

# unesp



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**

**Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**"IMPLEMENTAÇÃO DE SENSORES TÁCTEIS  
COM EXTENSÔMETROS SEMICONDUTORES"**

1210001270



**FERNANDO YOITI OBANA**

**Ilha Solteira - SP**

unesp



12 13 14 15 16 17 18 19

cm 1 2 3 4 5 6 7 8

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

1210001270



IMPLEMENTAÇÃO DE SENSORES TÁCTEIS COM  
EXTENSÔMETROS SEMICONDUTORES

Proc. 071/2002-UPD 30

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA" SERVIÇO TÉCN. DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA	DATA DE TOMBO
06.05.02	30.05.02
REGISTRADO POR	TOMBO
Ailza	Te. 1270
AQUISIÇÃO	CLASSIFICAÇÃO
Boocad Auto R\$ 10,00	012i

FERNANDO YOITI OBANA

Dissertação submetida à Faculdade de  
Engenharia de Ilha Solteira – UNESP  
como parte dos requisitos necessários  
para a obtenção do título de Mestre em  
Engenharia elétrica

30401020

CB  
sys 21534  
sys 56134

ORIENTADOR: Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO

ILHA SOLTEIRA – SP, JULHO DE 2001

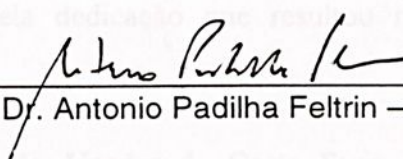
BCpIS - FEIS - UNESP



# “Implementação de Sensores Tácteis com Extensômetros Semicondutores”

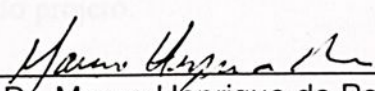
**Fernando Yoiti Obana**

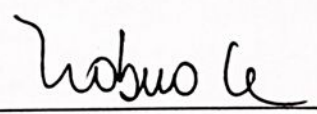
DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA – UNESP – COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA (ME).

  
Prof. Dr. Antonio Padilha Feltrin – Coordenador

## COMISSÃO EXAMINADORA:

  
Prof. Dr. Aparecido Augusto de Carvalho - orientador

  
Prof. Dr. Mauro Henrique de Paula

  
Prof. Dr. Nobuo Oki

Ilha Solteira – SP, julho de 2001

# AGRADECIMENTOS

Aos meus pais que me ajudam a alcançar meus objetivos e me ensinaram a ser persistente, responsável e paciente diante dos obstáculos da vida.

A Neli Cristina B. S. Obana amiga e esposa, pelo apoio e companheirismo nos momentos de tensão e nervosismo.

Ao Professor Dr. Aparecido Augusto de Carvalho pela valiosa orientação, paciência e compreensão durante o desenvolvimento do projeto, além do estímulo necessário e oportuno nos momentos de maior dificuldade.

Ao professor Renato Bertolino Jr. pela colaboração nos cálculos da estrutura metálica.

Ao Técnico Darci Alves Ribeiro pela dedicação que resultou na precisão das estruturas metálicas.

Ao amigo do curso de Pós-Graduação Uender da Costa Faria pelo auxílio no processo de medição e aquisição de dados.

Ao aluno Renato Gualda do curso de graduação em Engenharia Elétrica pela ajuda no processo de aquisição de dados além da sincera amizade.

Ao técnico de laboratório Cosmo Rodrigues dos Santos pela colaboração, amizade e apoio durante todo o desenvolvimento prático do projeto.

# RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um sensor tátil implementado com extensômetros semicondutores. Foi projetado com o objetivo de medir forças exercidas pelos dedos sem prejudicar a destreza da mão.

Inicialmente são apresentados um breve histórico e os fundamentos teóricos dos sensores piezo-resistivos bem como os principais métodos utilizados para efetuar o condicionamento de sinais destes sensores.

Extensômetros semicondutores foram utilizados devido ao seu pequeno tamanho e elevada sensibilidade, embora apresentem grande sensibilidade com a temperatura.

As equações que fundamentam o projeto da estrutura do sensor são apresentadas, bem como os detalhes de sua construção.

A estrutura do sensor foi construída em aço inoxidável e apresenta dimensões reduzidas (diâmetro de 4 mm e espessura de 1 mm) o que o torna muito leve e adequado para conexão às falanges distais de todos os dedos. Possui um dispositivo que o protege quando cargas excessivas são aplicadas.

O circuito de condicionamento de sinais utilizado é muito simples, não havendo necessidade de ganho de tensão elevado devido à alta sensibilidade do extensômetro semicondutor.

A resposta do sensor foi linear na faixa de 0 à 100 N, apresentando resolução de 0,5 N, tempo de descida de 7,2 ms e pequena histerese.

Possui características que podem torná-lo muito útil em aplicações de Engenharia de Reabilitação, Robótica e Medicina.

# ABSTRACT

This thesis describes the development of a semiconductor strain gage tactile sensor. It was designed with the goal of measuring finger forces without affecting the hand dexterity.

Initially a brief history and the theoretical foundations of a piezoresistive sensor are presented as well as the main methods used for conditioning its signal.

The semiconductor strain gages was used due its small size and high sensitivity, although it has high temperature sensitivity.

Theory, design, and construction details are presented.

The sensor structure was manufactured with stainless steel and has small dimensions (4 mm diameter and 1 mm thickness). This make it light and suitable to connect to the finger pads. It has a device that prevents its damage when overforces are applied.

The signal conditioning circuit is very simple because the semiconductor strain gage sensitivity is high.

It presents linear response from 0 to 100 N, 0.5 N resolution, fall time of 7.2 ms, and has small hysteresis.

The semiconductor strain gage tactile sensor has characteristics that can make it very useful in Rehabilitation Engineering, Robotics, and Medicine.



# ÍNDICE

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1. SENSORES TÁCTEIS.....	1
1.2. SENSORES RESISTIVOS.....	3
1.3. SENSORES SEMICONDUTORES.....	4
1.3.1. <i>Período de Descobertas (1947 – 1960)</i> .....	6
1.3.2. <i>Tecnologia Básica do Período de Desenvolvimento (1960 – 1970)</i> .....	7
1.3.3. <i>Período do processo em série</i> .....	7
1.3.4. <i>Período da microfabricação (1980)</i> .....	8
1.4. PIEZO-RESISTIVIDADE.....	9
<b>2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....</b>	<b>13</b>
2.1. SENSORES PIEZO-RESISTIVOS .....	13
2.2. ESTRUTURA GERAL DE SENSORES PIEZO-RESISTIVOS .....	15
2.2.1. <i>Sensores de membrana</i> .....	16
2.2.2. <i>Sensores do tipo viga</i> .....	17
2.3. VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA EM FUNÇÃO DA TENSÃO MECÂNICA.....	18
2.3.1. <i>Configuração em ponte de Wheatstone</i> .....	20
2.3.2. <i>Projeto geométrico dos piezo-resistores</i> .....	22
2.4. COEFICIENTE DE TEMPERATURA DE SENSORES PIEZO-RESISTIVOS.....	24
2.4.1. <i>Coefficiente de piezo-resistência difusa em função da temperatura</i> .....	24
2.4.2. <i>Coefficiente de Temperatura de Offset (TCO)</i> .....	25
2.4.3. <i>Coefficiente de Sensibilidade a Temperatura (TCS)</i> .....	26
2.5. CONDICIONADORES DE SINAL PARA SENSORES RESISTIVOS .....	29
2.6. PONTES DE WHEATSTONE: MEDIDAS DE EQUILÍBRIO .....	31
2.7. PONTE DE WHEATSTONE – MEDIDAS DE DEFLEXÃO.....	35
2.7.1. <i>Sensibilidade e linearidade</i> .....	35
2.7.2. <i>Linearização analógica de pontes com sensores resistivos</i> .....	39
2.7.3. <i>Calibração dos sensores da ponte</i> .....	40
2.7.4. <i>Medidas de diferença e média: compensação</i> .....	42
2.7.5. <i>Fontes de alimentação para pontes de Wheatstone</i> .....	46

2.7.6.	<i>Método de detecção para pontes de Wheatstone.....</i>	50
2.8.	AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS.....	52
2.8.1.	<i>Efeito do descasamento dos resistores.....</i>	55
2.9.	AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO.....	57
2.9.1.	<i>Amplificadores de instrumentação baseados em três amplificadores operacionais.....</i>	58
2.9.2.	<i>Amplificadores de instrumentação baseados em dois amplificadores operacionais.....</i>	61
2.10.	CIRCUITOS COMPARADORES .....	64
2.11.	OSCILADOR COM CI 555 .....	65
2.12.	DIAFRAGMA DO SENSOR – ESTRUTURA METÁLICA.....	67
2.12.1.	<i>Placas submetidas a esforços.....</i>	67
2.12.2.	<i>Composição de Flexões Puras em Duas direções ortogonais.....</i>	68
2.12.3.	<i>Flexão de placas circulares submetidas a cargas simétricas.....</i>	70
2.12.4.	<i>Placas circulares uniformemente carregadas.....</i>	75
3.	<b>MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>79</b>
4.	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>93</b>
4.1.	TESTES ESTÁTICOS.....	93
4.2.	TESTES DINÂMICOS.....	97
5.	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>103</b>
6.	<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>105</b>



# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1 - ESCALA DE COMPARAÇÃO DOS SENSORES SEMICONDUTORES.....	5
FIGURA 1.2 - EVOLUÇÃO DOS SENSORES DE PRESSÃO À DIAFRAGMA.....	6
FIGURA 1.3 - FATOR DE PIEZO-RESISTÊNCIA $P(N,T)$ EM FUNÇÃO DA CONCENTRAÇÃO DE IMPUREZAS E DA TEMPERATURA PARA SILÍCIO TIPO P.....	12
FIGURA 2.1 - $\pi_{11}$ POR CONCENTRAÇÃO DE IMPUREZAS NO SILÍCIO TIPO N, VALORES CALCULADOS ( ) E VALORES MEDIDOS (O).....	13
FIGURA 2.2 - (A) PIEZO-RESISTIVIDADE $\pi$ EM FUNÇÃO DA PROFUNDIDADE PARA RESISTORES DIFUSOS; (B) PIEZO-RESISTIVIDADES EFETIVA, OBTIDA PELA MULTIPLICAÇÃO DE $\pi(z)$ COM A CONDUTIVIDADE $\sigma(z)$ EM FUNÇÃO DA PROFUNDIDADE.....	15
FIGURA 2.3 - SEÇÃO TRANSVERSAL DE UM SENSOR DE PRESSÃO.....	16
FIGURA 2.4 - SEÇÃO TRANSVERSAL DE UM SENSOR DE ACELERAÇÃO PIEZO-RESISTIVO.....	17
FIGURA 2.5 - REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA POSIÇÃO BÁSICA DE QUATRO PIEZO-RESISTORES EM UMA MEMBRANA.....	20
FIGURA 2.6 - CONFIGURAÇÃO EM PONTE DE WHEATSTONE DE QUATRO PIEZO-RESISTORES MOSTRADO NA FIGURA 2.5. AS SETAS INDICAM VARIAÇÃO DE RESISTÊNCIA QUANDO A MEMBRANA É FORÇADA PARA BAIXO.....	22
FIGURA 2.7 - LEIANTES ALTERNATIVOS DE PIEZO-RESISTORES.....	23
FIGURA 2.8 - PONTE DE WHEATSTONE COM CASAMENTO SIMÉTRICO DE RESISTORES.....	25
FIGURA 2.9 - MÉTODO DE MEDIDA DE COMPARAÇÃO PARA UMA PONTE DE WHEATSTONE.....	31
FIGURA 2.10 - ESTRUTURA DA PONTE DE WHEATSTONE PARA CANCELAR O EFEITO DA RESISTÊNCIA DE CONTATO NO EQUILÍBRIO.....	33
FIGURA 2.11 - MÉTODO DE SIEMENS OU DOS TRÊS FIOS PARA A MEDIÇÃO COM PONTES DE WHEATSTONE QUANDO FIOS LONGOS SÃO UTILIZADOS.....	33
FIGURA 2.12 - PONTE DE WHEATSTONE UTILIZANDO O MÉTODO DE COMPARAÇÃO COM EQUILÍBRIO AUTOMÁTICO E SAÍDA DIGITAL.....	34
FIGURA 2.13 - PONTE DE WHEATSTONE UTILIZANDO O MÉTODO DE DEFLEXÃO.....	36
TABELA 1 - DIMENSÕES ÓTIMAS DE PONTES DE WHEATSTONE. $M = R_2/R_3$ , $N = R_4/R_3$ , $Q = R_M/R_3$ , $R_M$ É A RESISTÊNCIA DO INSTRUMENTO DE MEDIÇÃO COLOCADO NO BRAÇO CENTRAL DA PONTE.....	37
FIGURA 2.14 - SENSIBILIDADE EM UMA PONTE ALIMENTADA POR CORRENTE CONSTANTE EM FUNÇÃO DO PARÂMETRO $K$ E $X = 0,001$ QUANDO A TENSÃO NA SAÍDA É MEDIDA.....	38
FIGURA 2.15 - LINEARIZAÇÃO ANALÓGICA DE UMA PONTE DE RESISTORES COM CINCO TERMINAIS ACESSÍVEIS.....	39
FIGURA 2.16 - LINEARIZAÇÃO ANALÓGICA DE UMA PONTE DE RESISTORES ATRAVÉS DE DOIS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	40
FIGURA 2.17 - CALIBRAÇÃO DE UMA PONTE QUE INCLUI UM SENSOR RESISTIVO.....	40
FIGURA 2.18 - MEDIDA DE UMA DIFERENÇA COM UM PONTE RESISTIVA.....	42



FIGURA 2.19 – UTILIZAÇÃO DE DOIS EXTENSÔMETROS, UM LONGITUDINAL E OUTRO TRANSVERSAL, E SUAS POSIÇÕES EM UMA PONTE DE MEDIÇÃO. ....	43
FIGURA 2.20 – ESTRUTURA EM UMA PONTE DE MEDIÇÃO DE DOIS EXTENSÔMETROS ATIVOS SOB VARIAÇÕES OPOSTAS. ....	43
FIGURA 2.21 – LINEARIZAÇÃO DA PONTE COM ROSETAS DUPLAS. ....	44
FIGURA 2.22 – COMPENSAÇÃO DE TEMPERATURA EM UMA PONTE COM EXTENSÔMETROS UTILIZANDO UM EXTENSÔMETRO INATIVO. ....	45
FIGURA 2.23 – CIRCUITO PARA EQUILÍBRIO INICIAL DE UMA PONTE COM SENSORES RESISTIVOS. ....	45
FIGURA 2.24 – MEDIÇÃO DE VALORES MÉDIOS COM UMA PONTE DE RESISTÊNCIAS. TODOS OS SENSORES DEVEM TER A MESMA RESISTÊNCIA NOMINAL E SENSIBILIDADE. ....	46
FIGURA 2.25 – CIRCUITO PARA AMPLIFICAR A CORRENTE DE SAÍDA FORNECIDA POR UM GERADOR DE TENSÃO DE ALTA ESTABILIDADE. ....	47
FIGURA 2.26 – MEDIÇÃO RADIOMÉTRICA BASEADA EM UM CONVERSOR ANALÓGICO DIGITAL ELIMINANDO A NECESSIDADE DE ALTA ESTABILIDADE PARA A ALIMENTAÇÃO DA PONTE. ....	48
FIGURA 2.27 – MÉTODO DE MEDIÇÃO DOS QUATRO FIOS PARA COMPENSAR A QUEDA DE TENSÃO EM FIOS LONGOS QUANDO A PONTE ESTIVER DISTANTE DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO. ....	49
FIGURA 2.28 – ALIMENTAÇÃO DA PONTE UTILIZANDO 3 FIOS BASEADO EM DETECÇÃO REMOTA DE CORRENTE. ....	49
FIGURA 2.29 – AMPLIFICADOR DIFERENCIAL. ....	52
FIGURA 2.30 – AMPLIFICADOR DIFERENCIAL COM ENTRADAS EM TERMOS DE $V_{CM}$ E $V_{DM}$ . ....	54
FIGURA 2.31 – IMPEDÂNCIA DE ENTRADA (A) NO MODO DIFERENCIAL E (B) NO MODO COMUM. ....	55
FIGURA 2.32 – EFEITO DO DESCASAMENTO DO RESISTORES. ....	56
FIGURA 2.33 – CALIBRAÇÃO DE AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS. ....	57
FIGURA 2.34 – AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO BASEADO EM TRÊS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS. ....	59
FIGURA 2.35 – SÍMBOLO PADRÃO PARA AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO COM CONEXÕES PARA SENSORES REMOTOS. ....	60
FIGURA 2.36 – AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO COM DOIS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS. ....	61
FIGURA 2.37 – AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO COM DOIS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS E GANHO VARIÁVEL. ....	62
FIGURA 2.38 – SIMBOLOGIA UTILIZADA PARA COMPARADORES IDEAIS. ....	64
FIGURA 2.39 – ENCAPSULAMENTO DO CI555: (A) DIP 8 PINOS, (B) DIP 14 PINOS E (C) METÁLICA TO-99 DE 8 PINOS. ....	65
FIGURA 2.40 – MULTIVIBRADOR ASTÁVEL COM C.I. 555. ....	65
FIGURA 2.41 – PLACA SUBMETIDA A ESFORÇOS ORTOGONAIS. ....	67
FIGURA 2.42 – PLACA SUBMETIDA A ESFORÇOS ORTOGONAIS. ....	68
FIGURA 2.43 – SEÇÃO DIAMETRAL DE UMA PLACA CIRCULAR SUBMETIDA A FORÇAS SIMETRICAMENTE DISTRIBUÍDAS. ....	70
FIGURA 2.44 – CORTE DE UM ELEMENTO <i>ABCD</i> DA PLACA CIRCULAR SUBMETIDA A FLEXÃO. ....	72
FIGURA 2.45 – PLACA CIRCULAR COM BORDAS ENGASTADAS SUBMETIDA A UMA FORÇA APLICADA CONCENTRICAMENTE. ....	77



FIGURA 3.1 – DIMENSÕES DO EXTENSÔMETRO SEMICONDUTOR.....	79
FIGURA 3.2 – FOTO DO EXTENSÔMETRO SEMICONDUTOR .....	80
FIGURA 3.3 – TELAS DO PROGRAMA DE DIMENSIONAMENTO DO DIAFRAGMA. ....	83
FIGURA 3.4 - DISTRIBUIDOR DE FORÇA, ESTRUTURA DO DIAFRAGMA E BASE DO SENSOR. ....	86
FIGURA 3.5– CONJUNTO DISTRIBUIDOR DE FORÇA-ESTRUTURA DO DIAFRAGMA-BASE COM OS DOIS EXTENSÔMETROS COLADOS.....	86
FIGURA 3.6– VISTA INFERIOR DA ESTRUTURA DO SENSOR COM OS DOIS EXTENSÔMETROS COLADOS. ....	86
FIGURA 3.7 – ANÉIS DE PROTEÇÃO CONTRA SOBRECARGA.....	87
FIGURA 3.8 – PEÇAS DO SENSOR.....	87
FIGURA 3.9– SENSOR MONTADO COM TERMINAIS DE CONEXÃO .....	88
FIGURA 3.10 – AMPLIFICADOR OPERACIONAL NA CONFIGURAÇÃO NÃO INVERSORA.....	89
FIGURA 3.11 – ESTRUTURA INTERNA DO INA 129.....	90
FIGURA 3.12– CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS. ....	90
FIGURA 3.13 – FURADEIRA DE BANCADA ADAPTADA COMO APLICADOR DE FORÇAS.....	91
FIGURA 3.14 – MONTAGEM PARA A CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 2 COM PESOS CONHECIDOS. ....	91
FIGURA 3.15 – MONTAGENS UTILIZADAS PARA ACOPLAR O SENSOR AOS DEDOS .....	92
FIGURA 4.1 – CURVA DE CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 1.....	93
FIGURA 4.2 – CURVA DE CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 1, OBTIDA COM A MÉDIA DAS CINCO MEDIDAS. .93	
FIGURA 4.3 – CURVA DE CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 2.....	94
FIGURA 4.4 - CURVA DE CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 2, OBTIDA COM A MÉDIA DAS CINCO MEDIDAS. .95	
FIGURA 4.5 – CURVA DE CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO SENSOR 1 SEM UM DOS EXTENSÔMETROS.....	96
FIGURA 4.6- RESPOSTA DA CÉLULA DE CARGA À FORÇAS VARIANTES NO TEMPO. ....	97
FIGURA 4.7 - REPOSTA DO SENSOR TÁCTIL 2 À FORÇAS VARIANTES NO TEMPO. ....	97
FIGURA 4.8 – RESPOSTA DO SENSOR 1 E DA CÉLULA DE CARGA TO-10 PARA O SENSOR ACOPLADO NO DEDO INDICADOR .....	98
FIGURA 4.9 – CURVA TÍPICA DO TEMPO DE DESCIDA.....	99
FIGURA 4.10 – VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO SENSOR EM ¼ DE PONTE DE WHEATSTONE EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA .....	100
FIGURA 4.11 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO SENSOR EM ½ DE PONTE DE WHEATSTONE EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA .....	100
FIGURA 4.12 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CIRCUITO DE AVISO.....	101
FIGURA 4.13 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO COMPLETO UTILIZADO COM O SENSOR TÁCTIL .....	102



# SIMBOLOGIA

$\pi_0$	Coeficiente piezoresistivo em baixa dopagem e temperatura ambiente
$\pi$	Coeficiente piezoresistivo
$P(N,T)$	Fator de Piezoresistência
$T$	Temperatura
$N$	Concentração de impurezas
$\Delta R$	Variação de resistência elétrica
$R, R_1, R_2$	Resistências elétrica
$\sigma_l$	Tensão mecânica longitudinal
$\sigma_t$	Tensão mecânica transversal
$\pi_l$	Coeficiente de piezoresistência longitudinal
$\pi_t$	Coeficiente de piezoresistência transversal
$\Delta P$	Pressão diferencial
$\Delta V$	Diferença de tensão em uma ponte de Wheatstone
$V_b$	Tensão de alimentação de uma ponte de Wheatstone
$S$	Sensibilidade
$I_b$	Corrente de alimentação de uma ponte de Wheatstone
$O$	Offset
$r$	Variação de resistência em um elemento sensor
$R_0$	Resistência em temperatura ambiente e sem deformação em um elemento sensor
$x$	Variação de resistência
$V_s, V_0$	Tensão de saída



$\varepsilon$	Erro relativo
$R_{w1}, R_{w2}$	Resistência de fios
$E_1, E_2, V_A, V_B$	Tensão de entrada em um amplificador
$E_d$	Tensão de entrada diferencial
$E_c$	Tensão de entrada em modo comum
$G_d$	Ganho em modo diferencial
$G_c$	Ganho em modo comum
CMRR	Razão de rejeição no modo comum
$\alpha$	Tolerância no valor dos resistores
$V_{OL}$	Tensão de saturação negativa
$V_{OH}$	Tensão de Saturação positiva
$V_P$	Tensão de entrada não inversora
$V_N$	Tensão de entrada inversora
$V_{CC}$	Tensão de alimentação positiva
$V_{EE}$	Tensão de alimentação negativa
$T$	Período
$C_1, C_2$	Capacitâncias
$D$	Módulo de Rigidez
$E$	Módulo de elasticidade
$h$	Espessura
$\mu$	Coefficiente de Poisson
$\omega$	Deflexão em mm
$P$	Força em N/mm <sup>2</sup>
$Q$	Força por unidade de comprimento
$q$	Força



# 1. Introdução

## 1.1. Sensores Tácteis

Sensores tácteis são aqueles que medem, de forma contínua, forças de contacto variáveis. O sensoramento táctil geralmente refere-se a uma membrana, com propriedades similares à pele, onde uma matriz de elementos sensores pode medir forças de contacto [1].

Existe uma grande variedade de aplicações para os sensores tácteis, entre as quais pode-se mencionar a utilização nos dedos e nas mãos para pesquisas de biomecânica, avaliações clínicas funcionais e dispositivos de reabilitação das mãos. A distribuição de forças em operações manuais como a de segurar um objeto são importantes para se desenvolver modelos biomecânicos funcionais e para o projeto de ferramentas e equipamentos de trabalho [2]. Sensores de força são necessários para se avaliar os efeitos de técnicas cirúrgicas tais como as de transferência de tendões. Medições precisas de força nas mãos podem auxiliar na avaliação do progresso de pacientes submetidos à cirurgias nas mãos. São também necessários em estimulação neuromuscular funcional (FNS) [2]. Dispositivos de reabilitação para substituir o sentido do tato representam outra área onde os sensores tácteis são utilizados [3]. Podem ser ainda utilizados em robótica e em sistemas teleoperados [4].



A literatura geralmente menciona um sensor táctil que imite o sentido do tato humano. Em muitas aplicações não há tal necessidade [4, 5, 6, 7, 8]. O sensor táctil ideal deve possuir as seguintes características:

- a) Múltiplos elementos sensores;
- b) Pequeno espaço entre os elementos, da ordem de 1mm de centro a centro;
- c) Flexibilidade, habilidade para acomodação aos dedos;
- d) Capacidade para medir forças e temperatura, com exatidão;
- e) Sensibilidade na faixa de 0 a 100 N;
- f) Tolerância à sobrecarga, sem se danificar;
- g) Respostas rápidas, menores que 25 ms;
- h) Baixa histerese e baixa interferência;
- i) Encapsulamento que resista à ambientes agressivos;
- j) Pequeno prejuízo à operação do sistema, quando alguns elementos sensores são danificados;
- k) Capacidade para medir forças normais e de cisalhamento;
- l) Capacidade de processar o sinal localmente;
- m) Pequeno consumo de potência;
- n) Alta imunidade à ruídos;
- o) Tamanho pequeno, para não interferir na habilidade para realizar tarefas normais;
- p) Exatidão na transmissão de forças.

Atualmente não existe nenhum sensor que satisfaça a todos os requisitos acima. O procedimento mais utilizado é construir um sensor táctil específico para uma determinada aplicação. Devido a isso existem muitos tipos de sensores tácteis, mas nenhum tem uso generalizado. Cada tipo tem suas vantagens e limitações, o que os tornam adequados para algumas aplicações e inadequadas para outras. As principais desvantagens são o



encapsulamento com características muito diferentes da pele, tamanho excessivo, faixa de forças limitada e falta de proteção contra sobrecarga.

Os tipos de sensores mais frequentemente utilizados são:

- a) Piezoelétricos;
- b) Poliméricos piezo-resistivos;
- c) À fibra óptica;
- d) Capacitivos;
- e) Com extensômetros metálicos;
- f) Capacitivos de silício;
- g) Micromanufaturados.

## **1.2. Sensores Resistivos**

Sensores baseados na variação da resistência elétrica de um elemento, são os mais facilmente encontrados pois existem muitas grandezas físicas que afetam a resistência elétrica de um material.

Os diferentes sensores resistivos são classificados, de acordo com a grandeza física que medem, em mecânicos, térmicos, magnéticos, óticos e químicos.

Os sensores resistivos mais comuns são os potenciômetros, extensômetros metálicos, extensômetros semicondutores, detectores de temperatura resistivos (RTDs), termistores, resistores dependentes da luz (LDRs – fotoresistores e fotocondutores) e higrômetros resistivos [9].



### 1.3. Sensores semicondutores

Sensores semicondutores são dispositivos nos quais o material responsável pela operação do sensor é um semicondutor. Quando materiais semicondutores não são adequados para um tipo particular de sensor, materiais alternativos podem ser depositados sobre o substrato do semicondutor para formar o sensor (por exemplo, a superfície de um sensor de ondas acústicas, com ZnO depositado no silício). Ambos os métodos possibilitam a integração de sensores semicondutores com circuitos microeletrônicos. Portanto existem duas formas de sensores semicondutores: sensores em semicondutores e sensores sobre semicondutores. O material mais importante para as duas formas é o silício. [10]

O silício é, teoricamente, um material perfeitamente elástico. Não possui grãos superficiais que contribuam para a histerese e possui altos fatores de gage.

Os sensores de silício podem ser fabricados em tamanhos muito reduzidos e têm a possibilidade de conter processamento local de sinal.

As desvantagens dos sensores fabricados com silício estão relacionadas com o encapsulamento, conexão dos terminais, forma de transmitir força ao diafragma, dureza muito diferente da pele e não poderem suportar forças maiores que 100 N.

Suzuki et al. desenvolveram um conjunto de sensores tácteis de silício, utilizando uma matriz de células capacitivas [11]. Tanigawa et al. implementaram um sensor de pressão de silício, com processamento de sinal local [12]. Sorab et al. desenvolveram um sistema para medir forças nas pontas dos dedos durante o nascimento de bebês [13]. Os sensores desenvolvidos, porém, possuíam pouca durabilidade e não eram adequados para uso em trabalhos manuais.

O sensor semicondutor diferencia-se de outros sensores em estado sólido pelo seu pequeno tamanho, e pelas técnicas usadas na sua fabricação. A maioria dos sensores semicondutores são fabricados através de processos desenvolvidos para circuitos integrados



(CIs). Usando processo em série, como na indústria de CIs, centenas ou milhares de sensores de semicondutores idênticos podem ser produzidos, de uma só vez, melhorando substancialmente a relação custo/benefício.

O pequeno tamanho dos sensores semicondutores não contribui somente para o seu baixo custo, mas também possibilita que sejam integrados com circuitos microeletrônicos, aumentando o seu desempenho. Tais dispositivos são conhecidos como sensores integrados. A Figura 1.1 mostra uma escala que facilita a comparação do tamanho dos sensores semicondutores com outros dispositivos [14].

As dimensões dos sensores semicondutores estão na faixa de alguns microns a alguns milímetros.

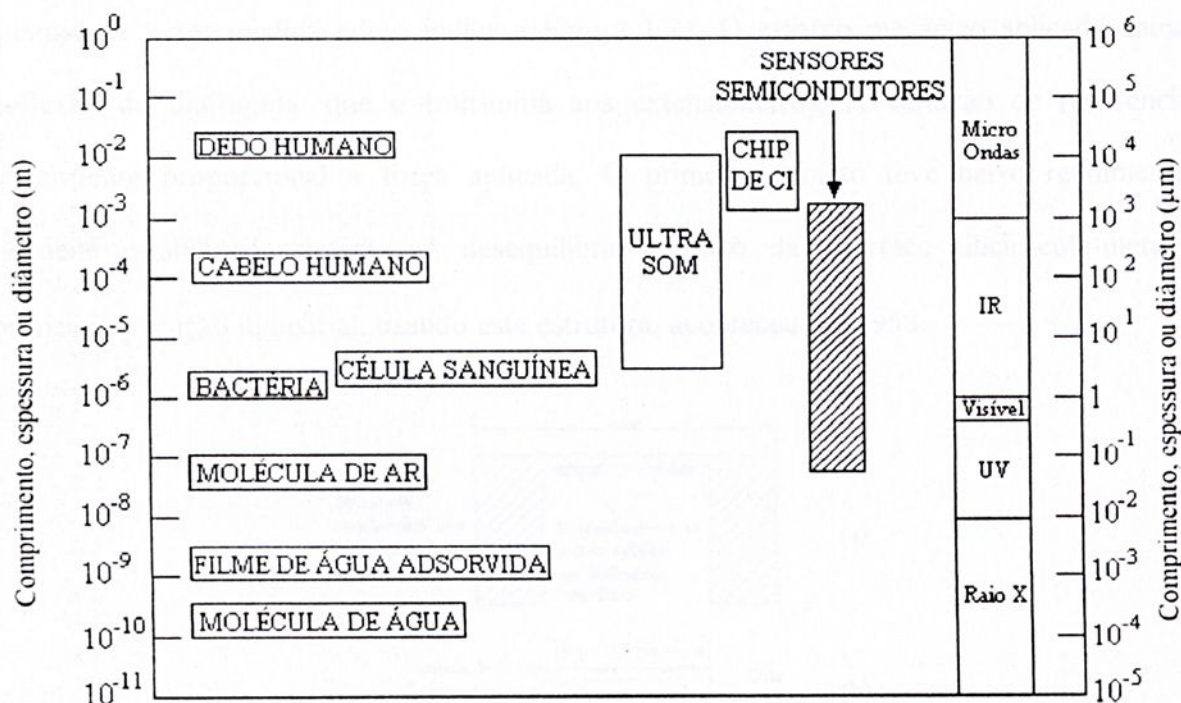


Figura 1.1 - Escala de comparação dos sensores semicondutores

As origens dos sensores semicondutores modernos vem de antes do desenvolvimento da tecnologia do transistor [15]. Tomando como base os sensores de pressão a diafragma, para descrever a evolução dos sensores, tem-se:

### 1.3.1. Período de Descobertas (1947 – 1960)

Após a invenção do transistor bipolar, em 1947, foram dedicados extensos esforços no estudo das propriedades e características de dispositivos semicondutores. Em 1954, Smith [16] descobriu o efeito piezoresistivo no silício e no germânio. Este efeito é responsável por uma sensível alteração na resistividade quando uma força mecânica é aplicada ao semicondutor. A variação de resistência nos materiais semicondutores pode ser várias vezes maior que nos metálicos.

O primeiro sensor de pressão semicondutor foi feito pelo corte de uma barra de uma bolacha de silício para formar um extensômetro resistivo. Estas barras eram então firmemente coladas, manualmente, em um diafragma de metal que estava em contato direto com a quantidade a ser medida como indica a Figura 1.2a. O esforço mecânico aplicado causava deflexão do diafragma, que o transmitia aos extensômetros. A variação de resistência é linearmente proporcional à força aplicada. O primeiro projeto teve baixo rendimento e pequena estabilidade devido ao desequilíbrio térmico da interface silício-cola-metal. A primeira aplicação industrial, usando esta estrutura, aconteceu em 1958.

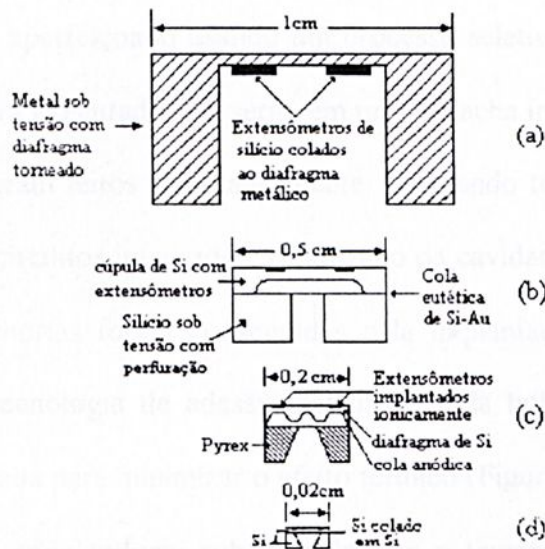


Figura 1.2 - Evolução dos sensores de pressão à diafragma

### 1.3.2. Tecnologia Básica do Período de Desenvolvimento (1960 – 1970)

Para melhorar a performance do sensor, os extensômetros foram difundidos diretamente em um diafragma de silício. O diafragma inteiro tinha de ser fixado sob tensão para fornecer ao conjunto uma isolação contra tensão mecânica. Um diafragma de silício plano foi posteriormente substituído por um diafragma curvo (cavidade formada por laminação mecânica auxiliada por um processo de corrosão química) ilustrado na Figura 1.2b.

Esta aproximação melhorou o desempenho e reduziu o tamanho do sensor. A maior desvantagem era o custo. A formação da cavidade era individual. Além disso, era difícil controlar precisamente o local da difusão do extensômetro na região de maior tensão mecânica do diafragma. Este foi o período de comercialização e de desenvolvimento, havendo o esforço de várias empresas para trazer a tecnologia para aplicações práticas.

### 1.3.3. Período do processo em série

O diafragma foi aperfeiçoado usando um processo seletivo anisotrópico de corrosão química. Este processo era executado, em série, em uma bolacha inteira. Desta forma centenas de diafragmas sensores eram feitos simultaneamente. Utilizando técnicas semelhantes aquelas usadas na fabricação de circuitos integrados, o tamanho da cavidade foi precisamente definido por litografia. Mais melhorias foram conseguidas pela implantação de íons para formar o extensômetro. A nova tecnologia de adesão eletrostática da bolacha de silício a um vidro especial também foi adotada para minimizar o efeito térmico (Figura 1.2c).

O processo em série reduziu substancialmente o tamanho do sensor e o custo de fabricação, houve aumento de sua estabilidade, diminuição da sensibilidade com a temperatura e aumento da precisão em relação a parâmetros elétricos. Este período também, é



considerado como “período da redução de custos e expansão de aplicações”. Aplicações práticas foram desenvolvidas, especialmente nas áreas aeroespacial e controle de industrial.

#### 1.3.4. Período da microfabricação (1980)

A microfabricação é uma nova tecnologia utilizada na construção de sensores, e outras estruturas com dimensões micrométricas ( $10^{-6}$  m). Combinando a tecnologia de construção de circuitos integrados com processos especialmente desenvolvidos para corroer, escavar, formar bases livres, núcleos micro dimensionais, pontes, ou membranas no semicondutor, chega-se ao período da microfabricação dos sensores.

A tecnologia de microfabricação está sendo muito usada para reduzir o tamanho dos dispositivos, diminuir custos, melhorar o desempenho do e fazer integração monolítica com circuitos microeletrônicos ou sistemas micro mecânicos para ampliar as aplicações dos sensores. Um processo de laminação da bolacha de silício em silício também está sendo desenvolvida. Este processo permite a criação de uma adesão molecular entre duas bolachas de silício (Figura 1.2d). Note que a dimensão do sensor foi reduzida para aproximadamente duas ordens de magnitude se comparada com a Figura 1.2a.

Neste período, a tecnologia começou a atender a demanda do mercado de microprocessadores com seu custo decrescente. Novos produtos receberam circuitos microeletrônicos e novos mercados são prejudicados pela falta de sensores semicondutores de baixo custo. A única forma de atender esta necessidade é a microfabricação de semicondutores.

Os sensores semicondutores entram em uma nova era de desenvolvimento, uma era marcada pelo crescimento rápido de novas aplicações. A década de 80 é chamada de "Década dos Microprocessadores", sendo aceitável que a década de 90 seja a "Década dos sensores"



## 1.4. Piezo-resistividade

Piezo-resistividade é a propriedade que alguns materiais tem de variar o valor da resistividade quando submetido a esforços mecânicos. Em alguns materiais, a dependência do número de portadores de carga com o esforço, é uma função do volume do material [17]. Alterações no volume afetam a banda de energia entre as camadas de valência e condução. Desta forma, o número de portadores e, assim, a resistividade se altera.

Todos os materiais provavelmente têm o efeito piezo-resistivo até certos limites, mas ele é mais acentuado em alguns semicondutores. O Silício monocristalino tem uma alta piezo-resistividade, que combinada com suas excelentes propriedades mecânicas, fazem dele um material apropriado para a conversão de deformação mecânica em sinal elétrico. O silício é amplamente utilizado como material básico para sensores piezo-resistivos de sinais mecânicos como pressão, fluxo, força e aceleração. A história de sensores baseados em silício começou com a descoberta do efeito piezo-resistivo no silício e no germânio em 1954 [16].

Depois desta descoberta, vários estudos foram feitos sobre o efeito piezo-resistivo e suas potenciais aplicações.

Pfann e Thurston propuseram o uso das técnicas de difusão para a fabricação de sensores piezo-resistivos para força e pressão [18]. Estas técnicas foram utilizadas pela primeira vez, em membranas finas de um único cristal de silício por Tufte et al [19]. A idéia foi então adotada por outros devido a melhor performance dos resistores de silício comparados aos clássicos extensômetros metálicos. Algumas das vantagens práticas são listadas abaixo:

1. O fator de gage de semicondutores é cerca de 100 vezes maior que o de metais.
2. O silício é um material muito robusto.



3. A possibilidade de integração do extensômetro com a membrana elimina a necessidade de colar os dois componentes, o que elimina histerese e deslocamento.
4. A força é transmitida perfeitamente da membrana para o extensômetro.
5. Os resistores estão limitados à superfície do elemento que está sob esforço, onde a tensão mecânica é máxima.
6. Um bom casamento dos resistores pode ser obtido, o que é particularmente necessário se pontes de Wheatstone forem usadas.
7. A técnica é muito adequada para miniaturização dos sensores.
8. A fabricação em massa é possível com a utilização da tecnologia de circuitos integrados.
9. É possível integrar circuitos eletrônicos diretamente no chip do sensor, para amplificação de sinal e compensação de temperatura.

O primeiro extensômetro semiconductor usava uma tira de silício dopado homogeneamente, presa a uma membrana de outro material. A única vantagem era o alto fator de gauge do silício.

Mais tarde toda uma bolacha de silício foi usada como uma membrana sob esforço, e resistores foram difundidos para medir a máxima tensão mecânica na superfície. Mais adiante foram introduzidos refinamentos pela difusão de resistores na parte inferior da bolacha de silício (uma fina membrana de silício), aumentando a tensão mecânica e a sensibilidade.

Quando a tecnologia para sensores piezo-resistivos de pressão se aperfeiçoou, outras aplicações foram estudadas. Atualmente, o acelerômetro piezo-resistivo é fabricado em escala industrial.

Segundo Smith, os coeficientes piezo-resistivos diminuem com o aumento da concentração de impurezas [16].



Para uso prático, a concentração de dopagem não deve ser alta para manter um alto fator de gage.

Ocorre uma diminuição do efeito piezo-resistivo com o aumento da temperatura [20][21][22].

Em temperaturas muito baixas, perto do zero absoluto, esta relação é linear com inclinação  $-1$ , ou seja, os coeficientes piezo-resistivos aumentam linearmente com o inverso da temperatura.

Para o silício tipo n observa-se linearidade na faixa de  $-200$  a  $80$  °C. Para silício tipo p, a faixa observada foi de  $-100$  a  $80$  °C.

Em geral, qualquer coeficiente piezo-resistivo pode ser expresso por seu valor em baixa dopagem e temperatura ambiente, denominada  $\pi_0$ , multiplicada pelos fatores dimensionais que dependem da concentração de dopagem (N) e temperatura (T) [23] :

$$\pi(N,T) = \pi_0 \cdot P(N,T) \quad (1.4)$$

O fator de piezo-resistência  $P(N,T)$  baseado em cálculos matemáticos, é mostrado para o silício tipo p, na Figura 1.3. Esta figura mostra a diminuição da piezo-resistência com o aumento da concentração de dopagem e com aumento da temperatura. No entanto, a diminuição da distância entre as curvas indica que o coeficiente de temperatura da piezo-resistividade também diminui com o aumento da concentração de dopagem. Na prática, a sensibilidade é muitas vezes sacrificada para se obter um menor coeficiente de temperatura, um dos maiores inconvenientes em sensores piezo-resistivos. As curvas da Figura 1.3 somente são válidas para materiais de massa uniforme.

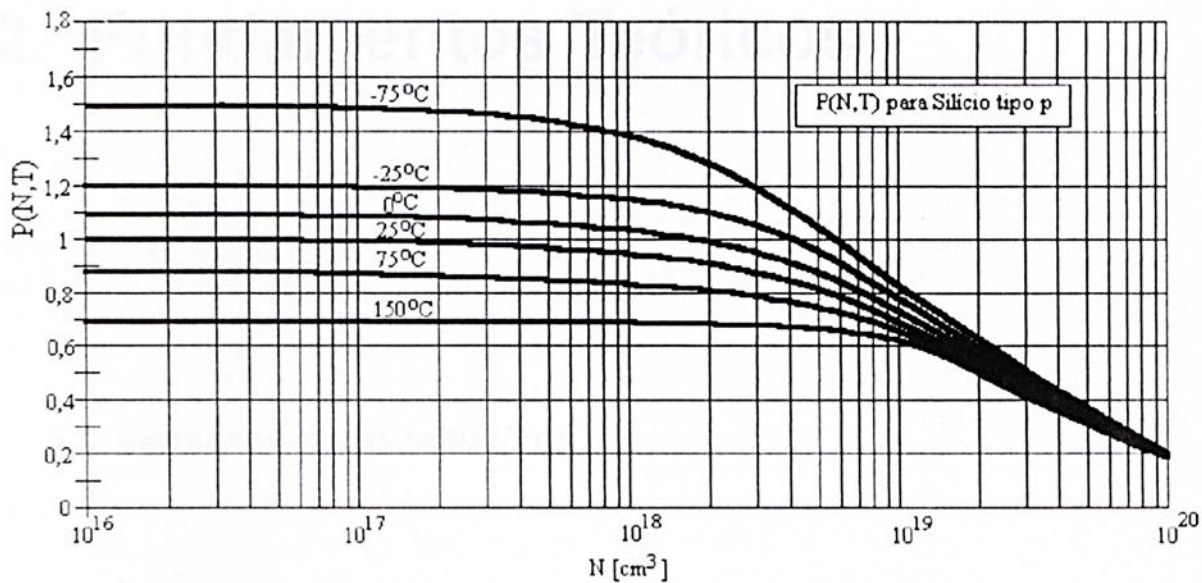


Figura 1.3 - Fator de piezo-resistência  $P(N,T)$  em função da concentração de impurezas e da temperatura para silício tipo p.

## 2. Fundamentos Teóricos

### 2.1. Sensores piezo-resistivos

Uma importante vantagem dos semicondutores para aplicações em sensores é que camadas muito finas podem ser fabricadas com a tecnologia desenvolvida para a microeletrônica. Isto limita a corrente de superfície do elemento sob flexão ou torção. A geometria dos piezo-resistores pode ser facilmente definida. Se elementos dopados são depositados, ou implantados em um substrato de silício com concentração de dopagem oposta e então difundidos, uma camada piezo-resistiva de, tipicamente 0,5 a 3  $\mu\text{m}$  é obtida. Assumindo que as camadas difundidas são finas se comparadas com a espessura do substrato, então a tensão mecânica na camada pode ser considerada independente da espessura.

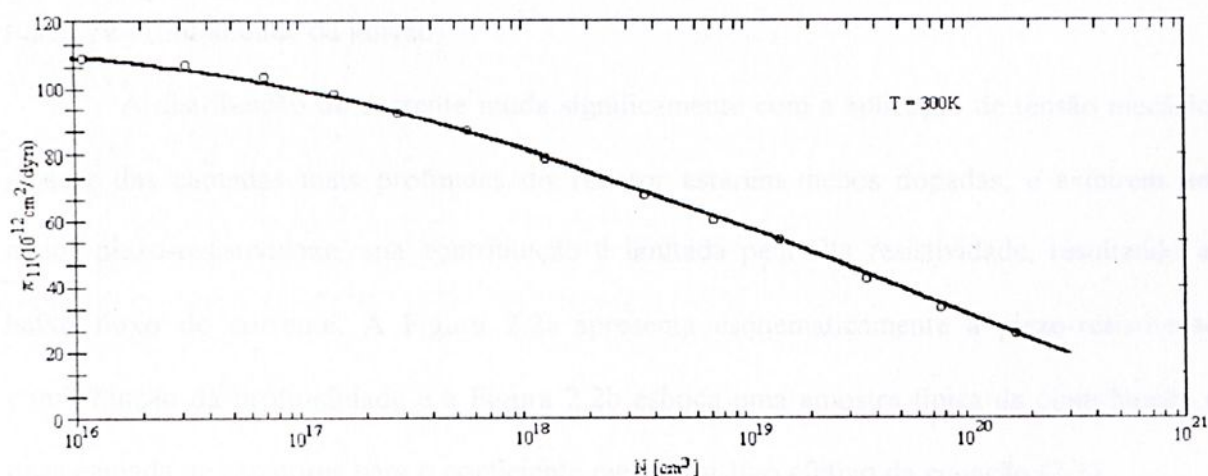


Figura 2.1 -  $\pi_{11}$  por concentração de impurezas no silício tipo n, valores calculados ( ) e valores medidos (O)

As propriedades físicas da piezo-resistividade no silício foram descritas para materiais de estrutura uniforme, mas o coeficiente piezo-resistivo diminui com o aumento da concentração de impurezas (Figuras 1.3 e 2.1) [24].

Em resistores difusos ou implantados, a concentração de impurezas diminui com a profundidade e conseqüentemente, o coeficiente piezo-resistivo mostra um perfil crescente. Se o perfil impuro (sem tensão mecânica), em função da profundidade ( $z$ ), é conhecido, o perfil piezo-resistivo  $\pi(z)$  pode ser determinado (O ponto no eixo  $z$  na superfície do silício). Para cada coeficiente piezo-resistivo, um valor médio  $\bar{\pi}$  pode ser definido como um coeficiente efetivo que fornecerá o mesmo comportamento que a amostra dopada forneceria. Obviamente, uma maior contribuição para o coeficiente médio tem que ser dada à superfície, onde o fluxo de corrente é mais alto. Conseqüentemente, o coeficiente local  $\pi(z)$  é significativo para a condutividade  $\sigma(z)$  que é, novamente, uma função da amostra dopada:

$$\bar{\pi} = \frac{\int_0^j \pi(z)\sigma(z)dz}{\int_0^j \sigma(z)dz} \quad (2.1)$$

sendo  $j$  a profundidade da junção.

A distribuição de corrente muda significativamente com a aplicação de tensão mecânica. Apesar das camadas mais profundas do resistor estarem menos dopadas, e exibirem uma maior piezo-resistividade, sua contribuição é limitada pela alta resistividade, resultando em baixo fluxo de corrente. A Figura 2.2a apresenta esquematicamente a piezo-resistividade como função da profundidade e a Figura 2.2b esboça uma amostra típica da contribuição de cada camada de resistores para o coeficiente piezo-resistivo efetivo da equação (2.1).

Esta amostra piezo-resistiva deve ser multiplicada pela tensão na amostra, se isto não for constante como se assumiu, ou seja, se a profundidade do resistor não é desprezível



comparada com a espessura do substrato sob tensão no qual ele foi difundido. Para membranas finas de silício ou vigas engastadas utilizadas em sensores piezo-resistivos, o efeito da tensão na amostra não pode ser desprezado.

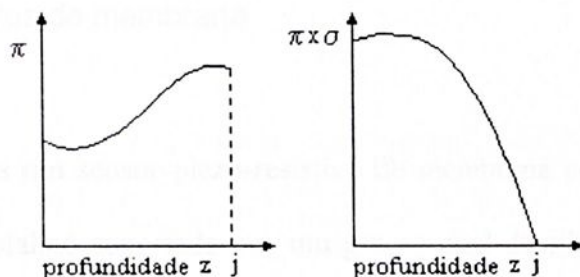


Figura 2.2 – (a) Piezo-resistividade  $\pi$  em função da profundidade para resistores difusos; (b) piezo-resistividades efetiva, obtida pela multiplicação de  $\pi(z)$  com a condutividade  $\sigma(z)$  em função da profundidade

Para um dado processo de deposição, a distribuição de dopantes não muda significativamente, até mesmo se a quantidade total de dopantes difundidos e a profundidade de difusão forem muito diferentes. Baseado nesta observação, pode-se mostrar matematicamente que o coeficiente de piezo-resistividade definido na equação (2.1) depende somente da concentração de impurezas, na superfície, e não da profundidade da junção [25]. Consequentemente, o coeficiente piezo-resistivo pode ser expresso somente como função da concentração na superfície.

## 2.2. Estrutura geral de sensores piezo-resistivos

Para construir um sensor para uma aplicação específica, é necessário projetar estruturas nas quais surgem deformações quando a grandeza a ser medida é aplicada, de preferência que a variação de resistência elétrica do material seja proporcional à tensão mecânica aplicada. As duas principais classes de sensores piezo-resistivos são os de



membranas (tipicamente sensores de pressão e fluxo) os do tipo viga engastada (tipicamente sensores de aceleração).

### 2.2.1. Sensores de membrana

Na maioria das vezes um sensor piezo-resistivo de membrana consiste de uma fina membrana de silício monocristalino suportada por um grosso anel de silício. A membrana é fabricada por corrosão da massa de silício em uma região definida até que a espessura desejada seja obtida. Piezo-resistores são integrados a membrana, tipicamente perto das extremidades.

A Figura 2.3 apresenta um corte transversal de um sensor de pressão. Quando uma força é aplicada no dispositivo, a fina membrana irá curvar-se para baixo ou para cima, tracionando ou comprimindo o resistor. A alteração de resistência causada pelo esforço mecânico pode ser facilmente medida.

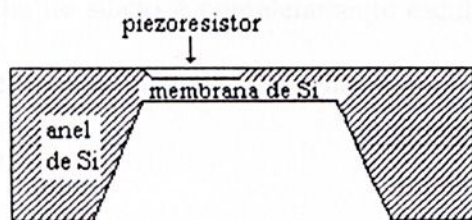


Figura 2.3 – Seção transversal de um sensor de pressão

Historicamente os primeiros sensores desenvolvidos tinham membrana de silício policristalino. O Silício monocristalino é rígido (módulo de Young  $10^{11}$  Pa) com pouco deslocamento ou histerese. Além disso, a membrana é muito fácil de ser fabricada com corrosões isotrópicas ou anisotrópicas. Com o desenvolvimento da microfabricação superficial, membranas policristalinas têm sido projetadas, para difundir os resistores. No entanto as propriedades mecânicas são um pouco inferiores, mas vantagens como controle

preciso da espessura de membranas e sensores de pequenas dimensões podem ser obtidas. Finalmente, piezo-resistores policristalinos podem ser depositados e modelados em membranas de outro material, por exemplo, um dielétrico. Esta configuração em particular é utilizada em aplicações de altas temperaturas, desde que a junção p-n, que é o único isolador elétrico no sensor, tenha alta corrente de fuga, em temperaturas elevadas. Estas correntes de fuga não existiriam em piezo-resistores policristalinos sobre isoladores elétricos.

### 2.2.2. Sensores do tipo viga.

A configuração geral de um acelerômetro do tipo viga é mostrada na Figura 2.4. A tensão mecânica causada pela deflexão de uma massa inercial sob aceleração é concentrada na superfície da viga. Piezo-resistores são normalmente colocados na borda do anel, onde a tensão mecânica é máxima. As tecnologias necessárias para a fabricação de sensores de membranas e vigas de silício são muito semelhantes. No entanto, o processo de vigas é mais complicado porque a bolacha de silício é completamente esculpida, considerando que para o sensor de membrana a superfície da bolacha, que contém o piezo-resistor, pode ser protegida mais facilmente da corrosão.

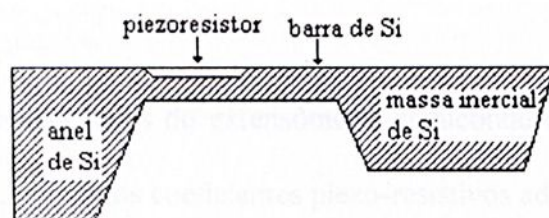


Figura 2.4 - Seção transversal de um sensor de aceleração piezo-resistivo

### 2.3. Variação da resistência em função da tensão mecânica

A variação de resistência de um extensômetro semiconductor pode ser calculada em função da tensão mecânica aplicada à membrana. A variação de resistência ocorre devido a tensões mecânicas longitudinais ( $\sigma_l$ ) e transversais ( $\sigma_t$ ). Assumindo que a tensão mecânica seja constante sobre os extensômetros, a variação total de resistência  $\Delta R$  é dada pela equação (2.2) [9]:

$$\frac{\Delta R}{R} = \sigma_l \pi_l + \sigma_t \pi_t \quad (2.2)$$

sendo  $R$  a resistência do extensômetro a 25 °C, para fonte de corrente constante e sem tensão mecânica,  $\pi_l$  e  $\pi_t$  são os coeficientes de piezo-resistência longitudinal e transversal, respectivamente. Note que variações das dimensões físicas não aparecem na equação (2.2).

$\pi_l$  e  $\pi_t$  são obtidos através das equações (2.3) e (2.4)

$$\pi_l = \pi_{11} + 2(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11})(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2) \quad (2.3)$$

$$\pi_t = \pi_{12} - (\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11})(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2) \quad (2.4)$$

onde  $l_1$ ,  $m_1$  e  $n_1$  são as coordenadas do extensômetro semiconductor em relação aos eixos do cristal de silício e  $\pi_{44}$ ,  $\pi_{12}$ ,  $\pi_{11}$  são os coeficientes piezo-resistivos adiabáticos.

Materiais com um mínimo na direção  $\langle 111 \rangle$  tem seu máximo  $\pi_l$  e  $\pi_t$  ao longo dos eixos do cristal. Os valores de  $\pi_l$  e  $\pi_t$  na direção  $\langle 111 \rangle$  são obtidos das equações (2.5) e (2.6) respectivamente, fixando  $l_1^2 = m_1^2 = n_1^2 = 1/3$ :



$$(\pi_l)_{\langle 111 \rangle} = \frac{1}{3} (\pi_{11} + 2\pi_{12} + \pi_{44}) \quad (2.5)$$

$$(\pi_l)_{\langle 11\bar{1} \rangle} = \frac{1}{3} (\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44}) \quad (2.6)$$

Para extensômetros de silício do tipo p (como os da Entram strain gages)  $\pi_{44}$  é mais importante que os outros dois coeficientes. Desta forma a equação (2.3), para extensômetros com semicondutores do tipo p, é dada aproximadamente, pela equação (2.7) [26]:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\pi_{44}}{2} (\sigma_l + \sigma_l) \quad (2.7)$$

onde  $\pi_{44} = 138.1 \times 10^{-11} \text{Pa}^{-1}$  para o silício.

Para extensômetros do tipo n,  $\pi_{44}$  pode ser desprezado, e obtém-se:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\pi_{11} + \pi_{12}}{2} (\sigma_l + \sigma_l) \quad (2.8)$$

onde  $\pi_{11} = -102.2 \times 10^{-11} \text{Pa}^{-1}$  e  $\pi_{12} = 53.4 \times 10^{-11} \text{Pa}^{-1}$  para o silício.

Note que as equações (2.7) e (2.8) são válidas somente para tensão mecânica uniforme ou se as dimensões dos extensômetros forem pequenas se comparadas ao tamanho da membrana.

### 2.3.1. Configuração em ponte de Wheatstone.

Em geral quatro piezo-resistores são utilizados, como mostra a Figura 2.5. Dois resistores são orientados para medir tensão mecânica na direção de seus eixos de corrente e dois são posicionados para medir tensão perpendicular a seu fluxo de corrente. Portanto, a variação de resistência nos dois primeiros piezo-resistores serão opostos a variação dos outros dois. Por exemplo, para sensores de membrana, dois piezo-resistores podem ser colocados, em paralelo em lados opostos da membrana, e os outros dois perpendiculares aos outros dois lados. Quando o diafragma defleter para baixo é causada uma tensão na superfície e nas extremidades da membrana e os resistores em paralelo estão submetidos a tensão lateral e mostram uma diminuição na resistência enquanto os outros são submetidos a tensão longitudinal e mostram um aumento. Se os resistores estiverem corretamente posicionados com respeito ao campo de tensões sobre a membrana ou viga, o valor absoluto das quatro variações de resistência podem ser igualadas.

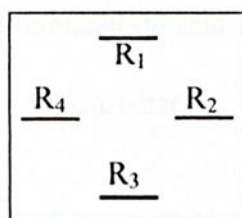


Figura 2.5 – Representação esquemática da posição básica de quatro piezo-resistores em uma membrana

Os resistores são conectados em uma ponte de Wheatstone, como mostrado esquematicamente na Figura 2.6 e apresentam voltagem com sinais contrários.

A configuração em ponte de Wheatstone tem algumas vantagens evidentes. Converte a variação de resistência diretamente em um sinal elétrico. É fácil calcular que a diferença de tensão da saída ( $\Delta V$ ) de uma ponte idealmente balanceada com variações (mas de sinal oposto) de resistência idênticas  $\Delta R$ , em resposta a uma mudança de pressão diferencial  $\Delta P$ , é dada por:

$$\Delta V = \frac{\Delta R}{R} V_b \quad (2.9)$$

onde  $R$  é a resistência de força aplicada zero e  $V_b$  é a tensão de alimentação da ponte. A sensibilidade a pressão ( $S$ ) é então definida como a relação entre a variação da tensão de saída por unidade de pressão diferencial aplicada ( $\Delta P$ , expressa em mV/ V-bar):

$$S = \frac{\Delta V}{V} \frac{1}{V_b} = \frac{\Delta R}{\Delta P} \frac{1}{R} \quad (2.10)$$

Aqui, uma importante vantagem da configuração da ponte de Wheatstone fica clara: a tensão da saída é independente do valor absoluto dos piezo-resistores, mas é determinado por uma relação entre a variação de resistência e a tensão da ponte.

Se uma corrente constante é aplicada à ponte ( $I_b$ ), então a sensibilidade a pressão é definida como a variação da tensão diferencial de saída por unidade de pressão e por unidade de corrente de ponte ( $\Delta P$ , expressa em mV/mA-bar):

$$S = \frac{\Delta V}{I_b} \frac{1}{\Delta P} = \frac{\Delta R}{\Delta P} \quad (2.11)$$

No caso ideal, a resistência total de cada metade ponte e, deste modo, da ponte total é independente da pressão desde que as variações de resistências se cancelem. Além disso, efeitos de modo comum, em particular influências da temperatura, não são sentidos na saída diferencial da ponte. Um aumento de temperatura aumenta a resistência de todos os piezo-resistores igualmente, de maneira que a saída da ponte permaneça nula. Este é o caso somente



para uma ponte perfeitamente balanceada. Também é interessante notar que para uma tensão elétrica constante na ponte, a corrente total irá variar com a temperatura ou, para medidas mais práticas, para uma fonte de corrente constante, a tensão total da ponte irá variar. Sendo assim, um sensor de temperatura embutido geralmente é necessário para compensações adicionais de temperatura.

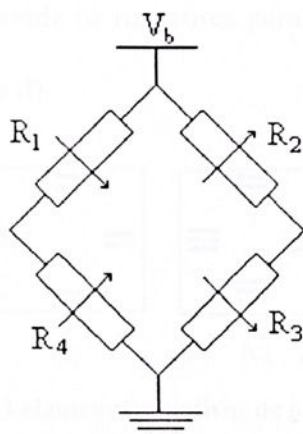


Figura 2.6 – Configuração em ponte de Wheatstone de quatro piezo-resistores mostrado na Figura 2.5. As setas indicam variação de resistência quando a membrana é forçada para baixo.

### 2.3.2. Projeto geométrico dos piezo-resistores.

As dimensões e a posição dos piezo-resistores serão escolhidas em função da máxima sensibilidade a pressão e outras necessidades importantes, como reprodutibilidade do processo de fabricação.

A maioria dos sensores com membrana quadrada tem quatro piezo-resistores dispostos nas bordas da membrana, como mostrado esquematicamente na Figura (8). No entanto, o leiaute exato varia. A primeira regra de projeto é posicionar todos os resistores o mais próximo possível do centro da lateral da membrana, onde a tensão é máxima. A partir deste ponto central a tensão mecânica diminui mais rapidamente em direção ao centro da

membrana do que em direção aos cantos, de forma que resistores perpendiculares provavelmente são menos sensíveis a pressão que os paralelos. Para preservar a simetria da ponte de Wheatstone, os resistores paralelos têm que ser movidos para longe da extremidade até que uma sensibilidade igual seja obtida. Isto causa uma certa perda de sensibilidade. Para membranas muito pequenas, a sensibilidade perdida pode ser muito importante. Neste caso, é aconselhável cortar os resistores perpendiculares em duas partes, como mostra a Figura (10a). Leiautes alternativos são possíveis onde os resistores paralelos e perpendiculares consistem de dois ou três partes (Figuras 10b, c e d).

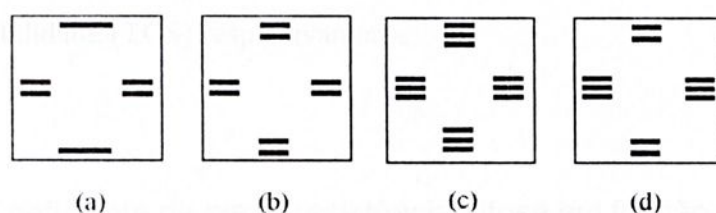


Figura 2.7 – Leiautes alternativos de piezo-resistores

Uma segunda consideração de projeto é a distância mínima permissível entre os resistores e extremidade da membrana. Este parâmetro é limitado pela reprodutibilidade de fabricação da membrana. Bolachas de silício disponíveis comercialmente, com três polegadas, tem reprodutibilidade de espessura de  $\pm 7 \mu\text{m}$  garantida pelo fabricante.

## 2.4. Coeficiente de Temperatura de Sensores Piezo-resistivos

Sensibilidade à temperatura é a maior preocupação em sensores piezo-resistivos, visto que o efeito piezo-resistivo é inerentemente dependente da temperatura. Portanto estes tipos de sensores frequentemente necessitam de circuitos ativos de compensação de temperatura ativa. No entanto, algumas técnicas passivas de compensação de temperatura também estão disponíveis.

Os efeitos são descritos pelo coeficiente de temperatura de offset (TCO) e o coeficiente de sensibilidade (TCS) respectivamente.

### 2.4.1. Coeficiente de piezo-resistência difusa em função da temperatura.

Para materiais grossos, o coeficiente de temperatura piezo-resistivo diminui com o aumento da concentração de dopagem. Para calcular a média de dependência da piezo-resistividade de resistores difusos com a temperatura, é necessário, novamente, integrar o perfil de impurezas em função da profundidade. Consequentemente, uma alta concentração na superfície não resulta em baixa dependência da temperatura desde que suas camadas dopadas mais profundas e superficiais exibam um alto coeficiente de temperatura. Por esta razão, resistores implantados superficialmente com uma acentuada queda na concentração de dopagem podem ser menos dependentes da temperatura que resistores difusos profundamente, com a mesma resistência.

Como no caso para a dependência com a concentração de dopagem, é possível expressar o comportamento de resistores com um mesmo perfil de concentração, em função somente da concentração superficial [27]. Para materiais grossos, o coeficiente de piezo-resistência difuso diminui com o aumento da temperatura.



## 2.4.2. Coeficiente de Temperatura de Offset (TCO).

Para reduzir o TCO, a configuração em ponte de Wheatstone mostra-se eficaz, desde que as variações de temperatura resultem somente em efeitos de modo comum, ou seja, todos os resistores da ponte variam igualmente, a tensão na saída da ponte não se altera e as mudanças de resistência sejam simétricas. Isto é evidente no caso ideal onde os quatro resistores devem ter valores iguais, caso em que o offset é zero. Na realidade os resistores em braços opostos da ponte de Wheatstone são iguais, mas são diferentes dos resistores com os quais mantém contato, porque seus planos são ligeiramente diferentes (paralelos ou perpendiculares às bordas da membrana ou viga).

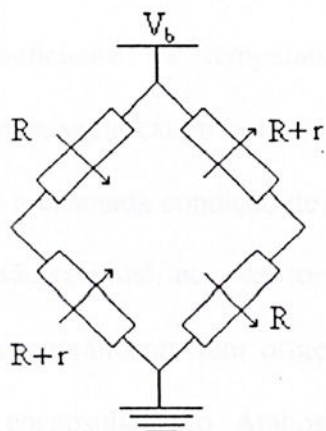


Figura 2.8 – Ponte de Wheatstone com casamento simétrico de resistores

Neste caso ilustrado na Figura 2.8, O TCO é teoricamente zero desde que os coeficientes de temperatura dos resistores sejam iguais. Na verdade, para esta configuração, o offset ( $V_0$ ) por volt aplicado a ponte ( $V_b$ ) é:

$$O = \frac{V_0}{V_b} = \frac{r}{2R + r} \quad (2.12)$$

A dependência com a temperatura é facilmente calculada por:

$$\frac{\partial O}{\partial T} = \frac{2(\dot{r}R - r\dot{R})}{(2R + r)^2} \quad (2.13)$$

onde o ponto sobre a variável representa a derivada com respeito a temperatura. Agora, se os resistores tiverem coeficientes de temperatura iguais, então:

$$\frac{\dot{r}}{r} = \frac{\dot{R}}{R} \quad (2.14)$$

E a equação (2.14) é igual a zero, ou seja, o offset é insensível a variações de temperatura, mesmo que a diferença ( $r$ ) seja grande.

Conseqüentemente, o coeficiente de temperatura dos piezo-resistores não é significativo para o TCO. Muito mais significativo para o offset de sensores piezo-resistivos e, portanto, também para o TCO é a chamada condição de pre-tensão e sua dependência com a temperatura. Isto se refere à tensão residual, nos resistores, quando não é aplicada pressão ou força externa. Tensões residuais geralmente tem origem em camadas passivas sobre os resistores e a tensão mecânica do encapsulamento. Ambos podem ser muito dependentes da temperatura, conforme o material utilizado. Somente cuidados no projeto e na configurações do encapsulamento, livrando os resistores de tensão mecânica, podem reduzir o TCO.

#### 2.4.3. Coeficiente de Sensibilidade à Temperatura (TCS).

Ao contrário do TCO, o coeficiente de piezo-resistência tem uma grande influência no TCS. No entanto, uma técnica simples de compensação está disponível quando uma



corrente constante é aplicada a ponte de Wheatstone ao invés de uma tensão constante. Na verdade, em uma ponte de corrente constante, a tensão da ponte aumenta com a temperatura devido ao coeficiente de temperatura (TC) positivo dos resistores. Este efeito intensifica a sensibilidade a pressão e, como resultado, compensa a perda de sensibilidade devido ao TC negativo do coeficiente de piezo-resistividade. Com tensão constante, esta realimentação interna negativa não ocorre. O coeficiente de temperatura para pontes de tensão constante ( $TCS_v$ ) e para pontes de corrente constante ( $TCS_i$ ) pode ser obtida da forma que se segue.

#### 2.4.3.1. Para ponte de tensão constante.

Combinando as equações (2.7) e (2.10) obtém-se a seguinte expressão para a sensibilidade do sensor à pressão:

$$S = \frac{1}{2\Delta P} \pi_{44} (\sigma_1 - \sigma_t) \quad (2.15)$$

A dependência de  $S$  com a temperatura é:

$$\frac{\partial S}{\partial T} = \frac{\sigma_1 - \sigma_t}{2\Delta P} \frac{\partial \pi_{44}}{\partial T} + \frac{\pi_{44}}{2\Delta P} \frac{\partial (\sigma_1 - \sigma_t)}{\partial T} \quad (2.16)$$

consequentemente:

$$TCS_v = \frac{1}{s} \frac{\partial S}{\partial T} = \frac{1}{\pi_{44}} \frac{\partial \pi_{44}}{\partial T} + \frac{1}{\sigma_1 - \sigma_t} \frac{\partial (\sigma_1 - \sigma_t)}{\partial T} \quad (2.17)$$



A equação (2.17) diz que o TC da sensibilidade a pressão é essencialmente o mesmo TC de  $\pi_{44}$ , menos a influência da temperatura na membrana. Na prática, a influencia da tensão mecânica na membrana em TCS é menos significativo que TCO. No entanto, o coeficiente de piezo-resistividade  $\pi_{44}$  pode ser alto, especialmente para baixas concentrações de dopagem.

#### 2.4.3.2. Para ponte de corrente constante.

A sensibilidade à pressão foi definida como a variação da tensão de saída por unidade de corrente na ponte e por unidade de pressão. As equações (2.7) e (2.11) são então combinadas para se obter:

$$S = \frac{1}{2\Delta P} R\pi_{44}(\sigma_1 - \sigma_t) \quad (2.18)$$

A equação (2.19) contém R, sendo assim o coeficiente de temperatura dos piezo-resistores levará para a seguinte expressão de TCSi:

$$TCSi = \frac{1}{S} \frac{\partial S}{\partial T} = \frac{1}{\pi_{44}} \frac{\partial \pi_{44}}{\partial T} + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} + \frac{1}{\sigma_1 - \sigma_t} \frac{\partial (\sigma_1 - \sigma_t)}{\partial T} \quad (2.19)$$

O primeiro e o segundo termos da equação (2.20) são respectivamente negativo e positivo, de forma que eles se compensam. O efeito da compensação depende da magnitude relativa dos termos. Um TCS baixo pode ser obtido projetando piezo-resistores com um bom casamento dos dois coeficientes de temperatura. O coeficiente de temperatura  $\pi_{44}$  pode ser controlado pela seleção de uma concentração apropriada de dopagem dos piezo-resistores.



## 2.5. Condicionadores de sinal para sensores resistivos

Sensores resistivos podem ter grandes e pequenas variações de resistência, por esta razão existem vários tipos de circuitos condicionadores de sinais, a maioria deles converte a variação de resistência elétrica de um material em uma variação de tensão grandeza elétrica.

A equação geral de um sensor com uma pequena variação de resistência  $x$ , em resposta a uma variável a ser medida é dada por  $R = R_0 f(x)$ , assumindo  $f(0) = 1$ . Quando a relação é linear, tem-se que:

$$R = R_0(1+x) \quad (2.20)$$

A escala de valores de  $x$  depende do tipo de sensor e da variação da grandeza a ser medida. Para potenciômetros lineares  $x$  varia de 0 a 1, para extensômetros metálicos a variação é de  $10^{-5}$  a  $10^{-2}$ , a menor de todos os sensores. Os outros sensores resistivos têm valor de  $x$  intermediário.

Existem duas limitações para todos os sensores resistivos. Primeiro, todos necessitam de uma fonte de alimentação para fornecer um sinal de saída, visto que a variação de resistência em si não é um sinal. Segundo, o sinal fornecido pela fonte de alimentação não deve aquecer de modo considerável o sensor, pois variações de temperatura afetam a variação de resistência.

Alguns sensores necessitam de circuitos específicos, por exemplo, termistores necessitam de linearizadores, extensômetros necessitam de isolamento contra ruído e sensores com pequena saída necessitam de alto ganho.



Os métodos para medição de resistência podem ser classificados como métodos de deflexão e métodos de nulo. No método de deflexão a tensão ou a corrente na resistência é medida. Métodos de nulo são baseados em pontes.

O método de deflexão mais simples consiste em alimentar uma resistência com uma tensão elétrica constante e medir a tensão sobre o resistor. A aplicação desta técnica com sensores resistivos está limitada pelo fato de que a máxima variação da resistência pode ser pequena, na casa de 1%. Portanto, este método pode ser aplicado, em princípio, para sensores que apresentem grandes valores de  $x$ , como potenciômetros e termistores. Porém potenciômetros são dispositivos de 3 terminais e necessitam de outro tipo de circuito ou então de um curto circuito em dois de seus terminais e termistores geralmente necessitam de linearização. Esta técnica não é muito utilizada, mas é adequada para algumas aplicações devido a sua simplicidade.

É fácil medir pequenas tensões quando se tem uma alta resolução na medição de grandes tensões. O método mais utilizado para medir pequenas variações de resistência consiste em colocar outro divisor de tensão em paralelo com um outro divisor de tensão que contém o sensor. Se os dois divisores forem projetados para que os dois tenham a mesma tensão quando não for aplicada entrada externa, a variação de tensão entre os dois divisores depende somente da variável de entrada. Esta configuração é conhecida como ponte de Wheatstone.

Além desta vantagem fundamental, em alguns casos a ponte de Wheatstone aumenta a sensibilidade da medida, utilizando vários sensores convenientemente distribuídos em diferentes braços da ponte. Além disso algumas diferenças externas podem ser canceladas.

Este método de medição é baseado no método de nulo, porque a tensão no divisor de tensão é comparada com outra tensão em outro divisor de tensão que incorpora a resistência a ser medida. Mas a tensão na saída da ponte pode ser medida pelo método do nulo ou pelo



método da deflexão. Para o método de nulo um resistor conhecido é ajustado até que a tensão nos dois divisores de tensão de igualem. No método de deflexão, a tensão ou corrente resultante do desequilíbrio entre os dois divisores de tensão quando a resistência sensível a quantidade de interesse varia.

## 2.6. Pontes de Wheatstone: medidas de equilíbrio

O método de medição em Ponte de Wheatstone, mostrado na Figura 2.9, é baseado em um sistema de realimentação elétrica ou manual, cuja função é ajustar o valor de um resistor padrão até que a corrente através de um galvanômetro ou outro indicador seja nulo. Quando a condição de equilíbrio for obtida, tem-se que:

$$R_3 = R_4 \frac{R_2}{R_1} \quad (2.21)$$

Portanto, variações em  $R_3$  são diretamente proporcionais a variações produzidas em  $R_4$  para equilibrar a ponte. Este método de medida também pode ser utilizado como um detector de polaridade porque a saída é positiva ou negativa dependendo se  $x$  é maior ou menor que o limiar.

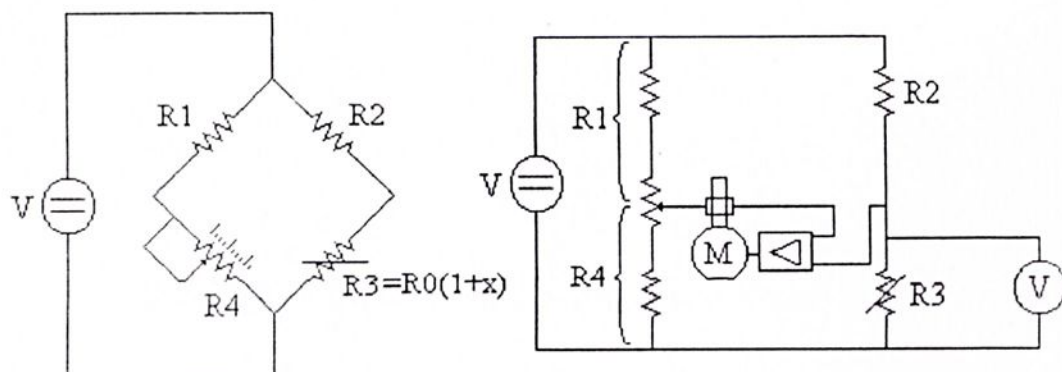


Figura 2.9 – Método de medida de comparação para uma ponte de Wheatstone.

O ajuste para alcançar o equilíbrio pode ser feito manualmente ou automaticamente.

A condição é alcançada independentemente da fonte de alimentação e suas possíveis variações. O equilíbrio não depende do tipo de detector ou impedância. Além disso, o detector não precisa ser linear por que ele somente indicará a condição de equilíbrio. Da equação (2.21), pode-se deduzir que a fonte de alimentação e o detector podem ter seus lugares trocados sem que a medição seja afetada. A Figura 2.10 mostra o esquema para eliminar a influência da resistência de contato no braço ajustável.

Se o sensor estiver distante da ponte, pode-se considerar a presença de um longo fio cuja resistência se soma a resistência do sensor. Seu valor pode ser muito alto se condutores com baixo coeficiente de temperatura, como constantan e manganês, forem utilizados. Isto diminui o erro devido a variação de temperatura.

Ao contrário se fios de cobre forem utilizados, devido a sua alta condutividade, então variações de temperatura resultam em erros significativos.

Este problema pode ser resolvido utilizando o método de Siemens ou de 3 fios, mostrado na Figura 2.11a. Os fios 1 e 3 devem ser iguais e estar sujeitos as mesmas variações de temperatura. As características do fio 2 não são importantes para a condição de equilíbrio, pois não circulará corrente pelo braço central. O erro relativo na medição de  $R_3$  é:

$$\varepsilon = \frac{R_3 - R_4 R_2 / R_1}{R_3} = \frac{R_w}{R_3} \left( \frac{R_4}{R_1} - 1 \right) \quad (2.22)$$

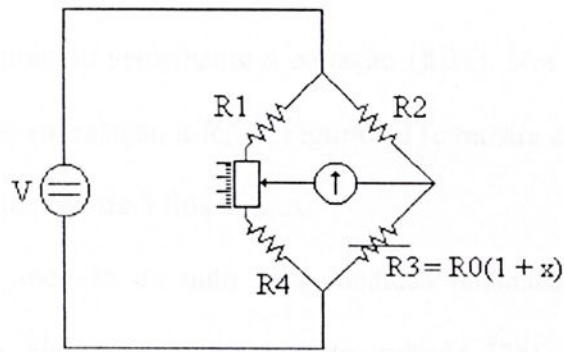


Figura 2.10 – Estrutura da ponte de Wheatstone para cancelar o efeito da resistência de contato no equilíbrio

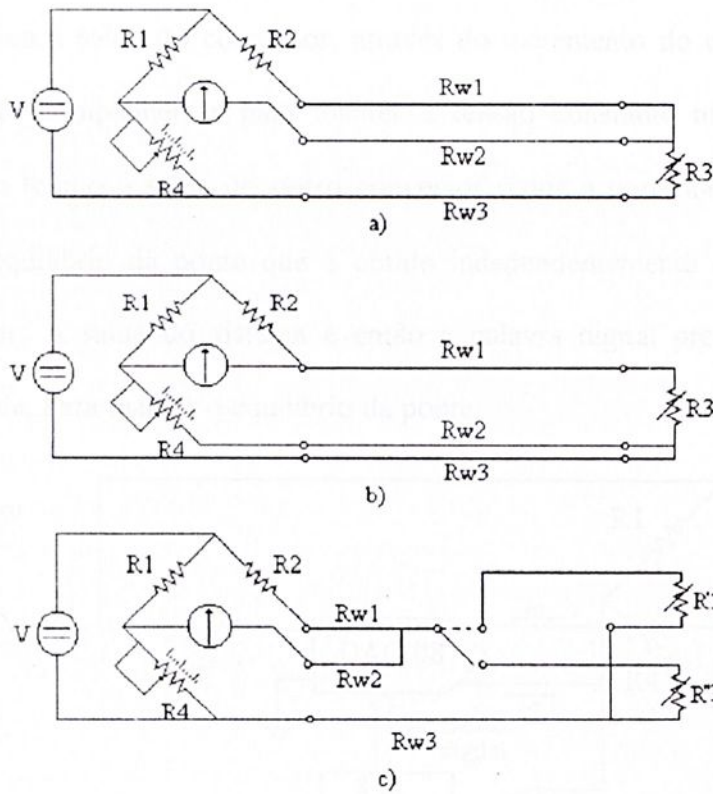


Figura 2.11 – Método de Siemens ou dos três fios para a medição com pontes de Wheatstone quando fios longos são utilizados



A Figura 2.11b mostra circuitos alternativos com o mesmo objetivo. O erro neste caso é dado por uma expressão semelhante à equação (2.22). Nos dois casos o erro diminui quando  $R_3$  é muito grande em relação à  $R_w$ . A Figura 2.11c mostra como aplicar este método a vários sensores com a utilização de 3 fios longos.

A aplicação do método de nulo para medidas dinâmicas depende de sistema de equilíbrio automático. A Figura 2.12 mostra este método [28]. Ele utiliza um conversor digital-analógico cuja saída analógica está na forma de duas fontes de corrente complementares. Além da corrente digital da entrada sua a saída produz outra corrente complementar a entrada digital. Desta forma a soma das duas correntes será sempre constante independentemente da entrada digital.

Na Figura 2.12 qualquer desequilíbrio da ponte que ultrapasse o limiar do comparador modifica a saída do conversor, através do incremento do contador, de forma a diminuir a corrente complementar para manter a tensão constante nos dois divisores de tensão. Ao mesmo tempo a saída do outro conversor reduz a corrente que aumentou. Isto contribui para o equilíbrio da ponte que é obtido independentemente da variação do sinal sentido pelo sensor. A saída do sistema é então a palavra digital presente na entrada do conversor, em escala, para manter o equilíbrio da ponte.

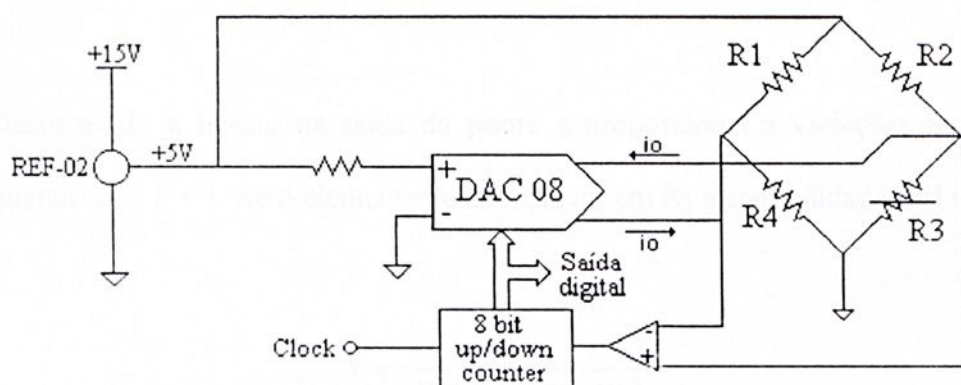


Figura 2.12 – Ponte de Wheatstone utilizando o método de comparação com equilíbrio automático e saída digital.

## 2.7. Ponte de Wheatstone – Medidas de deflexão

### 2.7.1. Sensibilidade e linearidade

Um meio simples de se obter um sinal elétrico com uma ponte de Wheatstone é com o método de deflexão. Ao invés de medir a ação necessária para restaurar o equilíbrio da ponte, este método mede a diferença de tensão entre os dois braços da ponte ou a corrente através do detector colocado no braço central. Utilizando-se a notação da Figura 2.13, se a ponte estiver em equilíbrio quando  $x = 0$ , que é a situação mais comum, define-se o parâmetro  $k$ ,

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} \quad (2.23)$$

Medindo-se a diferença de tensão entre os dois lados obtém-se:

$$V_0 = V \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V \left( \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)} \right) \quad (2.24)$$

Deste modo a tensão na saída da ponte é proporcional a variações na resistência somente quando  $x \ll k + 1$ . Se o elemento sensor estiver em  $R_3$  a sensibilidade real será:

$$S = \frac{V_0}{xR_0} = \frac{Vk}{R_0} \frac{1}{(k+1)(k+1+x)} \quad (2.25)$$

O máximo valor para esta sensibilidade em função de  $k$  é obtida fazendo  $dS/dk = 0$ , que é:

$$k^2 = 1 + x \quad (2.26)$$

Fazendo a segunda derivada, pode-se verificar que este é um ponto de máximo. Se a saída medida for a corrente através do braço central ou se utiliza-se alimentação com corrente constante no lugar de tensão constante, então a condição para sensibilidade máxima é diferente. Eles são dados na Tabela 1 [29]

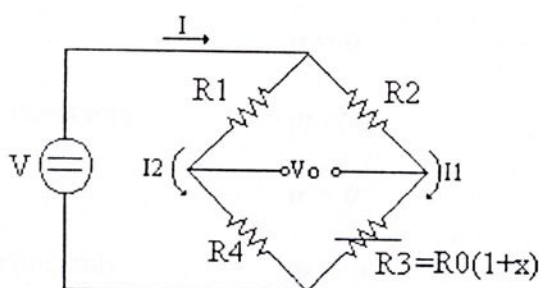


Figura 2.13 – Ponte de Wheatstone utilizando o método de deflexão

Além disso, a condição de sensibilidade é obtida para um valor de  $k$  que pode não ser alto o suficiente para obter a linearidade desejada, como indicado pela equação (2.24). Em particular, uma sensibilidade máxima muito pequena será obtida quando  $k = 1$ . A Figura 2.14 mostra a sensibilidade como função de  $k$  para  $x = 0,001$  em uma ponte com tensão de alimentação constante.

Se a ponte for alimentada por corrente constante  $I$ , a tensão de saída é dada por:

$$V_m = I \frac{R_0 k x}{2(k+1) + x} \quad (2.27)$$

Para ter uma saída aproximadamente linear, é necessário que  $x \ll 2(k + 1)$  e que  $x \ll 4$  quando  $k=1$ .

Condição Primária	Condição Secundária	Máxima Ocorrência para	Máximo Aproximado
Corrente máxima	I constante	$m = \infty$	$R_2 \gg R_3$
Sensibilidade $dI_m/dR_3$	V constante	$n^2 = q + 1$	
		$m^2 = q(1 + q)$	$R_4 \ll R_3$
	I <sub>1</sub> constante	$n = 0$	
		$m = \infty$	$R_4 \ll R_3 \ll R_2$
Máxima tensão	I constante	$n = \infty$	$R_4 \gg R_3$
		$m = \infty$	$R_2 \gg R_3$
Sensibilidade $dV_m/dR_3$	V constante	$m = 1$	$R_3 = R_2$
	I <sub>1</sub> constante	$m = \infty$	$R_2 \gg R_3$

Tabela 2.1 – Dimensões ótimas de pontes de Wheatstone.  $m = R_2/R_3$ ,  $n = R_4/R_3$ ,  $q = R_m/R_3$ ,  $R_m$  é a resistência do instrumento de medição colocado no braço central da ponte

Porém uma boa fonte de corrente constante é difícil de se construir. A linearidade não é necessária para se obter uma boa precisão. O que é relevante é uma boa repetibilidade de resultados. Mas a interpretação da saída é sempre mais fácil quando ela é proporcional a quantidade medida.

Para o caso de extensômetros metálicos,  $x$  raramente excede 0,01. No entanto, a menos que uma linearidade muito alta seja desejada, a presença de  $x$  no denominador da



equação (2.24) pode ser ignorada. Mas para termômetros resistivos  $x$  pode ser muito alto. Para termômetros baseados no Pt100, por exemplo, há uma variação de  $100\Omega$  (em  $25^\circ\text{C}$ ) para  $140\Omega$  ( $140^\circ\text{C}$ ). Para estes casos tem-se as seguintes alternativas:

1. Restringir a escala de medição a uma faixa estreita onde a não linearidade máxima é compatível com a precisão necessária para a medição.
2. Trabalhar com uma sensibilidade reduzida fazendo  $k = 10$ , ou mais alto, e compensar parte da sensibilidade perdida, através de um aumento na tensão de alimentação. Esta opção é limitada pela máxima potência de dissipação dos sensores. Utilizando fontes de alimentação chaveadas, é possível obter altos valores na saída com baixa dissipação de potência nos sensores.
3. Linearizar a tensão de saída da ponte utilizando técnicas analógicas ou digitais.

A Figura 2.14 mostra o efeito de  $k$  na linearidade da ponte ilustrada na Figura 2.13, com a saída em tensão. A escala de valores de  $x$  é  $-1 < x < +1$ .

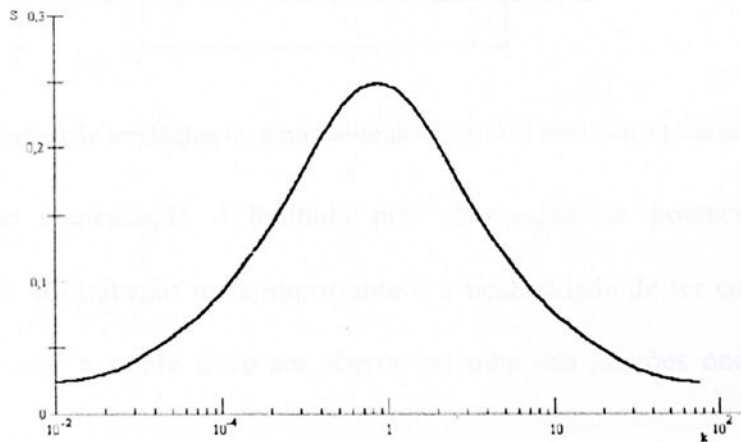


Figura 2.14 – Sensibilidade em uma ponte alimentada por corrente constante em função do parâmetro  $k$  e  $x = 0,001$  quando a tensão na saída é medida

## 2.7.2. Linearização analógica de pontes com sensores resistivos

Para se obter uma tensão proporcional a qualquer quantidade de variação de uma das resistências de uma ponte de Wheatstone, pode-se modificar a estrutura da ponte ou realizar um processamento analógico de sinais ao sinal de saída da ponte.

No primeiro caso a Figura 2.15 mostra que uma corrente constante passa através do sensor. Subtrai-se a diferença de tensão resultante da tensão sobre uma resistência fixa  $R_0$ .

Para um amplificador operacional (AO) ideal a saída é dada por [9]:

$$V_o = -V \frac{x}{2} \quad (2.28)$$

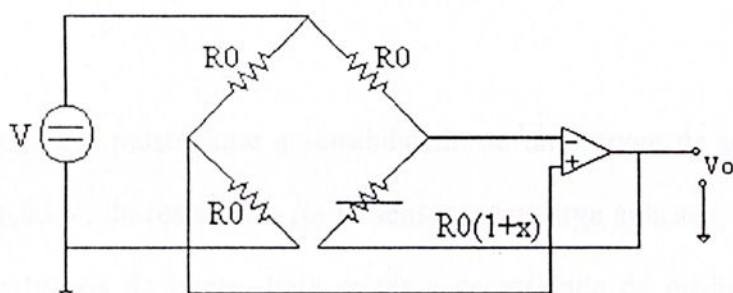


Figura 2.15 – Linearização analógica de uma ponte de resistores com cinco terminais acessíveis

A tensão de alimentação é limitada pela dissipação de potência na ponte de resistores. No entanto, a limitação mais importante é a necessidade de ter cinco terminais da ponte acessíveis. Ou seja a ponte deve ser aberta em uma das junções onde o sensor está conectado.

O circuito na Figura 2.16 supera esta limitação ao custo de um amplificador operacional adicional [30]. A saída é dada por [9]:

$$V_o = V \frac{R}{R_0} x \quad (2.29)$$

O AO inserido na ponte deve ter baixa deriva térmica, tensão e corrente de offset por que estas grandezas serão amplificadas pelo segundo amplificador.

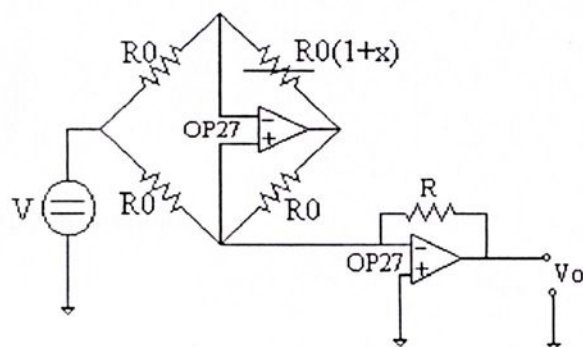


Figura 2.16 – Linearização analógica de uma ponte de resistores através de dois Amplificadores Operacionais

### 2.7.3. Calibração dos sensores da ponte

A equação (2.24) mostra que a sensibilidade de uma ponte de sensores depende da tensão de alimentação  $V$ , da resistência  $R_0$  do sensor, sem carga aplicada, e da relação  $k$  entre as resistências dos braços da ponte. Para evitar a necessidade de medir  $k$ , que obrigaria a abertura de todas as junções da ponte, pode-se utilizar o esquema mostrado na Figura 2.17

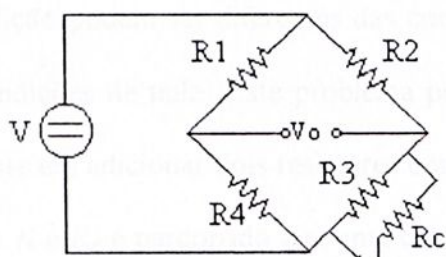


Figura 2.17 – Calibração de uma ponte que inclui um sensor resistivo

Com a chave aberta, para  $x = 0$ , a ponte é ajustada até que  $V_0 = 0$ . Após o fechamento da chave e sem carga aplicada ao sensor, a resposta é semelhante a obtida para a variação de  $x$  em  $R_3$ .

$$\frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} = R_0 (1 + x) \quad (2.30)$$

$$x = -\frac{R_0}{R_0 + R_c} \quad (2.31)$$

A sensibilidade da ponte é então:

$$S = \frac{V_0}{xR_0} = -\frac{V_0}{R_0} \left(1 + \frac{R_c}{R_0}\right) \quad (2.32)$$

É preciso medir somente  $R_0$  e o resistor de calibração para calcular a sensibilidade da ponte com a medição de  $V_0$ .

Se a ponte tiver mais de um braço ativo, outro resistor de calibração pode ser conectado um de cada vez para fechar a chave correspondente, por exemplo, como chaveamento em sistemas automáticos.

Se o resistor ou resistores de calibração não puderem ser colocados próximos aos respectivos sensores, pode-se evitar fios longos colocando-os em série.

Condições de medição podem ser diferentes das condições de calibração, resultando em saída não zero para condições de nulo. Este problema pode ser resolvido por uma ponte modificada [31], que consiste em adicionar dois resistores conhecidos  $R$  em série com  $R_3$  e  $R_4$ . As junções entre  $R$  e  $R_3$  ou  $R$  e  $R_4$  é percorrido por uma corrente  $I$  e a ponte é equilibrada no nulo em condições de medição. A corrente  $I$  é gerada por realimentação da saída da ponte em condições de nulo, ajustada manualmente ou por controle de computadores.

#### 2.7.4. Medidas de diferença e média: compensação

Uma vantagem adicional da ponte quando comparada com um divisor de tensão, é que ela possibilita a medição da diferença entre quantidades ou a sua média. Além disso possibilita um aumento da sensibilidade com a utilização de vários sensores e suas compensações contra interferência.

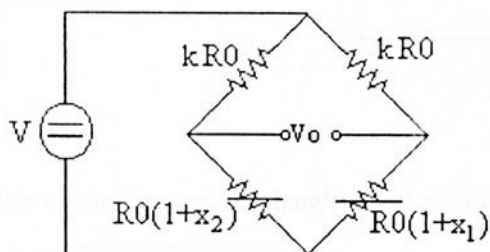


Figura 2.18 – Medida de uma diferença com um ponte resistiva

No circuito ilustrado na Figura 2.18, a presença de dois sensores em braços adjacentes permite a medição da diferenças entre os parâmetros sentidos pois a tensão na saída da ponte é dada por:

$$V_0 = V \frac{k(x_1 - x_2)}{(k + 1 + x_1)(k + 1 + x_2)} \quad (2.33)$$

Sempre que  $x_1, x_2 \ll k + 1$ , pode-se aproximar para

$$V_0 \approx V \frac{k}{(k + 1)^2} (x_1 - x_2) \quad (2.34)$$

Para sensores de temperatura este método torna possível medir temperaturas diferentes. O circuito é útil para o cálculo de gradientes térmicos, perda de calor em encanamentos, ou detectar temperaturas de congelamento em agricultura.

Uma comparação com a equação (2.25) mostra que o mesmo compromisso entre sensibilidade e linearidade se mantém, com influência na escolha do valor de  $k$ .

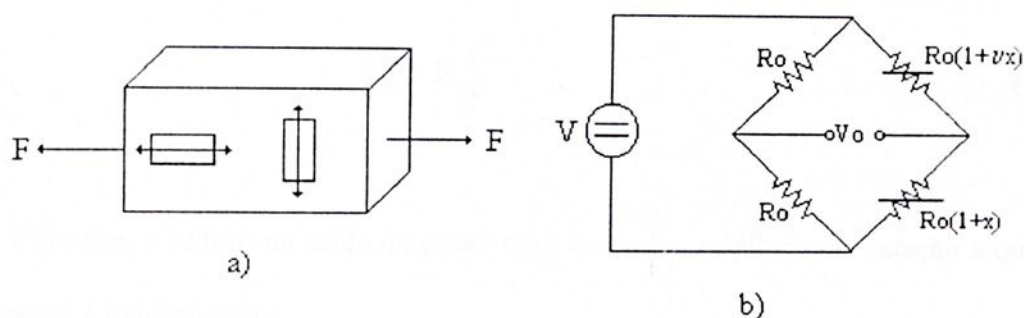


Figura 2.19 – Utilização de dois extensômetros, um longitudinal e outro transversal, e suas posições em uma ponte de medição.

A utilização de vários extensômetros na mesma ponte também oferece muitas vantagens. Se, por exemplo, dois extensômetros forem colados a um elemento como mostrado na figura 2.19a, e forem conectados em uma ponte, como na Figura 2.19b, a saída da ponte é dada por:

$$V_o = V \frac{x(1+\nu)}{2(2+x(1-\nu))} \approx V \frac{x(1+\nu)}{4} \quad (2.35)$$

sendo  $\nu$  a constante de Poisson do elemento.

Nota-se que a sensibilidade aumenta em um fator de  $1 + \nu$  se comparado com caso onde um único extensômetro foi usado.

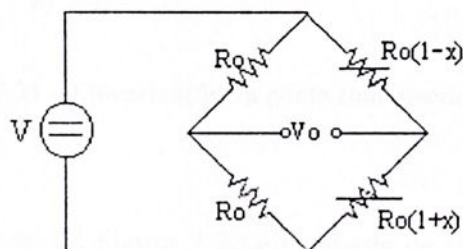


Figura 2.20 – Estrutura em uma ponte de medição de dois extensômetros ativos sob variações opostas.

Utilizando esta construção de dois extensômetros de mesma magnitude, mas sinais opostos, quando conectados como mostra a Figura 2.20, a tensão na saída é dada por:

$$V_o = V \frac{x}{2} \quad (2.36)$$

Portanto, a tensão na saída da ponte teve seu valor ampliado em relação a quando se utiliza apenas 1 extensômetro.

O circuito mostrado na Figura 2.21a corresponde a uma viga engastada. Na Figura 2.21b onde duas rosetas duplas iguais (combinação de extensômetros espaçados) foram coladas em cada face. A saída da ponte é dada por:

$$V_o = Vx \quad (2.37)$$

produz uma sensibilidade 4 vezes maior que quando se utiliza um único extensômetro.

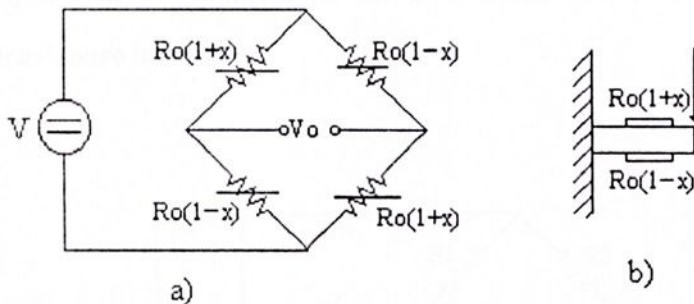


Figura 2.21 – Linearização da ponte com rosetas duplas

A estrutura de medição da Figura 2.20 é chamada de  $\frac{1}{2}$  ponte e a da Figura 2.21 de ponte completa.

Extensômetros são sensíveis a temperatura, e uma ponte minimiza este problema. Se um único extensômetro for utilizado ele sofre uma variação relativa  $y$ , devido à variação de temperatura, em adição a variação  $x$ , devido à deformação mecânica a ser medida. Tudo o que é necessário para compensar variações de temperatura é utilizar um extensômetro inativo (não sujeito a deformação mecânica) e posicioná-lo como mostrado na Figura 2.22. Quando múltiplos extensômetros forem utilizados, a compensação térmica é realizada automaticamente e não são necessários extensômetros inativos.

Devido à tolerância dos resistores, quando construímos uma ponte de Wheatstone, frequentemente não encontramos a condição de equilíbrio da equação (2.23). Para obter a condição de equilíbrio, pode-se utilizar o circuito mostrado na Figura 2.23.

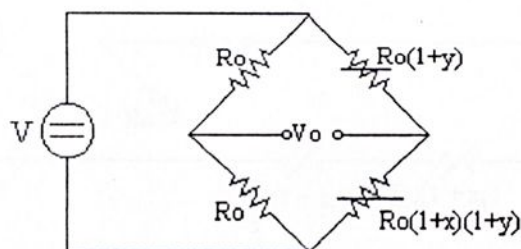


Figura 2.22 – Compensação de temperatura em uma ponte com extensômetros utilizando um extensômetro inativo

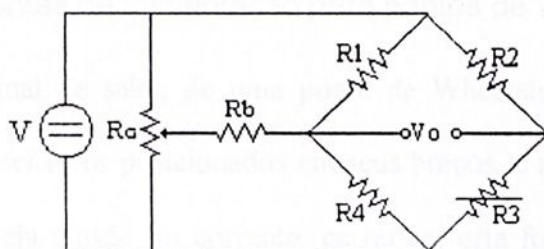


Figura 2.23 – Circuito para equilíbrio inicial de uma ponte com sensores resistivos

Uma outra aplicação para pontes de Wheatstone é a medição de valores médios, como mostrado na Figura 2.24. Assume-se que três sensores (um número maior pode ser utilizado) iguais, mas que medem diferentes valores da mesma quantidade como, por exemplo, temperatura. A tensão na saída é dada por:

$$V_o = V \frac{k(x_1 + x_2 + x_3)/3}{[k + 1 + (x_1 + x_2 + x_3)/3](k + 1)} \quad (2.38)$$

Ou seja, a tensão na saída é proporcional ao valor médio se  $k + 1$  for grande o suficiente.

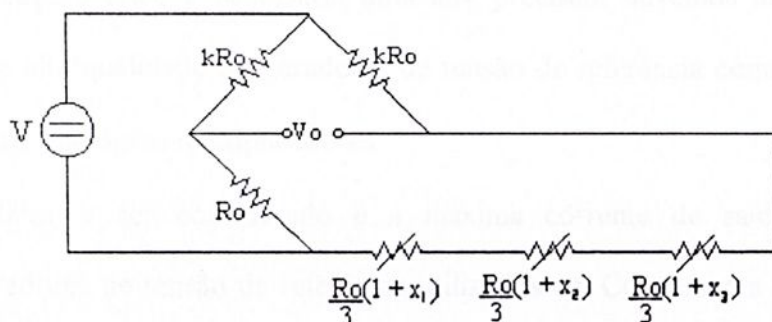


Figura 2.24 – Medição de valores médios com uma ponte de resistências. Todos os sensores devem ter a mesma resistência nominal e sensibilidade

### 2.7.5. Fontes de alimentação para pontes de Wheatstone

Para obter um sinal de saída de uma ponte de Wheatstone como um resultado da variação de um ou mais sensores posicionados em seus braços, é necessário alimentar a ponte com um sinal elétrico. Seja tensão ou corrente, cc ou ca, esta fonte deve ser estável com o tempo e a temperatura. Isto devido ao seguinte fato: quando uma ponte resistiva é alimentada por uma tensão cc, por exemplo, a tensão de saída é (equação (2.24)):

$$V_0 = V \left( \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)} \right)$$

Supondo  $x$  constante, se  $V$  sofrer uma pequena variação  $dV$ , tem-se:

$$\frac{dV_0}{V_0} = \frac{dV}{V} \quad (2.39)$$

que significa que a saída sofre a mesma porcentagem de variação. Sendo assim não podemos utilizar fontes de alimentação comum com uma deriva térmica de  $0,1\%/^{\circ}\text{C}$  ou reguladores de tensão com deriva térmica além de  $1\%/^{\circ}\text{C}$ .

Em aplicações onde é necessária uma alta precisão, devemos utilizar conversores ca/cc ou cc/cc de alta qualidade ou geradores de tensão de referência como os utilizados em Conversores digital-analógico multiplicadores.

Outro fator a ser considerado é a máxima corrente de saída da unidade de alimentação. Geradores de tensão de referência utilizados em Conversores analógico-digital e Conversores digital-analógico, por exemplo, fornecem corrente máxima menor que  $20\text{ mA}$  e uma tensão de  $+10\text{ V}$ . Portanto eles podem ser utilizados diretamente somente em pontes com resistências maiores ou iguais a  $500\ \Omega$ . Se necessitarmos de corrente ou tensão maiores então o sinal de saída deve ser amplificado sem perda de estabilidade. A Figura 2.25 mostra um circuito proposto para esta aplicação [32].

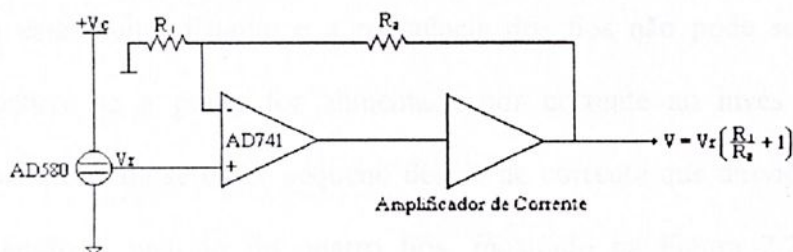


Figura 2.25 – Circuito para amplificar a corrente de saída fornecida por um gerador de tensão de alta estabilidade



Não há necessidade de alta estabilidade para a fonte de alimentação se a tensão de saída da ponte for processada dividindo-a pela tensão de referência da fonte. Se uma mesma tensão é utilizada como fonte de alimentação e referência, seus desvios se cancelam. Este tipo de medição é chamado de radiométrica.

Este princípio de medição pode ser aplicado quando o circuito de processamento inclui um conversor analógico digital, porque ele trabalha como um divisor, com saída digital. A Figura 2.26 mostra que a tensão de entrada do conversor é comparada com a tensão de referência; ou seja é dividido por ela. Se a tensão de alimentação para a ponte for ca, o mesmo método pode ser utilizado, mas a tensão ca deve ser retificada para ser comparada com a referência. A tensão de alimentação para o amplificador não necessita de alta estabilidade porque o amplificador rejeita esta variação, como especificado pelo seu PSRR (Razão de Rejeição da Fonte de Alimentação).

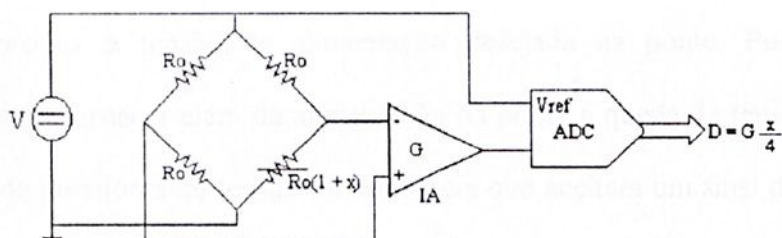


Figura 2.26 – Medição radiométrica baseada em um conversor analógico digital eliminando a necessidade de alta estabilidade para a alimentação da ponte

Outro problema relacionado com a fonte de alimentação surge quando uma ponte de baixa resistência está muito distante e a resistência dos fios não pode ser desprezada. O problema não ocorre se a ponte for alimentada por corrente ao invés de tensão. Mas geralmente é mais difícil de se obter pequeno desvio de corrente que desvio de tensão. Para uma fonte de tensão o método do quatro fios, mostrado na Figura 2.27, ameniza este problema.

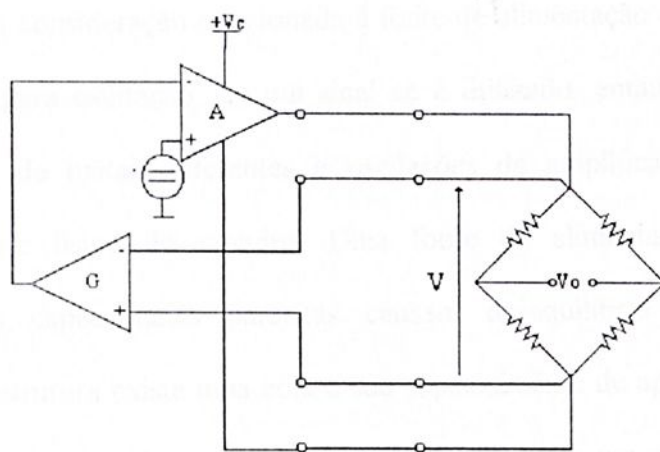


Figura 2.27 – Método de medição dos quatro fios para compensar a queda de tensão em fios longos quando a ponte estiver distante da fonte de alimentação

Ele consiste na aplicação de tensão com dois fios e detectar a queda de tensão através da ponte utilizando um par diferente de fios. Após a amplificação ( $G$ ) a tensão detectada é utilizada para ajustar a tensão de saída da fonte através de um amplificador de alto ganho ( $A$ ). Note que este método não evita a queda de tensão através dos fios da fonte de alimentação mas somente produz a tensão de alimentação desejada na ponte. Portanto a fonte de alimentação terá de fornecer além da alimentação da ponte a queda de tensão nos fios. Para o caso particular de geradores de tensão de referência que aceitam um sinal de erro na forma de corrente, é possível implementar um circuito deste tipo com a utilização de somente três fios como mostrado na Figura 2.28 [33].

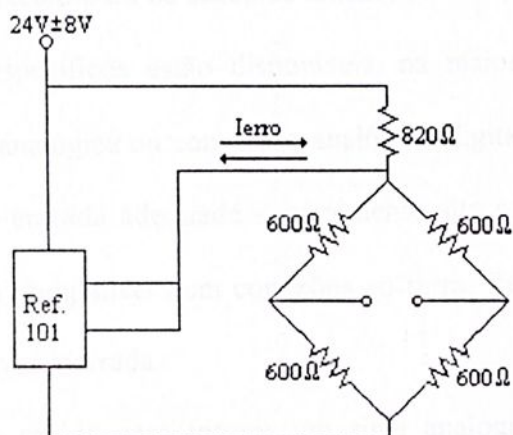


Figura 2.28 – Alimentação da ponte utilizando 3 fios baseado em detecção remota de corrente

Uma última consideração relacionada à fonte de alimentação está ligada a escolha de um sinal ca ou cc para excitação. Se um sinal cc é utilizado, então o efeito termoelétrico aparece na junção de metais diferentes e oscilações de amplificação causam erros que restringem o leiaute físico do circuito. Uma fonte de alimentação ca evita o efeito termoelétrico, mas capacitâncias parasitas causam desequilíbrio da ponte. Entre um extensômetro e a estrutura existe uma cola e sua capacitância é de aproximadamente 100 pF. A impedância das capacitâncias parasitas tem mais influência em altas frequências. Mas a frequência da fonte de alimentação não pode ser arbitrariamente baixa se medirmos variáveis dinâmicas. Além disso se a escala de medição inclui valores positivos e negativos, e necessário um detector de fase para determinar o sinal da saída da ponte. Como resultado, uma fonte de alimentação ca geralmente não é utilizada, exceto em aplicações onde o sensor disponível favorece este tipo de alimentação ou quando se deseja baixo ruído de amplificadores ac.

#### 2.7.6. Método de detecção para pontes de Wheatstone

O tipo de dispositivo detector para o sinal de saída de uma ponte de sensores depende da aplicação desejada. Exceto para os casos de tensão, corrente ou frequência telemétrica para os quais conversores específicos estão disponíveis, na maioria das situações é necessário manter a representação analógica ou conversão analógico-digital. Em qualquer caso o detector deve ter impedância de entrada adequada – geralmente alta para medir a tensão de saída de pontes – e uma entrada compatível com conexões ao terra. Em particular, a entrada deve ser diferente se a ponte estiver aterrada.

A escolha mais rápida para termos um sinal analógico é um galvanômetro. Ele é inerentemente diferencial, o que é uma vantagem quando comparada com outros detectores



Mas sua impedância de entrada é média ou baixa, e lhe falta a robustez necessária para aplicações industriais se ele tiver de ser sensível. Além disso é muito lento para medidas dinâmicas, e em geral trabalha somente com alimentação cc. Apesar do galvanômetro ser a melhor escolha antes da chegada dos circuitos integrados, sua deficiência reduz sua aplicação nos atuais sistemas de medição.

Um osciloscópio é uma alternativa aos galvanômetros quando um sinal dinâmico está sendo medido. Quando não se utilizam sondas, ele apresenta uma resistência de entrada de  $1M\Omega$ , que é alto o suficiente para a maioria dos casos. Mas a menos que a fonte de alimentação da ponte seja flutuante e a interferência externa seja pequena, ele deve ter uma entrada diferencial. Se uma alta sensibilidade também é necessária, este custo pode ser muito alto. Alternativas ao osciloscópio são os gravadores de papeis e fitas, mas os dois necessitam de amplificação do sinal. Sendo assim estes métodos são para sinais amplificados.

Tanto para sinal digital, transmissão digital ou cálculos, a saída analógica da ponte precisa ser convertida para a forma digital. Se uma bancada ou um voltímetro de painel é utilizado, esta função é realizada pelo instrumento que tem uma resistência de  $10 M\Omega$  ou maior. Mas devido ao seu custo e falta de flexibilidade, sua utilização nem sempre é a melhor solução.

Técnicas de amplificação adequadas para converter sinais pequenos da ponte, na escala de 1 ou 10 V, são necessários em entradas de conversores analógicos digitais comuns.



## 2.8. Amplificadores diferenciais

Como mostrado na Figura 2.29, um amplificador diferencial tem uma saída e dois sinais de entrada. Um dos sinais é aplicado a entrada inversora e o outro a entrada não inversora. A saída  $v_o$ , pelo princípio da superposição, é dada por  $v_o = v_{o1} + v_{o2}$ , onde  $v_{o1}$  e  $v_{o2}$  são os valores de  $v_o$  com  $v_2$  e  $v_1$  ajustados em zero volts, respectivamente.

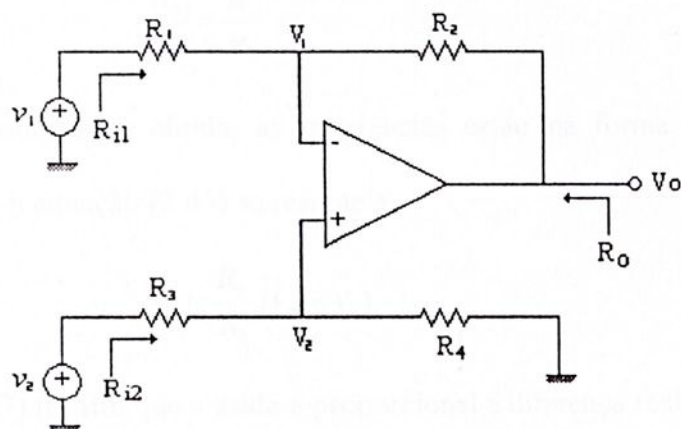


Figura 2.29 – Amplificador Diferencial.

Ajustando-se  $v_2 = 0$  teremos  $v_p = 0$ . O circuito resultante é um amplificador inversor para a entrada  $v_1$ . Portanto,  $v_{o1} = - (R_2/R_1) v_1$  e  $R_{i1} = R_1$ , onde  $R_1$  é a impedância de entrada vista pela fonte  $v_1$ .

Ajustando-se  $v_1 = 0$ . O circuito resultante é um amplificador não inversor para a entrada  $v_p$ . Portanto,  $v_{o2} = (1 + R_2/R_1) v_p = (1 + R_2/R_1) \times [R_4/(R_3+R_4)] v_2$  e  $R_{i2} = R_3 + R_4$ , onde  $R_{i2}$  é a impedância de entrada vista pela fonte  $v_2$ . Fazendo  $v_o = v_{o1} + v_{o2}$  e rearranjando os termos, temos que:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} v_2 - v_1 \right) \quad (2.40)$$

Além disso,  $R_{i1} = R_1$ ,  $R_{i2} = R_3 + R_4$ , e  $R_o = 0$

A saída é uma combinação linear da entrada mas com coeficientes de polaridade oposta porque uma das entradas é aplicada à entrada inversora e a outra a entrada não inversora. As impedâncias vistas pelos sinais de entrada são infinitas e, geralmente,

diferentes. Se as fontes de sinais não forem ideais, a equação (2.40) continua válida, bastando para isso substituir  $R_1$  e  $R_3$  por  $R_{s1} + R_1$  e  $R_{s2} + R_3$ , onde  $R_{s1}$  e  $R_{s2}$  são as impedâncias de saída das fontes de entrada.

Uma situação interessante ocorre quando a relação, ilustrada na equação (2.41), entre os resistores é obtida.

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.41)$$

Quando esta condição é obtida, as resistências estão na forma de um ponte de wheatstone balanceada e a equação (2.45) se resume a:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \quad (2.42)$$

A equação (2.47) mostra que a saída é proporcional a diferença real entre as entradas, daí o nome do circuito. Uma aplicação popular do amplificador diferencial é a sua utilização em amplificadores de instrumentação.

Uma característica do amplificador diferencial pode ser melhor estudada quando se alimenta as entradas com sinais no modo comum e no modo diferencial, definidos como sendo:

$$v_{DM} = v_2 - v_1 \quad (2.43)$$

$$v_{CM} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (2.44)$$

Invertendo as duas equações anteriores, pode-se expressar as entradas em termos dos novos termos definidos:

$$v_1 = v_{CM} - \frac{v_{DM}}{2} \quad (2.45)$$

$$v_2 = v_{CM} + \frac{v_{DM}}{2} \quad (4.46)$$

Pode-se redesenhar o circuito da Figura 2.29 como o da Figura 2.30.

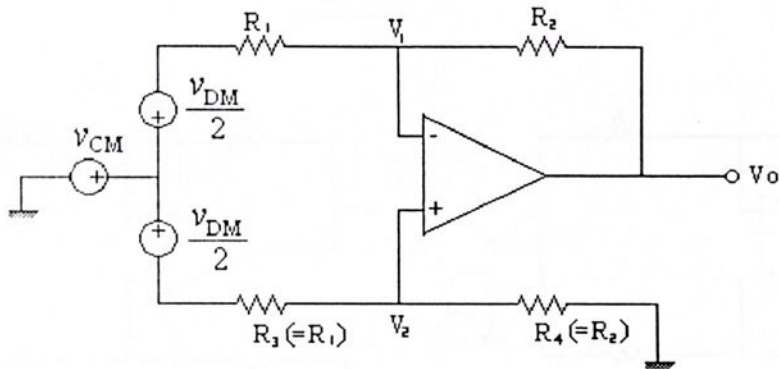


Figura 2.30 – Amplificador diferencial com entradas em termos de  $v_{CM}$  e  $v_{DM}$ .

Substituindo as equações (2.45) e (2.46) na equação (2.42) temos que:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} v_{DM} \quad (2.47)$$

A equação (2.47) mostra que o amplificador diferencial real é um circuito que responde somente a componentes no modo diferencial  $v_{DM}$ , ignorando completamente os componentes do modo comum  $v_{CM}$ .

A menor variação da saída  $v_o$ , devido a uma variação de  $v_{CM}$ , indica o quão próximo este amplificador está do ideal.

A decomposição de  $v_1$  e  $v_2$  em componentes dependentes de  $v_{DM}$  e  $v_{CM}$  não é uma conveniência matemática, mas também reflete situações práticas, como a de um pequeno sinal sendo guiado por um grande sinal em modo comum, em transdutores de sinal. Quando o sinal desejado está somente no modo diferencial, extrai-lo de um grande sinal em modo comum e amplifica-lo pode ser uma tarefa difícil. Amplificadores diferenciais são candidatos naturais para esta tarefa.

A Figura 2.31 ilustra as impedâncias de entrada no modo comum e no modo diferencial. A impedância de entrada no modo diferencial é dada por:

$$R_{id} = 2R_1 \quad (2.48)$$

A impedância no modo comum é dada por:

$$R_{ic} = \frac{R_1 + R_2}{2} \quad (2.49)$$

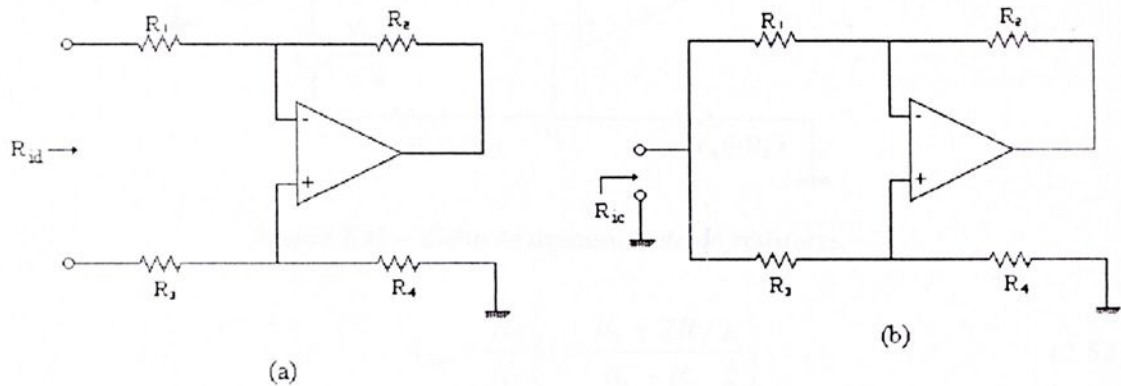


Figura 2.31 – Impedância de entrada (a) no modo diferencial e (b) no modo comum.

### 2.8.1. Efeito do descasamento dos resistores

Um amplificador diferencial é insensível a  $v_{CM}$  tanto quanto o amplificador operacional seja ideal e os resistores satisfaçam a condição de equilíbrio da ponte. Assumindo que o amplificador operacional seja ideal e analisando somente o efeito do descasamento dos resistores o que acontece é um desequilíbrio da ponte que faz com que o circuito responda não só a  $v_{DM}$  mas a  $v_{CM}$  também.

O efeito do desequilíbrio da ponte pode ser melhor compreendido através do fator de desequilíbrio  $\epsilon$ . Para calcular o desequilíbrio, toma-se como referência o circuito da Figura 2.32, assumindo que três resistores possuem seus valores nominais, e o valor do quarto é expresso por  $R_2(1 - \epsilon)$ . Aplicando o princípio da superposição obtém-se que:

$$v_0 = -\frac{R_2(1 - \epsilon)}{R_1} \left( v_{CM} - \frac{v_{DM}}{2} \right) + \frac{R_1 + R_2(1 - \epsilon)}{R_1} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( v_{CM} + \frac{v_{DM}}{2} \right) \quad (2.50)$$

Multiplicando os termos e agrupando termos comuns, obtém-se  $v_0$  na forma:

$$v_0 = A_{dm}v_{DM} + A_{CM}v_{CM} \quad (2.51)$$

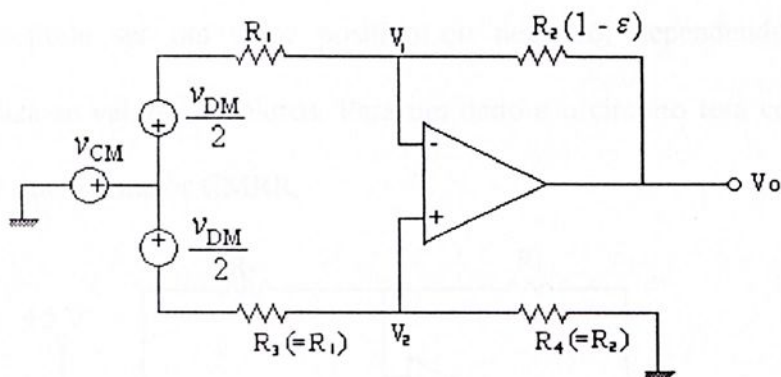


Figura 2.32 – Efeito do descasamento dos resistores.

$$A_{dm} = \frac{R_1}{R_2} \left( 1 - \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \frac{\varepsilon}{2} \right) \quad (2.52)$$

$$A_{cm} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \varepsilon \quad (2.53)$$

Como esperado a equação (2.51) mostra que com um desequilíbrio na ponte o circuito responde a  $v_{DM}$  e a  $v_{CM}$ .  $A_{dm}$  e  $A_{cm}$  são conhecidos como ganho do modo diferencial e ganho do modo comum, respectivamente. Somente no limite, quando  $\varepsilon \rightarrow 0$  obtém-se o resultado ideal  $A_{dm} = R_2/R_1$  a  $A_{cm} = 0$ .

A relação  $A_{dm}/A_{cm}$  representa uma figura de mérito do circuito e é chamada de razão de rejeição no modo comum (CMRR). Seu valor é expresso em decibéis (dB) por:

$$CMRR = 20 \log_{10} \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right| \quad (2.54)$$

Para um amplificador diferencial real  $A_{cm} \rightarrow 0$  e  $CMRR \rightarrow \infty$ . Para um fator de desequilíbrio  $\varepsilon$  suficientemente pequeno, o segundo termo entre parênteses da equação (2.52) pode ser ignorado em comparação com o valor unitário, e pode-se escrever que  $A_{dm}/A_{cm} \cong (R_2/R_1)/[R_2\varepsilon/(R_1+R_2)]$ . Desta forma o CMRR é dado por:

$$CMRR \cong 20 \log_{10} \left| \frac{1 + R_2/R_1}{\varepsilon} \right| \quad (2.55)$$



Como  $\epsilon$  pode ser um valor positivo ou negativo, dependendo da direção do desequilíbrio, utiliza-se valores absolutos. Para um dado  $\epsilon$  o circuito terá como maior ganho diferencial  $R_2/R_1$  que é o maior CMRR.

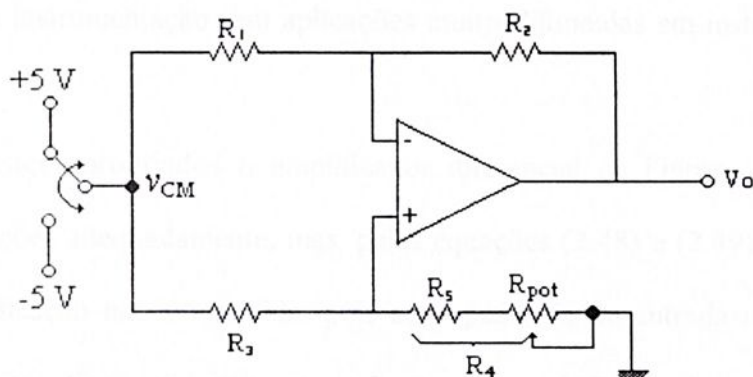


Figura 2.33 – Calibração de amplificadores diferenciais.

Para se obter altos CMRRs os resistores devem ser perfeitamente casados.

O CMRR de amplificadores práticos pode ser maximizado pelo ajuste de um de seus resistores, geralmente  $R_4$ , como mostrado na Figura 2.33. A calibração é feita com as entradas conectadas entre si para eliminar  $v_{DM}$  e evidenciar somente  $v_{CM}$ . Esta entrada comum é então conectada em dois valores pré-determinados como  $-5\text{ V}$  e  $5\text{ V}$ , e o trimpot é ajustado para uma mínima variação da saída. Para preservar o balanço da ponte com a temperatura e do envelhecimento é recomendável a utilização de resistores de metal film.

## 2.9. Amplificadores de Instrumentação

Um amplificador de instrumentação é um amplificador diferencial com as seguintes características:

- Impedâncias de entrada em modo comum e diferencial extremamente altas (idealmente infinito);
- Impedância de saída muito baixa (idealmente zero);
- Ganho estável e preciso, tipicamente na escala de  $1\text{ V/V}$  à  $10^3\text{ V/V}$  e;
- Razão de rejeição no modo comum (CMRR) extremamente alto.

Amplificadores de instrumentação são utilizados para amplificar precisamente sinais de baixo nível na presença de componentes de alto valor em modo comum, como por exemplo na saída de transdutores em controle de processos e biomedicina. Por esta razão os amplificadores de instrumentação tem aplicações muito difundidas em instrumentos de testes e medição.

Com ajustes apropriados o amplificador diferencial da Figura 2.29 satisfaz as 3 últimas especificações adequadamente, mas, pelas equações (2.48) e (2.49) pode-se notar que a primeira especificação não é atendida, pois as impedância de entrada no modo comum e diferencial são finitas. Conseqüentemente, serão geradas resistências de carga para as tensões de alimentação  $v_1$  e  $v_2$ , sem mencionar a degradação do CMRR. Estas desvantagens são eliminadas com a utilização de dois buffers de alta impedância. O resultado é um circuito clássico conhecido como amplificador de instrumentação com três amplificadores operacionais.

### 2.9.1. Amplificadores de instrumentação baseados em três amplificadores operacionais.

Na Figura 2.34  $AO_1$  e  $AO_2$  formam o estágio de entrada ou primeiro estágio, e  $AO_3$  forma o estágio de saída ou segundo estágio. Pela análise das tensões, a tensão sobre  $R_G$  é  $v_1 - v_2$ . Pela análise das correntes, a resistência representada por  $R_3$  é percorrida pela mesma corrente de  $R_G$ . Aplicando a lei de Ohm, tem-se que:  $v_{o1} - v_{o2} = (R_3 + R_G + R_3)(v_1 - v_2) / R_G$ , ou seja:

$$v_{o1} - v_{o2} = \left(1 + \frac{2R_3}{R_G}\right)(v_1 - v_2)$$

O estágio de entrada é também conhecido como entrada diferencial, e o segundo estágio é conhecido como amplificador diferencial de saída. Pode-se notar que  $AO_3$  é um amplificador diferencial, portanto a saída é dada por:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_{o2} - v_{o1})$$

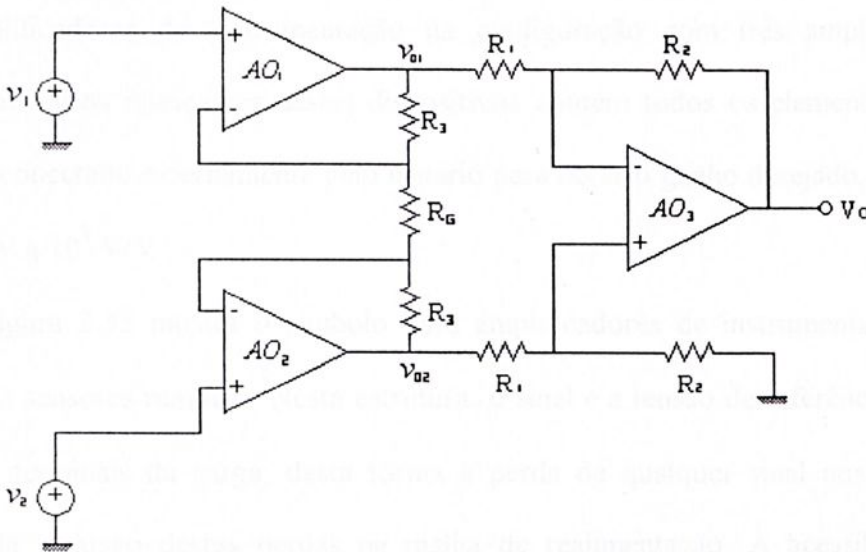


Figura 2.34 – Amplificador de Instrumentação baseado em três amplificadores operacionais

Combinando as duas equações anteriores, obtém-se que:

$$v_o = A(v_2 - v_1) \quad (2.56)$$

$$A = A_I \times A_{II} = \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_G}\right) \times \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.57)$$

A equação (2.57) mostra que o ganho total do circuito é o produto dos ganhos do primeiro e do segundo estágios  $A_I$  e  $A_{II}$ .

O ganho depende da relação entre os resistores externos e pode ser bem preciso e estável com a utilização de resistores de qualidade adequada. Como  $AO_1$  e  $AO_2$  operam na configuração não inversora, suas impedâncias de entrada em malha fechada são extremamente altas. Da mesma forma, a impedância de saída de  $AO_3$  é muito baixa. O CMRR pode se

maximizado pelo ajuste de um dos resistores do segundo estágio. Este circuito possui todas as características necessárias para um Amplificador de Instrumentação.

A equação (2.57) mostra como obter ganho variável. Para evitar o desequilíbrio da ponte, não se modifica o segundo estágio e pode-se variar o ganho através da variação do resistor  $R_G$ .

Amplificadores de instrumentação na configuração com três amplificadores são oferecidos por vários fabricantes. Estes dispositivos contêm todos os elementos exceto  $R_G$  que deve ser conectado externamente pelo usuário para obter o ganho desejado, geralmente na faixa de 1 V/V a  $10^3$  V/V.

A Figura 2.35 mostra o símbolo para amplificadores de instrumentação com suas conexões para sensores remotos. Nesta estrutura, o sinal e a tensão de referência são sentidas a direita dos terminais da carga, desta forma a perda de qualquer sinal nos longos fios é eliminada pela inclusão destas perdas na malha de realimentação. A acessibilidade destes terminais fornece maior flexibilidade, como a inclusão de um circuito de potência de saída para fornecer altas correntes a cargas, ou o ajuste da saída em relação ao terra.

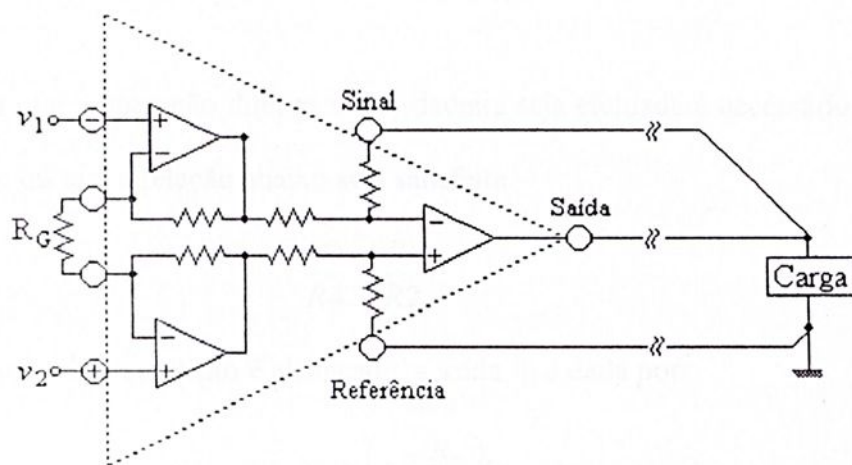


Figura 2.35 – Símbolo padrão para amplificadores de instrumentação com conexões para sensores remotos

## 2.9.2. Amplificadores de instrumentação baseados em dois amplificadores operacionais.

Para se obter alta qualidade amplificadores operacionais caros são utilizados, é então interessante minimizar o número de dispositivos no circuito. A Figura 2.36 mostra um amplificador de instrumentação que utiliza somente dois amplificadores operacionais. AO1 é um amplificador não inversor, então,  $v_3 = (1 + R_3 / R_4)v_1$ . Pelo princípio da superposição,  $v_0 = -(R_2 / R_1)v_3 + (1 + R_2/R_0)v_2$ . Eliminando  $v_3$ ,  $v_0$  é dado por:

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(v_2 - \frac{1 + R_3 / R_4}{1 + R_1 / R_2} v_1\right) \quad (2.58)$$

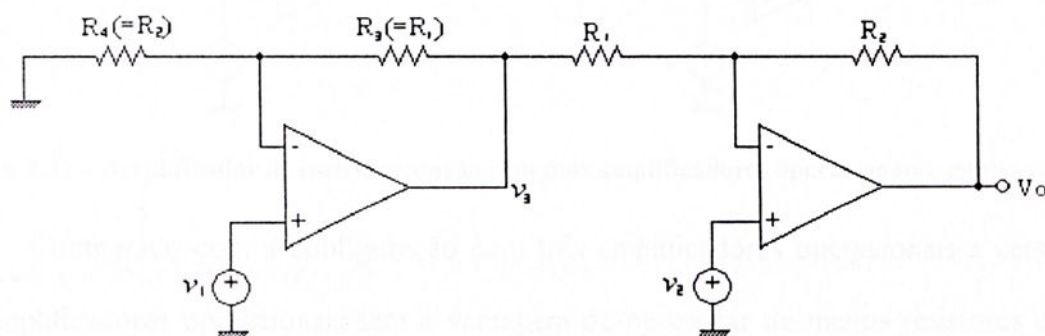


Figura 2.36 – Amplificador de instrumentação com dois amplificadores operacionais.

Para que a operação diferencial verdadeira seja efetuada é necessário que  $1 + R_3 / R_4 = 1 + R_1 / R_2$ , ou que a relação abaixo seja satisfeita.

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.59)$$

Quando esta condição é alcançada, a saída  $v_0$  é dada por:

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1) \quad (2.60)$$

O circuito possui alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Para maximizar o CMRR, um dos resistores ( $R_4$ ) deve ser ajustado.

Adicionando uma resistência variável entra as entradas inversoras dos dois amplificadores operacionais, como mostrado na Figura 2.37, torna o ganho variável. A saída deste circuito é dada por  $v_0 = A(v_2 - v_1)$ , onde  $A$  é o ganho do circuito e é calculado por:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{2R_G}{R_1} \quad (2.61)$$

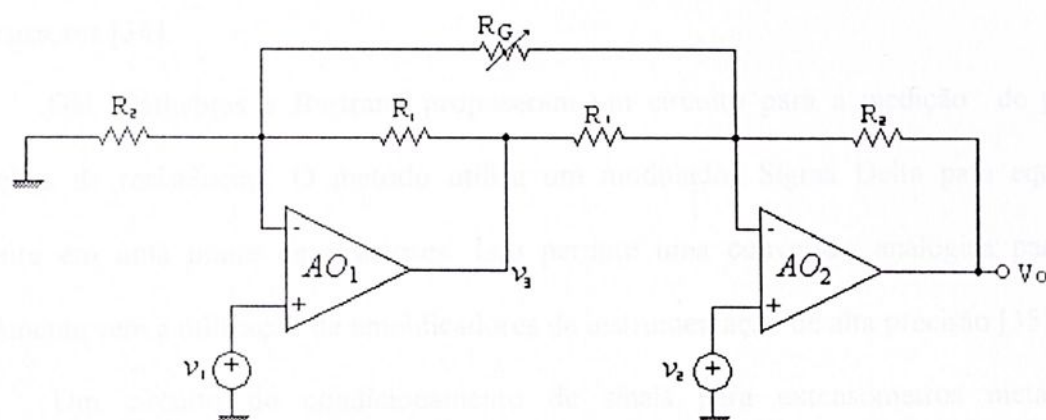


Figura 2.37 – Amplificador de instrumentação com dois amplificadores operacionais e ganho variável

Comparado com a configuração com três amplificadores operacionais a versão com dois amplificadores operacionais tem a vantagem de necessitar de menos resistores e menos amplificadores operacionais.

A configuração é adequada para o encapsulamento de dois Amplificadores de instrumentação em um Circuito integrado.

A desvantagem da configuração com dois amplificadores operacionais é a assimetria das entradas porque  $v_1$  tem que se propagar através de  $AO_1$  antes de se somar a  $v_2$ . Devido a este atraso adicional os componentes em modo comum dos dois sinais não se cancelarão com um aumento da frequência, causando degradação do CMRR com a frequência. Já a configuração com três amplificadores, ao contrário, tem alto grau de simetria e mantém um alto CMRR sobre uma larga faixa de frequências. Os fatores que limitam o CMRR é o atraso do primeiro estágio e o desequilíbrio da ponte e as limitações do amplificador operacional do segundo estágio.

Surakamponorn, Riewruja, Surawatpunya e Yodladda utilizaram amplificadores operacionais de transcondutância como elementos ativos do circuito em amplificadores de instrumentação. Foram desenvolvidos e verificados experimentalmente dois circuitos para amplificadores de instrumentação, o primeiro circuito tinha 4 amplificadores operacionais de transcondutância e 5 resistores e o segundo 2 amplificadores operacionais de transcondutância e 3 resistores [34].

Gal, Cathebras e Bertrand propuseram um circuito para a medição de pequenas variações de resistências. O método utiliza um modulador Sigma Delta para equilibrar a corrente em uma ponte de resistores. Isto permite uma conversão analógica para digital diretamente sem a utilização de amplificadores de instrumentação de alta precisão [35].

Um circuito de condicionamento de sinais para extensômetros metálicos foi desenvolvido por Silva [36]. O circuito utilizava AOs LF 356 apresentava ganho elevado porém era de difícil implementação devido à necessidade de vários filtros contra ruídos. O sinal enviado ao circuito de condicionamento de sinais vinha de uma ponte de Wheatstone com 4 elementos sensores.

Faria [37] desenvolveu um circuito de condicionamento de sinais para extensômetros metálicos, o circuito utilizava uma ponte de Wheatstone com o amplificador de instrumentação o INA 102. O circuito no entanto tinha elevado custo e foi desenvolvido então outro circuito utilizando o INA 129 mais barato e com características que atendiam as necessidades do trabalho. O circuito apresentava ganho na faixa de 1000 à 50.000 era alimentado por uma fonte simétrica de 9V e tinha filtros para a eliminação de ruídos.



## 2.10. Circuitos Comparadores

A função de um comparador de tensão é comparar a tensão  $v_P$  em uma de suas entradas com a tensão  $v_N$  na outra entrada e sua saída será uma tensão baixa  $V_{OL}$  ou uma tensão alta  $V_{OH}$  de acordo com [39]:

$$v_O = V_{OL} \text{ para } v_P < v_N \quad (2.62)$$

$$v_O = V_{OH} \text{ para } v_P > v_N \quad (2.63)$$

Como mostrado na Figura 39a a simbologia utilizada para os comparadores é a mesma utilizada para AOs. Observa-se que enquanto  $v_P$  e  $v_N$  são variáveis analógicas,  $v_O$  é um valor binário pois pode assumir somente dois valores,  $V_{OL}$  ou  $V_{OH}$ . É fácil enxergar o comparador como um conversor Digital/Analógico de um bit. Tendo como entrada uma tensão diferencial  $v_D = v_P - v_N$ , as equações podem ser expressas como  $v_O = V_{OL}$  para  $v_D < 0V$ , e para  $v_D > 0V$ . A curva de transferência, mostrado na Figura 39b, é não linear. A origem da curva é um segmento vertical, indicando ganho infinito, ou seja  $v_O / v_D = \infty$ . Comparadores disponíveis comercialmente tem ganho na faixa de  $10^3$  a  $10^6$  V/V. Longe da origem, a curva de transferência consiste em duas linhas horizontais posicionada em  $v_O = V_{OL}$  e  $v_O = V_{OH}$ . Este níveis não precisam necessariamente ser simétricos. A saída de um CI comparador é constituída por um transistor com coletor aberto, permitindo a escolha da carga e da tensão de saída.

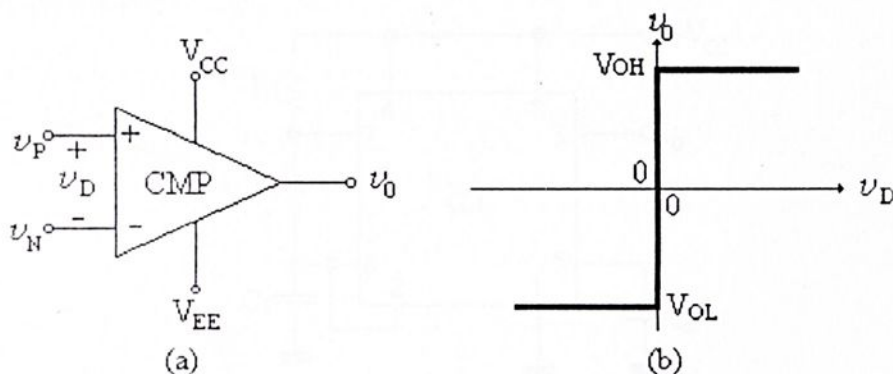


Figura 2.38 – Simbologia utilizada para comparadores ideais

## 2.11. Oscilador com CI 555

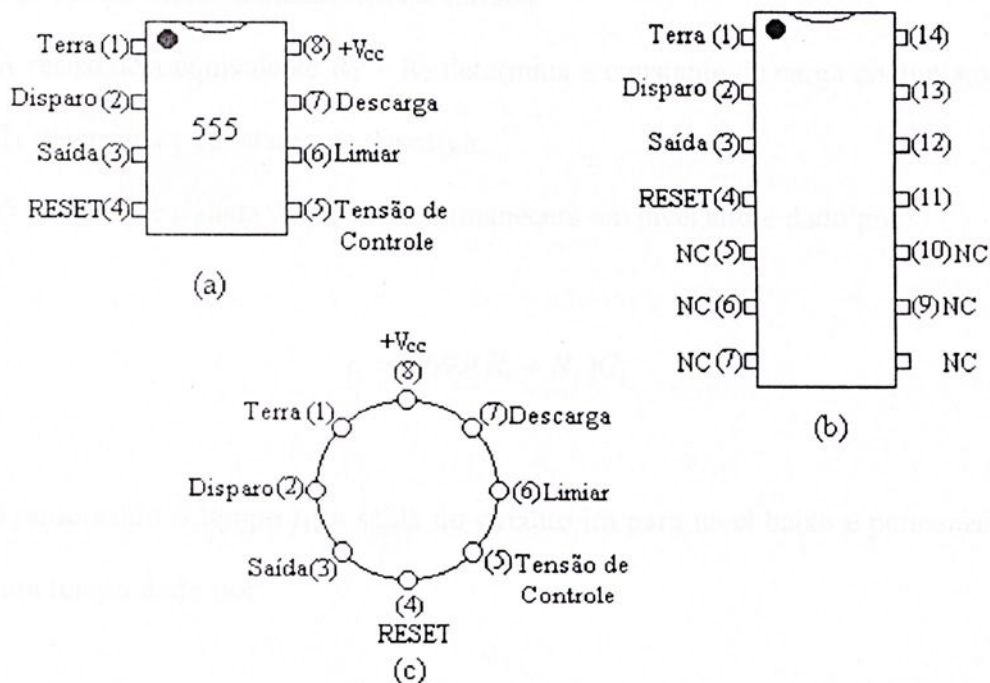


Figura 2.39 – Encapsulamento do CI555: (a) DIP 8 pinos, (b) DIP 14 pinos e (c) Metálica TO-99 de 8 Pinos

O CI 555 é encontrado em 3 tipos de encapsulamento: 8 pinos com cápsula de plástico, cápsula DIP de 14 pinos e encapsulamento metálico TO-99 (Figura 40), os últimos dois praticamente em desuso [40].

O circuito da Figura 2.40, mostra o esquema de montagem necessário para que o CI 555 funcione como multivibrador astável (ou oscilador de relaxação).

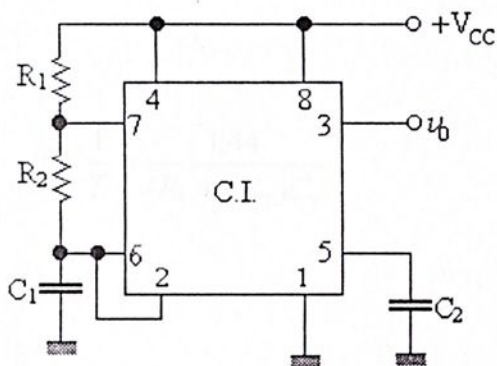


Figura 2.40 – Multivibrador Astável com C.I. 555



A entrada RESET (pino 4) é conectado a  $V_{CC}$  para evitar *reset* indesejável na saída. Por outro lado, a conexão de  $C_2$  não é estritamente necessária, mas melhora o funcionamento ao derivar possíveis ruídos induzido em tal entrada.

A resistência equivalente  $R_1 + R_2$  determina a constante de carga conjuntamente com  $C_1$ ,  $R_2$  e  $C_1$  determina a constante de descarga..

O tempo que a saída do circuito permanecerá em nível alto é dado por:

$$t_1 = 0,693(R_1 + R_2)C_1 \quad (2.64)$$

Transcorrido o tempo  $t_1$ , a saída do circuito irá para nível baixo e permanecerá neste nível por um tempo dado por:

$$t_2 = 0,693R_2C_1 \quad (2.65)$$

Tem-se então que a duração de um ciclo é dada por:

$$T = t_1 + t_2 = 0,693(R_1 + 2R_2)C_1 \quad (2.66)$$

e a frequência de oscilação é:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C_1} \quad (2.67)$$



Analisando a equação (2.67) podemos deduzir que a frequência de oscilação é independente da tensão de alimentação e podemos projetar um multivibrador com frequência determinada, apenas escolhendo o valor de  $C_1$ .

## 2.12. Diafragma do Sensor – Estrutura Metálica

### 2.12.1. Placas submetidas a esforços.

Se aplicadas forças de tração em duas direções ortogonais  $x$  e  $y$  de uma placa, como mostra a Figura 2.41, o alongamento de uma dessas direções não dependerá somente da tensão de tração dessa direção, mas também da tensão na direção perpendicular.

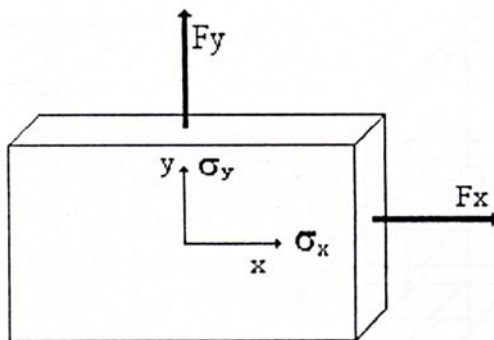


Figura 2.41 – Placa submetida a esforços ortogonais.

As deformações nas direções  $x$  e  $y$  são dadas pelas equações (2.68) e (2.69) [41][42].

$$\varepsilon_{xh} = \frac{\sigma_x}{E} - \mu \frac{\sigma_y}{E} \quad (2.68)$$

$$\varepsilon_{yh} = \frac{\sigma_y}{E} - \mu \frac{\sigma_x}{E} \quad (2.69)$$

2.12.2. Composição de Flexões Puras em Duas direções ortogonais.

Considerando uma placa retangular solicitada a flexão por momentos uniformemente distribuídos ao longo das bordas como mostra a Figura 2.42(a),  $M_1$  representa o momento fletor por unidade de comprimento das bordas paralelas ao eixo  $y$ , e  $M_2$  o momento fletor por unidade de comprimento das bordas paralelas ao eixo  $x$ . Por convenção os sentidos dos momentos indicados na figura serão positivos.

Cortando o elemento da placa, por meio de dois planos paralelos aos planos  $xz$  e  $yz$  como ilustrado na Figura 2.42(b), para momentos positivos a parte superior do elemento sofrerá compressão e a parte inferior tração. O plano  $nm$  não sofre qualquer deformação durante a flexão da placa, portanto ele é uma superfície neutra.

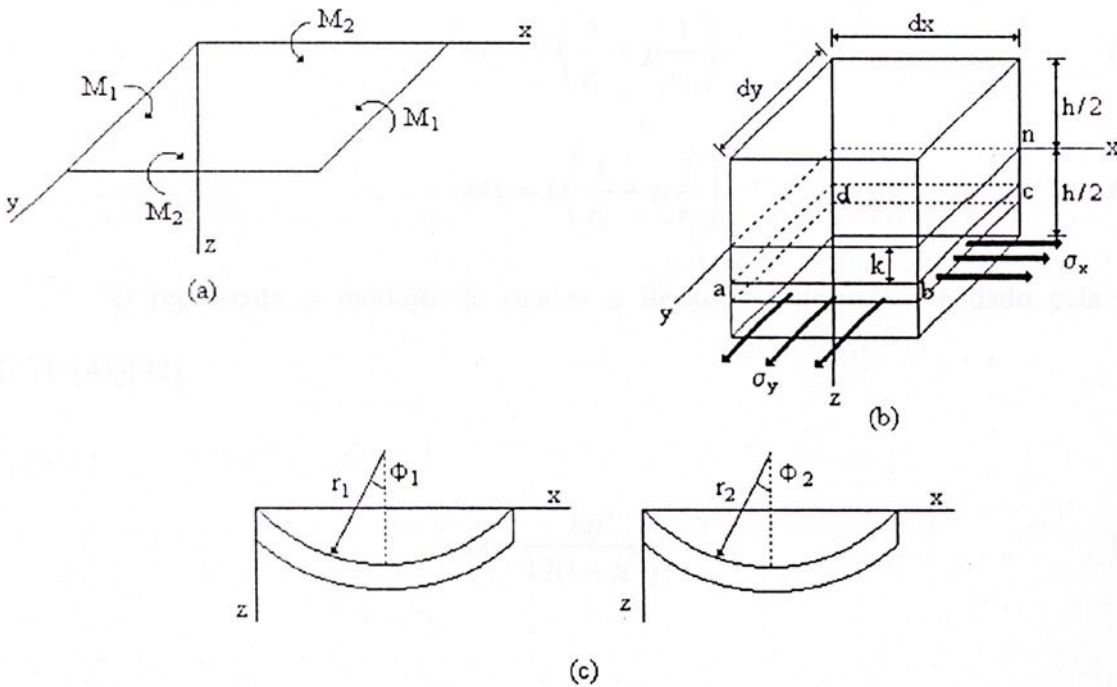


Figura 2.42 – Placa submetida a esforços ortogonais

Pela Figura 2.42(c) observa-se que  $1/r_1$  e  $1/r_2$  são as curvaturas desta superfície neutra nas seções paralelas aos planos  $xz$  e  $yz$  respectivamente. Os alongamentos relativos nas direções  $x$  e  $y$  de uma fátia elemental  $abcd$ , distante  $k$  da superfície neutra, são dados por:

$$\varepsilon_{xh} = \frac{k}{r_1} \quad (2.70)$$

$$\varepsilon_{yh} = \frac{k}{r_2} \quad (2.71)$$

Substituindo as equações (2.70) e (2.71) nas equações (2.68) e (2.69), obtém-se que:

$$\sigma_x = \frac{Ez}{1-\mu^2} \left( \frac{1}{r_1} + \mu \frac{1}{r_2} \right) \quad (2.72)$$

$$\sigma_y = \frac{Ez}{1-\mu^2} \left( \frac{1}{r_2} + \mu \frac{1}{r_1} \right) \quad (2.73)$$

Calculando os momentos  $M_1$  e  $M_2$  em função das tensões na direção x e y ao longo do eixo z tem-se que:

$$M_1 = D \left( \frac{1}{r_1} + \mu \frac{1}{r_2} \right) \quad (2.74)$$

$$M_2 = D \left( \frac{1}{r_2} + \mu \frac{1}{r_1} \right) \quad (2.75)$$

D representa o módulo de rigidez a flexão do material e é dado pela equação (2.76)[41][42].

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\mu^2)} \quad (2.76)$$

Onde:

D = módulo de rigidez em kgf.cm

E = Módulo de elasticidade do material em kgf/cm<sup>2</sup>

h = espessura do diafragma em cm

$\mu$  = Coeficiente de Poisson do material utilizado como elemento elástico



### 2.12.3. Flexão de placas circulares submetidas a cargas simétricas.

Uma força atuando simetricamente distribuída ao redor do eixo central de uma placa circular causa uma deflexão simétrica na superfície da placa. Em todos os pontos equidistantes do centro da placa a deflexão será a mesma, e isto é suficiente para considerar, para análise, uma seção diametral através do eixo de simetria.

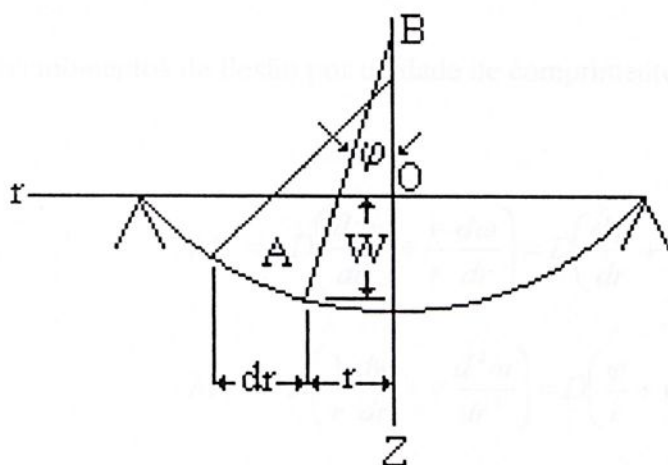


Figura 2.43 – Seção diametral de uma placa circular submetida a forças simetricamente distribuídas.

Considerando como eixo de coordenadas o centro da placa sem deflexão e representando por  $r$  a distância radial dos pontos no meio do plano, por  $\omega$  sua deflexão para baixo. A máxima inclinação da superfície defletida em qualquer ponto  $A$  é igual a  $-d\omega/dr$ , e a curvatura no meio da superfície da placa na seção diametral  $rz$  por pequenas deflexões é dada por:

$$\frac{1}{r_n} = \frac{d^2\omega}{dr^2} = \frac{d\varphi}{dr} \quad (2.75)$$

onde  $\varphi$  é o pequeno ângulo entre a normal da superfície defletida em  $A$  e o eixo de simetria  $OB$ . Por simetria conclui-se que  $1/r_n$  é uma das principais curvaturas na deflexão da superfície em  $A$ . Observa-se que as normais, como  $AB$ , para todos os pontos no meio da superfície com

distancia radial  $r$  formam uma superfície cônica com vértice em  $B$ , desta forma, o comprimento  $AB$  é o raio da segunda curvatura principal que é denotada por  $r_t$ . Sendo assim, da Figura 2.43, obtém-se que:

$$\frac{1}{r_t} = -\frac{1}{r} \frac{d\omega}{d\varphi} = \frac{\varphi}{r} \quad (2.76)$$

$M_r$  e  $M_t$  são os momentos de flexão por unidade de comprimento e são dados por:

$$M_r = -D \left( \frac{d^2 w}{dr^2} + \frac{\nu}{r} \frac{d\omega}{dr} \right) = D \left( \frac{d\varphi}{dr} + \frac{\nu}{r} \varphi \right) \quad (2.77)$$

$$M_t = -D \left( \frac{1}{r} \frac{dw}{dr} + \nu \frac{d^2 \omega}{dr^2} \right) = D \left( \frac{\varphi}{r} + \nu \frac{d\varphi}{dr} \right) \quad (2.78)$$

O momento  $M_r$  atua ao longo das seções circulares da placa, como a seção formada pela superfície cônica com vértice em  $B$ , e  $M_t$  atua ao longo da seção diametral  $rz$  da placa.

A equações (2.77) e (2.78) contém somente uma variável,  $\omega$  ou  $\varphi$ , que podem ser determinadas pela análise do equilíbrio de um elemento  $abcd$  da placa, como ilustrado na Figura 2.44. O elemento é formado pelo corte de duas seções cilíndricas  $ab$  e  $cd$  e de duas seções diametraes  $ad$  e  $bc$ . O conjugado que atua no lado  $cd$  do elemento é dado por:

$$\tau_{cd} = M_r r d\theta \quad (2.79)$$

O conjugado correspondente no lado  $ab$  é dado por:

$$\tau_{ab} = \left( M_r + \frac{dM_r}{dr} dr \right) (r + dr) d\theta \quad (2.80)$$

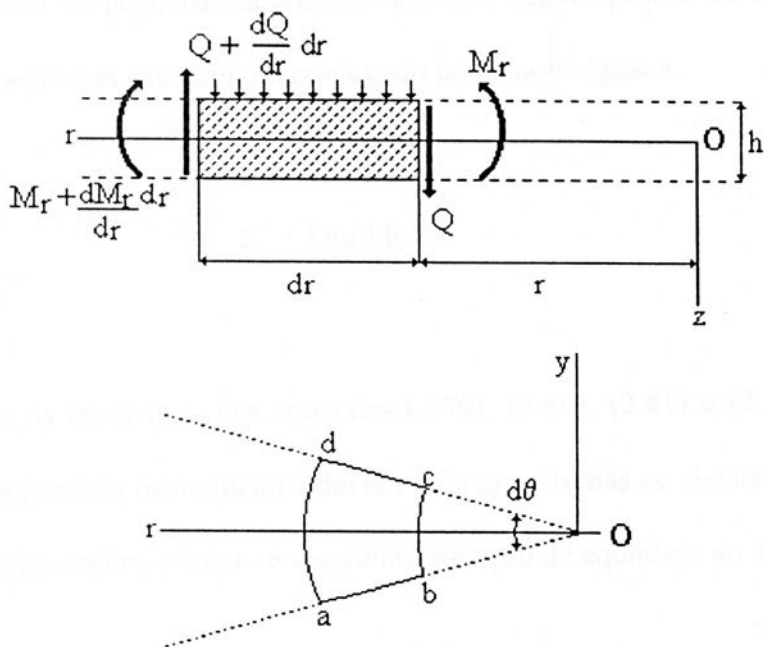


Figura 2.44 – Corte de um elemento  $abcd$  da placa circular submetida a flexão.

Os conjugados nos lados  $ad$  e  $bc$  são dados por  $M_r dr$ , cada um, e o conjugado resultante no plano  $rz$  é igual à:

$$\tau_{rz} = M_r dr d\theta \quad (2.81)$$

Por simetria conclui-se que as forças distribuídas que atuam no elemento se dissiparão nas seções diametrais da placa mas sempre estarão presentes nas seções cilíndricas como os lados  $cd$  e  $ab$  do elemento. Representando por  $Q$  a força distribuída por unidade de comprimento da seção cilíndrica de raio  $r$ , a força total distribuída que atua no lado  $cd$  do elemento é  $Qrd\theta$ , e a força correspondente no lado  $ab$  é dada por:

$$F_{ab} = \left[ Q + \left( \frac{dQ}{dr} \right) dr \right] (r + dr) d\theta$$



Desprezando as pequenas diferenças nos dois lados opostos do elemento, pode-se determinar que estas forças exercem um conjugado no plano  $rz$  igual a:

$$\tau_{rz} = Qrd\theta dr \quad (2.82)$$

Somando os momentos das equações (2.79), (2.80), (2.81) e (2.82) com os sinais apropriados e desprezando os momentos devido a forças externas no elemento como pequenas quantidades de maior ordem, obtém-se a seguinte equação de equilíbrio do elemento  $abcd$ :

$$M_r + \frac{dM_r}{dr}r - M_t + Qr = 0 \quad (2.83)$$

Substituindo  $M_r$  e  $M_t$  nas equações (2.82) e (2.83), tem-se que:

$$\frac{d^2\varphi}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\varphi}{dr} - \frac{\varphi}{r^2} = -\frac{Q}{D} \quad (2.84)$$

ou

$$\frac{d^3w}{dr^3} + \frac{1}{r} \frac{d^2w}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \frac{dw}{dr} = \frac{Q}{D} \quad (2.85)$$

Em qualquer caso de placa circular carregada simetricamente, a força distribuída, pode se facilmente calculada pela divisão da força aplicada pela área da circunferência de raio  $r$  ( $2\pi r$ ). Sendo assim, as equações (2.84) e (2.85) podem ser utilizadas para determinar a

inclinação  $\varphi$  e a deflexão  $\omega$  da placa. Para simplificar as duas equações anteriores, elas são colocadas na seguinte forma:

$$\frac{d}{dr} \left[ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} (r\varphi) \right] = -\frac{Q}{D} \quad (2.86)$$

$$\frac{d}{dr} \left[ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d\omega}{dr} \right) \right] = \frac{Q}{D} \quad (2.87)$$

Se  $Q$  for representado por uma função de  $r$ , estas equações podem ser integradas para qualquer caso particular.

Algumas vezes é vantajoso representar o lado direito da equação (2.87) em função da intensidade  $q$  da carga distribuída sobre a placa. Com esta intenção multiplica-se os dois lados da equação por  $2\pi r$ . Observando que:

$$Q2\pi r = \int_0^r q2\pi r dr$$

obtem-se:

$$r \frac{d}{dr} \left[ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d\omega}{dr} \right) \right] = \frac{1}{D} \int_0^r q r dr \quad (2.88)$$

Diferenciando os dois lados da equação anterior com relação à  $r$  e dividindo por  $r$ , obtém-se que:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left\{ r \frac{d}{dr} \left[ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d\omega}{dr} \right) \right] \right\} = \frac{q}{Q} \quad (2.89)$$



A equação (2.89) pode ser facilmente integrada se a intensidade de carga  $q$  for dada em função de  $r$ .

#### 2.12.4. Placas circulares uniformemente carregadas.

Uma placa circular de raio  $r$  submetida a uma força  $q$  uniformemente distribuída sobre toda a superfície da placa, a magnitude da força distribuída  $Q$  a uma distância  $r$  do centro da placa é determinada por:

$$2\pi rQ = \pi r^2 q$$

onde

$$Q = \frac{qr}{2} \quad (2.90)$$

Substituindo na equação (2.87) e integrando uma vez, tem-se que:

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d\omega}{dr} \right) = \frac{qr^2}{4D} + C_1 \quad (2.91)$$

onde  $C_1$  é uma constante de integração que será obtida mais à frente em função das condições do centro da membrana e do engastamento da placa. Multiplicando os dois lados da equação (2.91) por  $r$ , e fazendo a segunda integral, tem-se que:

$$\omega = \frac{qr^4}{64D} + \frac{C_1 r^2}{4} + C_2 \log \frac{r}{a} + C_3 \quad (2.92)$$

Para uma placa circular com bordas engastadas a inclinação da placa sob esforço na direção radial deve ser zero para  $r = 0$  e  $r = a$ . Considerando a equação (2.92) e calculando as constantes, tem-se que [41][42]:

$$\omega = \frac{q}{64D}(a^2 - r^2)^2$$

A máxima deflexão, no centro da placa, é dada por:

$$\omega_{\max} = \frac{qa^4}{64D} \quad (2.93)$$

Os momentos  $M_r$  e  $M_t$  são dados por:

$$M_r = \frac{q}{16} [a^2(1 + \nu) - r^2(3 + \nu)]$$

$$M_t = \frac{q}{16} [a^2(1 + \nu) - r^2(1 + 3\nu)]$$

Substituindo  $r = a$  nas expressões anteriores, os momentos fletor na borda da placa são dados por:

$$(M_r)_{r=0} = -\frac{qa^2}{8}$$

$$(M_t)_{r=a} = -\frac{\nu qa^2}{8}$$

No centro da placa onde  $r = 0$ ,

$$M_r = M_t = \frac{qa^2}{16}(1 + \nu)$$

A máxima tensão mecânica , na borda da placa, é dada por [41][42]:

$$(\sigma_r)_{\max} = -\frac{6M_r}{h^2} = \frac{3}{4} \frac{qa^2}{h^2} \quad (2.94)$$

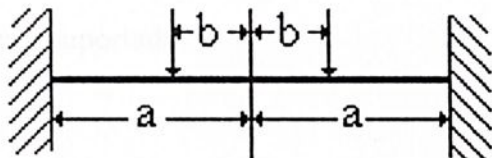


Figura 2.45 – Placa circular com bordas engastadas submetida a uma força aplicada concentricamente.

Considerando carga distribuída concentricamente em uma placa circular com bordas engastadas (Figura 2.45), a maior deflexão (centro da membrana) é calculada através da equação (2.93) [41][42].

$$\omega = \frac{P \cdot c^2}{4 \cdot D} \left( \log \frac{a}{c} + \frac{c^2}{4a^2} \right) \quad (2.95)$$

onde:

$\omega$  = deflexão em mm

P = Força em N/mm<sup>2</sup>

c = raio da área de aplicação da força em mm

D = módulo de Rigidez do material em N.mm

a = raio do diafragma em mm

A máxima tensão mecânica aplicada à membrana (no centro) é calculada através da equação (2.94) e é dada por[41][42]:

$$(\sigma)_{\max} = \frac{3}{2}(1 + \mu) \frac{P}{\pi h^2} \left( \log \frac{a}{c} + \frac{c^2}{4a^2} \right) \quad (2.96)$$

onde:

$(\sigma)_{\max}$  = máxima tensão mecânica suportada

P = força em N/mm<sup>2</sup>

a = raio do diafragma em mm

c = raio da área de aplicação da força em mm

$\mu$  = Coeficiente de Poisson do material utilizado

h = espessura do diafragma em mm

O valor de  $(\sigma)_{\max}$  não deve ultrapassar o limite de elasticidade máximo do material.



### 3. MATERIAIS E MÉTODOS

O trabalho foi desenvolvido no Laboratório de Sensores do Departamento de Engenharia Elétrica da UNESP, Campus de Ilha Solteira.

Os extensômetros semicondutores foram fabricados com silício tipo p, em orientações que maximizam a sensibilidade a força aplicada e podem ser encontrados em forma de barra ou em forma de U (modelos ESB e ESU). Podem ser adquiridos em pacotes com 10 extensômetros, casados de 4 em 4, com variação de resistência de  $\pm 2\%$  de um para outro.

Para a confecção do sensor utilizou-se extensômetros semicondutores casados da ENTRAN Sensors & Eletronics, modelo ESB-020-500 com resistência nominal de  $500\Omega$ , fator de gage de +155, módulo de Young igual a  $1,9 \times 10^6 \text{ kg/cm}^2$ .

Estes extensômetros possuem dimensões reduzidas, como ilustrado na Figura 3.1. Seus terminais são de ouro puro com 6,35 mm de comprimento por 0,038 mm de diâmetro.

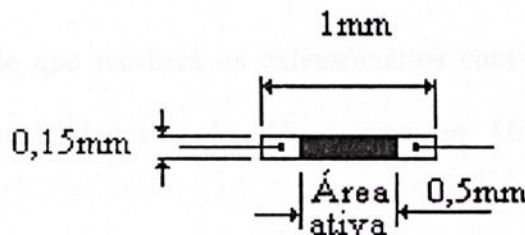


Figura 3.1 – Dimensões do extensômetro semicondutor.

O fabricante recomenda a verificação dos limites máximos de trabalho para [43][44]:

- Temperatura, de  $-73\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $315\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Deformação, de  $1000\text{ }\mu\text{strain}$  ( $\pm 0,04\text{ mm}$ ) e máxima de  $3000\text{ }\mu\text{strain}$ ;
- Potência elétrica, de  $25\text{ mW}$  e máxima de  $50\text{ mW}$ .

A Figura 3.2 mostra a foto de um extensômetro semiconductor.



Figura 3.2 – Foto do extensômetro semiconductor

A colagem dos extensômetros semicondutores foi feita adotando-se procedimentos similares aos descritos no catálogo da Measurements Group [45], com o auxílio de ferramentas de odontologia e relojoaria. Como não foi encontrada na literatura uma descrição detalhada do método de colagem, todo o processo está descrito a seguir.

### Método de Colagem

1. Lixar a superfície onde os extensômetros serão colados com um pino de latão e Carborundum fino até que todas as imperfeições do torno sejam retiradas.
2. Forrar a mesa ou bancada de trabalho com uma folha de papel branco.
3. Limpar todas as ferramentas e as peças que serão utilizadas com thinner, percloroetileno e álcool isopropílico, nessa ordem, utilizando gase. Divida a gase em 4 pedaços.
4. Limpar a superfície que receberá os extensômetros com o condicionador e com o neutralizador (recomendados pela Measurements Group para extensômetros metálicos).
5. Utilizando um pincel dissolva com thinner a cola que adere o extensômetro a fita de segurança da caixa.

6. Utilizando a Hollenback 3S e a pinça de precisão isole os terminais dos Extensômetros com verniz isolante (utilizado em enrolamento de motores elétricos). Aguardar a secagem do verniz.
7. Utilizando seringas de insulina como conta-gotas misture partes iguais de cada parte da cola (M-Bond 610) em uma placa de petri com tampa.
8. Balance levemente a placa de petri para homogeneizar a cola. Não misture a cola com nenhum objeto, pois isto pode causar bolhas de ar.
9. Aguardar 15 minutos.
10. Utilizando uma espátula odontológica Hollenback 3S aplique a cola na superfície que irá receber os extensômetros. Ainda utilizando a espátula distribua a cola uniformemente e retire o excesso.
11. Manipulando os extensômetros com uma pinça de precisão e somente pelos terminais posicione-os de forma adequada, tomando cuidado para não colar os terminais, que devem ficar livres.
12. Aguardar uma hora.
13. Colocar o sensor no forno e ajusta-lo para aumentar a temperatura em 10 graus a cada 1 minuto e permanecer em 120°C por noventa minutos.
14. Aguardar até que o forno atinja a temperatura ambiente.
15. Retirar o sensor do forno, medir as resistências dos extensômetros e verificar o isolamento dos extensômetros com a estrutura metálica.
16. Utilizando a pinça de precisão e a Hollenback 3S posicione os terminais nas ranhuras para passagem dos mesmos.
17. Com a Hollenback 3S distribua uma pequena quantidade de verniz nas ranhuras para passagem dos terminais.
18. Fechar a estrutura do sensor com a base e fixá-la com verniz isolante.



19. Colar o sensor em um filme de acrílico maleável.
20. Posicionar os terminais dos extensômetros sobre o filme e conectá-los com fios de cobre isolados utilizando solda fria do tipo tinta prata. Aguardar a secagem da tinta prata (30 minutos).
21. Fixar os terminais do sensor e os fios de cobre ao filme acrílico com verniz isolante.
22. Medir a resistência dos extensômetros e sua isolação da estrutura metálica através dos terminais de cobre.
23. Aguardar 2 horas para a secagem do verniz.

Para minimizar a influência da temperatura foram utilizados dois extensômetros em cada sensor. Não houve necessidade da utilização de 4 extensômetros para maximizar a resposta, devido à alta sensibilidade dos extensômetros.

Devido a fragilidade dos terminais do extensômetro não foi possível a utilização de solda quente e as conexões dos terminais foram realizadas com solda fria, do tipo tinta prata.

O extensômetro semicondutor não possui nenhuma isolação elétrica. A isolação entre o extensômetro e a estrutura metálica do diafragma foi feita pela cola e, para propiciar uma boa isolação elétrica entre os terminais e a estrutura do sensor, utilizou-se inicialmente esmalte sintético, mas ocorreram alguns problemas ligados a solda fria porque ambos utilizam o mesmo solvente. Obteve-se melhores resultados com verniz isolante, utilizado em enrolamento de motores elétricos.

A estrutura do sensor poderia ser confeccionada em duralumínio ou em aço inox. Optou-se pelo aço inox do tipo 15-5PH, por ele ser um material rígido e elástico. Este material possui as seguintes especificações: módulo de elasticidade igual à  $196500 \text{ N/mm}^2$  e limite de tensão mecânica é de  $668,8 \text{ N/mm}^2$ .

Existiam duas possibilidades para a estrutura do diafragma, uma membrana circular com bordas engastadas e carga concentrada ou uma membrana circular com bordas ..



engastadas e carga concentricamente distribuída. Utilizando as equações (2.93), (2.94), (2.95) e (2.96), foi desenvolvido um programa em Visual Basic para realizar os cálculos para a determinação das dimensões do diafragma.

O programa realiza os cálculos para a determinação do módulo de rigidez, da máxima deformação e da máxima tensão mecânica aplicada ao diafragma para carga concentrada e carga distribuída concentricamente. Para ambos os casos, a deformação máxima e a tensão mecânica máxima calculada não podem ultrapassar a deformação máxima suportada pelo extensômetro e a máxima tensão mecânica do material utilizado como membrana. A Figura 3.3 (a) mostra a tela do programa de dimensionamento para carga concentrada e a Figura 3.3 (b) mostra a tela do programa de dimensionamento para carga distribuída concentricamente.

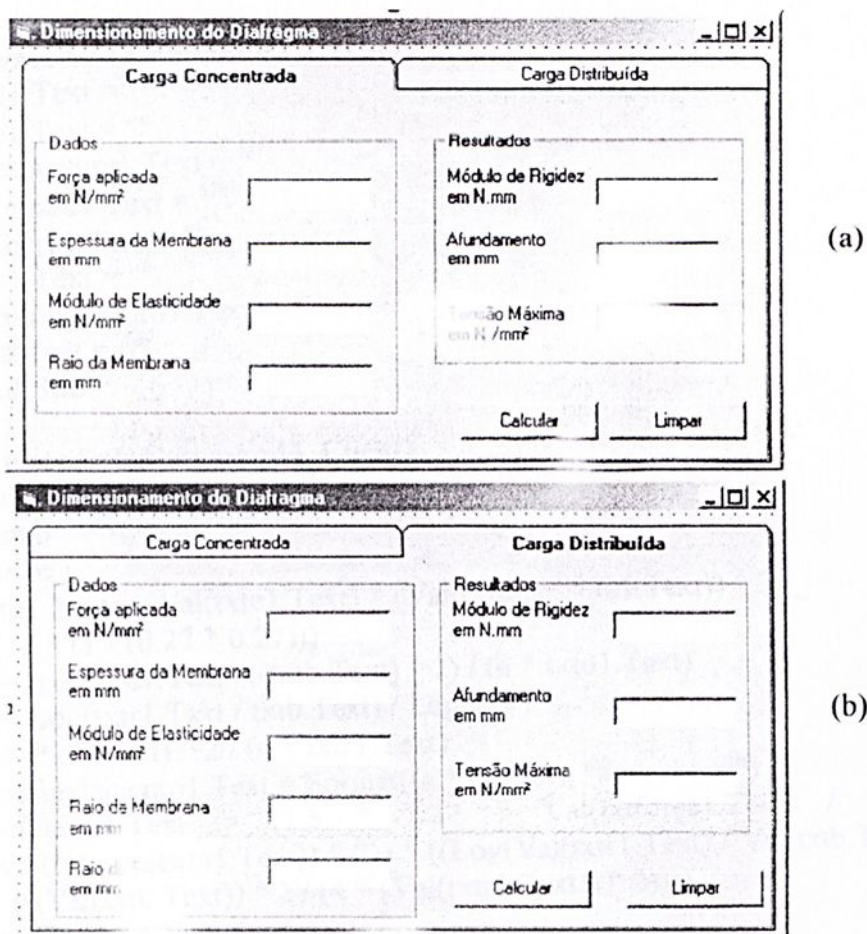


Figura 3.3 - Telas do programa de dimensionamento do diafragma.



As rotinas do programa estão descritas abaixo.

Dim a, b, c As Single

**Private Sub Command1\_Click()**

```
txtd.Text = (Val(txte.Text) * (Val(txtespessura.Text)) ^ 3) _  
/ (12 * (1 - (0.27 ^ 2)))  
txtafundamento.Text = Format((Val(txtforça.Text) * ((Val(txtr.Text)) ^ 4)) _  
/ (64 * Val(txtd.Text)), "####.###")  
txttensao.Text = (Val(txtforça.Text) * ((Val(txtr.Text)) ^ 2) * 3 /  
(Val(txtespessura.Text) ^ 2) * 4)
```

**End Sub**

**Private Sub Command2\_Click()**

```
txtd.Text = ""  
txte.Text = ""  
txtespessura.Text = ""  
txttensao.Text = ""  
txtforça.Text = ""  
txtr.Text = ""  
txtafundamento.Text = ""
```

**End Sub**

**Private Sub Command3\_Click()**

```
txtd1.Text = ""  
txte1.Text = ""  
txtespessura1.Text = ""  
txttensao1.Text = ""  
txtforça1.Text = ""  
txtr1.Text = ""  
txtafundamento1.Text = ""  
txtb.Text = ""
```

**End Sub**

**Private Sub Command4\_Click()**

```
Dim a  
Dim b  
Dim c
```

```
txtd1.Text = (Val(txte1.Text) * (Val(txtespessura1.Text)) ^ 3) _  
/ (12 * (1 - (0.27 * 0.27)))  
a = (txtforça1.Text * (txtb.Text) ^ 2) / (4 * txtd1.Text)  
b = Log(txtr1.Text / txtb.Text) / Log(10#)  
c = (txtb.Text) ^ 2 / (4 * txtr1.Text)  
txtafundamento1.Text = Format((a * (b + c)), "###.#####")  
txttensao1.Text = (1.5 * 1.27 * Val(txtforça1.Text) / (3.141592654 *  
(Val(txtespessura1.Text) ^ 2)) * ((Log(Val(txtr1.Text) / Val(txb.Text)) / Log(10#))  
+ (((Val(txb.Text)) ^ 2 / (4 * (Val(txtr1.Text)) ^ 2))))
```

**End Sub**



O diafragma foi projetado para ter tamanho suficiente para abrigar dois extensômetros, um para medir deformações radiais e outro para medir deformações tangenciais. Esta configuração, além de aumentar a sensibilidade do sensor, diminui a influência da temperatura sobre a medição.

O projeto do diafragma também considerou a necessidade de se construir um sensor com o menor tamanho possível, com altura máxima de 1mm, que suportasse forças de até 100 N com 20% de faixa de segurança. Com a utilização do programa de dimensionamento, a opção de carga distribuída se mostrou mais adequada.

Para distribuir a força aplicada, de forma concêntrica, foi necessária a utilização de um botton.

A estrutura completa do sensor é composta por 3 peças:

- Um distribuidor de força, composto por 3 discos metálicos. Dois deles fornecem segurança contra sobrecarga e o terceiro (botton) funciona como concentrador/distribuidor de força.
- Estrutura do diafragma, composta por dois anéis superiores, uma membrana e um anel inferior. Os anéis superiores fornecem proteção contra sobrecarga e o anel inferior funciona como encaixe para a base do sensor.
- Base do sensor, composta por um anel e um disco metálicos. O anel funciona como encaixe para a estrutura do diafragma e o disco protege os extensômetros semicondutores.

Um corte das 3 peças que compõem a estrutura completa do sensor é mostrado, em detalhes, nas Figuras 3.4 e 3.5. A Figura 3.6 mostra a parte inferior do diafragma.



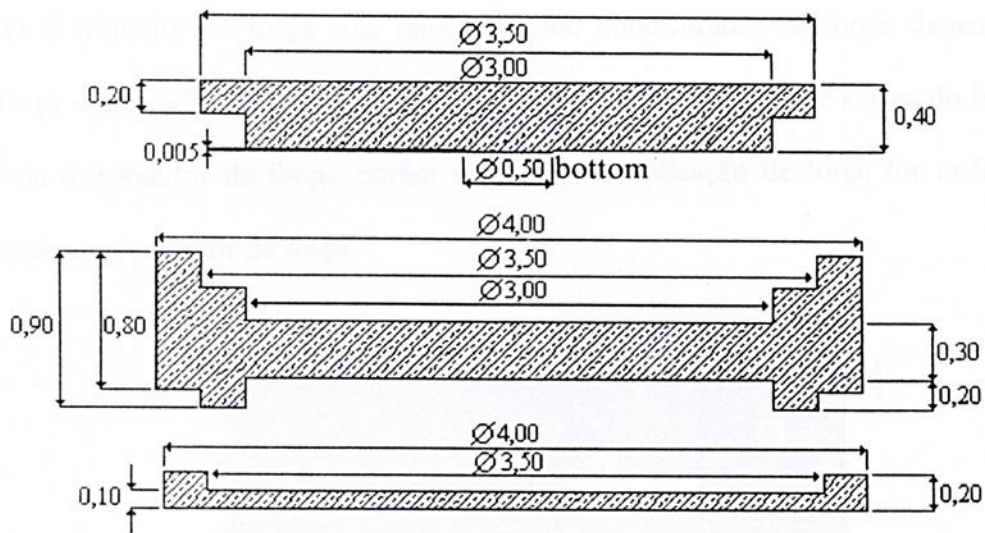


Figura 3.4 - Distribuidor de força, estrutura do diafragma e base do sensor.

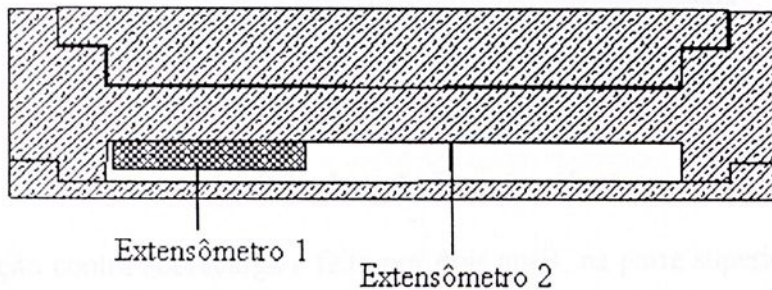


Figura 3.5- Conjunto distribuidor de força-estrutura do diafragma-base com os dois extensômetros colados.

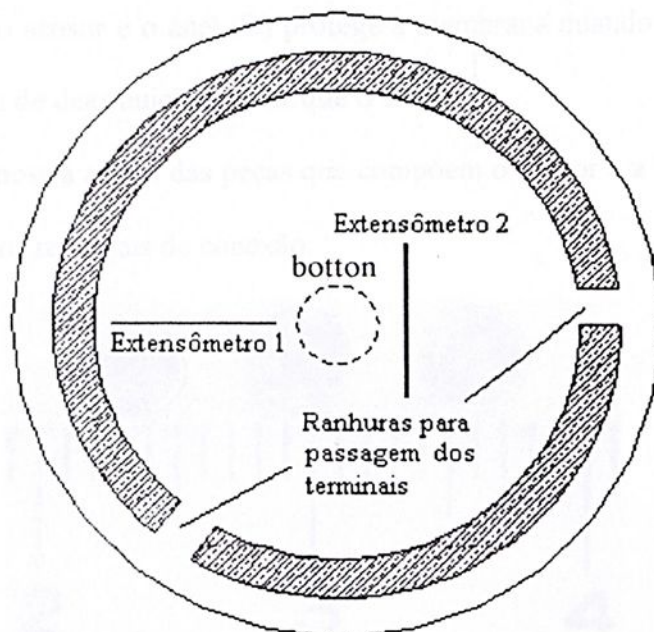


Figura 3.6- Vista inferior da estrutura do sensor com os dois extensômetros colados.

O distribuidor de força atua também como concentrador de força, dependendo de como a força é aplicada. Se a área de aplicação de força for menor que a área do boston sua função é de distribuidor de força, porém se a área de aplicação de força for maior a ação exercida é de concentrador de força.

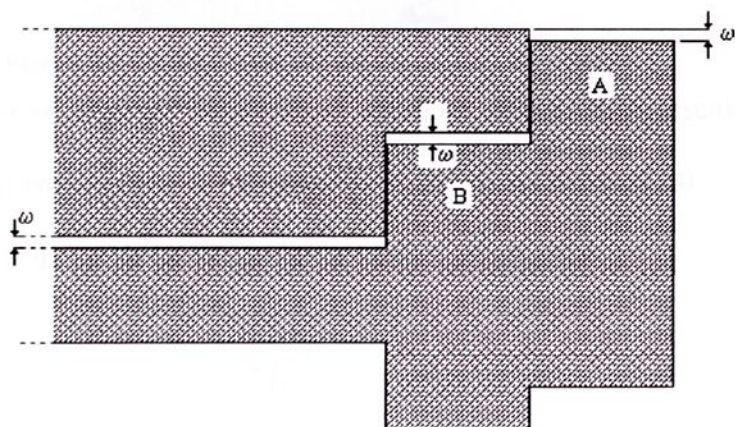


Figura 3.7 – Anéis de proteção contra sobrecarga.

A proteção contra sobrecarga é feita por dois anéis, na parte superior da estrutura do diafragma, ilustrado na Figura 3.7. Ambos impedem a aplicação de sobrecargas sobre o diafragma. O anel (A) protege a membrana quando a força aplicada tiver uma área de distribuição maior que o sensor e o anel (B) protege a membrana quando a força aplicada for pontual e tiver uma área de distribuição menor que o sensor.

A Figura 3.8 mostra a foto das peças que compõem o sensor e a Figura 3.9 apresenta o sensor montado com os terminais de conexão.

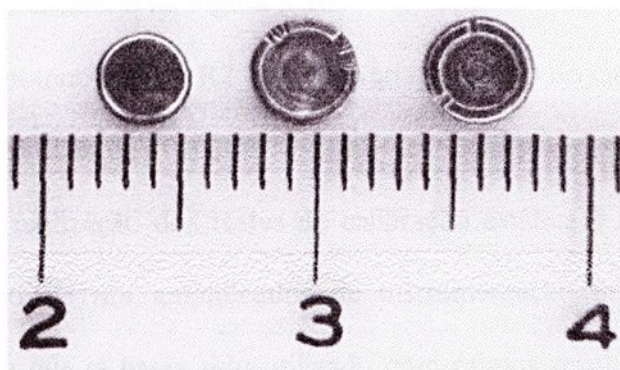
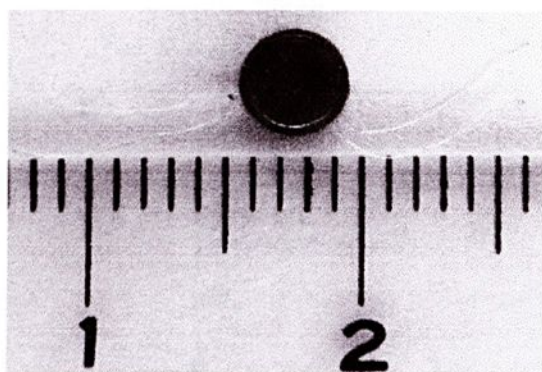


Figura 3.8 – Peças do sensor



**Figura 3.9– Sensor montado com terminais de conexão**

Para minimizar o efeito da temperatura sobre os extensômetros semicondutores foi utilizada a configuração em  $\frac{1}{2}$  ponte de Wheatstone, ilustrada na Figura 2.20.

O sinal na saída da ponte de Wheatstone é dado pela equação:

$$V_o = \frac{V \cdot \Delta R}{2 \cdot R_0} \quad (3.1)$$

Constatado a montagem correta do sensor, foram realizados testes preliminares para análise de seu desempenho. Primeiro mediu-se a resistência dos extensômetros e verificou-se o isolamento elétrico dos extensômetros com a estrutura metálica do sensor.

Em seguida foram realizadas medidas da resposta do sensor. Verificou-se que, mesmo sem pré-amplificador, conectando os terminais do sensor diretamente em um multímetro e pressionando-o com o aplicador de forças, o sensor tinha sensibilidade de 1mV/N.

Foi montado um amplificador básico com o CI741, na configuração não inversora. O esquema do circuito é apresentado na Figura 3.10.

Variando-se o potenciômetro R2 pode-se variar o ganho do circuito que foi projetado para ter ganho variável na faixa de 10 a 100.

Porém, para a realização dos testes de calibração estática e dinâmica dos sensores, optou-se pela utilização de um amplificador de instrumentação integrado. Utilizou-se o INA129 da Burr Brown que já havia sido utilizado com ótimos resultados na dissertação de Uender da Costa Faria [37].



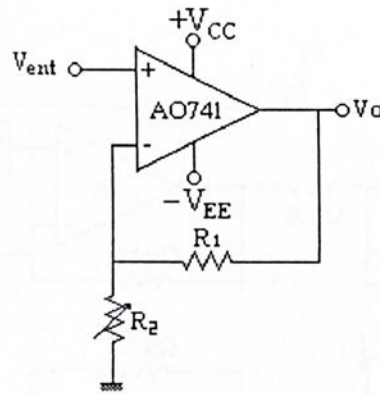


Figura 3.10 – Amplificador operacional na configuração não inversora.

O INA 129 apresenta como principais características [38]:

- Baixa tensão de offset, 50  $\mu\text{V}$  no máximo;
- Pequena deriva térmica, 0,5  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  no máximo;
- Pequena corrente de polarização de entrada, 5 nA, no máximo;
- Alto CMRR, 120 dB no mínimo;
- Proteção de entrada de  $\pm 40\text{ V}$
- Grande faixa de alimentação,  $\pm 2,25$  à  $\pm 18\text{ V}$ ;
- Pequena corrente de repouso, 700  $\mu\text{A}$ .

O INA129 é de fácil utilização bastando alimentar o CI e conectar o resistor  $R_G$  que determinará o ganho do circuito. A Figura 3.11 ilustra a estrutura interna do INA 129 indicando os pinos de alimentação, as duas entradas e o resistor  $R_G$ .

O ganho do INA 129 é calculado através da equação:

$$A = 1 + \frac{49.400}{R_G} \quad (3.2)$$

Como se pretendia um ganho na faixa de 10 a 200, escolheu-se, para  $R_G$  um trimpot de 5 k $\Omega$ . Para a realização dos testes estáticos e dinâmicos o trimpot foi ajustado para que o nível de tensão na saída do amplificador de instrumentação atingisse 5 V, com 100 N de força aplicada, o que resulta em um ganho de aproximadamente 50. A função do capacitor de 68 pF é eliminar ruídos de alta frequência na saída do circuito de condicionamento.

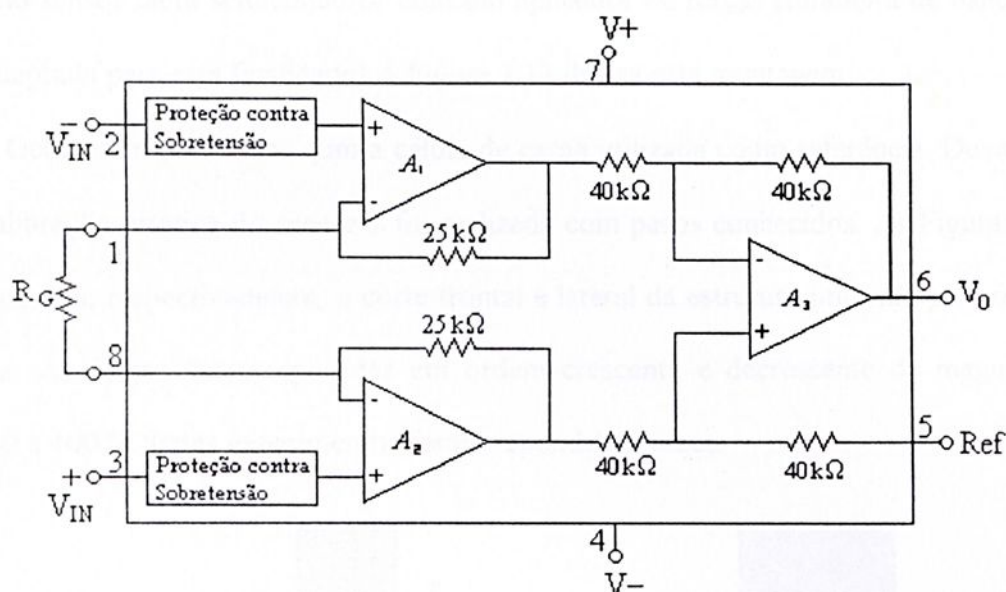


Figura 3.11 – Estrutura interna do INA 129.

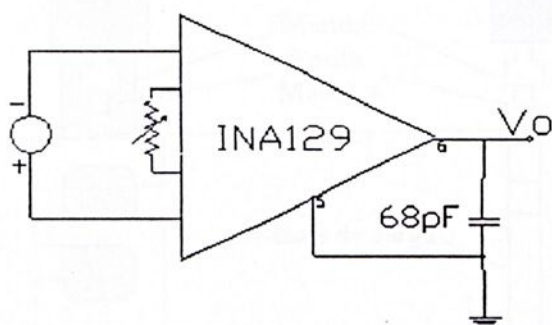


Figura 3.12– Circuito de condicionamento de sinais.

A Figura 3.12 ilustra o diagrama esquemático do circuito de condicionamento de sinais.

Foram implementados dois sensores tácteis, utilizando o mesmo tipo de estrutura, o mesmo modelo de extensômetro semiconductor e o mesmo processo de colagem, visando verificar a similaridade das características de respostas de ambos.

O instrumento de referência utilizado para a calibração estática do sensor 1 foi uma célula de carga modelo MS-50 com capacidade nominal de 50 Kg e sensibilidade de 100 g, acoplado a um circuito de condicionamento ECEL 2000 da Excel Engenharia de Sensores Ltda. A calibração estática foi realizada aplicando-se forças simultaneamente na célula de

carga e no sensor táctil semiconductor com um aplicador de forças (furadeira de bancada BR-Tools, adaptada para esta finalidade) A Figura 3.13 ilustra esta montagem.

Ocorreram problemas com a célula de carga utilizada como referência. Devido a este fato a calibração estática do sensor 2 foi realizada com pesos conhecidos. As Figuras 3.14a e 3.14b mostram, respectivamente, o corte frontal e lateral da estrutura utilizada para realizar as medições. As forças foram aplicadas em ordem crescente e decrescente de magnitude, na faixa de 0 a 100 N. Estes experimentos foram repetidos 5 vezes.

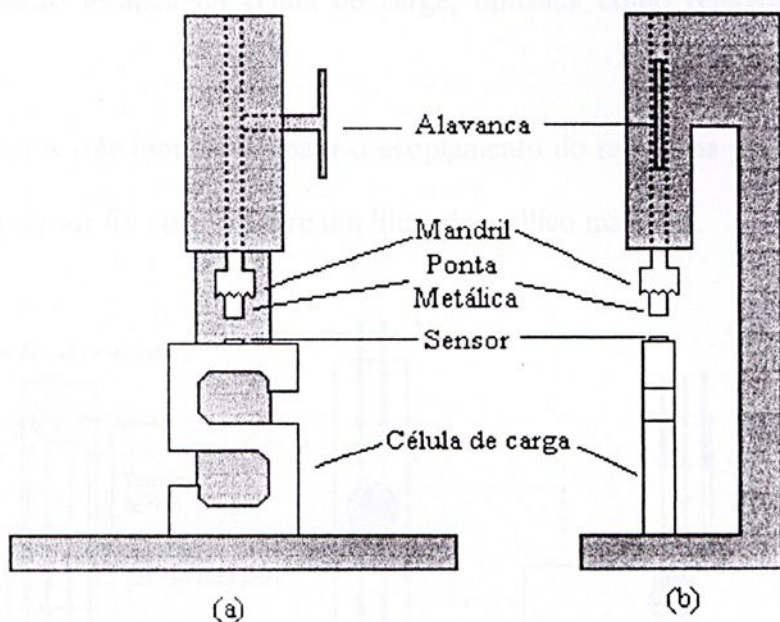


Figura 3.13 – Furadeira de bancada adaptada como aplicador de forças.

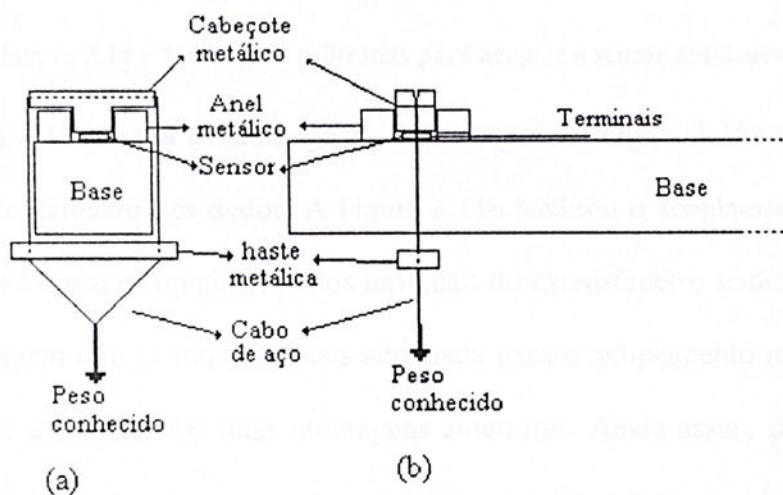


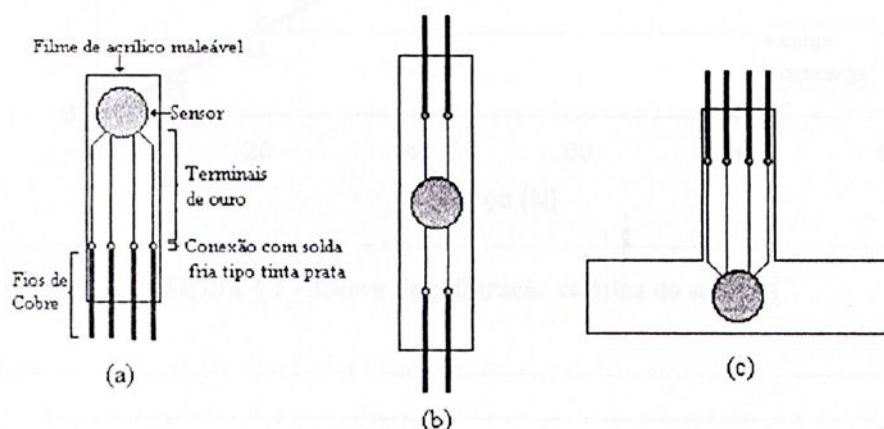
Figura 3.14 – Montagem para a calibração estática do sensor 2 com pesos conhecidos.



Os testes dinâmicos foram realizados com a utilização da estrutura mostrada na Figura 3.13. Como o circuito de condicionamento de sinais da célula de carga modelo MS-50 não possuía saída na forma de tensão elétrica, a célula de carga e o circuito de condicionamento foram substituídos por uma célula de carga TO-10, da Excel Engenharia de Sensores Ltda, com capacidade nominal de 7 Kg acoplado a um circuito de condicionamento de sinais desenvolvido em laboratório. Este circuito de condicionamento foi utilizado na dissertação de Uender da Costa Faria [37].

A calibração estática da célula de carga, utilizada como referência, foi feita com pesos conhecidos.

Foram feitas três montagens para o acoplamento do sensor na ponta dos dedos. Nas três montagens o sensor foi colado sobre um filme de acrílico maleável.



A Figura 3.15 mostra as montagens. A montagem da Figura 3.15a se mostrou pouco adequada para acoplamento nos dedos. A Figura 3.15b facilitou o acoplamento do sensor nos dedos, no entanto causou o rompimento dos terminais do extensômetro semicondutor.

A montagem que se mostrou mais adequada para o acoplamento nos dedos foi a da Figura 3.15c, que é a união das duas montagens anteriores. Ainda assim, para medições das forças dos dedos é necessário que o sensor seja colocado sobre uma base rígida e seus terminais cuidadosamente protegidos, pois são extremamente frágeis.



# 4. Resultados e Discussões

## 4.1. Testes estáticos

A Figura 4.1 mostra a curva de calibração estática do sensor 1, para um dos experimentos e a Figura 4.2 a curva de calibração estática construída, calculando-se, para cada força a média das tensões elétricas produzidas pelo sensor, nos 5 experimentos realizados.

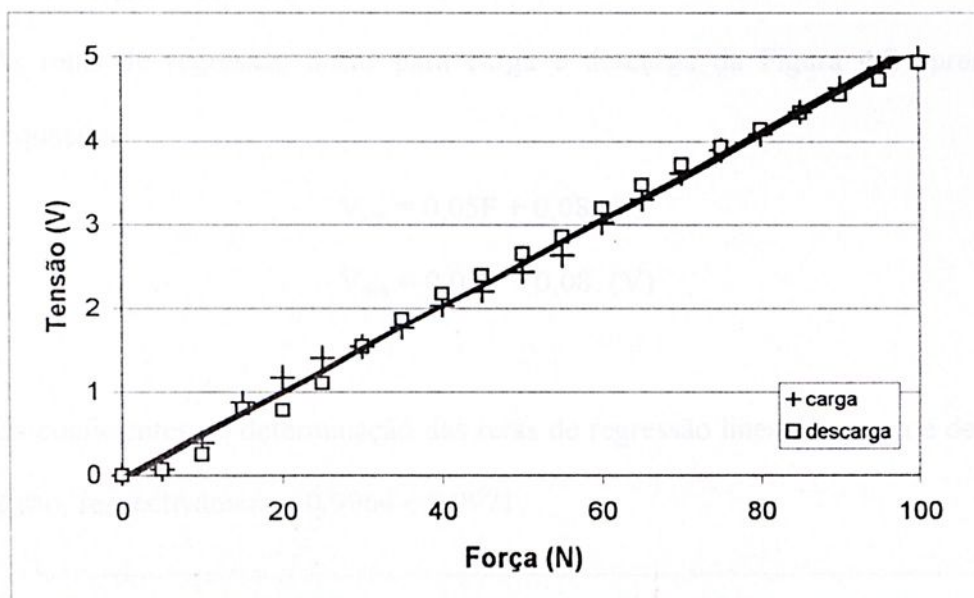


Figura 4.1 – Curva de calibração estática do sensor 1

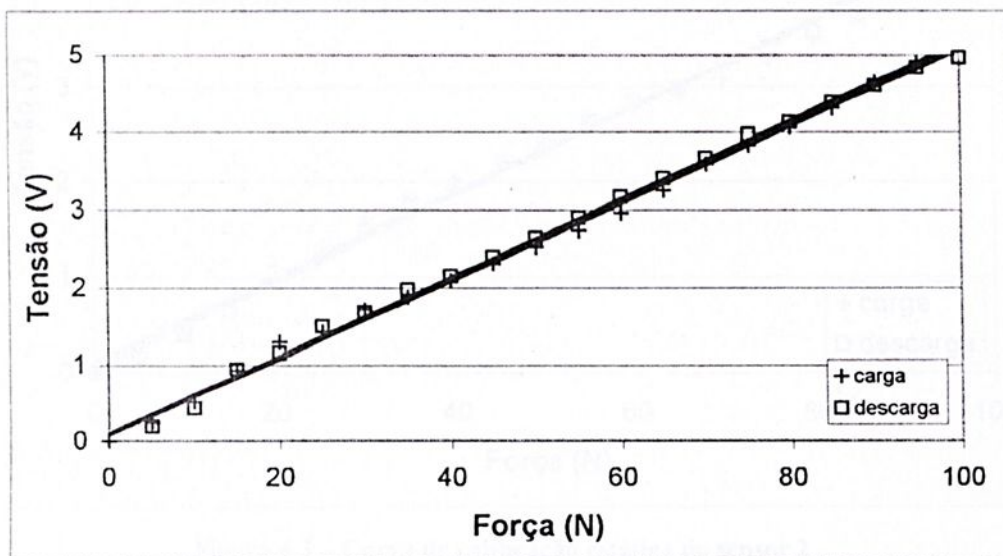


Figura 4.2 – Curva de calibração estática do sensor 1, obtida com a média das cinco medidas.

As retas de regressão linear para carga e descarga da Figura 4.1 apresentam as seguintes equações:

$$V_{\text{car}} = 0,05F - 0,02 \text{ (V)}$$

$$V_{\text{des}} = 0,05F - 0,06 \text{ (V)}$$

Os coeficientes de determinação das retas de regressão linear de carga e descarga, da Figura 4.1 são, respectivamente, 0,9967 e 0,9932.

As retas de regressão linear para carga e descarga da Figura 4.2 apresentam as seguintes equações:

$$V_{\text{car}} = 0,05F + 0,08 \text{ (V)}$$

$$V_{\text{des}} = 0,05F + 0,08 \text{ (V)}$$

Os coeficientes de determinação das retas de regressão linear de carga e descarga, da Figura 4.2 são, respectivamente, 0,9964 e 0,9971.

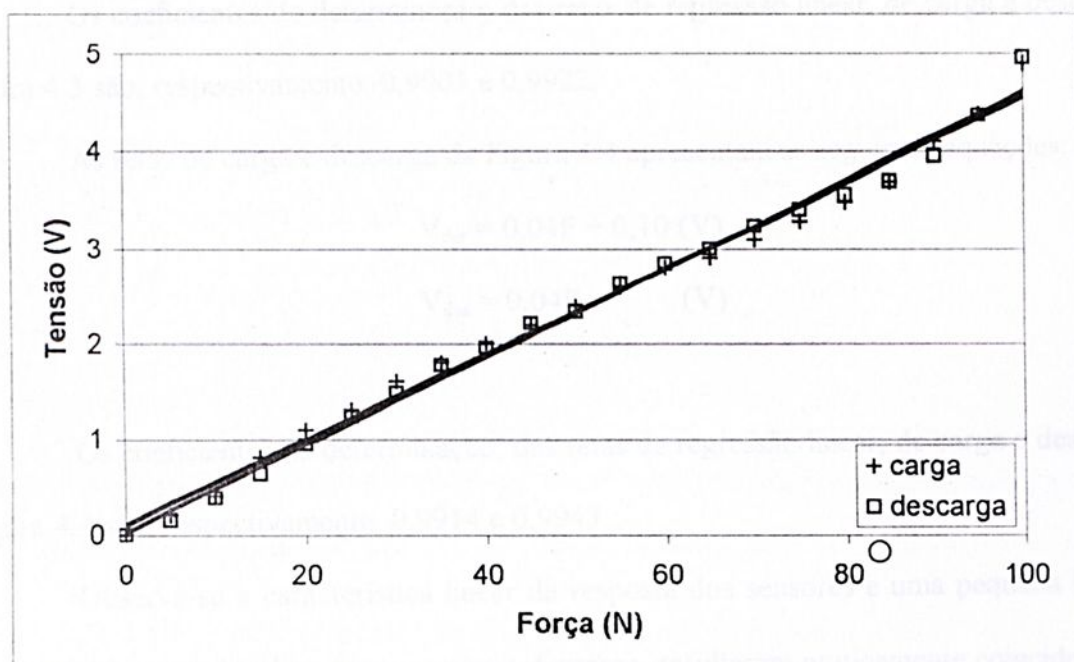


Figura 4.3 – Curva de calibração estática do sensor 2

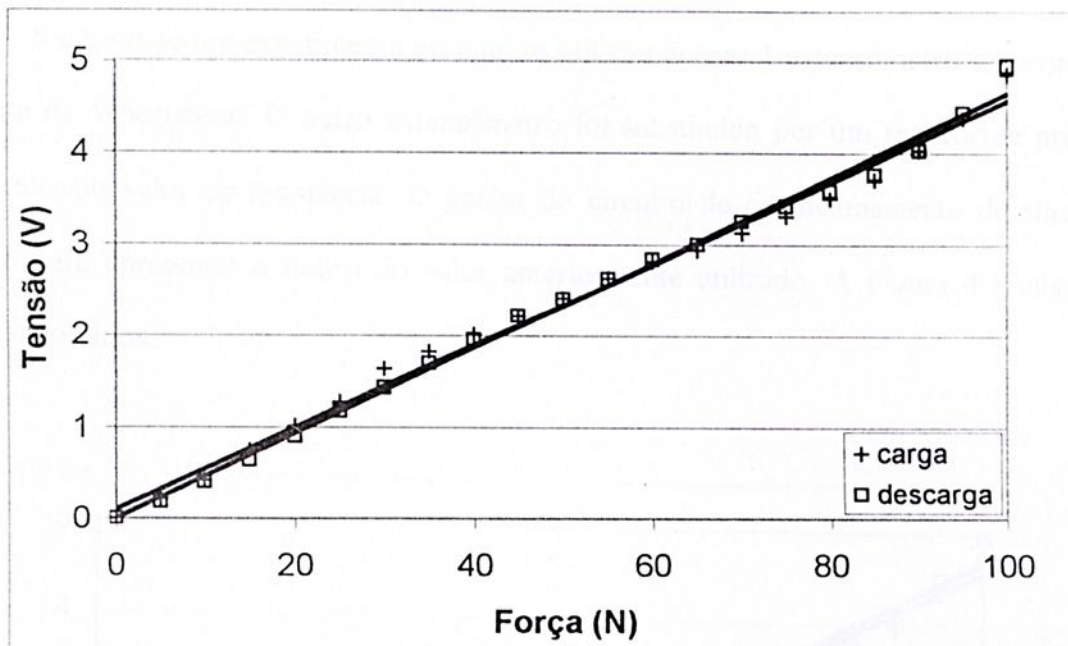


Figura 4.4 - Curva de calibração estática do sensor 2, obtida com a média das cinco medidas.

As retas de carga e descarga da Figura 4.3 apresentam as seguintes equações:

$$V_{\text{car}} = 0,04F + 0,09 \text{ (V)}$$

$$V_{\text{des}} = 0,04F + 0,02 \text{ (V)}$$

Os coeficientes de determinação, das retas de regressão linear, de carga e descarga da Figura 4.3 são, respectivamente, 0,9905 e 0,9922.

As retas de carga e descarga da Figura 4.4 apresentam as seguintes equações:

$$V_{\text{car}} = 0,04F + 0,10 \text{ (V)}$$

$$V_{\text{des}} = 0,04F \text{ (V)}$$

Os coeficientes de determinação, das retas de regressão linear, de carga e descarga da Figura 4.4 são, respectivamente, 0,9914 e 0,9943.

Observa-se a característica linear da resposta dos sensores e uma pequena histerese. As curvas de regressão linear, para carga e descarga, resultaram praticamente coincidentes.

Realizou-se um experimento no qual se utilizou apenas 1 extensômetro semiconductor na ponte de Wheatstone. O outro extensômetro foi substituído por um resistor de precisão com o mesmo valor de resistência. O ganho do circuito de condicionamento de sinais foi ajustado para apresentar o dobro do valor anteriormente utilizado. A Figura 4.5 ilustra os resultados obtidos.

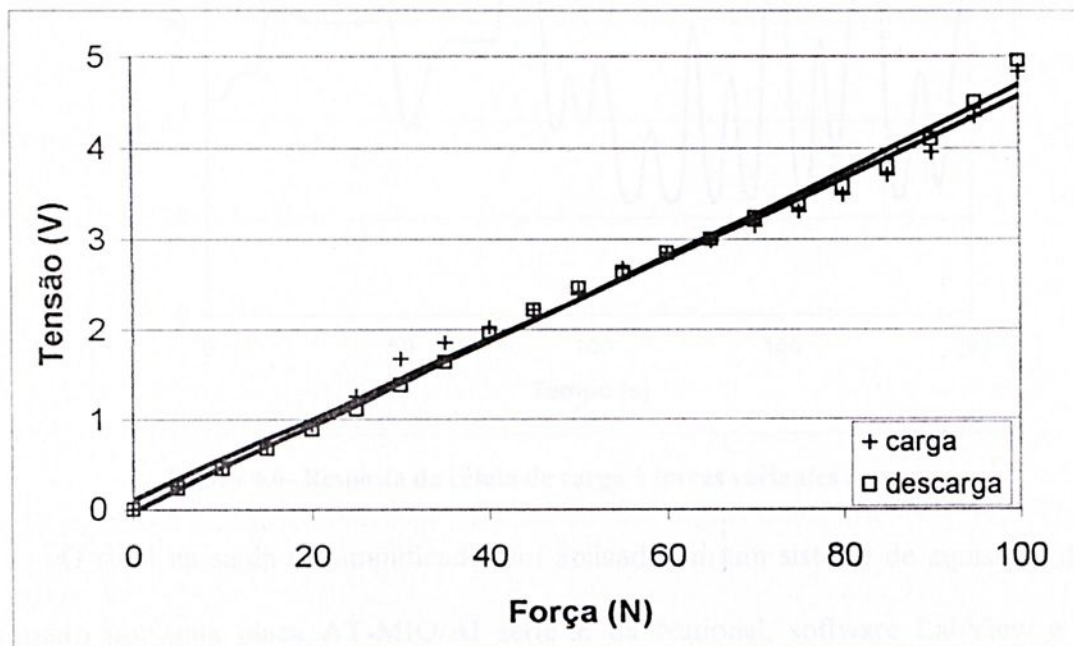


Figura 4.5 – Curva de calibração estática do sensor 1 sem um dos extensômetros.

As retas de carga e descarga da Figura 4.5 apresentam as seguintes equações:

$$V_{\text{car}} = 0,04F + 0,102 \text{ (V)}$$

$$V_{\text{des}} = 0,04F + 0,02 \text{ (V)}$$

Os coeficientes de determinação das retas de regressão linear, de carga e descarga da Figura 4.5 são, respectivamente 0,991 e 0,9952.

Foi observada uma boa repetibilidade dos sensores nos experimentos de calibração estática.

## 4.2. Testes dinâmicos.

Forças variantes no tempo foram aplicadas simultaneamente ao sensor táctil e à célula de carga TO-10, da Excel Engenharia de Sensores Ltda, com capacidade nominal de 7 kg. A Figura 3.11 ilustra como a medição foi realizada.

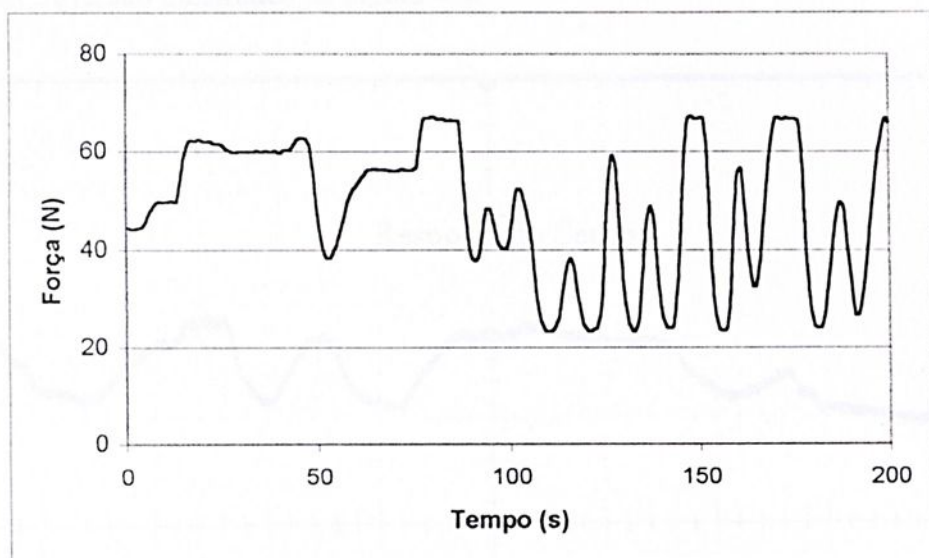


Figura 4.6- Resposta da célula de carga à forças variantes no tempo.

O sinal na saída do amplificador foi aplicado em um sistema de aquisição de dados constituído por uma placa AT-MIO/AI série E da National, software LabView e por um microcomputador Pentium I – 233 MHz.

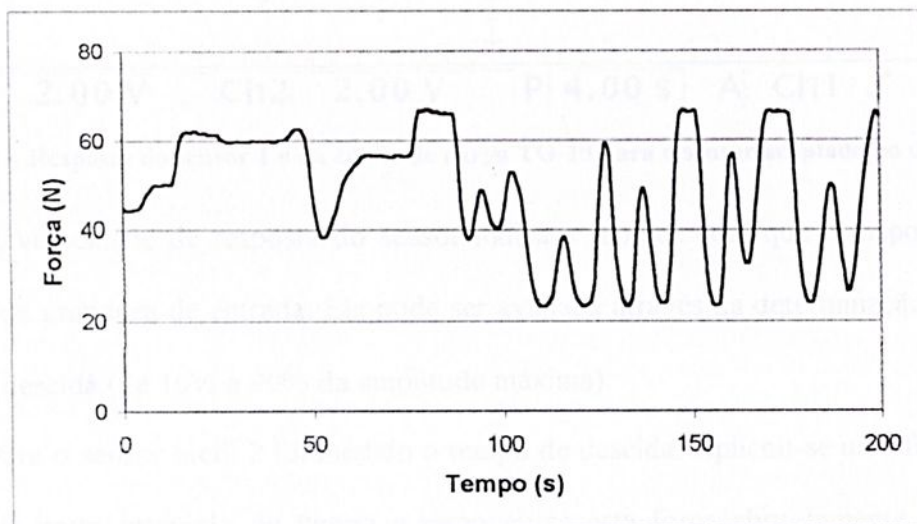


Figura 4.7 - Resposta do sensor táctil 2 à forças variantes no tempo.

Observa-se que as repostas do sensor táctil é muito similar a da célula de carga, utilizada como sensor de referência.

Com o sensor táctil 2, acoplado ao dedo indicador, aplicou-se forças contra a célula de carga TO-10. Os sinais produzidos, monitorados com um osciloscópio digital TeKtronics, modelo TDS 3012 são mostrados na Figura 4.8.

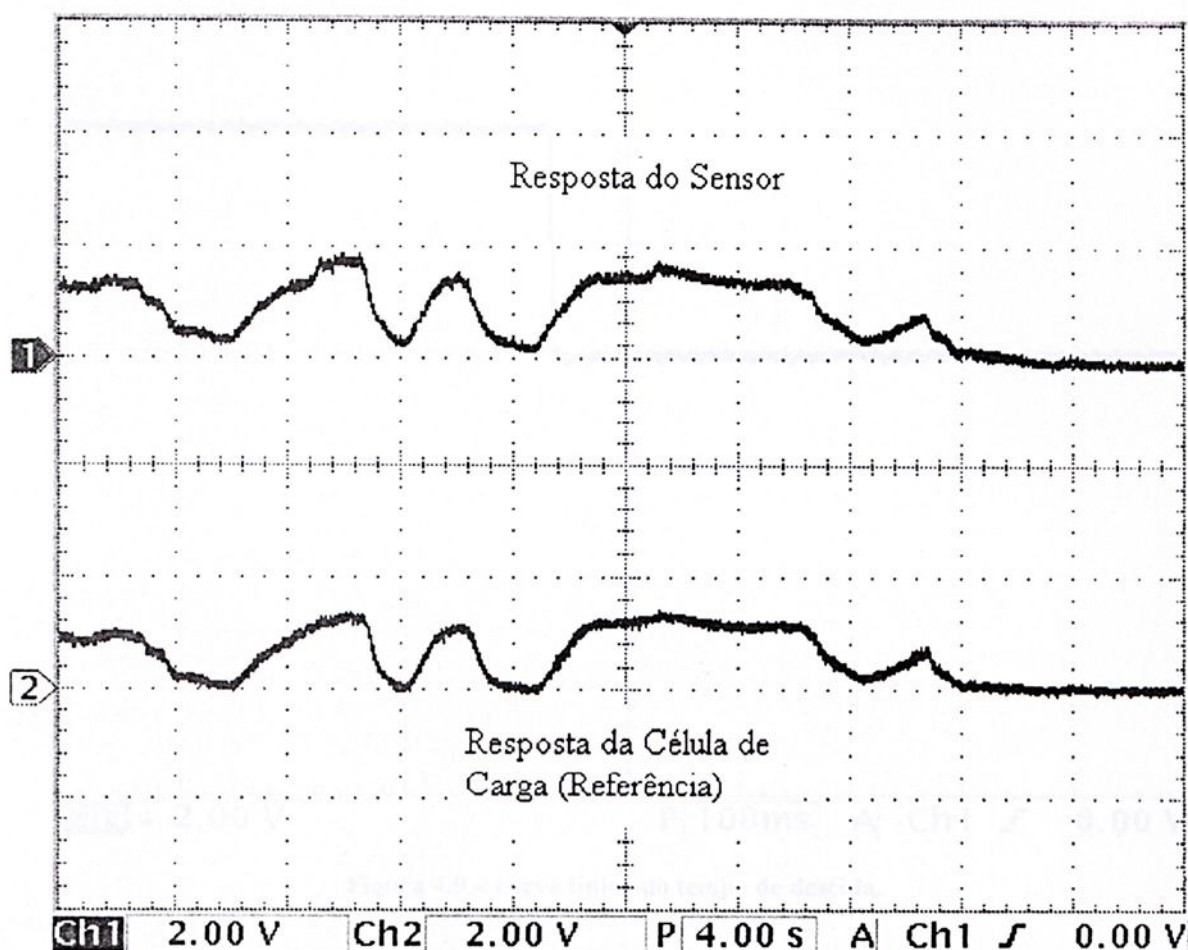


Figura 4.8 – Resposta do sensor 1 e da célula de carga TO-10 para o sensor acoplado no dedo indicador

A velocidade de resposta do sensor indica a rapidez com que o dispositivo reage a variações da grandeza de entrada. Ela pode ser avaliada através da determinação do tempo de subida ou descida (de 10% a 90% da amplitude máxima).

Para o sensor táctil 2 foi medido o tempo de descida. Aplicou-se uma força constante durante um certo intervalo de tempo e removeu-se esta força abruptamente. Utilizou-se o osciloscópio digital TeKtronix, modelo TDS 3012 para efetuar estas medidas. Foram



realizadas 5 medições do tempo de descida. A Figura 4.9 mostra uma curva típica do tempo de descida.

O valor médio determinado para o tempo de descida dos sensores foi de 8,4 ms.

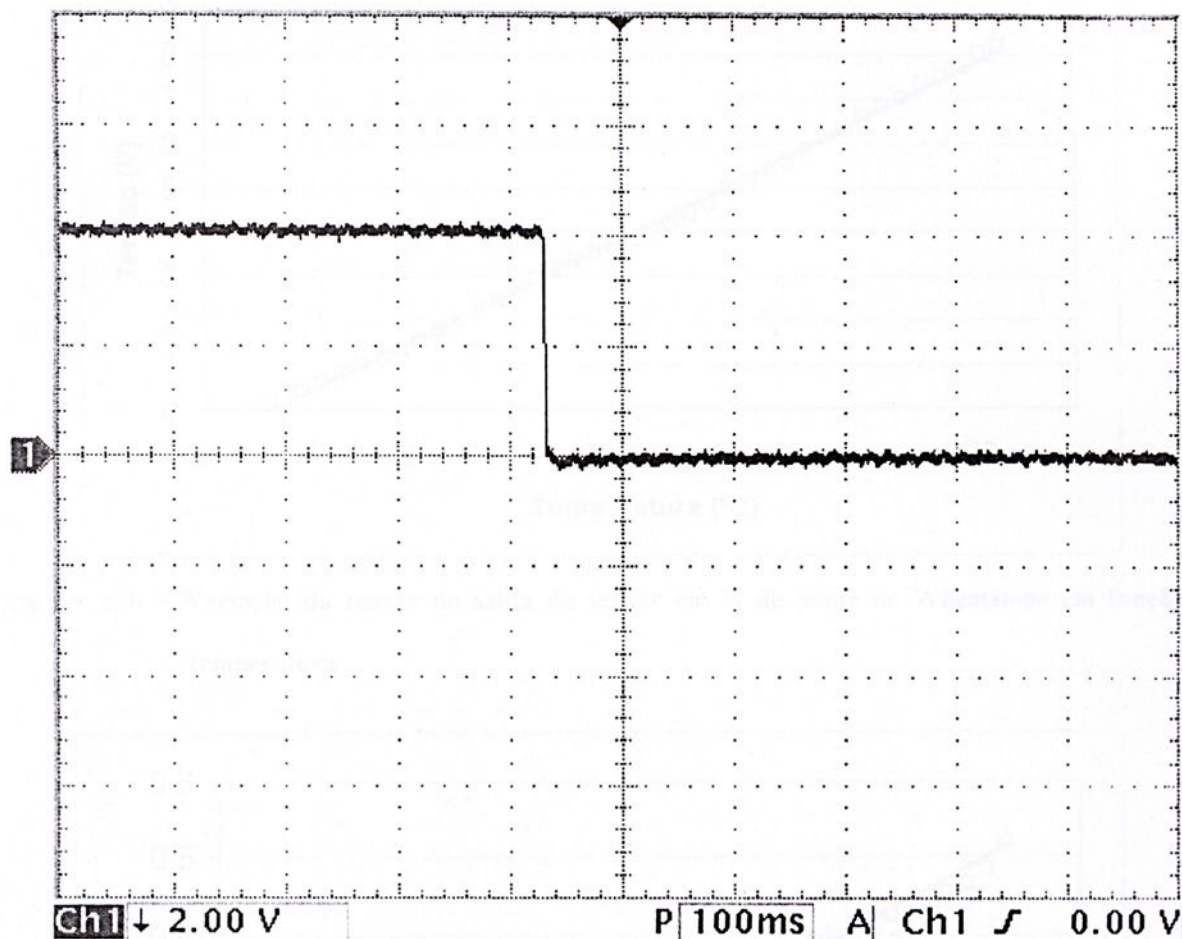


Figura 4.9 – curva típica do tempo de descida.

Para a verificação da influência da temperatura no sensor táctil este foi colocado dentro de um forno mufla. A variação de temperatura foi de 33°C à 71°C.

Apesar do controle de temperatura, não foi possível aumentá-la de forma controlada. Devido a esta limitação verificou-se a influência da temperatura durante a queda natural da mesma no interior do forno. Estudou-se a influência da temperatura no sensor táctil 2 e em um sensor táctil montado na configuração em  $\frac{1}{4}$  de ponte de Wheatstone. As respostas estão ilustradas nas Figuras 4.10 e 4.11, respectivamente.

O sensor em  $\frac{1}{4}$  de ponte de Wheatstone apresentou variação de aproximadamente  $0,21 \text{ V/}^\circ\text{C}$ , enquanto o sensor táctil 2 apresentou variação de  $0,013 \text{ V/}^\circ\text{C}$ , ou seja, cerca de 16 vezes menor.

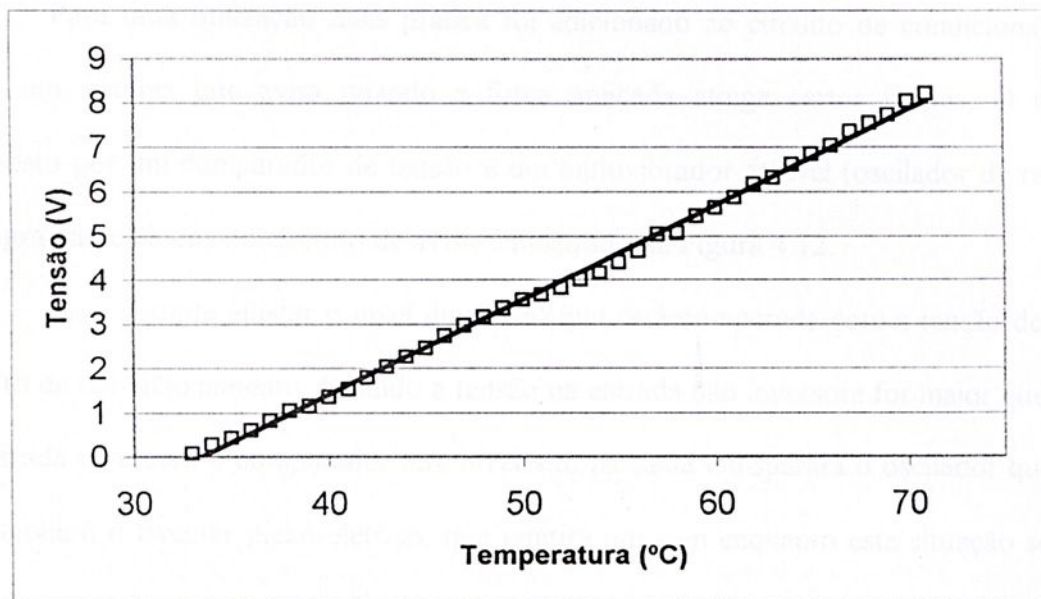


Figura 4.10 – Variação da tensão de saída do sensor em  $\frac{1}{4}$  de ponte de Wheatstone em função da temperatura

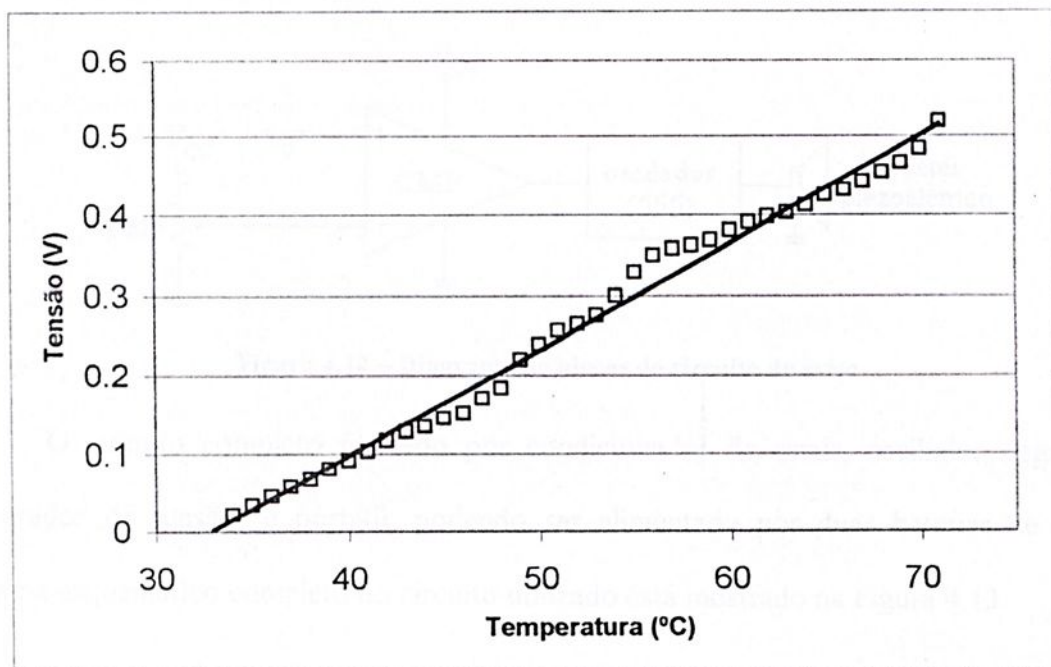


Figura 4.11 - Variação da tensão de saída do sensor em  $\frac{1}{2}$  de ponte de Wheatstone em função da temperatura

A resolução é definida como a mínima variação do sinal de entrada que produz uma variação observável na saída do sensor. Os sensores tácteis 1 e 2 apresentaram resolução de 0,5 N.

Para uma utilização mais prática foi adicionado ao circuito de condicionamento de sinais um sistema que avisa quando a força aplicada atinge certos limites. O circuito é composto por um comparador de tensão e um multivibrador astável (oscilador de relaxação). O diagrama de blocos do circuito de aviso é mostrado na Figura 4.12.

$R_{REF}$  permite ajustar o nível de tensão que será comparada com a tensão de saída do circuito de condicionamento. Quando a tensão na entrada não inversora for maior que a tensão na entrada inversora o comparador terá nível alto na saída e disparará o oscilador que por sua vez acionará o tweeter piezo-elétrico, que emitirá um som enquanto esta situação se manter. Quando a tensão na entrada não inversora for menor que a tensão na entrada inversora o comparador terá nível baixo na saída e setará o oscilador, encerrando o som.

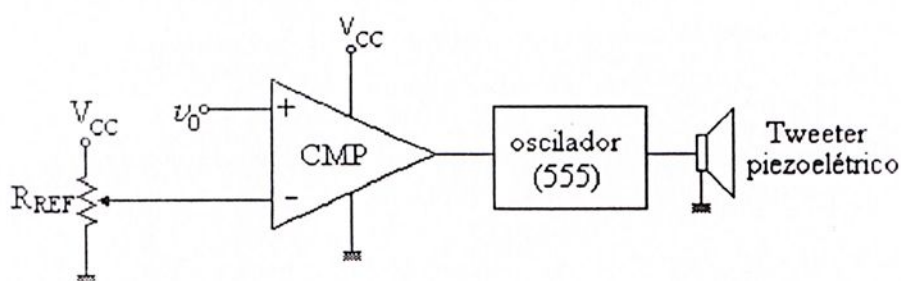


Figura 4.12 – Diagrama de blocos do circuito de aviso

O circuito completo formado por condicionador de sinais, oscilador, regulador e comparador de tensão, é portátil, podendo ser alimentado por duas baterias de 9 V. O diagrama esquemático completo do circuito utilizado está mostrado na Figura 4.13.

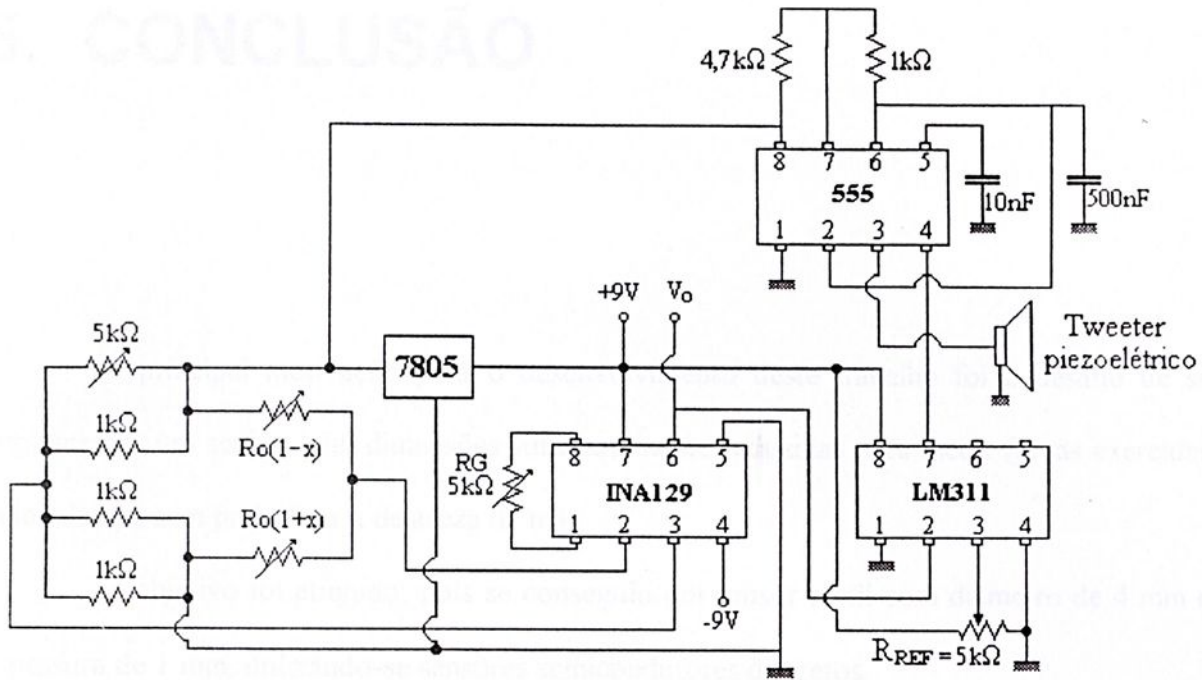


Figura 4.13 – Diagrama esquemático do circuito completo utilizado com o sensor tátil

Para verificar o funcionamento do circuito foram aplicadas forças no sensor tátil 2, utilizando a montagem ilustrada na Figura 3.13. Com teste auditivos e o ajuste do potenciômetro  $R_{REF}$ , pode-se verificar o correto funcionamento do circuito na faixa de 0 a 100 N.

## 5. CONCLUSÃO

A principal motivação para o desenvolvimento deste trabalho foi o desafio de se implementar um sensor com dimensões suficientemente reduzidas para medir forças exercidas pelos dedos, sem prejudicar a destreza da mão.

O objetivo foi atingido, pois se conseguiu um sensor táctil com diâmetro de 4 mm e espessura de 1 mm, utilizando-se sensores semicondutores discretos.

O sensor é robusto, possui proteção contra sobrecarga, resposta linear na faixa de 0 a 100 N, resolução de 0,5 N, pequena histerese e tempo de resposta de 8,4 ms.

O circuito de condicionamento de sinais é muito simples, sendo constituído apenas por um amplificador de instrumentação com baixo ganho, pois os extensômetros semicondutores possuem elevada sensibilidade.

Devido ao seu pequeno tamanho e elevada sensibilidade o sensor táctil, com extensômetro semicondutor, possui boas características para efetuar medições de forças exercidas pelos dedos, sem prejudicar a destreza das mãos.

Os extensômetros semicondutores apresentam alta sensibilidade com a temperatura, mas a sua utilização na configuração em ponte de Wheatstone, minimiza este efeito desde que sejam utilizados 2 ou 4 extensômetros.

O elevado custo dos extensômetros semicondutores, quando comparado com extensômetros metálicos, é compensado pelo baixo custo do circuito de condicionamento de sinais.

A maior dificuldade encontrada foi a relacionada com proteção dos terminais dos extensômetros semicondutores, que são extremamente frágeis



O desenvolvimento deste projeto proporcionou a publicação de artigos em dois congressos, o XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, realizado em Florianópolis [46] e o IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, realizado em Budapeste [47].



## 6. Bibliografia

- [1] K. E. Pennywitt, "Robotic tactile sensing", *Byte*, vol. 11, 1, pp. 177-200, 1986.
- [2] P. E. Crago, H. J. Chizeck, M. R. Neuman, and T. F. Hambrecht, "Sensors for Use with Functional Neuromuscular Stimulation", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 33, pp. 256-267, 1986.
- [3] A. M. Mokshgundam, "Sensor application to peripheral neuropathy of the hand", in *Tactile Sensors for Robotics and Medicine*, J. G. Webster, Ed. New York: John Wiley & Sons, 1988, pp 299-307.
- [4] L. D. Harmon, "Automated tactile sensing", *Int. J. Robotics Res.*, vol. 1, pp. 3-32, 1982.
- [5] P. Dario and D. D. Rossi, "Tactile Sensors and the gripping challenge", *IEEE Spectrum*, pp. 46-52, 1985
- [6] J. G. Webster, Ed., "Tactile Sensors for Robotics and Medicine", New York: John Wiley & Sons, 1988.
- [7] P. W. Barth, "Sensor applications in robotics", *Robotics Engineering*, p. 17-20, 1986.
- [8] J. G. Webster, "Artificial sensors suitable for closed-loop control of FNS", in *Neural prostheses: Replacing motor function after disease or disability*. R. B. Stein, P. H. Peckham and D. B. Popovic, E. New York: Oxford University Press, 1992, pp. 88-98.
- [9] R. Pallás-Areny and J. G. Webster, "Sensors and Signal Conditioning", New York: Wiley, 1991.
- [10] S. M. Sze, Ed., "Semiconductor Sensors", New York: John Wiley & Sons, pp. 1994.
- [11] K. Suzuki, K. Najafi and K. D. Wise, "A 1024-element high performance silicon tactile imager"; *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 37, pp. 1852-1859, 1990.



- [12] H. Tanigawa, T. Ishihara, M. Hirata and K. Suzuki, "*MOS integrated silicon pressure sensor*", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-32, pp 1191-1195, 1985.
- [13] J. Sorab, R. H. Allen and B. Gonik, "*Tactile Sensory Monitoring of Clinician-Applied Forces During Delivery of Newsborns*", vol. 35, pp. 1090-1093, 1988.
- [14] R.S. Muller, R. T. Howe, S. D. Senturia, R. L. Smith, and R. M. White, Eds., "*Microsensors*", IEEE Press, New York, 1991, p. viii
- [15] J. Brysek, K. Petersen, J. R. Mallon, L. Christel, and F. Pourahmadi, "*Silicon Sensors and Microstructures*", Novasensor, Fremont, 1990.
- [16] C. S. Smith, "*Piezoresistance effect in germanium and silicon*", physical Rev. 94, 42-9, 1954.
- [17] P. W. Bridgman, "*The effect of homogeneous mechanical on the electrical resistance of crystals*", Phys. Rev. 42,858-63, 1932.
- [18] W. G. Pfann and R. N. Thurston, "*Semiconducting transducers utilizing the transverse and shear piezoresistance effects*", J. Appl. Phys. 32, 2008-19, 1961.
- [19] O. N. Tufte, P. W. Chapman, and D. Long, "*Silicon diffused-element piezoresistive diaphragms*", J. Appl. Phys. 33, 3322-7, 1962.
- [20] C. Herring, "*Transport properties of a many-valley semiconductor*", Bell System Tech. J. 34, 237-90, 1955
- [21] F. J. Morin, T. H. Geballe, and C. Herring, "*Temperature dependence of the piezoresistive of high-purity silicon and germanium*", Phys. Rev. 105(2), pp. 525-539, 1957
- [22] R. W. Reyes, "*The effect of elastic deformation on the electrical conductive of semiconductors*", Solid state Phys. 11, pp. 149-221, 1960.
- [23] Y. Kanda, "*A graphical representation of the piezoresistance coefficients in silicon*", IEEE Trans. Electron Devices ED-29, pp. 64-70, 1982.



- [24] W. Pietrenko, "Einfluss von Temperatur und Störstellenkonzentration auf den Piezowiderstandseffekt in n-Silizium", Phys. Status Solidi – Section A Appl. Res. 41, 197-205, 1977
- [25] D. R. Kerr and A. G. Milnes, "Piezoresistance of diffused layers in cubic semiconductors", J. Appl. Phys. 34, 727-31, 1963.
- [26] B. Kloeck and N. F. de Rooij, Ed., "Mechanical Sensors", University of Neuchatel, Neuchatel, Switzerland: John Wiley & Sons, 1994.
- [27] O. N. Tufté and E. L. Stelzer – "Piezoresistive properties of silicon diffused layers", J. Appl. Phys. 34, 313-18, 1963.
- [28] Schoeff, J., Soderquist D., "Differential and Multiplying Digital-to-Analog Converter Applications", Application Note 19, Santa Clara, CA: Precision Monolithics Incorporated.
- [29] Lion, K.S., "Elements of Electrical and Electronics Instrumentation", New York, McGraw-Hill, 1975.
- [30] Burr-Brown Corp. "Tame transducer bridge errors with op-amp feedback control. IN The Handbook of Linear IC Applications", Tucson, AZ, 1987.
- [31] Cooper C.D., "Bridge-to-computer data acquisition system with feedback nulling", IEEE Trans. Instrum. Meas. 39, pp 531-534, 1999.
- [32] Sheingold D.H., "Transducer Interfacing Handbook", Norwood, MA: Analog Devices Inc., 1980.
- [33] Stitt R.M., "Precision voltage references outgrow temperature-stabilizing ovens", Electronics 56 (23), pp145-147, 1983.
- [34] Surakamponorn, W., Riewruja, V., Surawatpunya, C., Yodladda, S., "Instrumentation amplifiers using operational transconductance amplifiers", Int-J-Electron. v 71, p 511-515, 1991.
- [35] Gal, S., Cathebras, G., Bertrand, Y. "Electronics-Letters", v 34, pp 1578-1579, 1998.



- [36] Silva, J.G., "*Desenvolvimento de Sensores Tácteis Utilizando Strain Gages*", Dissertação de Mestrado, UNESP, 1998.
- [37] Faria, U.C., "*Monitoramento Automatizado de Forças Exercidas pelos Membros Superiores e Inferiores de Pacientes*", Dissertação de Mestrado, UNESP, 2000.
- [38] Burr-Brown Corp., "*Monolithic difference amp eases the design of a variety of circuits*", In the Handbook of linear IC Circuits. Tucson, AZ, 1987.
- [39] Franco, S., "*Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*", McGraw Hill, 2ed., USA, 1998
- [40] Ângulo, C., Munhoz, A., Pareja, J., "*Teoria e Prática de Eletrônica*", Makron Books,
- [41] Timoshenko, S.P., "*Resistência dos Materiais*", Vol.II, Livros Técnicos e Científicos, Rio de Janeiro, 1977.
- [42] Timoshenko, S., Woinowsk-Krieger, "*Theory of Plates and Shapes*", MsGraw Hill, 1959.
- [43] BLH Eletronics, "*Semiconductor Strain Gage Handbook*", 1973
- [44] Entran Sensors & Eletronics, "*Off-The Shelf Catalog*", Fairfield, USA, 1998.
- [45] Measurements Group, "*Strain Gages Applications with M-bond AE-10/15 and M-Bond GA-2 Adhesive System*", Bulletin B-137-12, Raleigh, 1979.
- São Paulo, 1993.
- [46] Obana, F.Y., Gualda, R., Carvalho, A.A., Silva, J.G., "*Desenvolvimento de Sensores Tácteis Utilizando Extensômetros Semicondutores*", Anais do XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, p. 626-630, Florianópolis, Setembro de 2000.
- [47] Obana, F.Y., Gualda, R., Carvalho, A.A., Silva, J.G., "*A Semiconductor Strain Gage Tactile Transducer*", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, p. 429-432, Budapest, May 2001.





**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**

**Câmpus de Ilha Solteira  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Av. Brasil Centro, 56  
15385-000 Ilha Solteira - SP  
[www.dee.feis.unesp.br](http://www.dee.feis.unesp.br)**

