40 a $+150^\circ\text{C}$)	$\pm 0,2^\circ\text{C}$ (0 a $+100^\circ\text{C}$)
Beta		3950 K (curva L) (2)	curva F (3)
Faixa nominal	(-80 a $+150^\circ\text{C}$)	(-40 a $+150^\circ\text{C}$)	(0 a $+100^\circ\text{C}$)
Faixa de operação	150°C	(-40 a $+150^\circ\text{C}$)	(-80 a $+150^\circ\text{C}$)
Constante de tempo	10 s máx (ar parado) 25 s máx (ar parado, teflon) 1 s máx (óleo) 2,5 s máx (óleo, teflon)	10 s	10 s (ar) 10 s (óleo)
Constante de dissipação	1 mW/ $^\circ\text{C}$ (ar parado) 8 mW/ $^\circ\text{C}$ (óleo)	3,5 mW/ $^\circ\text{C}$	1 mW/ $^\circ\text{C}$ (ar parado) 8 mW/ $^\circ\text{C}$ (óleo)
Deriva térmica no tempo	10 meses 100 meses 0°C < 0,01°C < 0,01°C 25°C < 0,01°C 0,02°C 100°C 0,2°C 0,32°C 150°C 1,5°C NA		alta estabilidade

(1) Tolerância – erro máximo ou intercambialidade do termistor a menos que seja feita calibração.

(2) Constante β do material do termistor a 25°C , e curva do termistor associada a esse material.

(3) Curva especificada pelo fabricante de acordo com o valor da constante β do material do termistor.

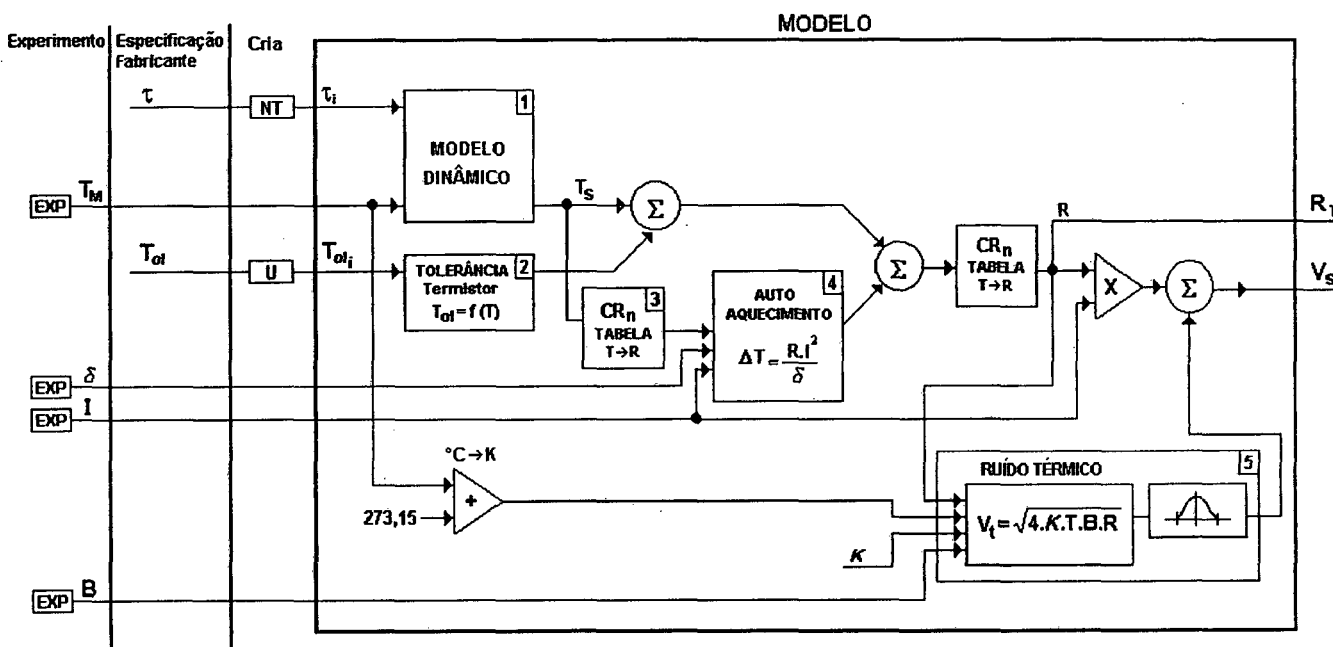
5.1.3 Modelo do Termistor

O instrumento modelado na Figura 5.2 é o termistor 44007 do fabricante Omega, escolhido por apresentar como característica de resposta, uma tabela para variações de temperatura de 1°C , enquanto os outros apresentaram-na para variações de 5°C e 10°C . Além

disso, também por ser um instrumento disponível no Labmetro para futuras comparações entre o comportamento do modelo e do instrumento real.

Um dado considerado relevante na generalização do modelo é que a curva de tolerância é apresentada para toda a faixa nominal do instrumento, de acordo com a Figura 5.3, enquanto os outros fabricantes forneceram apenas um valor para toda a faixa nominal do instrumento.

O modelo do termistor mostrado na Figura 5.2, tem como entrada o mensurando temperatura (T_M), e como saída a resistência equivalente a tal temperatura (R_T). Para facilitar a aplicação do modelo na simulação de experimentos reais, o modelo do termistor incorpora uma entrada para a corrente de alimentação (I) e uma saída em tensão (V_S).



Legenda:

- | | |
|--|--|
| ΔT - Variação de temperatura ($^{\circ}C$) | R - Resistência (Ω) |
| δ - Constante de dissipação (mW/K) | R_T - Resistência do termistor à temperatura T_M (Ω) |
| τ - Constante de tempo especificada (s) | T - Temperatura ($^{\circ}C$) |
| τ_i - Constante de tempo escolhida (s) | T_{ol} - Tolerância especificada pelo fabricante ($^{\circ}C$) |
| B - Largura de banda (Hz) | T_M - Temperatura a medir (mensurando) ($^{\circ}C$) |
| NT - Distribuição Normal Truncada | T_{ol_i} - Tolerância escolhida para o modelo ($^{\circ}C$) |
| CR_n - Característica de resposta nominal | T_s - Temperatura do sensor ($^{\circ}C$) |
| EXP - Experimento | U - Distribuição U |
| I - Corrente de alimentação (A) | V_S - Tensão de saída (V) |
| K - Constante de Boltzmann [$1,38 \times 10^{-23}$ J/K] | |

Figura 5.2 – Modelo do termistor Omega 44007

Tem-se ainda na entrada os parâmetros sistemáticos, como a constante de tempo e a tolerância do termistor, e dados que deverão ser fornecidos quando da utilização do instrumento em um experimento: constante de dissipação (δ) e largura de banda (B). De acordo com o modelo geral proposto no item 3.1, Figura 3.1, esses parâmetros estão identificados no modelo com a sigla “EXP”.

Conforme a Figura 5.2 o modelo é implementado através da característica de resposta nominal do termistor (módulo 3), do modelo da tolerância (módulo 2), do modelo dinâmico (módulo 1) e das fontes de erro relativas ao auto-aquecimento (módulo 4) e ruído térmico (módulo 5).

O modelo dinâmico simula a constante de tempo do termistor através de um sistema de primeira ordem, modelado na referência [78].

Apresenta-se a seguir os detalhes da implementação de cada parâmetro.

- **Tolerância (ou intercambialidade)** – é um limite para afastamento da CR_n de diferentes termistores. A cada temperatura de entrada do modelo corresponde uma tolerância, que deve estar dentro dos limites estabelecidos escolhidos para a tolerância.

A curva de tolerância, ou intercambialidade, apresentada pelo fabricante Omega conforme Figura 5.3, especifica o erro máximo da resistência e da temperatura para os termistores 44005 e 44007.

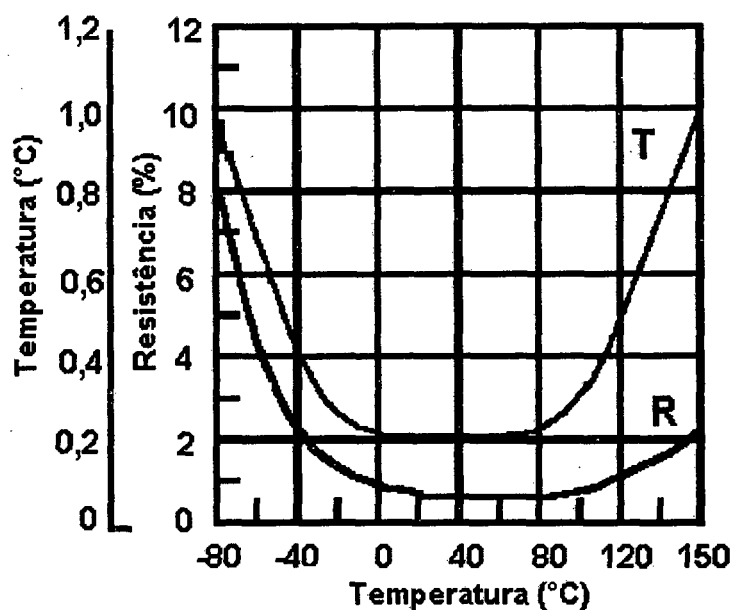


Figura 5.3 – Tolerância do termistor modelos 44005 e 44007 fabricante Omega [47]

Esses erros são expressos como percentual da resistência e erro máximo de intercambialidade em função da temperatura. Observa-se que a tolerância é constante para a faixa de (0 a 75)°C e igual a $\pm 0,2^\circ\text{C}$. O modelo foi implementado para essa faixa de temperatura, devendo ser considerados os dados da curva, para a implementação fora dessa faixa de medição.

Para a criação de um valor específico de tolerância para cada instrumento gerado pelo modelo (Figura 5.2), a tolerância do termistor é escolhida de uma distribuição U, representada por “U” na coluna “CRIA” do modelo. Como não existem informações a respeito do tipo de distribuição que melhor representa os dados de tolerância, propõe-se a utilização de uma distribuição U truncada nos valores $\pm T_{ol}$, objetivando que os valores da tolerância tenham maior probabilidade de ocorrência, próximo dos limites máximos especificados pelo fabricante.

Desta distribuição é escolhido um valor nominal para cada instrumento de um lote de instrumentos a ser modelado. O valor escolhido, representado no modelo por $T_{ol i}$, estabelece os limites máximos para a tolerância.

Outras distribuições poderão ser empregadas em situações específicas. Por exemplo, pretendendo-se considerar igual probabilidade de ocorrência em toda a faixa especificada para a tolerância, a distribuição retangular, com $a = \pm T_{ol}$ é a mais adequada (Tabela 3.1).

Como para cada temperatura do mensurando corresponde um valor de tolerância, o módulo 2 implementa esta característica através de uma função polinomial, implementada da mesma forma que a função de linearidade (item 4.2).

- **Característica de resposta nominal (CR_n)** – foi implementada pela tabela de variação da resistência com a temperatura para variações de 1°C, fornecida pelo fabricante Omega na referência [21], para a faixa de medição de (0 a 75)°C.

Entretanto, os demais fabricantes considerados na Tabela 5.1 apresentam a tabela de característica de resposta nominal para intervalos maiores (5°C e 10°C). Nesses casos sugere-se implementar a CR_n através da Equação 5.2, onde as constantes da equação são determinadas pela seleção de pontos de resistência e de temperatura da curva de característica de resposta do instrumento. Desta forma obtêm-se uma melhor aproximação na implementação do modelo, se comparado com a forma adotada para o modelo da CR_n do

termistor da Omega.

- **Auto-aquecimento** – o termistor é um instrumento resistivo e como tal apresenta uma fonte de erro devida ao auto-aquecimento, que é função da corrente de alimentação. O modelo do auto-aquecimento foi implementado no item 4.6, tendo como entrada: a corrente de alimentação (I) e a largura de banda (B) provenientes de um experimento, e a constante de dissipação do termistor, especificado de acordo com o meio de utilização do instrumento.

Não foi previsto realimentação no modelo do auto-aquecimento, o que seria necessário para simular a curva de variação na temperatura do termistor provocada pelo auto-aquecimento. O modelo contempla somente os casos: transdutor sem alimentação; transdutor com alimentação, porém com a variação da temperatura decorrente do auto-aquecimento já estabilizada.

- **Ruído térmico** – as especificações dos fabricantes não apresentam dados relativo ao ruído do termistor. Entretanto, como o termistor é um instrumento resistivo, apresenta ruído térmico que é modelado conforme item 4.7. A tensão de ruído térmico é somada à tensão equivalente a temperatura T do mensurando, resultando na tensão de saída V_S do termistor.

Para o cálculo da tensão de ruído térmico do termistor deve-se tomar a resistência equivalente ao mensurando, já considerados os erros devido à tolerância e ao auto-aquecimento. Para isso converte-se novamente a temperatura em resistência através da CR_n do termistor, no caso da Omega uma tabela ($T \rightarrow R$). Esta resistência é multiplicada pela corrente de alimentação para se obter a saída em tensão, à qual será adicionada a parcela relativa ao ruído térmico, resultando assim o valor da tensão de saída V_S do termistor para cada entrada T do mensurando.

Todas as características especificadas na folha de dados do fabricante foram consideradas, a menos da deriva térmica no tempo. Essa característica só foi especificada pelo fabricante Omega. Para modelar a deriva térmica com base nas especificações dos fabricantes é necessário um levantamento do histórico de calibração do instrumento ao longo do tempo de uso. Considerando que os valores apresentados para a deriva térmica no tempo são bastante inferiores aos da tolerância [20], essa característica foi desconsiderada no modelo.

O termistor é um instrumento cujo modelo é relativamente simples de ser

implementado a partir dos módulos desenvolvidos no Capítulo 4. A maior dificuldade recai no não conhecimento do tipo de distribuição que melhor representa a tolerância desse instrumento. O mesmo ocorre com a especificação da constante de tempo utilizado no modelo dinâmico, em que apenas um valor máximo é fornecido, e não se tem o comportamento da distribuição que representa esse parâmetro.

Nesses casos, já que não se obteve maiores informações do fabricante, seria necessário levantar o comportamento da distribuição através de ensaios de lotes desses instrumentos. Entretanto esse tipo de estudo foge ao objetivo deste trabalho.

Para a implementação do modelo, além de se ter os módulos desenvolvidos previamente são necessários conhecimentos adicionais para a interligação desses módulos. É necessário o conhecimento do instrumento para que se possa considerar todas as características pertinentes, como é o caso do auto-aquecimento e do ruído térmico.

5.2 TERMORRESISTOR

5.2.1 Características do Termorresistor

Um termorresistor (*resistance temperature detector* – RTD) é um transdutor de temperatura baseado na variação da resistência de um resistor metálico, cujo valor aumenta com a temperatura. Um RTD pode ser feito de diferentes metais e ter diferentes resistências. O mais popular é o RTD de platina com resistência nominal de 100Ω a 0°C , também conhecido como Pt 100 [35] [36].

Quanto ao processo de fabricação, o termorresistor pode ser obtido através de fio encapsulado ou através de filme metálico depositado sobre um substrato [21] [37]. Os termorresistores são conhecidos por apresentarem baixa incerteza sobre uma grande faixa de temperatura e excelente estabilidade. Alguns apresentam incerteza de $0,01 \Omega$ ($0,026^{\circ}\text{C}$) em 0°C .

A variação da resistência com a temperatura de um termorresistor é expressa através de seu coeficiente de temperatura ou sensibilidade nominal (α) (Tabela 5.3), e depende das propriedades físicas e elétricas do material que é feito.

A resistência do termorresistor é dada pela equação [1] [38]:

$$R(T) = R_0 \left(1 + \sum_{i=1}^n a_i T^i \right) \quad (5.5)$$

onde: a_i – coeficiente do polinômio de ajuste [$\Omega/^\circ\text{C}$];

T – temperatura [$^\circ\text{C}$];

R_0 – resistência à temperatura de referência (geralmente a 0°C) [Ω];

n – grau do polinômio utilizado.

O termorresistor apresenta valores que definem os erros máximos admissíveis entre os valores nominais do transdutor após fabricação. Estes desvios são definidos por norma, ou pelo fabricante do componente. A norma IEC 751 [94] define duas classes: A e B. Os fabricantes propõem extensões dessas classes [36] [98] permitindo abranger outras faixas de medição, mostradas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Classes tolerância para termorresistores de platina

Referência	Descrição	Faixa de medição	Tolerância*
IEC [94]	Classe A	(-200 a 650) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,15 + 0,002.T)$
IEC [94]	Classe B	(-200 a 850) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,30 + 0,005.T)$
Fabricante [36]	1/3 Classe B	(0 a 200) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,10 + 0,005.T)$
Fabricante [36]	2 Classe B	(0 a 200) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,60 + 0,005.T)$
Fabricante [36]	0,5	(-200 a 850) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,50 + 0,008.T)$
Fabricante [36]	0,8	(-50 a 650) $^\circ\text{C}$	$\pm(0,60 + 0,008.T)$

(*) A tolerância é apresentada em função da temperatura (T)

Em 1983 a IEC (*International Electrotechnical Commission*) adotou a norma DIN EN 60751 que tem como padrão o termorresistor de platina com resistência nominal de 100Ω a 0°C , e coeficiente de temperatura $\alpha = 0,00385 (\Omega/\Omega)/^\circ\text{C}$. Segundo essa norma, a resistência em função da temperatura é dada por:

Para $T \geq 0^\circ\text{C}$:

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + AT + BT^2) \quad (5.6)$$

onde: $A = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$;

$B = -5,775 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$;

$R_0 = 100 \Omega$.

Para $T < 0^{\circ}\text{C}$:

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot (T - 100) \cdot T^3) \quad (5.7)$$

onde: $A = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$;

$B = -5,775 \cdot 10^{-7} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-2}$;

$C = -4,183 \cdot 10^{-13} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-3}$;

$R_0 = 100 \text{ } \Omega$.

E as tolerâncias para a classe A e B são:

$$\text{Classe A} \quad T_{ol} = \pm(0,15 + 0,002 \cdot |T|) \quad (5.8)$$

$$\text{Classe B} \quad T_{ol} = \pm(0,3 + 0,005 \cdot |T|) \quad (5.9)$$

onde: T – temperatura ($^{\circ}\text{C}$).

A classe A aplica-se para intervalos de temperatura de $(-200$ a $650)^{\circ}\text{C}$, e somente para RTDs com configuração em três ou quatro fios. A classe B cobre toda a faixa de $(-200$ a $850)^{\circ}\text{C}$ [38] [46].

Outras normas freqüentemente referidas pelos fabricantes são: JIS (C1604-1981) [47], ANSI [47] ($\alpha = 0,00392 \text{ } (\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}$) e a escala internacional de temperatura (ITS-90) [47], que se aplica a RTD de fio de platina encapsulado ($\alpha = 0,00395 \text{ } (\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}$).

A Figura 5.4 mostra a curva de tolerância para RTDs de Pt $100 \text{ } \Omega$ a 0°C , segundo diferentes normas [47].

Os principais fatores a considerar na avaliação da incerteza na medição com termorresistores são: erro máximo admissível, auto aquecimento, ruído térmico e influência da resistência dos fios de ligação [37] [47].

A influência do fio é devida à baixa sensibilidade do termorresistor, podendo causar erros consideráveis no valor da temperatura [21] [38] [67]. Para evitar esta fonte de incerteza, alguns fabricantes, como por exemplo a Omega, fornecem a opção do termorresistor nas configurações de três fios e de quatro fios [21].

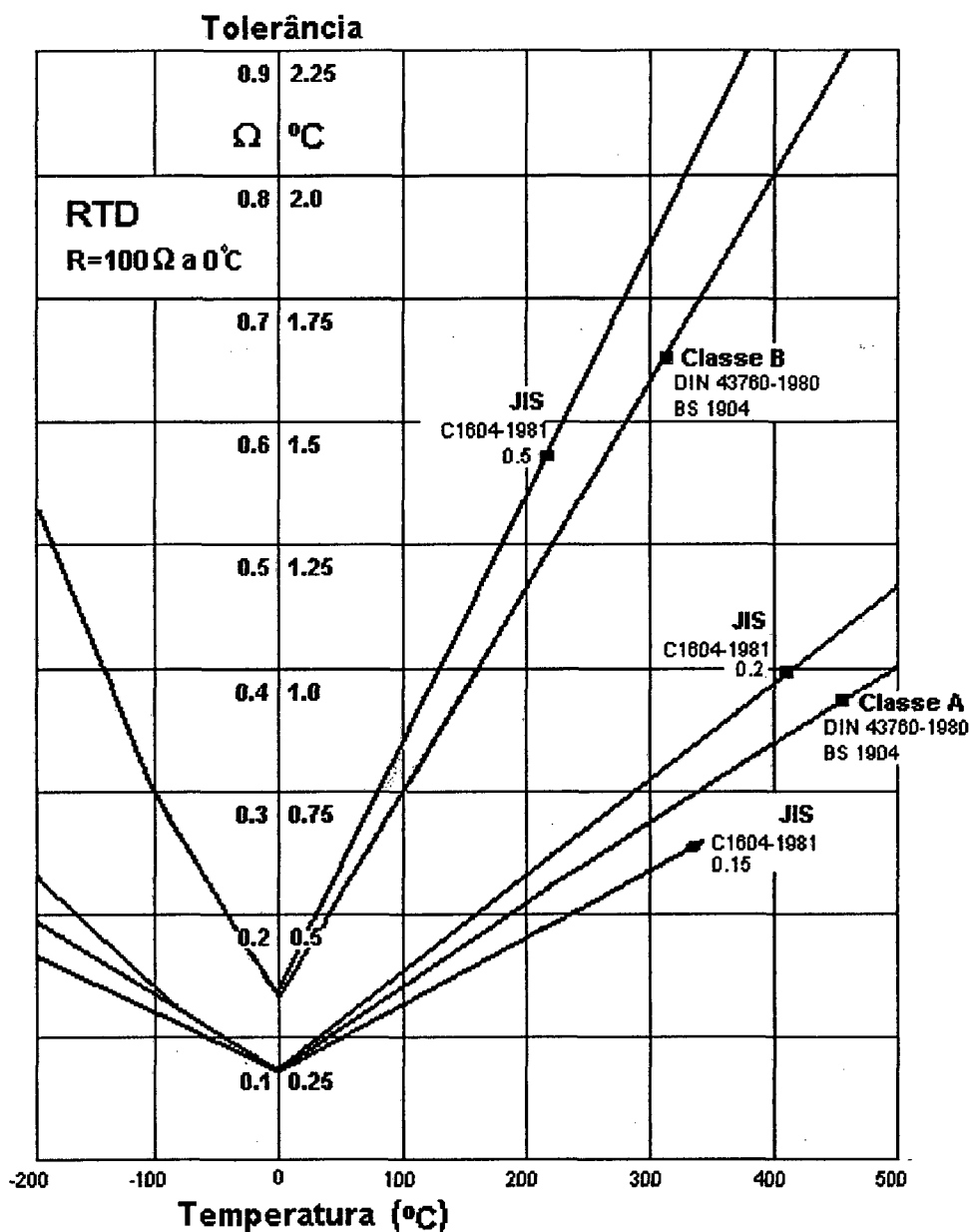


Figura 5.4 – Tolerância dos termorresistores de platina segundo várias normas

5.2.2 Especificações de Fabricantes

A Tabela 5.3 mostra as especificações de três fabricantes de termorresistores. Dentre esses, selecionou-se para modelagem o 1Pt100K4515 do fabricante Omega, por apresentar as especificações da forma mais completa. Por exemplo, dados relativos à constante de tempo e à constante de dissipação do termorresistor, não são especificados pelos demais fabricantes

selecionados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Especificações de fabricantes de termorresistores

FABRICANTE MODELO	OMEGA 1Pt100K4515	THERMOMETRICS PTRB101BXXX	RTD COMPANY R31-02-PB
Tipo	Fio	Filme	Filme
Encapsulamento	cerâmico	cerâmico	cerâmico
Resistência nominal (0°C)	100 $\Omega \pm 0,15\%$ ⁽¹⁾	100 $\Omega \pm 0,12\%$ ⁽¹⁾	100 $\Omega \pm 0,12\%$ ⁽¹⁾
Norma	DIN EN 60751 [94]	DIN EN 60751 [94]	
Faixa nominal de temperatura	(-200 a +750)°C	(-50 a +600)°C	(-50 a +450)°C
Classe de incerteza	Classe A	Classe B	0,30+0,005 ITI
Sensibilidade nominal (α)	$\alpha = 0,00385 (\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}$	$\alpha = 0,00385 (\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}$	$\alpha = 0,00385 (\Omega/\Omega)/^{\circ}\text{C}$
Constante de tempo	0,2 s (50% resposta), água v = 0,4 m/s 0,6 s (90% resposta), água v = 0,4 m/s 6,0 s (50% resposta), ar v = 1 m/s 20,0 s (90% resposta), ar v = 1 m/s	Rápido ⁽²⁾	⁽²⁾
Constante de dissipação	0,06°C/mW ar v = 1 m/s 0,24°C/mW ar parado	⁽²⁾	⁽²⁾
Configuração cabos	(3 fios) ⁽³⁾	(2 fios)	(2 fios)
Comprimento	45 mm	13 mm	10 mm
Diâmetro	1,5 mm	2,8 mm	2,0 mm

⁽¹⁾ A incerteza refere-se à tolerância da resistência nominal a 0°C (R_0).

⁽²⁾ Não se encontrou especificação relativa à constante de tempo e à constante de dissipação desses fabricantes.

⁽³⁾ A configuração 3 fios é a padrão, podendo-se optar por 2 ou 4 fios.

Analisando-se as especificações desses fabricantes observa-se uma grande semelhança com as especificações de termistores.

A resistência nominal refere-se à resistência apresentada quando o termorresistor é submetido a uma temperatura de referência. Os termorresistores selecionados são de platina com resistência de 100 Ω a 0°C. Os fabricantes especificam a tolerância da resistência a 0°C. No caso da RTD Company e Thermometrics é 0,12%, e da Omega é 0,15%. Também são apresentados dados relativos à norma que se aplica ao instrumento e à classe de incerteza desse.

A sensibilidade nominal (α) compreende a variação de resistência encontrada entre 0°C e 100°C; e depende do grau de pureza do transdutor.

5.2.3 Modelo do Termorresistor

O modelo do termorresistor é apresentado na Figura 5.5. É composto por módulos funcionais semelhantes ao modelo do termistor.

Esses módulos são: modelo dinâmico (que implementa a constante de tempo) (módulo 1), modelo da tolerância (módulo 2), da característica de resposta (módulo 3), do auto-aquecimento (módulo 4) e do ruído térmico (módulo 5). Comparando-se com o termistor, os módulos referentes ao modelo dinâmico, auto-aquecimento e ruído térmico são idênticos. A diferença ocorre nos módulos da característica de resposta e da tolerância.

Assim sendo apresenta-se a seguir os módulos implementados de forma diferenciada em relação ao termistor.

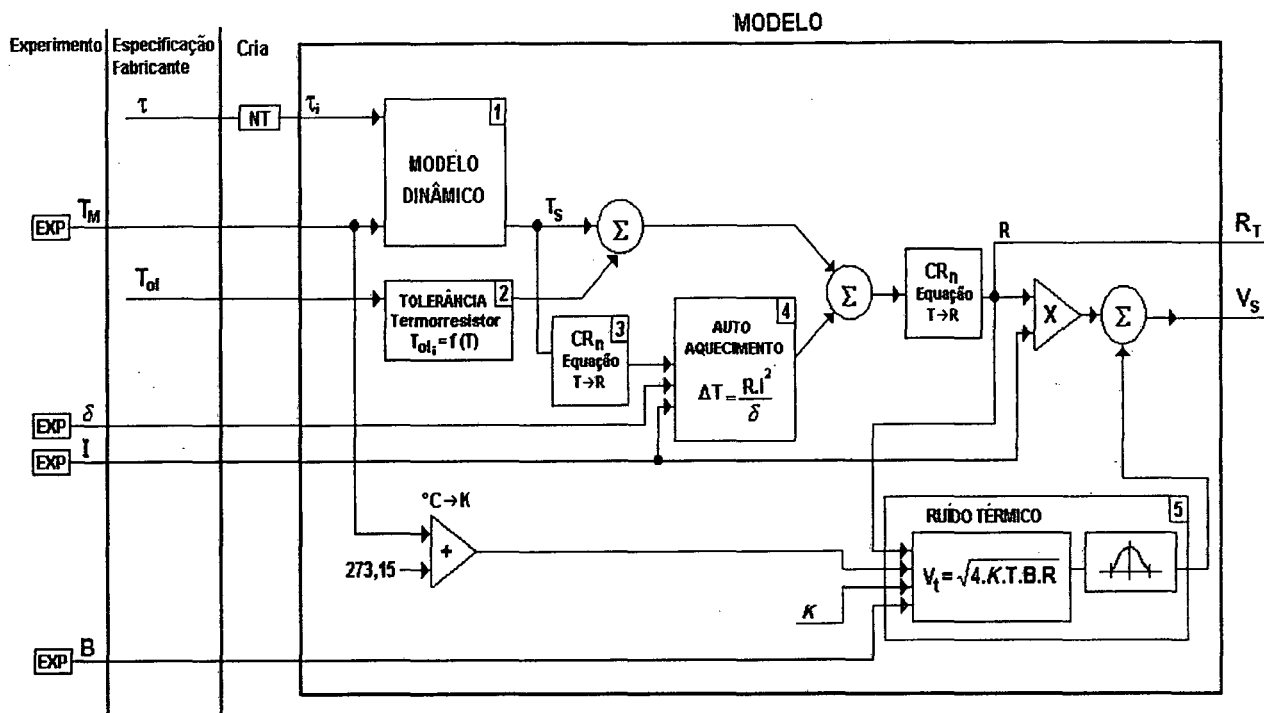
- **Característica de resposta** – a característica de resposta de um termorresistor é modelada conforme a Equação 5.5. Entretanto como o termorresistor da Omega é especificado pela norma DIN EN 60751 [94], essa equação pode ser aproximada segundo os dados apresentados no item 5.2.1 para essa norma.

- **Tolerância** – A tolerância é função da temperatura, portanto seu modelo deve respeitar os limites estabelecidos por norma para a classe de incerteza do instrumento. Se por exemplo for adotado a norma DIN EN 60751 [94], os limites de tolerância para classe A e B são dados pela Equação 5.8 e Equação 5.9 respectivamente.

Portanto para cada temperatura de entrada (mensurando) tem-se um valor de tolerância, de forma que o modelo deve gerar uma função intrínseca para cada instrumento, dentro dos limites especificados pela norma (Equação 5.6 e Equação 5.6).

A função que gera uma curva de tolerância para cada termorresistor poderia, por exemplo, ser implementada por um polinômio.

As Figura 5.6 e Figura 5.7, mostram as curvas de tolerância do termorresistor 1Pt100K4515 para as classe A e classe B respectivamente, geradas a partir de um polinômio de quinto grau, cujos coeficientes foram gerados aleatoriamente, respeitando os limites estabelecidos pela norma DIN 60751 classe A e classe B.



Legenda:

- | | |
|--|--|
| ΔT - Variação de temperatura ($^{\circ}C$) | R - Resistência (Ω) |
| δ - Constante de dissipação (mW/K) | R_T - Resistência do termistor à temperatura T_M (Ω) |
| τ - Constante de tempo especificada (s) | T - Temperatura ($^{\circ}C$) |
| τ_i - Constante de tempo escolhida (s) | T - Temperatura ($^{\circ}C$) |
| B - Largura de banda (Hz) | T_{ol} - Tolerância especificada pelo fabricante ($^{\circ}C$) |
| NT - Distribuição Normal Truncada | T_M - Temperatura a medir (mensurando) ($^{\circ}C$) |
| CR_n - Característica de resposta nominal | T_{ol_i} - Tolerância escolhida para o modelo ($^{\circ}C$) |
| EXP - Experimento | T_S - Temperatura do sensor ($^{\circ}C$) |
| I - Corrente de alimentação (A) | V_S - Tensão de saída (V) |
| K - Constante de Boltzmann [$1,38 \times 10^{-23}$ J/K] | |

Figura 5.5 – Modelo do termorresistor

A maior dificuldade de implementação do modelo do termorresistor está no não conhecimento do comportamento da tolerância dentro dos limites especificados por norma. Para se obter esse comportamento seria necessário a calibração do instrumento para toda a faixa nominal.

O modelo do termorresistor, embora muito semelhante ao do termistor, foi escolhido para exemplificar a importância da análise da característica de resposta, e para ilustrar diferentes formas de especificação da tolerância baseada em normas aplicadas ao instrumento.

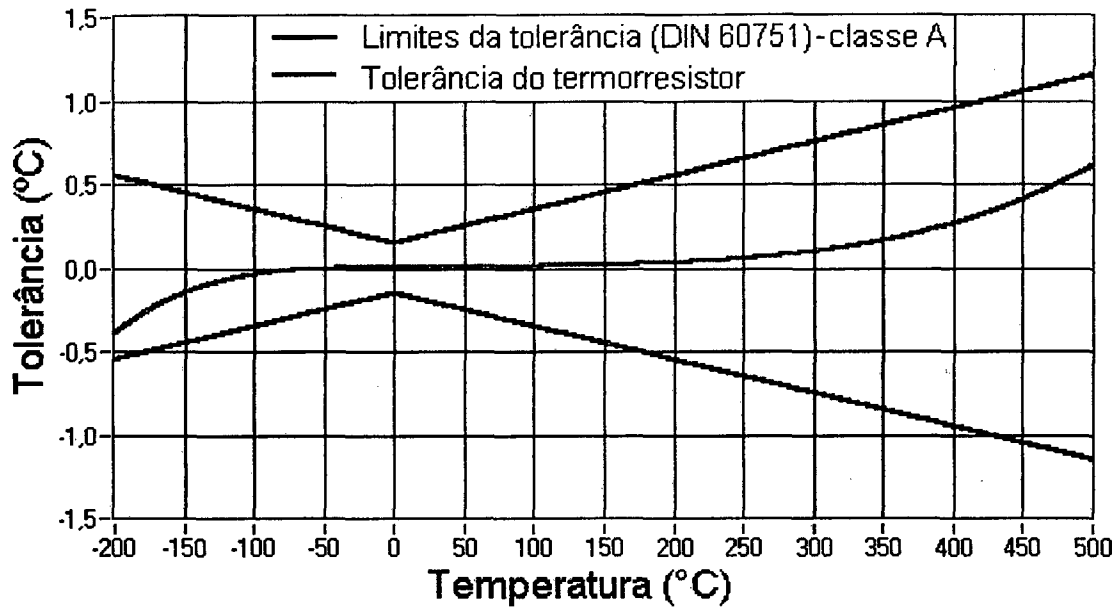


Figura 5.6 – Tolerância do termorresistor 1Pt100K4515 (DIN 60751 classe A)

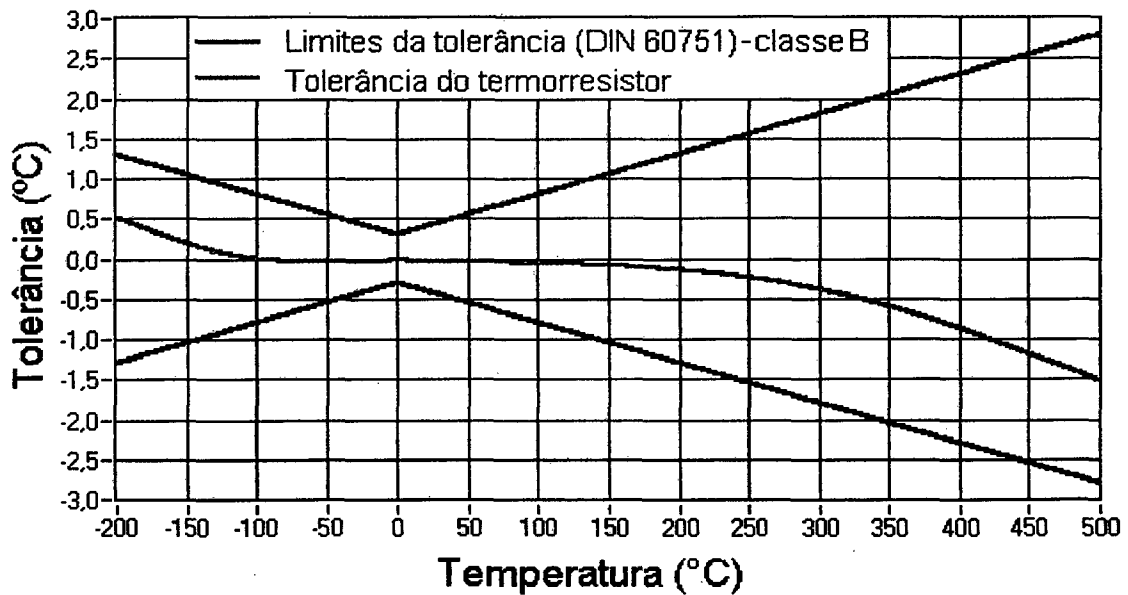


Figura 5.7 – Tolerância do termorresistor 1Pt100K4515 (DIN 60751 classe B)

Com esse modelo visa-se também ilustrar a praticidade de implementação de novos modelos, utilizando a estrutura modular proposta, com a qual é possível a reutilização de modelos de características, previamente desenvolvidos.

5.3 TRANSDUTOR DE PRESSÃO

5.3.1 Características do Transdutor de Pressão

Um transdutor de pressão converte pressão em um sinal elétrico. O sensor é usualmente um elemento elástico e se deforma sob condição de pressão. Dentre os elementos elásticos comumente usados estão o tubo de Bourdon, fole e diafragma, que atuam como elementos sensitivos [1].

Atualmente uma forma bastante empregada na fabricação de transdutores de pressão são os extensômetros (strain-gages) difusos diretamente no diafragma e configurados em ponte de Wheatstone, facilitando à compensação de temperatura [2].

Os parâmetros usualmente especificados para um transdutor de pressão são: faixa nominal, sensibilidade, tensão de *offset*, linearidade, repetitividade, histerese, estabilidade no tempo, deriva térmica da sensibilidade e da tensão de *offset*, tempo de resposta, frequência natural ou de ressonância, resistência de entrada, resistência de saída, pressão máxima admissível, máxima tensão de saída e tensão de alimentação.

Um transdutor em geral, pode ser classificado como: autogerador (não requer alimentação) e transdutor que requer alimentação [12].

É usual encontrarmos a especificação da sensibilidade de um transdutor relacionada à tensão de alimentação [1] [2] [22], conforme modelo mostrado no item 4.1. Os fabricantes que adotam uma tensão de alimentação típica para seus transdutores, o fazem para todas as especificações apresentadas na folha de dados do instrumento.

Considerando todos os parâmetros citados acima, a tensão de saída de um transdutor de pressão é dada por:

Transdutor autogerador:
$$V_S = V_{OSE} + S.P + E_L + E_H + E_R + E_{DT} \quad (5.10)$$

Transdutor que requer alimentação:
$$V_S = V_{OSE} + S.V_{al}.P + E_L + E_H + E_R + E_{DT} \quad (5.11)$$

onde: V_{OSE} – tensão de *offset*;

S – sensibilidade do transdutor de pressão;

P – pressão;

- E_H – erro de histerese;
- E_L – erro de linearidade;
- E_R – erro de repetitividade;
- E_{DT} – erro de deriva térmica;
- V_{al} – tensão de alimentação.

5.3.2 Especificações de Fabricantes

A Tabela 5.4 apresenta a especificação de quatro fabricantes de transdutores de pressão selecionados dentre: Endevco [48], Sensotec [49], HBM [50], Druck [51], Schaevitz [52], e RS [53]. Essa seleção foi feita baseada nas diferentes formas de apresentação das especificações. Para retratar fielmente a forma de especificação encontrada na folha de dados dos fabricantes, algumas das informações apresentadas não estão respeitando o estabelecido pelo Sistema Internacional de Unidades (SI).

A classe de exatidão é geralmente o primeiro parâmetro a ser considerado na seleção de um instrumento, pois ele fornece um indicativo do valor do erro máximo, que é um parâmetro de aceitação. Entretanto ele só foi fornecido pela HBM e pela Sensotec.

A faixa nominal é fornecida pelos quatro fabricantes, assim como a pressão máxima admissível, embora somente a HBM os apresente em unidades do sistema internacional.

A sensibilidade é apresentada por alguns fabricantes em função da tensão de alimentação do transdutor (HBM [50] e Sensotec [49]). Na especificação da Endevco [48] a sensibilidade não é dada em função da tensão de alimentação, uma vez que esta é fixa em 10 V. Neste caso, as especificações da folha de dados, tem como referência a tensão de alimentação de 10 V e a temperatura de $+24^{\circ}\text{C}$. Nota-se que embora a maioria dos fabricantes considerem a temperatura de referência igual a $+25^{\circ}\text{C}$, não existe uma padronização entre eles.

A sensibilidade tem uma tolerância especificada de 0,15% HBM [50] a 30% Endevco [48], de acordo com os dados retirados dos catálogos dos fabricantes e apresentados na Tabela 5.4.

Uma tolerância da ordem de 30% serve apenas como referência para a máxima tensão de saída do transdutor. Neste caso é usual a sensibilidade estar gravada no transdutor ou ser fornecida no certificado que algumas vezes acompanha o transdutor.

O fabricante RS não apresentou diretamente a tolerância da sensibilidade, entretanto esse dado aparece na máxima tensão de saída onde é apresentado o valor mínimo, típico e máximo, representando uma variação de 3%.

Tabela 5.4 – Especificações de transdutor de pressão

FABRICANTE	RS	SENSOTEC	ENDEVCO	HBM
MODELO	286-709	AP141-50psi	8510B-200	1-P3MB/500 bar
CONDIÇÕES			+24°C, 10,00 V _{dc} alim.	+23°C
Tipo pressão	Manométrica	Manométrica	Manométrica	Absoluta
Classe de exatidão		±0,5%		0,1%
Erro máximo		±0,25 psi		±0,5 bar
Faixa nominal	(0 a 30) psi	(0 a 50) psi	(0 a 200) psi	(0 a 500) bar
Máxima tensão de saída - FSO	(97/100/103) mV (mín/típ/máx)	30 mV (Val=10V)	(300±100) mV	
Tensão de offset	(-1,5/ 0 /+1,5) mV (mín/típ/máx)		±10 mV máx	
Sensibilidade	3,33 mV/psi	3 mV/Val	(1,5±0,5) mV/psi ²	2±0,15% mV/Val ²
Linearidade	±1% FSO máx	±0,25% FS	±0,25% FSO típ	±0,1% FS
Histerese	±0,2% FSO típ	±0,13% FS	0,1% FSO típ	
Repetitividade		±0,07% FS	0,1% FSO típ	±0,05% FS
Estabilidade no tempo (1 ano)	±0,5% FSO típ			
Deriva térmica da sensibilidade	±1% FSO máx (0 a +50)°C	0,018% leitura/°C	±4% máx (-18 a +93)°C	±0,01%/K T _{nom} ±0,02%/K T _{oper}
Deriva térmica da tensão de offset	±1 mV máx (0 a +50)°C	0,0135% FS/°C	±3% máx (-18 a +93)°C	±0,01%/K T _{nom} ±0,015%/K T _{oper}
Tempo de resposta	1,0 ms máx		1,0 ms (warmup)	
Resistência de entrada	7,5 kΩ	2x350 Ω	(2000±800) Ω	(350±5) Ω na T _{ref}
Resistência de saída	7,5 kΩ		(1600±500) Ω	(350±1,5) Ω na T _{ref}
Resistência isolamento	-	5000 MΩ / 50V	100 MΩ mín / 50V	5 GΩ / 100 Vac
Tensão alimentação	(10/16) V (típ/máx)	(10/12) V (típ/máx)	10,0 V	(0,5 a 12) V rms
Pressão máxima admissível	60 psi máx	75 psi	300 psi	750 bar
Faixa de operação	(0 a +50)°C	(-54 a +121)°C	(-54 a +121)°C	(-40 a +100)°C
Temperatura nominal		(+16 a +71)°C	(-18 a +93)°C	(-10 a +80)°C
Frequência natural ou de ressonância			320 kHz	> 100 kHz
Resposta à transiente térmico			0,02 psi/°C	
Ruído			(5/50) μV rms (típ/máx) dc a 50 kHz	

(¹) O FSO é definido como a saída do transdutor de zero até a máxima faixa de pressão especificada.

(²) Fabricantes que apresentam a tolerância da sensibilidade.

A tensão de *offset* conforme Tabela 5.4, aparece especificada apenas nos dados da RS e Endevco, entretanto esse é um erro sistemático que pode ser corrigido, desde que conhecidos dados de calibração do instrumento.

Os erros de linearidade, histerese e repetitividade são especificados algumas vezes por valores típicos, outras por valores máximos. Entretanto alguns fabricantes não fornecem o valor desses erros separadamente, como é caso da HBM (soma da linearidade e histerese) e da RS (soma da repetitividade e histerese), de acordo com as especificações da Tabela 5.4.

Especificação relativa à estabilidade no tempo é raramente encontrada na folha de dados de transdutores de pressão, entretanto é um erro que pode ser eliminado com calibrações periódicas. Dentre os fabricantes listados na Tabela 5.4 somente a RS fornece a estabilidade do transdutor no período de um ano.

A deriva térmica é usualmente fornecida por todos os fabricantes, e no caso de transdutores de pressão ela está relacionada com a sensibilidade e com a tensão de *offset*. Alguns fabricantes fornecem a deriva térmica como uma variação relativa à variação de temperatura (HBM e Sensotec), enquanto outros apresentam-na como um percentual máximo de variação para uma faixa específica de temperatura (Sensotec e Endevco).

Parâmetros como resistência de entrada e resistência de saída são usualmente fornecidos por todos os fabricantes, e algumas vezes acompanhados da respectiva tolerância.

As faixas de temperatura nominal, de operação, e de referência dos dados são usados no cálculo de fatores de compensação das características que variam com a temperatura.

Verifica-se na Tabela 5.4, que parâmetros como tempo de resposta e frequência natural ou de ressonância não são especificados por todos os fabricantes, entretanto são dados necessários para a modelagem do comportamento dinâmico do instrumento. Também dados relativos ao ruído dificilmente são encontrados nas folhas de dados de transdutores de pressão.

5.3.3 Modelo do Transdutor de Pressão

Dentre os transdutores mostrados na Tabela 5.4, selecionou-se o 1-P3MB/500 bar da HBM por apresentar as especificações de forma bastante completa, e também por estar disponível no Labmetro, onde foi possível obter as curvas de calibração do instrumento. O fato de se ter o instrumento real em laboratório, permite a comparação futura entre o comportamento do modelo desenvolvido e do instrumento real.

Como o objetivo deste trabalho é apresentar a forma de modelagem de instrumentos de medição, procurou-se implementar o modelo de modo a atender as especificações dos demais fabricantes. Entretanto para a modelagem de um instrumento específico, deve-se analisar quais erros efetivamente estão contidos no erro máximo do instrumento, e eliminar os blocos referentes aos demais erros.

O modelo geral de um transdutor de pressão é mostrado na Figura 5.8, e tem como mensurando a pressão (P) e como saída a tensão (V_s) equivalente ao mensurando P.

Tem-se ainda na entrada parâmetros sistemáticos como a tolerância da sensibilidade, a tensão de *offset*, a deriva térmica da sensibilidade e da tensão de *offset*. A tensão de alimentação é um parâmetro fornecido na configuração de um experimento e identificado no modelo pela sigla “EXP”, assim como a temperatura ambiente em que o transdutor está sendo utilizado.

O modelo é implementado pela característica de resposta nominal do instrumento representada por uma relação linear entre a tensão de saída do transdutor de pressão e o mensurando (P) através do parâmetro “sensibilidade”. A essa característica de resposta nominal do transdutor são adicionadas as fontes de erro apresentadas na Equação 5.11, por ser um transdutor cuja sensibilidade é função da tensão de alimentação.

O modelo do transdutor de pressão é composto por módulos funcionais que implementam as características do transdutor conforme modelos já desenvolvidos e apresentados no Capítulo 4.

O **módulo 1** é o modelo da sensibilidade. O transdutor de pressão é um instrumento nominalmente linear, portanto sua saída é dada por:

$$V = (S/P_F) \cdot V_{al} \cdot P \quad (5.12)$$

onde: S – sensibilidade do transdutor de pressão [mV/ V];

P – pressão (mensurando) [bar];

P_F – pressão fiducial [bar];

V_{al} – tensão de alimentação [V].

A sensibilidade especificada pelo fabricante é acrescida do valor da tolerância da sensibilidade. Esse é um valor intrínseco para cada instrumento escolhido através de uma

distribuição normal truncada. Quando a sensibilidade é relacionada à tensão de alimentação, esta deve ser considerada, de acordo com a Equação 5.12.

O **módulo 2** contém o modelo do erro aleatório de repetitividade e das fontes de erros devido a tensão de *offset*, deriva térmica da tensão de *offset*, deriva térmica da sensibilidade, linearidade e histerese.

- **Repetitividade** – o erro de repetitividade é implementado através do modelo desenvolvido no item 4.4. Corresponde à parcela do erro aleatório desse instrumento.

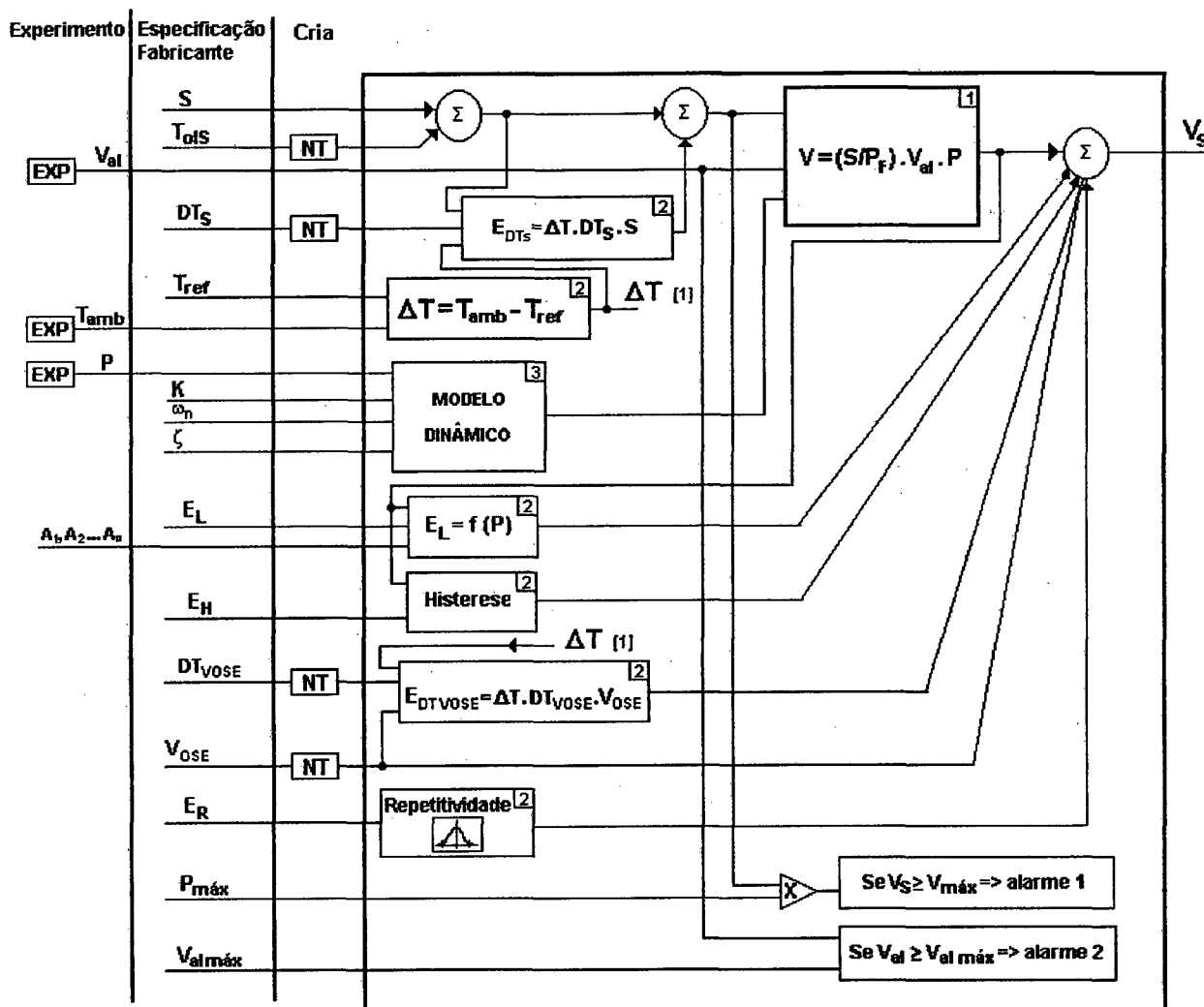
- **Tensão de *offset*** – é uma característica sistemática e implementada pelo modelo desenvolvido no item 4.8. Contudo nem todos os fabricantes apresentam esse dado para o transdutor de pressão (Tabela 5.4). Na prática o valor correspondente à tensão de *offset* pode ser facilmente corrigido por software, de acordo com o valor do certificado de calibração do instrumento. Entretanto o modelo da Figura 5.8 é geral e incorpora o modelo da tensão de *offset*, podendo ser aplicado para os dados dos demais fabricantes.

- **Deriva térmica da tensão de *offset* e da sensibilidade** – essa característica é apresentada por todos os fabricantes da (Tabela 5.4). A HBM apresentou a especificação da deriva térmica da forma mais usual encontrada, e este modelo foi desenvolvido no item 4.11, onde é gerado um valor intrínseco para cada instrumento. A especificação da HBM fornece um valor para a deriva térmica na faixa de temperatura de operação do instrumento e outro na faixa de temperatura nominal. Portanto é necessário comparar a temperatura ambiente com esses dados para se escolher o valor da deriva térmica a ser considerado.

O modelo desenvolvido para a deriva térmica está de acordo com a forma mais usual de apresentação dos dados que é $\pm x\%$ da faixa nominal/ $^{\circ}\text{C}$. Entretanto, a especificação da RS [53] e da Sensotec [49] fornecem um valor percentual máximo para uma faixa de temperatura. Nesses casos sugere-se usar o método da borboleta, de acordo com a modelagem da deriva térmica (4.11).

- **Linearidade** – o erro de linearidade é modelado no item 4.2. Conforme dados da

HBM (Tabela 5.4) o erro de linearidade é o dobro da repetitividade, e inclui a contribuição de erro devido à histerese.



Legenda:

- | | |
|--|---|
| A_1, A_2, \dots, A_n - Coeficientes da função $f(P)$ | $P_{m\acute{a}x}$ - Máxima pressão |
| ζ - Amortecimento | S - Sensibilidade |
| DT_s - Deriva térmica da sensibilidade | T_{amb} - Temperatura ambiente |
| DT_{VOSE} - Deriva térmica tensão de <i>offset</i> | T_{ols} - Tolerância da sensibilidade |
| E_H - Erro de histerese | T_{ref} - Temperatura de referência |
| E_L - Erro de linearidade | V_{al} - Tensão de alimentação |
| E_R - Erro repetitividade | $V_{al\ m\acute{a}x}$ - Tensão alimentação máxima |
| NT - Distribuição normal truncada | V_{OSE} - Tensão de <i>offset</i> |
| P - Pressão | V_s - Tensão de saída |
| P_F - Pressão fiducial | ω_n - Frequência natural ou de ressonância |

Figura 5.8 – Modelo do transdutor de pressão

- **Histerese** – esse dado não foi especificado para o transdutor da HBM separadamente, e sim a soma do erro de linearidade e histerese. Entretanto o modelo do transdutor de pressão da é geral e prevê a especificação em separado do erro da histerese, a ser modelado conforme item 2.1.3.

- **Pressão máxima admissível e tensão de alimentação máxima** – são dados usualmente especificados pelos fabricantes (Tabela 5.4), e cujos valores são monitorados no modelo. O valor da pressão máxima admissível é comparado com o valor da pressão (mensurando), e se for excedida fornece um alarme 1, ou seja, uma mensagem de que a pressão ultrapassou o valor máximo especificado. Da mesma forma, a tensão de alimentação do transdutor é comparada com o máximo valor especificado, e o modelo fornece um alarme 2 caso esta seja excedida.

O **módulo 3** implementa a característica dinâmica do transdutor através de um sistema de segunda ordem. Como entrada desse módulo tem-se o mensurando (P), a sensibilidade estática, a frequência de ressonância e o amortecimento. O modelo do comportamento dinâmico pode ser encontrado na referência [78].

A tensão de saída V_s do transdutor de pressão é a tensão correspondente à característica de resposta nominal do instrumento, acrescida das contribuições devido às fontes de erros estabelecidas pela Equação 5.11, e também do comportamento dinâmico do instrumento.

É importante salientar que o modelo desenvolvido para cada característica deve ter como saída a mesma unidade de saída do transdutor de pressão, para que a parcela correspondente a contribuição de cada fonte de erro possa ser somada. Quando uma determinada característica é especificada em relação à faixa nominal do instrumento, deve-se convertê-la para a unidade da faixa nominal da saída.

Pode-se salientar aqui, que as dificuldades para a implementação do modelo do transdutor de pressão são as mesmas especificadas por ocasião do desenvolvimento do modelo de cada característica, ou seja, a falta de dados relativos à distribuição que melhor representa a tolerância da sensibilidade, e o comportamento da histerese e da linearidade do transdutor.

5.4 AMPLIFICADOR

Neste trabalho foi estudado e modelado o amplificador de instrumentação como representante da categoria amplificador, porque foi o elemento para o qual se conseguiu as mais detalhadas especificações.

5.4.1 Características do Amplificador de Instrumentação

A maioria dos sinais elétricos produzidos por transdutores corresponde a uma tensão de baixa intensidade, sendo necessário amplificá-los.

A característica de resposta de um amplificador de instrumentação ideal é:

$$V_S = G.V_{ED} \quad (5.13)$$

onde: G – ganho diferencial;

V_{ED} – tensão da entrada diferencial;

V_S – tensão de saída.

As características de um amplificador ideal incluem: ganho diferencial infinito, largura de banda infinita, resistência de entrada infinita, resistência de saída zero, tensão de *offset* zero, e insensibilidade às variações de temperatura, fonte de alimentação, e sinais de entrada de modo comum [65].

É importante salientar que o efeito de determinadas fontes de erros pode variar de aplicação para aplicação. Assim sendo, dados de entrada relativos ao experimento, como impedância da fonte, impedância de desbalanceamento, tensão de modo comum e banda de frequência, são dados importantes a serem considerados no modelo. Esses dados terão que ser fornecidos pelo usuário no momento de utilização do modelo em um experimento.

5.4.2 Especificações de Fabricantes

A Tabela 5.5 mostra as especificações de três amplificadores de instrumentação, de fabricantes bastante conhecidos. Para retratar fielmente a forma de especificação encontrada na folha de dados dos fabricantes, algumas das informações apresentadas não estão respeitando o estabelecido pelo Sistema Internacional de Unidades (SI).

O modelo foi desenvolvido para o amplificador AD624A da Analog Devices, por apresentar as especificações da forma mais completa.

Verifica-se na Tabela 5.5 que todos os fabricantes especificam as condições em que foram levantados os dados. Dentre essas condições, a temperatura e a tensão de alimentação são comuns aos três fabricantes e a resistência de carga fornecida pela Analog Devices e Burr Brown.

Nota-se nas especificações que os dados são agrupados por características, como: ganho, tensão de *offset* relativo à entrada e à saída, dados relativos à entrada, resposta dinâmica e ruído.

Comparando-se as folhas de dados, tem-se:

- **Ganho:** para o erro do ganho, linearidade do ganho e deriva térmica do ganho são fornecidos valores máximos para alguns ganhos selecionados. A Burr-Brown além de apresentar um valor para a temperatura de 25°C, também o faz para a faixa de (-25 a 85)°C. Diferentemente dos outros fabricantes, a National fornece um único valor para o erro do ganho e linearidade independente do ganho selecionado. Essa especificação atribui um valor típico e outro máximo para o erro de ganho, e não considera a deriva térmica para este parâmetro.
- **Tensão de *offset*:** a especificação contempla a tensão de *offset* relativa à entrada e a tensão de *offset* relativa à saída. Tanto para a tensão de *offset* como para a deriva térmica associada, são fornecidos valores máximos. No caso da Burr-Brown não é fornecido o valor da tensão de *offset* de saída, e são atribuídos valores diferentes para o ganho especificado pelo fabricante e para ganho ajustável pelo usuário. A National apresenta o valor típico e o valor máximo para a tensão de *offset* na entrada e na saída para uma temperatura de 25°C, e valor máximo para a faixa de temperatura de (-25 a 85)°C. São também dados os valores típicos da deriva térmica da tensão de *offset* na entrada e na saída.
- **Deriva no tempo e deriva com a alimentação:** somente a Burr Brown apresentou dados relativos a essas características. A deriva no tempo foi especificada em relação ao ganho selecionado, e a deriva com a alimentação especificada em valores máximos com relação ao ganho especificado pelo fabricante e um outro valor para o ganho selecionado.

Tabela 5.5 – Especificações de amplificador de instrumentação

ESPECIFICAÇÕES	ANALOG DEVICES AD624A	BURR BROWN INA102AG	NATIONAL LM0036C
Condições	T=25°C, R _F =2 kΩ, V _{CC} =±15V	T=25°C, R _F =10 kΩ, V _{CC} =±15V	T=(-25 a +85)°C V _{CC} =±15V
Ganho			
Equação ganho	$\left[\frac{40000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$	$\left[\frac{40000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$	$\left[\frac{50000}{R_G} + 1 \right]$
Erro do ganho G=1 G=100 G=200/500 G=1000	±0,05% máx ±0,25% máx ±0,5% máx ±1,0% máx	25°C G=1 0,1% máx G=10 0,1% máx G=100 0,25% máx G=1000 0,75% máx (-25 a +85)°C G=1 0,16% máx G=10 0,19% máx G=100 0,37% máx G=1000 0,93% máx	G=1 a 1000 ±1% típ, ±3% máx
Erro linearidade ganho G=1 G=100/200 G=500/1000	±0,005% máx ±0,005% máx ±0,005% máx	25°C G=1 0,03% FS máx G=10 0,03% FS máx G=100 0,05% FS máx G=1000 0,1% FS máx (-25 a +85)°C G=1 0,045 %FS máx G=10 0,045 %FS máx G=100 0,075 %FS máx G=1000 0,15 %FS máx	0,03% típ
Deriva térmica ganho G=1 G=100/200 G=500/1000	5 ppm/°C máx 10 ppm/°C máx 25 ppm/°C máx	G=1 10 ppm/°C máx G=10 15 ppm/°C máx G=100 20 ppm/°C máx G=1000 30 ppm/°C máx	
Tensão de offset			
Entrada			
Tensão de offset (V _{oss})	±200 μV máx	25°C ±300 μV máx ¹ ±300/G μV máx ²	25°C, R _F =1 kΩ (1,0/2,0) mV (típ/máx) (-25 a +85)°C 3 mV máx
Deriva térmica V _{oss}	±2 μV/°C máx	±5 μV/°C máx ¹ ±10/G μV/°C máx ²	±10 μV/°C típ
Saída			
Tensão de offset (V _{oss})	5 mV máx		25°C, R _F =2 kΩ (5/10) mV (típ/máx) (-25 a +85)°C 12 mV máx
Deriva térmica V _{oss}	±50 μV/°C máx		±5 μV/°C típ
Offset ref. Entrada x alimentação			
G=1 G=100/200 G=500/1000	70 dB mín 95 dB mín 100 dB mín		
Deriva no tempo		$\pm \left[20 + \frac{30}{G} \right] \mu\text{V/mês}$	
Deriva alimentação		±40 μV/V _{al} máx ¹ ±50/G μV/V _{al} máx ²	

Tabela 5.5 – Especificações de amplificador de instrumentação (continuação)

ESPECIFICAÇÕES	ANALOG DEVICES AD624A	BURR BROWN INA102AG	NATIONAL LM0036C
Corrente na entrada Corrente de bias (I_{bias})	± 50 nA máx	(-25 a +85)°C (25/50) nA (típ/máx)	(50/125) nA (típ/máx) 25°C 200 nA máx
Deriva térmica I_{bias}	± 50 pA/°C típ	$\pm 0,1$ nA/°C típ	
Corrente offset (I_{offE})	± 35 nA máx	($\pm 2,5/\pm 15$) nA (típ/máx)	(20/50) nA (típ/máx) 25°C 100 nA máx
Deriva térmica I_{offE}	± 20 pA/°C típ	$\pm 0,1$ nA/°C típ	
Deriva alimentação I_{bias}		$\pm 0,1$ nA/V típ	
Entrada Impedância de entrada R_{entDif} C_{entDif} R_{MC} C_{MC}	$10^9 \Omega$ típ 10 pF típ $10^9 \Omega$ típ 10 pF típ	$10^{10} \Omega$ típ 2 pF típ $10^{10} \Omega$ típ 2 pF típ	300 M Ω 300 M Ω (estimado)
Faixa máxima da tensão de entrada V_{ED}	± 10 V mín	(-25 a +85)°C $\pm (V_{ZL} - 4,5)$ V mín	$\pm (10/12)$ V (mín/típ)
Máxima V_{MC}	$12V - \left(\frac{G}{2} \cdot V_{ED}\right)$		$\pm (10/12)$ V (mín/típ)
RRMC G=1 G=100/200 G=500/1000	Dc a 60 Hz, $Z_{T=50} = 1k\Omega$ 70 dB mín 100 dB mín 110 dB mín	Dc a 60 Hz, $Z_{T=50} = 1k\Omega$ G=1 80/94 dB (mín/típ) G=10 80/100 dB (mín/típ) G=10 a 1000 80/100 dB (mín/típ)	Dc a 100 Hz, $Z_{T=50} = 1k\Omega$ G=1 2,5 mV/V típ 5 mV/V máx G=10 0,25 mV/V típ 0,50 mV/V máx G=100 50 μ V/V típ 100 μ V/V máx
Resposta dinâmica Pequenos sinais -3db G=1 G=100 G=200 G=500 G=1000	1 MHz típ 150 kHz típ 100 kHz típ 50 kHz típ 25 kHz típ	G=1 30 kHz típ G=10 3 kHz típ G=100 0,3 kHz típ G=1000 0,03 kHz típ	$R_L = 10 k\Omega$ G=1 350 kHz típ G=10 35 kHz típ G=100 3,5 kHz típ G=1000 350 Hz típ
Largura de banda total		G=1 a 100, $V_S = 10V, R_L = 10k\Omega$ (1,7/2,5) kHz (mín/típ)	G=1, $V_{ED} = \pm 10 V, R_L = 10 k\Omega$ 5,0 kHz típ
Slew rate	5,0 V/ μ s típ	G=1 a 100, $V_S = 10V, R_L = 10k\Omega$ (0,1/0,15) V/ μ s (mín/típ)	G=1, $V_{ED} = \pm 10 V, R_L = 10 k\Omega$ 0,3 V/ μ s típ
Settling time G=1 a 200 G=500 G=1000	0,01%, 20V _{step} 15 μ s típ 35 μ s típ 75 μ s típ	0,1%, 10 V _{step} G=1 50 μ s típ G=100 360 μ s típ G=1000 3300 μ s típ 0,01%, 10 V _{step} G=1 60 μ s típ G=100 500 μ s típ G=1000 4500 μ s típ	$\Delta V_S = \pm 1.0V, \pm 10 mV,$ $R_L = 10k\Omega$ G=1 3,8 μ s típ G=100 180 μ s típ

Tabela 5.5 – Especificações de amplificador de instrumentação (continuação)

ESPECIFICAÇÕES	ANALOG DEVICES AD624A	BURR BROWN INA102AG	NATIONAL LM0036C
Ruído Ruído em tensão, 1kHz RTI RTO RTI (0,1 A 10) Hz G=1 G=100 G=200/500/1000 Ruído em corrente (0,1 – 10) Hz	4 nV/√Hz típ 75 nV/√Hz típ 10 μV _{PP} típ 0,3 μV _{PP} típ 0,2 μV _{PP} típ 60 pA _{PP} típ	G=1000 F=10 Hz 30 nV/√Hz típ F=100 Hz 25 nV/√Hz típ F=1 kHz 25 nV/√Hz típ (0,01 a 10) Hz 1,0 μV _{PP} típ (0,01 a 10) Hz 25 pA _{PP} típ F=10 Hz 0,30 pA/√Hz típ F=100 Hz 0,20 pA/√Hz típ F=1 kHz 0,15 pA/√Hz típ	R _F < 50 Ω RTI 0,1 Hz a 10 kHz 20 μV _{PP} típ
Temperatura de operação Temperatura de armazenagem	(-25 a +85)°C (-65 a +150)°C	R _L > 50 kΩ (-25 a +85)°C ⁴ (-65 a +150)°C	(-25 a +85)°C
Tensão de alimentação I _{quiescente}	±(6/15/18) V (mín/típ/máx) (3,5/5) mA (típ/máx)	V _E = 0 V ±(3,5/15/18) V (mín/típ/máx) ±(500/750) μA (típ, máx)	± 18 V (400/600) μA (típ/máx)

¹ Ganho especificado pelo fabricante.

² Para qualquer ganho ajustável pelo usuário.

³ R em paralelo com C.

⁴ Em altas temperaturas a corrente de saída é limitada.

Legenda:

G - Ganho

máx - Valor máximo atribuído ao dado

mín - Valor mínimo atribuído ao dado

típ - Valor típico atribuído ao dado

R_F - Resistência da fonte

R_G - Resistência do ganho

R_L - Resistência de carga

V_{al} - Tensão de alimentação

V_{ED} - Tensão da entrada diferencial

V_{MC} - Tensão de modo comum

• Corrente de *bias*, corrente de *offset* e deriva térmica da corrente de *bias* e de *offset*: os três fabricantes fornecem os valores da corrente de *bias* e de *offset*, entretanto a Analog Devices o faz através de um valor máximo e a Burr Brown e National através de valores típicos e máximos. A deriva térmica não é especificada pela National, mas os outros fabricantes fornecem valores típicos para esses parâmetros.

- **Impedância de entrada:** dado especificado pelos três fabricantes em valores típicos. A Analog Devices e a Burr Brown fornecem também valores típicos para a capacitância da entrada diferencial e a capacitância de modo comum.
- **Faixa máxima da tensão de entrada:** é um parâmetro fornecido pelos três fabricantes em valores mínimos, ou mínimos e típicos (National).
- **Máxima tensão de modo comum:** a Analog Devices a especifica em relação ao ganho selecionado, a Burr Brown não especifica e a National estabelece uma faixa de valores mínimo e típico.
- **Razão de Rejeição de Modo Comum:** valor (em dB) especificado para alguns ganhos selecionados e fornecido em valores mínimos (Analog Devices), mínimo e típico (Burr Brown) e típico e máximo (National).
- **Resposta dinâmica:** valores utilizados no modelo dinâmico [78].
- **Ruído:** é uma especificação que varia bastante de fabricante para fabricante. As especificações mais completas são da Analog Devices e Burr Brown. O modelo apresentado na Figura 5.11, prevê a especificação completa de ruído em tensão e em corrente, e para as faixas onde são predominantes o ruído branco e também o ruído *flicker*. Para modelar essa característica é necessário identificar dentre os dados apresentados, o ruído que predomina de acordo com a faixa de frequência (item 2.1.7 e item 4.7), e aplicar o modelo desenvolvido (Figura 5.11).
- **Tensão de alimentação:** apresentado em valores mínimo, típico e máximo pelos fabricantes.

5.4.3 Modelo do Amplificador de Instrumentação

Devido ao grande número de parâmetros especificados para o amplificador de instrumentação, optou-se por mostrar primeiramente um diagrama geral da implementação do

modelo. De acordo com o diagrama da Figura 5.9 tem-se:

- todas as especificações fornecida pelo fabricante (coluna **Especificação do Fabricante**), retiradas da folha de dados do instrumento [75] e apresentadas na Tabela 5.5 referente aos dados da Analog Devices;
- os parâmetros que são entradas do modelo, mas cujos valores só são estabelecidos por ocasião da utilização do instrumento em um experimento (coluna **Experimento**). No caso do amplificador de instrumentação esses parâmetros são: tensão diferencial na entrada, tensão de modo comum, impedância da fonte, impedância de desbalanceamento, temperatura ambiente do experimento, ganho do amplificador, e faixa de frequência;
- o processo de criação de valores intrínsecos do modelo, são mostrados na coluna **Cria** do diagrama. No caso do amplificador, todas as características foram modeladas por uma distribuição normal de probabilidade. Os valores da média e dos limites superior e inferior de truncamento da distribuição normal foram escolhidos baseado nos dados do fabricante (valores mínimos, típicos e máximos) e nos critérios estabelecidos na Tabela 3.2. Uma aplicação desses critérios para os parâmetros do amplificador AD624A são mostrados na , assim como o valor escolhido para cada parâmetro resultante da simulação com o modelo implementado.

De acordo com o diagrama da Figura 5.9, o modelo do amplificador AD624A é composto por três módulos:

- **módulo 1** – Entrada (Figura 5.10);
- **módulo 2** – Ruído (Figura 5.11);
- **módulo 3** – Saída (Figura 5.12).

Os três módulos mostram o modelo completo do amplificador, com características estáticas e dinâmicas. Entretanto, só serão destacadas aqui as características estáticas. A modelagem das características dinâmicas é encontrada na referência [78].

O diagrama funcional mostra a implementação do modelo a partir do amplificador ideal, considerando os parâmetros que estão relacionados à entrada e os relacionados à saída.

O módulo 1 contém o modelo dos parâmetros de entrada para o ganho, tensão de *offset*, corrente de *offset*, corrente de *bias*, deriva térmica associada a esses parâmetros, e razão de rejeição de modo comum.

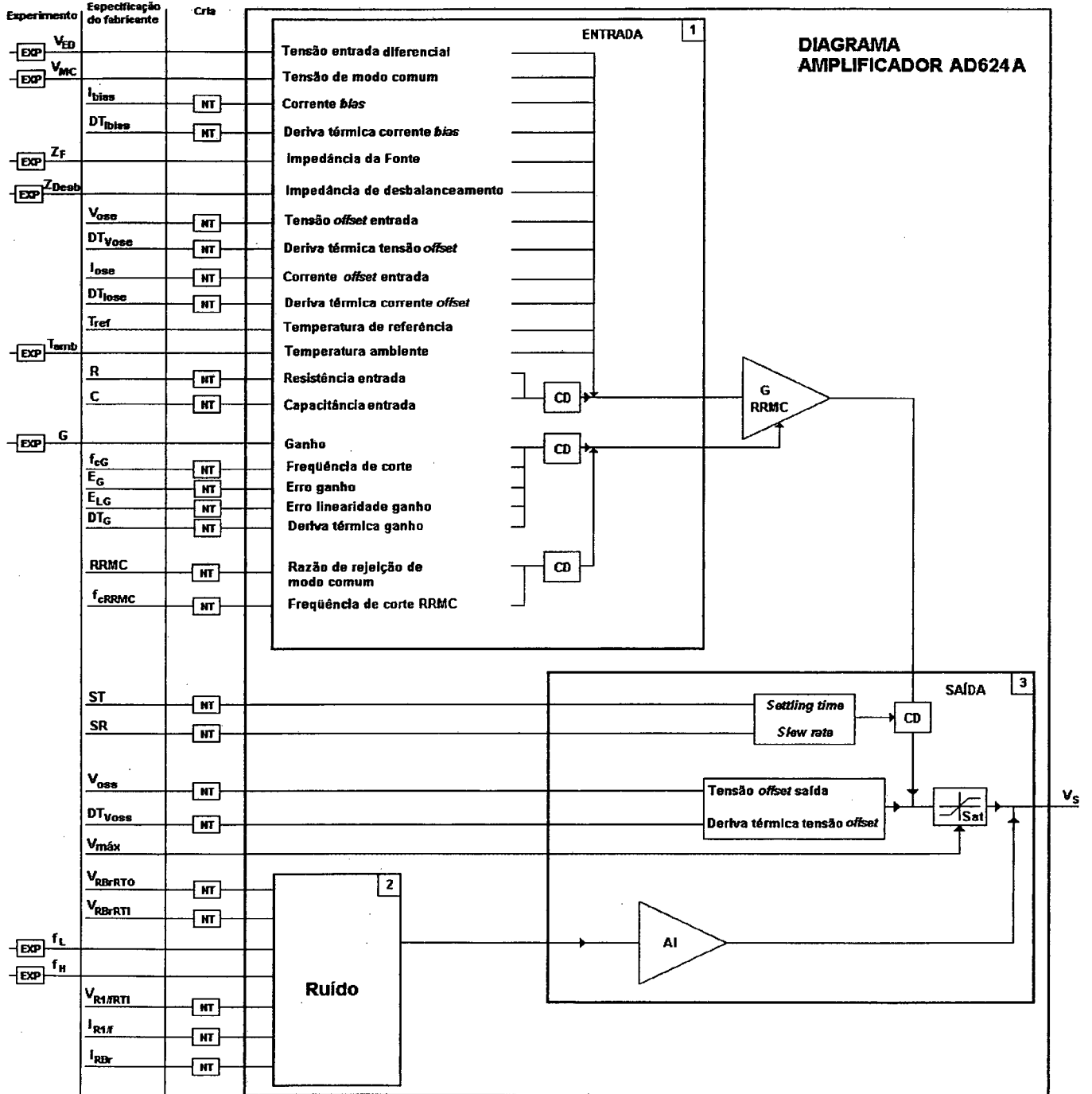


Figura 5.9 – Diagrama do amplificador de instrumentação AD624A

Legenda:

AI	- Amplificador ideal	R	- Resistência de entrada
C	- Capacitância de entrada	RRMC	- Razão de rejeição de modo comum
CD	- Característica dinâmica	RTI	- Referido à entrada
DT _G	- Deriva térmica do ganho	RTO	- Referido à saída
DT _{I_{bias}}	- Deriva térmica da corrente de <i>bias</i>	Sat	- Saturação
DT _{I_{OSE}}	- Deriva térmica da corrente de <i>offset</i> entrada	SR	- <i>Slew rate</i>
DT _{V_{OSE}}	- Deriva térmica da tensão de <i>offset</i> entrada	ST	- Tempo de resposta (<i>settling time</i>)
DT _{V_{OSS}}	- Deriva térmica da tensão de <i>offset</i> saída	T _{amb}	- Temperatura ambiente
E _G	- Erro máximo do ganho	T _{ref}	- Temperatura de referência
E _{LG}	- Erro máximo da linearidade do ganho	V _{ED}	- Tensão da entrada diferencial
EXP	- Experimento	V _{MC}	- Tensão de modo comum
f _{cG}	- Frequência de corte do ganho	V _{OSE}	- Tensão de <i>offset</i> entrada
F _{cRRMC}	- Frequência de corte da RRMC	V _{OSS}	- Tensão de <i>offset</i> saída
f _H	- Frequência superior	V _{R1/RTI}	- Tensão de ruído 1/f RTI (0,1 a 10) Hz
f _L	- Frequência inferior	V _{RBRTI}	- Densidade espectral de ruído RTI (1 kHz)
G	- Ganho	V _{RBRTO}	- Densidade espectral de ruído RTO (1 kHz)
I _{bias}	- Corrente de <i>bias</i>	V _S	- Tensão de saída
I _{OSE}	- Corrente de <i>offset</i> entrada	V _{máx}	- Máxima tensão de saída
I _{R1/f}	- Corrente de ruído 1/f	Z _{DESB}	- Impedância de desbalanceamento
I _{RBr}	- Densidade espectral de ruído branco	Z _F	- Impedância da fonte
NT	- Distribuição normal truncada		

Figura 5.9 – Diagrama do amplificador de instrumentação AD624A (continuação)

O módulo 2 contém o modelo do ruído do amplificador, e o módulo 3 implementa as características dinâmicas (*Settling Time* e *Slew-Rate*), a tensão de *offset* na saída do amplificador e alarmes quando o valor de alguns parâmetros estiverem fora da faixa especificada pelo fabricante.

Tem-se a seguir a descrição do modelo, onde os parâmetros de entrada e de saída de cada módulo possuem uma numeração entre colchetes, servindo para relacioná-lo à entrada dos demais módulos. Por exemplo, a saída do G [2,3] no módulo 1, significa que este mesmo ponto é conectado aos módulos 2 e 3.

No módulo 1 - **modelo da Entrada** (Figura 5.10) tem-se:

Tensão da entrada diferencial – são somados à tensão da entrada diferencial do amplificador as fontes de erro devidas à tensão de *offset*, deriva térmica da tensão de *offset*, corrente de *bias*, deriva térmica da corrente de *bias*, corrente de *offset* e deriva térmica da corrente de *offset*. A tensão resultante é referenciada no modelo como tensão da entrada diferencial total (V_{EDT}). O modelo de cada um desses parâmetros foi mostrado no Capítulo 4.

Impedância de entrada – os modelos dos instrumentos não contemplam a parte de interligações entre os módulos de uma cadeia de medição. Entretanto os dados do fabricante especificam a impedância de entrada através da resistência e capacitância da entrada diferencial. O módulo da impedância dinâmica é modelado na referência [78], considerando a variação da impedância com a frequência.

Ganho – são somados ao ganho do amplificador as influências devidas à variações no ganho, a deriva térmica do ganho e o erro de linearidade do ganho. Esses modelos são mostrados no Capítulo 4. Entretanto todos esses parâmetros são relativos ao comportamento estático, e a variação do ganho com a frequência é implementada no modelo dinâmico, desenvolvido na referência [78]. A saída em tensão V_G (Figura 5.10) já considera o ganho corrigido em função do parâmetro característico e das condições do experimento.

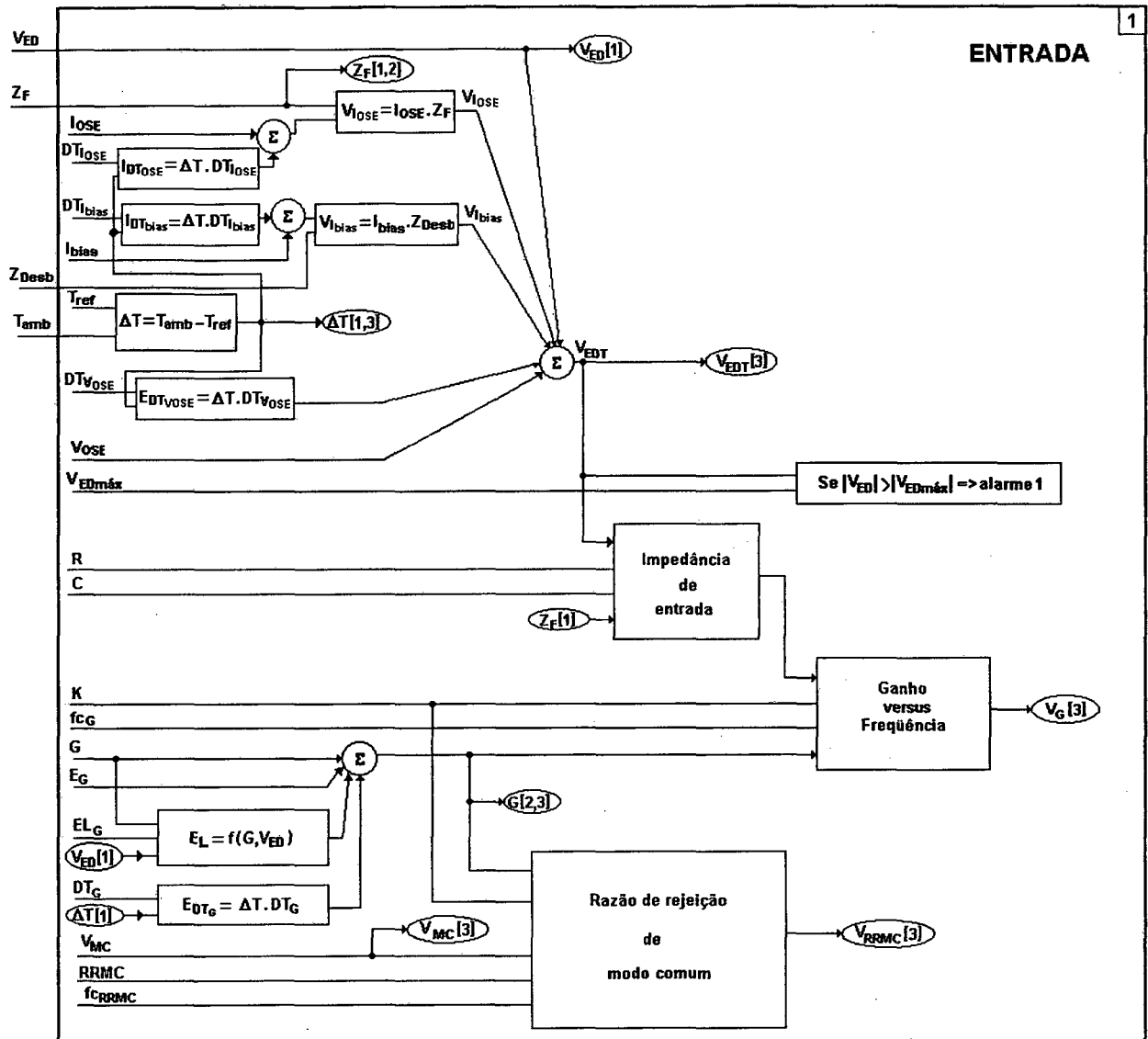
Razão de Rejeição de Modo Comum – o modelo desenvolvido para a razão de rejeição de modo comum é mostrado no item 4.12.

A modelagem da RRMC como função da frequência do sinal de entrada é tratada na referência [78]. Entretanto, deve-se chamar a atenção para o decréscimo do valor de CMRR com o aumento da frequência de entrada (curva apresentada pelo fabricante) [75].

Alarme – o modelo prevê um alarme caso a tensão diferencial na entrada do instrumento ultrapasse os limites máximos especificado pelo fabricante.

No módulo 2 - **modelo do Ruído** (Figura 5.11) tem-se:

De acordo com as especificações da Analog Devices, tem-se o valor da densidade espectral de ruído em tensão para 1kHz referido à entrada e também referido à saída. O modelo aplicado é o desenvolvido no item 4.7 para o ruído branco. Entretanto, antes de aplicar o modelo divide-se a densidade espectral de ruído referido à saída pelo ganho, para somá-la à densidade espectral de ruído referido à entrada. Assim, o valor de e_n na entrada do modelo do ruído branco em tensão inclui as parcelas de ruído branco presentes na entrada e na saída do amplificador. O valor de “n” no modelo do ruído refere-se ao fator de abrangência, que neste trabalho assumiu-se igual a 3,3. Portanto, o truncamento da distribuição normal que delimita os picos de tensão de ruído ocorre em $3,3 \sigma$ (intervalo de confiança de 99,9%).

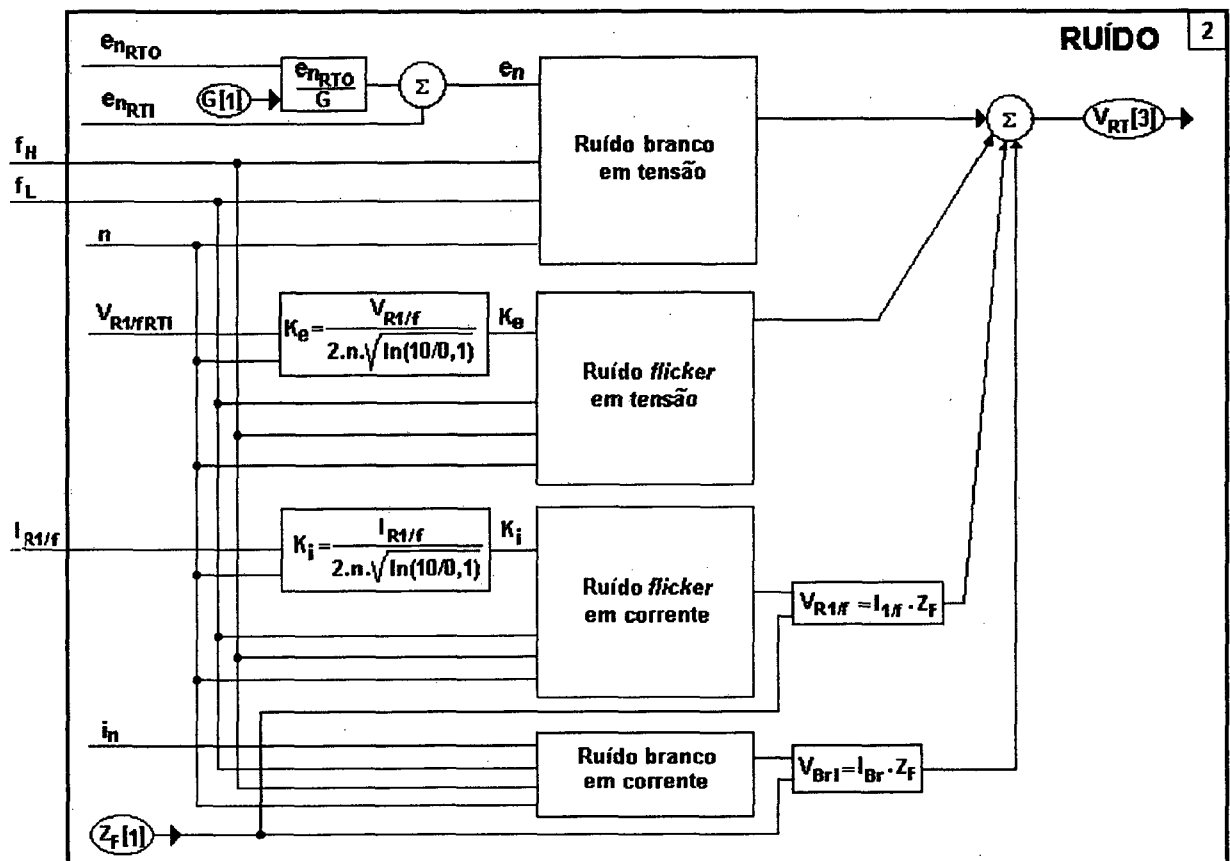


Legenda:

- | | | | |
|---------------------|---|-----------------------------|--|
| C | - Capacitância de entrada | R | - Resistência de entrada |
| DT _G | - Deriva térmica do ganho | RRMC | - Razão de rejeição de modo comum |
| DT _{Ibias} | - Deriva térmica da corrente de <i>bias</i> | T _{amb} | - Temperatura ambiente |
| DT _{IOSE} | - Deriva térmica da corrente de <i>offset</i> entrada | T _{ref} | - Temperatura de referência |
| DT _{VOSE} | - Deriva térmica da tensão de <i>offset</i> entrada | V _{EDmáx} | - Máxima tensão da entrada diferencial |
| E _G | - Erro máximo do ganho | V _{ED} | - Tensão da entrada diferencial |
| E _{LG} | - Erro máximo da linearidade do ganho | V _{E_{DT}} | - Tensão de entrada diferencial total |
| f _{cG} | - Frequência de corte do ganho | V _G | - Tensão considerando ganho corrigido |
| f _{cRRMC} | - Frequência de corte da RRMC | V _{MC} | - Tensão de modo comum |
| G | - Ganho | V _{OSE} | - Tensão de <i>offset</i> na entrada |
| I _{bias} | - Corrente de <i>bias</i> | V _{RRMC} | - Tensão de modo comum |
| I _{OSE} | - Corrente de <i>offset</i> na entrada | Z _{Desb} | - Impedância de desbalanceamento |
| K | - Sensibilidade estática | Z _F | - Impedância da fonte |

Figura 5.10 – Módulo de entrada do modelo do amplificador AD624A

Para a faixa de frequência na qual predomina o ruído *flicker* (0,1 a 10) Hz, é especificado um valor de tensão de ruído para cada ganho. Para se aplicar o modelo desenvolvido para o ruído *flicker* (item 4.7) é necessário antes se calcular o valor da densidade espectral de ruído para 1 Hz. Este valor também pode ser obtido de curvas usualmente apresentadas pelos fabricantes.



Legenda:

- f_H - Frequência superior
- f_L - Frequência inferior
- G - Ganho
- $I_{R1/f}$ - Corrente de ruído 1/f
- I_n - Densidade espectral de ruído branco
- K_e - Valor da tensão de ruído em 1 Hz
- K_i - Valor da corrente de ruído em 1 Hz
- n - Fator de abrangência

- RTI - Referido à entrada
- RTO - Referido à saída
- $V_{R1/RTI}$ - Tensão de ruído 1/f RTI (0,1 a 10) Hz
- e_{nRTI} - Densidade espectral de ruído RTI (1 kHz)
- e_{nRTO} - Densidade espectral de ruído RTO (1 kHz)
- V_{RT} - Tensão de ruído total
- Z_F - Impedância da fonte

Figura 5.11 – Módulo - ruído do modelo do amplificador AD624A

Das especificações apresentadas, é possível também se calcular as parcelas de ruídos *flicker* e branco em corrente. Este último tem valores apresentados em um gráfico [75], onde é dada a densidade espectral de ruído em função da frequência. Para se somar à parcela de ruído em tensão é necessário multiplicar os valores correspondentes ao ruído branco e ruído *flicker* em corrente pela impedância da fonte.

O somatório de todas as parcelas de ruído é denominado no modelo por tensão de ruído total (V_{RT}), e de acordo com a frequência do experimento haverá predominância de um ou de outro. A tensão de ruído total é multiplicada pelo ganho (amplificador ideal) e somada à tensão de saída do amplificador (módulo 3).

Os ruídos *flicker* e branco em corrente são modelados de forma similar aos ruídos em tensão.

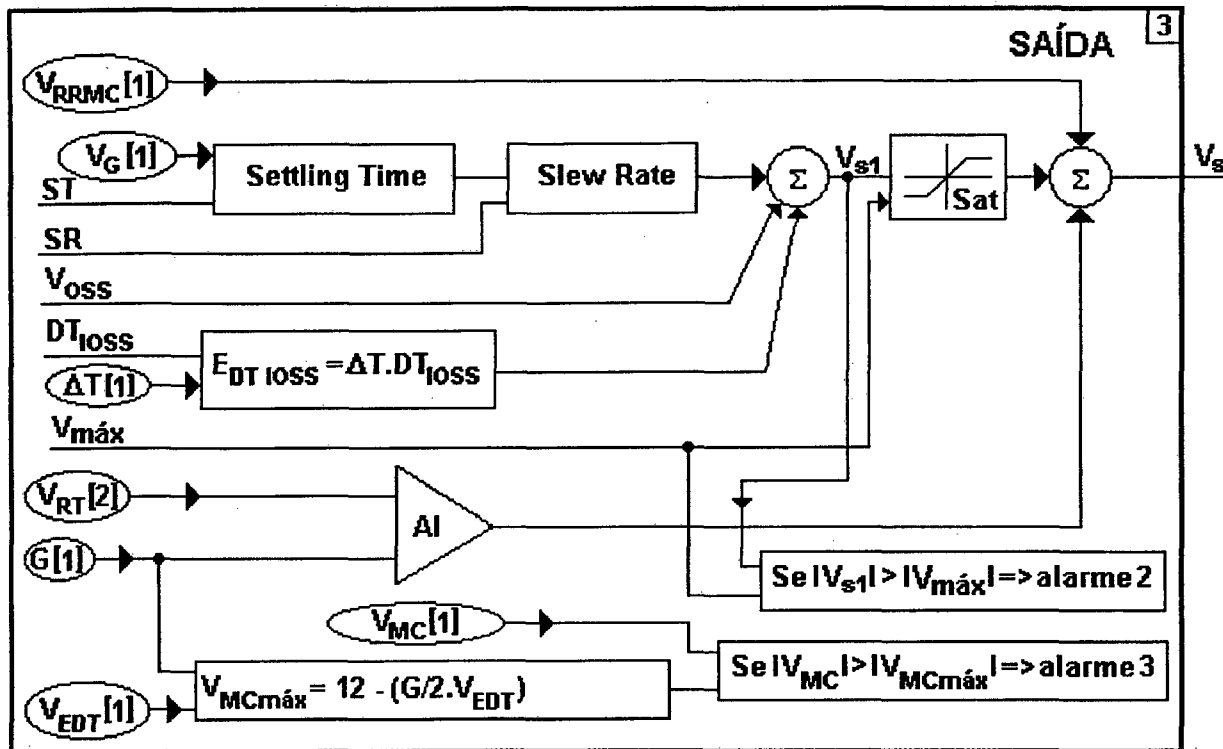
O modelo do ruído para o amplificador INA102AG da Burr Brown é semelhante ao desenvolvido para o AD624A da Analog Devices.

No módulo 3 - **modelo de Saída** (Figura 5.12), tem-se a implementação de características dinâmicas como o *Settling Time* e o *Slew Rate* a partir da tensão de saída (V_{SA}), o modelo da tensão de *offset* na saída e a deriva térmica associada a este parâmetro.

A tensão V_{S1} resultante dessa implementação é comparada com os limites máximos especificados para a tensão de saída do amplificador. Portanto se V_{S1} for maior que a máxima tensão de saída especificada, o modelo prevê um alarme indicando saturação do amplificador (alarme 2).

A essa tensão V_{S1} também são somadas as contribuições devidas à tensão de ruído total e à rejeição de modo comum, para se obter a tensão V_S de saída do amplificador real.

A partir da tensão V_{ED} (módulo 1) calcula-se a máxima tensão de modo comum especificada para o AD624A (Tabela 5.5). Comparando-se esses valores, o modelo prevê um alarme caso a máxima tensão de modo comum exceda o valor especificado (alarme 3).



Legenda:

- | | | | |
|-------------|--|-------------|---------------------------------------|
| AI | - Amplificador ideal | $V_{MCmáx}$ | - Máxima tensão de modo comum |
| DT_{IOSS} | - Deriva térmica da corrente de <i>offset</i> na saída | V_{OSS} | - Tensão de <i>offset</i> na saída |
| G | - Ganho | V_{RRMC} | - Tensão de rejeição de modo comum |
| SR | - <i>Slew-rate</i> | V_{RT} | - Tensão de ruído total |
| ST | - Tempo de resposta (<i>settling time</i>) | V_G | - Tensão considerando ganho corrigido |
| V_{EDT} | - Tensão da entrada diferencial total | V_S | - Tensão de saída do amplificador |
| V_{MC} | - Tensão de modo comum | V_{Sat} | - Tensão de saturação |

Figura 5.12 – Módulo de saída do modelo do amplificador AD624A

A Tabela 5.6 mostra o resultado da geração de valores aleatórios para estabelecimento dos parâmetros característicos do amplificador de instrumentação, de acordo com os critérios estabelecidos na Tabela 3.2.

Tabela 5.6 – Dados de ajuste do amplificador AD624A - SN01

Sigla	Especificação Fabricante	Critérios Tabela 3.2	Ganho	Distribuição Normal Truncada				Valor ajustado	Unidade	
				Positiva/Negativa	Valor Limite Inferior	Valor Limite Superior	Média μ			Desvio padrão σ
E _G	±0,05% máx	4	1		-0,05	+0,05	0	1,52.10 ⁻⁴	-2,61.10 ⁻⁴	
	±0,25% máx	4	100		-0,25	+0,25	0	7,58.10 ⁻²	-1,93.10 ⁻¹	
	±0,5% máx	4	200		-0,5	+0,5	0	3,03.10 ⁻¹	6,91.10 ⁻¹	
	±0,5% máx	4	500		-0,5	+0,5	0	7,57.10 ⁻¹	-1,87	
	±1% máx	4	1000		-1	+1	0	3,03	8,73	
E _{Lg}	±0,005% máx	4	1		-0,005	+0,005	0	1,51.10 ⁻⁵	-2,34.10 ⁻⁵	
	±0,005% máx	4	100		-0,005	+0,005	0	1,51.10 ⁻³	4,19.10 ⁻³	
	±0,005% máx	4	200		-0,005	+0,005	0	3,03.10 ⁻³	4,97.10 ⁻³	
	±0,005% máx	4	500		-0,005	+0,005	0	7,57.10 ⁻³	1,33.10 ⁻²	
	±0,005% máx	4	1000		-0,005	+0,005	0	1,51.10 ⁻²	-2,93.10 ⁻²	
DT _G	±5 ppm/°C máx	7	1	positiva	0	+5	+2,5	7,56.10 ⁻⁷	0,4.10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	±10 ppm/°C máx	7	100	positiva	0	+10	+5	1,52.10 ⁻⁶	0,9.10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	±10 ppm/°C máx	7	200	positiva	0	+10	+5	1,52.10 ⁻⁶	0,6.10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	±25 ppm/°C máx	7	500	positiva	0	+25	+12,5	3,79.10 ⁻⁶	2,1.10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	±25 ppm/°C máx	7	1000	positiva	0	+25	+12,5	3,79.10 ⁻⁶	1,7.10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	±5 ppm/°C máx	6	1	negativa	-5	0	-2,5	-7,56.10 ⁻⁷		°C ⁻¹
	±10 ppm/°C máx	6	100	negativa	-10	0	-5	-1,51.10 ⁻⁶		°C ⁻¹
	±10 ppm/°C máx	6	200	negativa	-10	0	-5	-1,51.10 ⁻⁶		°C ⁻¹
	±25 ppm/°C máx	6	500	negativa	-25	0	-12,5	-3,79		°C ⁻¹
	±25 ppm/°C máx	6	1000	negativa	-25	0	-12,5	-3,79		°C ⁻¹
V _{ose}	±200 μV máx	7		positiva	0	+200	+100	30,3	113	μV
	±200 μV máx	6		negativa	-200	0	-100	-30,3		μV
DT _{Vose}	±2 μV/°C máx	7		positiva	0	+2	+1	0,30	1,8	μV/°C
	±2 μV/°C máx	6		negativa	-2	0	-1	-0,30		μV/°C

Tabela 5.6 – Dados de ajuste do amplificador AD624A - SN01 (continuação)

Sigla	Especificação Fabricante	Critérios Tabela 3.2	Ganho	Distribuição Normal Truncada						Valor ajustado	Unidade
				Positiva/Negativa	Valor Limite Inferior	Valor Limite Superior	Média μ	Desvio padrão σ			
V_{oss}	± 5 mV máx	7		positiva		+5	+2,5	0,75	2,7	mV	
	± 5 mV máx	6		negativa		-5	-2,5	-0,75		mV	
DT_{voss}	± 50 μ V/°C máx	7		positiva		+50	+25	7,57	38,5	μ V/°C	
	± 50 μ V/°C máx	6		negativa		-50	-25	-7,57		μ V/°C	
$RRMC$	70 dB mín	6	1		3162	12649	6324	958	75	dB	
	100 dB mín	6	100		100000	400000	200000	30303	107	dB	
	100 dB mín	6	200		100000	400000	200000	30303	108	dB	
	110 dB mín	6	500		316227	1264911	632455	95826	114	dB	
	110 dB mín	6	1000		316227	1264911	632455	95826	116	dB	
I_{bias}	± 50 nA máx	7		positiva	0	+50	+25	7,57		nA	
	± 50 nA máx	6		negativa	-50	0	-25	-7,57	-2,6	nA	
$DT_{I_{bias}}$	± 50 pA/°C tip	7		positiva	0	+50	+25	7,57		pA/°C	
	± 50 pA/°C tip	6		negativa	-50	0	-25	-7,57	-41	pA/°C	
I_{ose}	± 35 nA máx	7		positiva	0	+35	+17,5	5,30		nA	
	± 35 nA máx	6		negativa	-35	0	-17,5	-5,30	-16	nA	
$DT_{I_{ose}}$	± 20 pA/°C tip	7		positiva	0	+20	+10	3,03		pA/°C	
	± 20 pA/°C tip	6		negativa	-20	0	-10	-3,03	-19	pA/°C	

MODELO AMPLIFICADOR AD624A NS 001

Capítulo 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÕES

O objetivo do presente trabalho foi o de propor um método de modelagem de características metrológicas e operacionais na forma modular, para que pudessem ser empregadas na modelagem de instrumentos de medição.

Os modelos das características são baseados nas especificações do fabricante e na análise criteriosa das características estáticas representativas do comportamento do instrumento.

A estrutura geral do modelo de um instrumento é formada pela característica de resposta nominal do instrumento e pelo encadeamento de módulos que contêm os modelos das características metrológicas modeladas a partir de especificações do fabricante.

Os modelos das características implementadas foram integrados no desenvolvimento do modelo de alguns instrumentos, visando constatar a viabilidade de implementação através de módulos e também a facilidade de integração desses módulos para compor um determinado instrumento.

A partir do modelo geral de um instrumento, foi possível criar instrumentos com valores específicos dentro dos limites especificados pelo fabricante.

O processo de criação desses instrumentos utiliza a análise estatística dos valores especificados na folha de dados para cada parâmetro.

A seguir são apresentadas conclusões deste trabalho:

- Pôde ser constatado que o desenvolvimento dos modelos de forma modular facilita a implementação de diferentes instrumentos de medição. Entretanto, a falta de padronização das especificações, assim como a não uniformidade da forma de apresentação dos dados por parte do fabricante, algumas vezes tornou difícil a generalização do modelo de uma característica. Nesses casos, procurou-se exemplificar formas alternativas de modelagem para diferentes especificações.
- Antes de se modelar um instrumento é necessária uma análise detalhada do princípio de funcionamento, da característica de resposta nominal e de todos os parâmetros que podem influenciar a sua resposta.
- O resultado de simulação do modelo, e mesmo a facilidade de implementação desse, está relacionado à qualidade da informação apresentada pelo fabricante. As tabelas comparativas apresentadas no Capítulo 5, contêm dados extraídos das especificações do instrumento e visam auxiliar na exemplificação de formas alternativas de modelagem de uma determinada característica. Isso foi feito sempre que o modelo não pôde ser generalizado para as diferentes formas de especificação apresentadas.
- Devido a não uniformidade acerca da forma de apresentação dos dados, estabeleceu-se os critérios apresentados na Tabela 3.1. Concluiu-se que uma especificação é considerada completa para efeito de modelagem, quando são fornecidos:
 - valores mínimos, típicos e máximos;
 - a distribuição estatística que melhor representa a especificação;
 - o nível de confiança atribuído a essa especificação.

Não se encontrou resposta dos fabricantes para o tipo de distribuição estatística aplicável e nem para nível de confiança atribuído. Entretanto, procurou-se analisar cada característica e verificou-se ser possível modelar a maioria delas por uma

distribuição normal. Para o nível de confiança foi atribuído o valor de $3,3\sigma$ para todos os modelos desenvolvidos.

- Verificou-se que para se modelar algumas características como a linearidade e a histerese, são necessários além dos limites máximos especificados pelo fabricante, o conhecimento do comportamento do parâmetro ao longo da faixa nominal do instrumento. Nesses casos, para o desenvolvimento do modelo utilizando-se apenas as especificações, foi necessário adotar algumas considerações e simplificações. Para que os modelos de tais parâmetros possam simular uma forma mais representativa do comportamento real do instrumento, são necessárias informações adicionais do fabricante, levantamento dos dados de calibração, ou mesmo levantamento de dados através de análise experimental minuciosa.

Todos os modelos de características apresentados foram simulados e testados, entretanto há necessidade de validá-los através da comparação com o comportamento de tais características em instrumentos reais.

Com relação ao trabalho como um todo, pode-se concluir que os objetivos propostos foram atingidos, e que as ferramentas desenvolvidas para a modelagem de características estáticas, podem contribuir de modo eficiente para a elaboração de novos modelos.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Foram identificadas as seguintes oportunidades relativas ao desenvolvimento de futuros trabalhos:

- a) Levantamento do comportamento de determinadas características através de análise experimental.**

Pôde-se concluir deste trabalho, que quanto mais completa e detalhada forem as especificações do fabricante, melhor será o desempenho do modelo. Verificou-se na prática que muitas das informações necessárias para a modelagem não são

apresentadas pelo fabricante. Assim sendo, uma pesquisa experimental acerca do comportamento de determinadas características como a linearidade e a histerese poderiam fornecer dados relevantes para o aperfeiçoamento dos modelos desenvolvidos.

b) Desenvolvimento do modelo de diferentes instrumentos de medição.

Considerando a diversidade de instrumentos existentes no mercado e os diferentes princípios de funcionamento, seria desejável se aplicar as ferramentas desenvolvidas neste trabalho para o desenvolvimento de novos modelos. Esse desenvolvimento associado à dificuldade de generalização de determinadas características, como por exemplo, o auto-aquecimento, objetiva a sistematização do modelo dessa característica aplicável a diferentes classes de instrumentos de medição.

O desenvolvimento de novos modelos de instrumentos também conduziria a possibilidade de simulação das mais diversas cadeias de medição virtuais.

c) Validação dos modelos:

Os modelos desenvolvidos foram testados através de simulação. Entretanto para validá-los, seria necessária uma análise comparativa do desempenho de tais características simuladas com as correspondentes características em instrumentos reais. Para isso propõe-se também adaptar ferramentas já desenvolvidas para a análise de incertezas de medição, visando promover o levantamento da incerteza dos modelos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FIGLIOLA, R. S.; BEASLEY, D.E. **Theory and Design for Mechanical Measurements**. Second edition. New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [2] DOEBELIN, E.O. **Measurement Systems: Application and Design**. Fourth edition. USA: McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
- [3] TRIETLEY, HARRY L. **Transducers in Mechanical and Electronic Design**. USA: Marcel Dekker, Inc., 1986. ISBN 0-8247-7598-8.
- [4] CHEN, W.-K. **The Circuit and Filters Handbook**. New York: CRC Press, 1995.
- [5] PUTTEN, A. D. O. V. **Electronic Measurement Systems. Theory & Practice**. Second edition. Bristol: Institute of Physics Publishing, 1996.
- [6] DALLY, J. W.; RILEY, W. F.; McCONNELL, K. G. **Instrumentation for Engineering Measurements**. Second edition. New York: John Wiley & Sons, 1993.
- [7] PALLÁS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. **Sensors and Signal Conditioning**. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [8] OTT, HENRY W. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. Second edition. New York: John Wiley & Sons, 1988.
- [9] RANSAY, D. C. **Principles of Engineering Instrumentation**. New York: John Wiley & Sons, 1996.
- [10] HOROWITZ, P.; WINFIELD, H. **The Art of Electronics**. Second edition. Cambridge: University Press, 1980.

- [11] BENEDICT, R.P. **Fundamentals of Temperature, Pressure and Flow measurement.** New York: John Wiley & Sons, 1969.
- [12] FLESCH, C. A. **Estruturação de um sistema de simulação de instrumentos de medição.** Proposta de tese de doutoramento, p.115-129. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2000.
- [13] KHAZAN, A.D. **Transducers and Their Elements: Design and Application.** Englewood Cliffs: PTR Prentice-Hall, 1994.
- [14] MONTGOMERY, Douglas C. **Design and Analysis of Experiments.** Fourth Edition. John Wiley & Sons, Inc. Arizona, USA, 1997.
- [15] FLESCH, C. A., GALAZ, M. J. **Determinação da função beta e sua aplicação na metrologia.** Anais do XIII Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica; Belo Horizonte, Dez 1995.
- [16] LAW, Averill M.; KELTON, W. D. **Simulation Modeling & Analysis.** Second Edition. McGraw-Hill, Inc., USA, 1991.
- [17] BIPM;IEC;IFCC;ISO;IUPAC;IUPAP;OIML. **Guia para a Expressão da Incerteza de Medição.** Segunda Edição Brasileira do “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”. Rio de Janeiro, RJ: Programa RH–Metrologia, 1998.
- [18] FLESCH, C. A. **Medição de Grandezas Mecânicas. 1ª Parte: Metrologia.** Departamento Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina. 1999.
- [19] GONÇALVES JR., A.A. **Metrologia – Parte 1.** Apostila utilizada no curso de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial da UFSC. Florianópolis – SC, 1999.
- [20] NATIONAL INSTRUMENTS. **The Measurement and Automation.** Catálogo do fabricante. <http://www.ni.com>. Austin, TX: National Instruments, 2000.
- [21] OMEGA ENGINEERING, Inc. **The Temperature Handbook.** Stanford, USA: Omega Engineering, Inc., vol. 28, 1995.
- [22] OMEGA ENGINEERING, Inc. **The Pressure Strain and Force Handbook.** Stanford, USA: Omega Engineering, Inc., vol. 29, 1995.
- [23] HEWLETT PACKARD. **Test & Measurement Catalog.** Catálogo do fabricante. 1999.

- [24] ANALOG DEVICES. **Operational Amplifiers – Orientation**. Amplifier Reference Manual. p.(2.20)-(2.30). Norwood: Analog Devices, 1992.
- [25] ANALOG DEVICES. **Analog-Digital Conversion Handbook**. Third edition. New Jersey: Prentice Hall, 1986.
- [26] SMITH, L.; SHEINGOLD, D. H. **AN-358 - Noise and Operational Amplifiers Circuits**. Disponível na Internet. <http://www.analogdevices.com/>. Norwood: Analog Devices, 1984.
- [27] NASH, E. **AN-539 - Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifiers Applications**. Disponível na Internet. <http://www.analogdevices.com/>. Norwood: Analog Devices, Aug 1999.
- [28] PHILIPS COMPONENTS. **AN164 – Explanation of Noise**. Book IC11 Data Handbook – Linear Products. Netherlands: Philips Components, 1989.
- [29] PHILIPS COMPONENTS. **AN165 – Integrated Operational Amplifier Theory**. Book IC11 Data Handbook – Linear Products. Netherlands: Philips Components, 1989.
- [30] FLUKE. **Calibration: Philosophy in Practice**. Second edition. Everett: Fluke, Apr 1994.
- [31] HOFFMANN, KARL. **An Introduction to Measurements using Strain Gages**. Darmstadt, Alemanha: Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989.
- [32] IEEE Std 100-1996. **The IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms**. Sixth edition. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1997.
- [33] ASTM. **Manual on the use of Thermocouples in Temperature Measurements**. STP470B. Philadelphia: American Society of Testing and Materials (ASTM), 1981.
- [34] NIST. **Thermocouple Reference Tables Based on the ITS–90 (monograph 175)**. <http://www.omega.com/temperature/Z/pdf/z203.pdf>. Omega Engineering, 1999.
- [35] ISOTECH. **Manual do Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.isotech.co.uk>. Isothermal Technology, 7 mar 2000.
- [36] HERAEUS. **Catálogo do Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.heraeus.com>. 7 mar 2000.

- [37] NATIONAL INSTRUMENTS. AN046 – **Measuring Temperature with RTDs – A Tutorial**. Disponível na Internet. <http://www.ni.com>. 1996.
- [38] SENSORS. **So, What Is an RTD?** Disponível na Internet. <http://www.sensormag.com/articles/0899/39/main.shtml>. 1999.
- [39] BARP, A. M. **Metodologia de avaliação e de gerenciamento da Incerteza de sistemas de medição de temperatura**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Florianópolis – SC: 2000.
- [40] BLANK, Martim. **Sistematização das Especificações Metrológicas em Sistemas Automatizados de Aquisição de Sinais**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Florianópolis – SC: 1996.
- [41] CAMARANO, Denise das Mercês. **Procedimentos Aplicáveis à Garantia da Qualidade Metrológica dos Resultados na Termometria Automatizada com Termopar e Sensores Resistivos**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Florianópolis – SC: 1993.
- [42] COOK, Stephen C. **A Methodology for Formulating Measuring Instrument Specifications**. Elsevier Science Publishers B.V. Measurement, vol.11, p. 1-31, London, 1993.
- [43] JOHNS, D.A.; MARTIN, K. **Analog Integrated Circuit Design**. University of Toronto: John Wiley & Sons, Inc., U.S.A., 1997.
- [44] HORENSTEIN, M.N. **Microelectronic Circuits and Devices**. Second edition. New Jersey: Prentice Hall, Inc., 1996.
- [45] HONEYWELL. **Temperature Tutorial – Comparing Temperature Sensors**. Informe publicitário. http://www.content.honeywell.com/building/components/Hycal_Html/temp.asp. 2000.
- [46] King, David J. **Resistance Elements and RTD's**. Catálogo do Fabricante Omega. Disponível na Internet. <http://www.omega.com>. 2000.
- [47] OMEGA ENGINEERING, Inc. **Catálogo de Fabricante**. Disponível na Internet. <http://www.omega.com>. 2000.

- [48] ENDEVCO, Corporation. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.endevco.com>. 1997.
- [49] SENSOTEC, Inc. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.sensotec.com>. Columbus, Ohio, 2000.
- [50] HBM. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://hbm.com>. Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 2000.
- [51] DRUCK, Inc. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.druck.com>. 2000.
- [52] SCHAEVITZ SENSORS. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.schaevitz.com>. Hampton, Virginia, 2000.
- [53] RS. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://RS.com>. 2000.
- [54] THERMOMETRICS, Inc. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.thermometrics.com>. 1999.
- [55] THERMOMETRICS, Inc. **NTC Thermistors.** Artigo recuperado da página da internet: <http://www.thermometrics.com/assets/images/ntcnotes.pdf>. 1999.
- [56] QUALITY THERMISTOR, Inc. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na Internet. <http://www.thermistor.com/NTCproducts.htm>. 1999.
- [57] AMETHERM, Inc. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na internet. <http://ametherm.com>. 2000.
- [58] AMETHERM, Inc. **NTC Thermistors.** Artigo recuperado da página da internet: http://www.ametherm.com/ntc_thermistors.htm. 2000.
- [59] U.S. SENSOR, Corp. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na internet. <http://ussensor.com>. 1998.
- [60] LINEAR TECHNOLOGY. **Catálogo de Fabricante.** Disponível na internet. <http://www.linear.com>. 2000.
- [61] FLUKE CORPORATION. **Understanding and Comparing Instrument Specifications.** Article adapted from Chapter 31: Instrument Specifications of book "Calibration: Philosophy in Practice, Second Edition". Artigo recuperado da página da Internet: www.fluke.com. 1998.

- [62] LACANATE, K. **National Temperature Sensor Handbook**. National Semiconductors, 22 Jan 1997.
- [63] WILLIAMS, J. **AN-28 Thermocouple Measurement**. Linear Technology. USA, 1988.
- [64] FLESCH, C. A., BARP, A. M. **Avaliação a priori da incerteza em sistemas modulares de medição de temperatura**. IV Congresso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica CIDIM/99. Anais em CDROM. Santiago de Chile, 23 a 26 Nov 1999.
- [65] WAIT, J.V.; HUELSMAN L.P.; GRANINO A.K. **Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications**. New York: McGraw-Hill, 1975.
- [66] INMETRO. **Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia**. Versão Brasileira do "Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology" publicado em 1993 pela ISO/IEC/OIML/BIPM. Rio de Janeiro, RJ, 1995.
- [67] CAMARANO, D. M., FLESCH, C. A.. **Erros na multiplexação automatizada de transdutores de temperatura tipo termopar, termorresistor e termistor**. Anais do V Congresso Nacional de Ingeniería Mecánica. Punta Arenas (Chile), Dez 1992.
- [68] ISO/IEC GUIDE 25. **General Requirements for the Competence of Testing and Calibration Laboratories**. Draft Revision for Comments of CASCO Members. Fourth Edition. Documento Recuperado da Internet www.nrlm.go.jp/knmac69/ISOIECall.html. Genève, Switzerland, 1997.
- [69] CERTI. **Elaboração de Procedimentos de Calibração e/ou Ensaio**. Apostila do Curso CM-039 CMCQ. Florianópolis – SC, nov. 1997.
- [70] CERTI. **Calibração e Certificação de Instrumentos da Metrologia Dimensional**. Apostila do Curso CM-072 CMCQ. Florianópolis – SC, jul. 1998.
- [71] ISO 3534-1. **Statistics – Vocabulary and Symbols Part 1: Probability and General Terms**. ISO. Genève, Switzerland, 1993.
- [72] JOHNSON, Richard A. **Miller and Freund's Probability and Statistics for Engineers**. Fifth Edition. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall International, 1994.
- [73] SPIEGEL, Murray R. **Estatística**. Rio de Janeiro: Ao Livro Técnico S.A., 1968.

- [74] EURACHEM. **Quantifying Uncertainty in Analytical Measurement**. First edition in English ISBN 0-948926-08-2. UK, 1995.
- [75] ANALOG DEVICES, Inc. **Amplifier Reference Manual**. Norwood: Analog Devices, 1992.
- [76] HECKMANN, J. R., FLESCH, C. A. **Minimização de incertezas em circuitos de linearização de transdutores através de algoritmos genéticos**. III SEMETRO – Seminário Internacional de Metrologia Elétrica. Anais em CDROM. Rio de Janeiro, 15 a 17 Set 1998.
- [77] PATON, Barry E. **Sensors, Transducers, & LabVIEW – An application approach to learning virtual instrumentation**. New Jersey: Prentice-Hall PTR, 1999.
- [78] XAVIER, A. C. O. **Modelagem de Grandezas Dinâmicas de Instrumentos de Medição**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Florianópolis – SC: 2001.
- [79] DOEBELIN, E.O. **Engineering Experimentation: Planning, Execution, Reporting**. USA: McGraw-Hill Publishing Company, 1995.
- [80] ANALOG DEVICES. **Signal Conditioning with Instrumentation Amplifiers**. Documento Recuperado da Internet. <http://www.analogdevices.com/> Norwood: Analog Devices, 1999.
- [81] BURR-BROWN. **Integrated Circuits Data Book, Vol. 33**. Burr-Brown Corporation. USA, 1989.
- [82] BURR-BROWN. **IC Data Book – Linear Products**. Burr-Brown Corporation. USA, 1995.
- [83] RISKIN, JEFFREY R.. **AN-244 – A User’s Guide to IC Instrumentation Amplifiers**. Documento Recuperado da Internet. http://www.analog.com/techsupt/application_notes/application_notes.html Norwood: Analog Devices, 1999.
- [84] STATA, RAY. **AN-356 – User’s Guide to Applying and Measuring Operational Amplifiers Specifications**. Disponível na Internet. <http://www.analogdevices.com/>. Norwood: Analog Devices, 1999.
- [85] PEZZOTTA, C.A. **Emprego da Orientação a Objetos para Caracterização de Recursos num Ambiente de Simulação de Instrumentos**. Dissertação de Mestrado, Universidade

- Federal de Santa Catarina, Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Florianópolis – SC: 2001.
- [86] STEGAWSKI, M.A.; SCHAUMANN, R. **A New Virtual-Instrumentation-Based Experimenting Environment for Undergraduate Laboratories with Application in Research and Manufacturing.** IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 47, n.6, p.1503-1506, 1998.
- [87] BARP, A. M., FLESCHE, C. A. **Avaliação da incerteza de medição durante o projeto de cadeias de medição.** III SEMETRO – Seminário Internacional de Metrologia Elétrica. Anais em CD-ROM. Rio de Janeiro, 15 a 17 Set 1998.
- [88] PALOP, J.M.G.; TERUEL, J.M.A. **Virtual Work Bench for Electronic Instrumentation Teaching.** IEEE Transactions on Education, vol. 43, n.1, p.15-18, 2000.
- [89] BENETAZZO, L.; BERTOCCO, M.; FERRARIS, F.; FERRERO, A. **A Web-Based Distributed Virtual Educational Laboratory.** IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 49, n.2, p.349-356, 2000.
- [90] SMITH, R.C.; OUNAIES, Z. **A Model for Asymmetric Hysteresis in Piezoceramic Materials.** Disponível na Internet. [http://www. NASA/CR-2000-209837](http://www.nasa/cr-2000-209837), Hampton, VA, 2000.
- [91] ISO 3534-3. **Statistics – Vocabulary and Symbols Part 3: Design of experiments.** ISO. Genève, Switzerland, 1993.
- [92] DIN 1319. **Basic Concepts of Measurements: Treatment of uncertainties in the evaluation of measurements.** 1985.
- [93] DIN 1319-1. **Fundamentos de Metrologia – Parte 1: Terminologia Básica.** 1995.
- [94] BRITISH STANDARDS. **BS EN 60751: 1996.** Industrial platinum resistance thermometer sensors.
- [95] DEWEY, F.R. **A Complete Guide to Data Sheets.- Part 2: The Essential Parts of the Data Sheet.** Sensors Magazine (Oct.1998).
<http://www.sensormag.com/articles/1098/ds21098/index.htm>. 3 Jul 2000.
- [96] FLESCHE, C. A., CAMARANO, D. M. **Proposta de metodologia de seleção dos módulos físicos e lógicos de um processo de medição automatizado de temperatura com**

- transdutores dos tipos termopar, termorresistor e termistor. XII Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica. v.3., p.269-274. Brasília: Dez 1993.**
- [97] **FLESCH, C. A., TRONCOSO, L. S. Sistematização da análise das fontes de erros na multiplexação automatizada de extensômetros resistivos. Anais do V Congresso Nacional de Ingeniería Mecánica. Punta Arenas (Chile), Dez 1992.**
- [98] **MICRO-OHM. Catálogo do Fabricante. Disponível na internet [http:// www.micro-ohm.com](http://www.micro-ohm.com). 7 mar 2000.**
- [99] **BARP, A. M., FLESCH, C. A. Avaliação da incerteza de medição durante o projeto de cadeias de medição. III SEMETRO – Seminário Internacional de Metrologia Elétrica. Anais em CD-ROM. Rio de Janeiro, 15 a 17 Set 1998.**
- [100] **INMETRO, IPT, MITUTOYO SUL AMERICANA LTDA. Tópicos Avançados da Metrologia Mecânica: confiabilidade metrológica e suas aplicações. Setembro de 2001.**