

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SEMICONDUTORES, INSTRUMENTOS E FOTÔNICA

**SENSOR DE PRESSÃO MICROELETROME CÂNICO COM FONTE
DE REFERÊNCIA EM TENSÃO**

Nome: Alessandro Camolesi

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica orientada pelo Prof. Dr.
Fabiano Fruett, aprovada em 06 de agosto de 2010.
Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e
Optoeletrônica.

Banca Examinadora constituída pelos:

Prof. Dr. Fabiano Fruett – FEEC/UNICAMP

Prof. Dra. Ana Neilde R. da Silva – DSE/USP

Prof. Dr. José Alexandre Diniz – FEEC/UNICAMP

Campinas – SP Brasil
2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE -
UNICAMP

C149s Camolesi, Alessandro
Sensor de pressão microeletromecânico com fonte de
referência em tensão / Alessandro Camolesi. --
Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Fabiano Fruett.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Transdutores de pressão. 2. Circuitos integrados de
baixa tensão. I. Fruett, Fabiano. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Microelectronic pressure sensor with voltage reference
Palavras-chave em Inglês: Pressure transductor, Low voltage integrated
circuit

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Fabiano Fruett, Ana Neilde Rodrigues da Silva, José
Alexandre Diniz

Data da defesa: 06/08/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Alessandro Camolesi

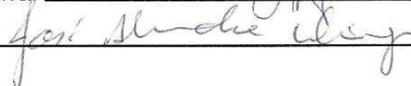
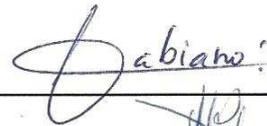
Data da Defesa: 6 de agosto de 2010

Título da Tese: "Sensor de Pressão Microeletromecânico com Fonte de Referência em Tensão"

Prof. Dr. Fabiano Fruett (Presidente): _____

Profa. Dra. Ana Neilde Rodrigues da Silva: _____

Prof. Dr. José Alexandre Diniz: _____



DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais que me apoiaram, me incentivaram e me auxiliaram ao longo desses anos.

A minha querida esposa Luísa pelo carinho, apoio, compreensão nos momentos difíceis e principalmente sempre por colocar os esforços deste trabalho “nas mãos de Deus”.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente a Deus, pois sem Ele nenhum trabalho seria possível e as pessoas e instituições que me auxiliaram na realização deste trabalho, dentre elas:

Em especial, ao meu orientador, Prof. Dr. Fabiano Fruett, pelo apoio, motivação e por sempre acreditar no meu trabalho.

Aos colegas, amigos e funcionários do CCS pela fabricação do sensor e que de alguma forma contribuíram para a realização desse trabalho.

Ao Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer (CTI) pelo processo de encapsulamento.

A CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

Apresentamos neste trabalho a fabricação e a caracterização de um sensor de pressão totalmente compatível com a tecnologia CMOS. Este sensor é constituído por quatro piezoresistores, implantados e dispostos em ponte de Wheatstone. Os processos de fabricação do sensor foram todos realizados no Centro de Componentes e Semicondutores (CCS) - Unicamp. A membrana do sensor foi obtida através de um processo de desbaste mecânico do *die* que foi colado em uma placa de alumina. O alinhamento da colagem foi baseado em um orifício central. O sensor encapsulado apresentou sensibilidade de 0.32mV/psi. Além disso, projetamos uma fonte de referência em tensão do tipo *Bandgap*. Nesta fonte de referência usamos uma técnica para minimizar os gradientes de estresse mecânico, a maior fonte de não-idealidade desta fonte de referência e permitiu estudarmos a deriva térmica da sensibilidade da ponte.

ABSTRACT

We presented in this work the fabrication and the characterization of a pressure sensor totally CMOS compatible. This sensor is arranged by four *p*-type silicon piezoresistive implanted in a Wheatstone bridge. The fabrication processes were all performed at the Center for Components and Semiconductors (CCS) - Unicamp. The membrane was obtained by a mechanical polishing process of the die that was attached by RTV (Room Temperature Vulcanization) on an alumina substrate. The attach alignment was based on the center of the vent hole. The packaged sensor showed a sensitivity amounts to 0.32mV/psi. Also, a Bandgap voltage reference was designed. In such voltage reference uses a technical to minimize gradients such as mechanical stress, the main non-ideality source to such voltage reference and it allowed the drift thermal analysis of the bridge sensitivity.

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1

Figura 1.1: Aspecto dos níveis de energia da banda de condução, banda de valência e da tensão na banda proibida do silício (E_g) à temperatura de 0K, o que possibilita o uso como uma fonte de tensão estável.... 4

Figura 1.2: Topologia de circuito do sensor em ponte de Wheatstone piezoresistiva 5

Capítulo 2

Figura 2.1: Experimento de Torricelli.....9

Tabela 2.1 – Unidades de pressão e possíveis conversões para o SI [BEEBY, S. P., 2004]..... 10

Figura 2.2: Medidas de pressão..... 11

Figura 2.3: Gauge de peso morto [SENSORLAND, *How sensors works*] 12

Figura 2.4: Manômetro [BEEBY, S. P., 2004]..... 12

Figura 2.5: Barômetro aneróide [SENSORLAND, *How sensors works*]..... 13

Figura 2.6: Tubo de Bourdon [BEEBY, S. P., 2004] 14

Figura 2.7: Aparato para medição de vácuo [FRADEN J., 2004]..... 14

Figura 2.8: Estrutura cristalina centrosimétrica - a) sem deformação e b) com deformação [MIDDELHOEK S., 2000] 16

Figura 2.9: Estrutura interna do sensor de acoplamento magnético- a) Vista em corte transversal 17

b) Diagrama elétrico [Dynamic Systems and Controls Lab, 2000]..... 17

Figura 2.10: Diagrama do sensor de relutância variável [Tavis Corporation] 18

Figura 2.11: Estrutura de um sensor de pressão capacitivo [MIDDELHOEK S., 2000] 19

Figura 2.12: Exemplo de uma estrutura ressonante [HERRERA A. L., 2009] 20

Figura 2.13: Estrutura de um sensor de pressão de acoplamento indutivo microfabricado [N. CAR. W., 1996] 21

Figura 2.14: Estrutura de um sensor de pressão ótico [XIAO-QI N., 2006] 22

Figura 2.15: a) Disposição dos piezoresistores e esquema elétrico do sensor de pressão em ponte de Wheatstone - b) Estrutura mecânica da membrana 24

Figura 2.16: Medida da histerese em sinais de saída de direções opostas..... 26

Figura 2.17: a) Perspectiva de um sensor de pressão fabricado pela tecnologia de micromáquina de corpo - b) Exemplos de estruturas fabricadas por corrosão em silício <100> [NELI, R. R., 2002]..... 27

Figura 2.18: a) Vista em corte de uma viga microfabricada – a) Fabricado em silício pela tecnologia de micromáquina de corpo - b) Fabricadas em polisilício pela tecnologia de máquina de superfície [A. Arshak, 2005].....	29
Figura 2.19: Processo de micromoldagem usando a tecnologia LIGA - a) Padronização do fotoresiste – b) Eletrodeposição de metal – c) Remoção do resiste – d) Componente plástico moldado [M. Mehregany and S. Roy, 2010]	29
Figura 2.20: Aparato de Corrosão Química anisotrópica – Reator de KOH [COURACCI G., 2008]	30
Figura 2.21: Aparato de Corrosão eletroquímica [BEEBY, S. P., 2004]	32

Capítulo 3

Figura 3.1: Sólido submetido a específicas condições de deformação [FRUETT F., 2002].....	36
Figura 3.2: Força F atuando sobre a área A . As forças F_n e F_t são o componente normal e a componente tangencial de F , respectivamente	36
Figura 3.3: Planos de simetria do silício e direções [COURACCI G., 2008].....	39

Capítulo 4

Figura 4.1: Circuito de uma fonte de referência em tensão tipo <i>bandgap</i> [Bakker, A., 2000].....	45
Figura 4.2: Combinações de curva $V_{BE}(T)$ para formar a tensão de referência [Fruett F., 2002].....	47
Figura 4.3: Curva da não-linearidade de $V_{BE}(T)$ para diferentes valores de $(\eta-m)$ [Bakker, A., 2000].....	49
Figura 4.4: Curva tensão base-emissor $V_{BE}(T)$ versus $T(K)$ na temperatura de referência	49
Figura 4.5: Layout dos transistores bipolares verticais Q_1 e Q_2	52
Figura 4.6: a) Diagrama elétrico contendo as resistências de base intrínsecas e b) Seção transversal do transistor bipolar <i>pnp</i> vertical [Song B.S., 1983]	53
Figura 4.7: Assíntotas cruzadas que formam a curva $\ln I_C$ versus V_{BE}/V_T [Wang G., 2005]	54
Figura 4.8: Topologia do circuito do amplificador operacional projetado.....	56
Figura 4.9: Circuito do banco de resistências associadas em paralelo	58
Figura 4.10: Topologia do circuito de uma fonte de referência do tipo <i>bandgap</i> proposto	47
Figura 4.11: Simulação da curvatura da tensão de saída da fonte de referência em tensão do tipo <i>bandgap</i> em relação à temperatura	61
Figura 4.12: Layout da disposição do par diferencial de entrada em centro comum	62
Figura 4.13: Layout da fonte de referência em tensão do tipo <i>bandgap</i>	63

Capítulo 5

Figura 5.1: Fator de correção de piezoresistência $P(N,T)$ em função da concentração de impurezas e da temperatura para o silício tipo p [KANDA Y., 1982]	70
Figura 5.2: Orientação dos resistores integrados no plano do wafer $\{001\}$	71
Figura 5.3: Disposição dos piezoresistores em um <i>wafer</i> com orientação cristalográfica no plano $\{001\}$	72
Figura 5.4: Sensor piezoresistivo em ponte de Wheatstone	73
Figura 5.5: a) Estrutura discretizada usando elementos quadrilaterais - b) Elementos triangulares [ANSYS, Inc. Theory Reference, 2004]	75
Figura 5.6: a) Seção transversal da estrutura mecânica do sensor - b) Vista superior do conjunto formado pelo <i>die</i> colado na placa de alumina.....	76
Figura 5.7: Condição de contorno e aplicação de cargas na membrana circular [GARCIA V., 2006]	77
Figura 5.8: Geometria do elemento finito estrutural [ANSYS, Inc. Theory Reference, 2004]	77
Figura 5.9: Divisão em elementos finitos de $\frac{1}{4}$ da membrana circular	78
Figura 5.10: Resultado da simulação MEF da membrana circular para os estresses σ_x e σ_y equivalentes à orientação $[110]$ e $[\bar{1}10]$	78
Figura 5.11: Layout da estrutura do sensor de pressão	81
Figura 5.12: Foto do chip contendo os resistores integrados dispostos em ponte de Wheatstone e, ao lado, detalhe de um resistor integrado usado para testes.....	82
Figura 5.13: Foto do aparato para desbaste mecânico.....	83
Figura 5.14: Corte transversal do sensor encapsulado [GARCIA V., 2006].....	83
Figura 5.15: a) Foto do encapsulamento do sensor em planta e b) Foto do sensor visto em elevação.....	84
Figura 5.16: Estrutura da câmara de pressão.....	85
Figura 5.17: Foto do aparato de testes para caracterização do sensor de pressão [GARCIA V., 2006].....	86
Figura 5.18: Diagrama dos equipamentos do aparato de testes [GARCIA V., 2006].....	86
Figura 5.19: Tensão de saída e o valor do desvio <i>versus</i> pressão aplicada	88
Figura 5.20: Deriva térmica da sensibilidade em $(V/psi \times ^\circ C)$ <i>versus</i> temperatura em $(^\circ C)$	90

Capítulo 6

Figura 6.1: Curvas de simulação da tensão de referência em tensão tipo <i>bandgap</i> para diversas combinações de chaves MOS e a forma gráfica de obter a minimização de $S(T)$ devido $\pi_{td}(T)$	93
---	----

LISTA DE TABELAS

Capítulo 2

Tabela 2.1 – Unidades de pressão e possíveis conversões para o SI.....	10
--	----

Capítulo 3

Tabela 3.1: Simplificação de Índices [FRUETT F., 2002].....	37
Tabela 3.2: Magnitude dos coeficientes de elasticidade C_{ij} e S_{ij} para o silício [FRUETT F., 2002].....	38
Tabela 3.3: Resumo da convenção de Miller	39
Tabela 3.4: Módulo de Young do silício para diferentes direções cristalográficas [KAAJAKARI V.].....	41

Capítulo 4

Tabela 4.1: Dimensões dos transistores em tecnologia CMOS que formam o amplificador operacional usado em simulação [μm]	57
Tabela 4.2: Valores obtidos das resistências associadas de acordo com as condições de controle ctr.....	59

Capítulo 5

Tabela 5.1: Coeficientes piezoresistivos de primeira ordem e seus equivalentes para um cristal cúbico de face centrada [SZE S. M., 1994]	69
Tabela 5.2: Valores dos coeficientes de piezoresistência em silício, dados em [10^{-12} Pa^{-1}].....	69
Tabela 5.3: Resultado da simulação da membrana circular	79
Tabela 5.4: Valores das resistências do sensor em ponte de Wheatstone	87
Tabela 5.5: Resumo das características do sensor.....	89

Capítulo 6

Tabela 6.1: Resumo das características do sensor.....	94
---	----

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Definição	Unidade
A	Área	m
C	Capacitância	F
d	distância entre placas	m
E	campo elétrico	V/m
I_C	corrente de coletor	A
I_{ij}	matriz identidade	-
I_S	corrente de saturação	A
J	densidade de corrente	A/m ²
K	condutividade das lacunas majoritárias	A/V
k_b	constante de Boltzmann	J/K
K_n	transcondutância do processo	A/V ²
L	comprimento do canal do transistor	m
n	coeficiente de emissão efetiva	-
O	coeficiente de temperatura de 2° ordem	mV/K ²
p	pressão	Pa
P_D	pressão diferencial	psi
q	carga do elétron	C
R	resistência	Ohms
r_l	relação de densidade de corrente	-
r_b	resistência série de base	Ohms
r_{DS}	resistência do canal	Ohms
R_{PTAT}	resistência $PTAT$	Ohms
S	sensibilidade térmica	V/Pa
t	espessura	m
T	temperatura	K
V_A	tensão de Early	V

Símbolo	Definição	Unidade
V_B	tensão de Early reversa	V
V_{BC}	tensão base-coletor	V
V_{BE}	tensão base-emissor	V
v_{DS}	tensão de fonte-dreno	V
V_{GO}	tensão da banda proibida	V
V_{OS}	tensão de offset do amp. op	V
V_{ref}	tensão de referência Bandgap	V
V_S	tensão de saída do sensor	V
V_t	tensão de limiar	V
V_T	tensão termodinâmica	V
W	largura do canal do transistor	m
β	ganho de corrente	-
ΔR	variação da resistência	Ohms
ΔR_{sh}	variação da resistência de folha	Ohms
ΔV_{BE}	variação da tensão base-emissor	V
ε	Constante dielétrica	F/m
ε_{ij}	tensor de cisalhamento	Pa
η	variável dependente do processo	-
λ	coeficiente de temperatura de 1° ordem	mV/K
μ_n	mobilidade do elétron	cm ² /Vs
μ_p	mobilidade da lacuna	cm ² /Vs
π_{ijkl}	coeficiente de piezoresistência de 1° ordem	Pa ⁻¹
ρ^0	tensor resistividade elétrica livre de estresse	Ohms
ρ_{ij}	tensor resistividade elétrica	Ohms
σ_{ij}	tensor de estresse	Pa
σ_{kl}	tensor de estresse 1° ordem	Ohms

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....ix

LISTA DE TABELASxvii

LISTA DE SÍMBOLOSxix

SUMÁRIO.....xxiii

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO..... 1

a) Objetivos e motivação 4

b) Organização..... 6

CAPÍTULO 2 - SENSORES DE PRESSÃO..... 8

2.1. Histórico 9

2.2. Definição de Pressão 10

2.3. Referência e Medidas de Pressão 11

2.4. Padrões de pressão..... 11

2.5. Sensores de pressão 15

2.5.1. Sensores piezoelétricos..... 15

2.5.2. Sensores de acoplamento magnético 16

2.5.3. Sensores de relutância variável 17

2.6. Sensores de pressão em silício 18

2.6.1. Sensores de pressão capacitivos..... 18

2.6.2. Sensores de pressão ressonantes 19

2.6.3. Sensores de acoplamento indutivo..... 20

2.6.4. Sensores de pressão óticos 21

2.6.5. Sensores de pressão piezoresistivos 22

2.7. Especificações de sensores 24

2.8. Tecnologia de micromáquinas para a fabricação de sensores 26

2.8.1. Técnicas de fabricação microeletrônica para sensores de pressão..... 28

CAPÍTULO 3 - TEORIA MECÂNICA33

3.1. Tensores 34

3.2. Teoria da elasticidade 34

 3.2.1. Definição do tensor de deformação 35

 3.2.2. Definição do tensor de estresse 36

 3.2.3. Constante de elasticidade..... 37

 3.2.4. Teoria da elasticidade aplicada ao silício 38

 3.2.5. Constantes elásticas anisotrópicas 39

CAPÍTULO 4 - FONTES DE REFERÊNCIA EM TENSÃO DO TIPO

***BANDGAP*.....42**

4.1. Histórico 43

4.2. Teoria..... 44

 4.2.1. Análise do circuito proposto..... 44

 4.2.2. Compensação do coeficiente linear 46

 4.2.3. Não-idealidades de uma fonte de referência em tensão tipo *bandgap*
..... 50

 4.2.4. Resumo das não-idealidades..... 55

4.3. Realizações 55

 4.3.1. Cálculo das resistências: R_1 , R_2 , R_{PTAT} 56

 4.3.2. Amplificador operacional 56

 4.3.3. Resistências associadas para o ajuste do coeficiente linear..... 58

 4.3.4. Simulação do circuito da fonte de referência tipo *bandgap* 59

 4.3.5. Layout do circuito proposto..... 61

4.4. Conclusão 64

CAPÍTULO 5 - SENSOR DE PRESSÃO PIEZORESISTIVO65

5.1. Histórico 66

5.2. Teoria da piezoresistividade 66

5.3. Sensor de pressão piezoresistivo integrado em silício..... 72

5.4. Análise de circuito do sensor piezoresistivo.....	73
5.5. Simulação	74
5.5.1. Método dos Elementos Finitos	74
5.5.2. Estrutura mecânica do sensor	75
5.5.3. Modelo da membrana circular em elementos finitos	76
5.5.4. Modelo da piezoresistência em elementos finitos	79
5.6. Realizações	80
5.6.1. Layout e fabricação do sensor	80
5.6.2. Desbaste mecânico	82
5.6.3. Encapsulamento.....	83
5.6.4. Estrutura de testes	84
5.6.5. Resultados experimentais	87
5.6.6. Análise da variação da sensibilidade do sensor de pressão devido à temperatura	89
5.7. Conclusão	91
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÃO	92
6.1. Projeto e simulação de uma fonte de referência do tipo bandgap totalmente compatível com a tecnologia CMOS.....	92
6.2. Caracterização de um sensor de pressão em ponte de Wheatstone baseado no efeito piezoresistivo.....	93
6.2.1. Resistores.....	93
6.2.2. Sensor de pressão	94
6.3. Considerações finais	94
TRABALHOS PUBLICADOS.....	97
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	98

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A progressão da economia está possibilitando o desenvolvimento de tecnologia em sensores para aplicações específicas de medição, controle e instrumentação. Uma análise do mercado da Yole Development em sensores baseado em sistemas microeletromecânicos afirma que cerca de US\$ 5.1 bilhões foram movimentados em 2005 na venda desses sistemas e prevê uma movimentação de US\$ 18 bilhões até o ano 2015 [YOLE DEVELOPMENT, 2006]. Somente para os sensores de pressão, o aumento em vendas segue a uma taxa de 12% ao ano.

Os sensores para sinais em diversos domínios: mecânicos, radiante, químico, magnético e térmico, são encontrados comercialmente. Dentre o domínio mecânico, a variável de destaque é pressão. Pressão é a segunda variável física mais medida no planeta, estando atrás apenas da variável temperatura [BAKKER, A., 2000].

Diversos instrumentos baseados na medição ou aferição da variável pressão, tem sido usados. A possibilidade de melhorias nas especificações dos sensores de pressão, aliada ao avanço na área da microeletrônica, tornou os sensores microeletromecânicos (MEMS, *Micro-Electro-Mechanical Systems*) um grande atrativo para diversos setores da economia, principalmente pesquisa e desenvolvimento.

O campo de aplicações de sensores é diverso. Atualmente, as aplicações em MEMS são possíveis em áreas como agricultura para medição de umidade do solo, em automobilística para medição da pressão imediata dos pneus, em espacial para medida de inércia em aplicações de navegação em aeronaves e na medicina para pressão sanguínea intravenosa [GEORGE T., 1999]. Estes sistemas são cada vez mais compactos e compatíveis com o processo microeletrônico atual. A tecnologia CMOS se destaca no cenário de desenvolvimento dos sensores microeletromecânicos devido ao baixo custo de fabricação já consolidado no mercado. A possibilidade de realizar sensores microeletromecânicos confere à tecnologia CMOS um importante diferencial. Esses sensores possuem características que facilitam sua incorporação aos mais diversos sistemas integrados com aplicações específicas. Mais recentemente, os sensores de pressão estão sendo incorporados a telefones celulares, relógios de pulso, *paggers*, ciclo-computadores entre outros, conferindo a esses equipamentos mais uma função: altímetro. Este instrumento mede a mudança da pressão atmosférica e converte em medida da elevação do plano local.

Os MEMS são baseados nos diversos efeitos presentes nos materiais semicondutores, notadamente o silício, que combina microeletrônica com sistemas mecânicos em um mesmo material semicondutor. Sensores de pressão em silício estão sendo desenvolvidos em variadas técnicas de microfabricação, aproveitando os efeitos

transdutores presentes no silício, como: piezojunção, piezo-MOS, piezoelétrico, piezo-Hall, e o efeito piezoresistivo. Além disso, o silício monocristalino apresenta ótimas vantagens tais como:

- Baixo custo para produção em larga escala;
- Propriedades mecânicas favoráveis para uso como sensor: não possui histerese, mesmo se submetido à intensa pressão estática e Módulo de Young próximo ao do aço (aproximadamente 130GPa).;
- Propriedades elétricas bem controladas e entendidas, tais como, energia da banda proibida (aproximadamente 1,12eV), mobilidade do elétron ($1500 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$), resistividade intrínseca ($2.3 \times 10^5 \Omega\cdot\text{cm}$);
- Possível integração de sensores e interface eletrônica

Podemos citar o sensor de pressão baseado na tecnologia da capacitância variável, que usa a mudança da capacitância devido à variação de distância entre os eletrodos de um capacitor sob pressão [BEEBY, S. P., 2004]; de elementos ressonantes, que vibram em uma frequência natural sob pressão [BEEBY, S. P., 2004]; de elementos óticos, que mudam o índice de refração sob pressão [XIAO-QI N., 2006]; de elementos piezoresistivos, que variam a resistividade sobre a ação da pressão. Um exemplo de sensor de pressão piezoresistivo é o *strain gauge*. Realizam medidas de deformações em diversos materiais, utilizando como sensor o metal que é, na maioria das vezes, colado junto a uma membrana. Nesse sensor, a resistência varia com a aplicação de um esforço mecânico. O efeito piezoresistivo foi observado em silício e germânio pela primeira vez por Smith em 1954 [SMITH C. S., 1953]. Alguns anos mais tarde, esse efeito foi usado na fabricação do primeiro sensor de pressão que consistia de piezoresistores difundidos ou implantados sob uma membrana. Atualmente, a grande maioria dos sensores de pressão disponíveis comercialmente é baseada no efeito piezoresistivo.

No silício o efeito piezoresistivo é presente e causa, em sua maioria, uma mudança da resistividade devido a um estresse mecânico. Esta mudança da resistividade pode ser

medida através de piezoresistores dispostos em uma ponte de Wheatstone fabricados sobre uma membrana em silício.

a) Objetivos e motivação

Neste trabalho pretendemos mostrar a possibilidade de explorar a tensão da banda proibida do silício à temperatura de 0K como fonte estável para um sensor de pressão piezoresistivo em ponte de Wheatstone. Para isso, projetamos uma fonte de tensão de referência, tipo *bandgap* em tecnologia CMOS que utiliza transistores bipolares *pnp*, ao invés de transistores bipolares *nnp*, devido a maior minimização da não-idealidade da tensão base emissor V_{BE} causado pelo estresse mecânico. Além disso, técnicas de layout são usadas para minimizar o efeito do estresse mecânico nos transistores CMOS, o que permite que a fonte de referência do tipo *bandgap* e um sensor de pressão em ponte de Wheatstone piezoresistiva possam ser fabricados em um único circuito integrado monolítico. A palavra *bandgap* vem do inglês e significa energia da banda proibida do material. No silício, essa energia, extrapolada para 0K, é aproximadamente 1,12V que é uma constante. A Figura (1.1) mostra a disposição dos níveis de energia associados à banda de valência e banda de condução, que possuem específicos níveis de energia, e, definem a tensão de *bandgap* para o silício à temperatura de 0K.

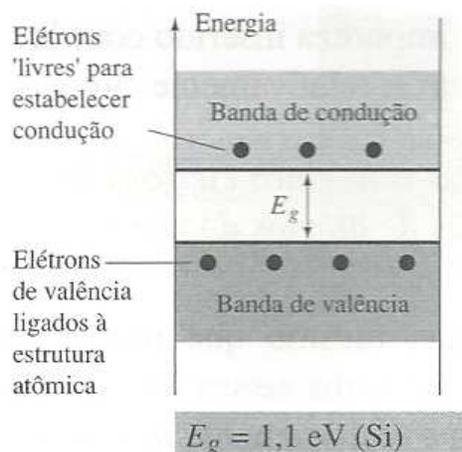


Figura 1.1: Aspecto dos níveis de energia da banda de condução, banda de valência e da tensão na banda proibida do silício (E_g) à temperatura de 0K, o que possibilita o uso como uma fonte de tensão estável.

Neste contexto, desenvolvemos um sensor microeletromecânico baseado no efeito piezoresistivo utilizando uma fonte de referência do tipo *Bandgap* que apresenta como vantagens:

- Compatibilidade com a tecnologia CMOS;
- Possibilidade de integração da estrutura mecânica do sensor com a microeletrônica;
- Topologia de circuito bastante difundida

O efeito piezoresistivo em silício será o principal assunto abordado neste trabalho, bem como as não-idealidades das fontes de referência do tipo *bandgap* e diversas formas de minimizá-las em um layout. A Figura (1.1) apresenta um esquemático das partes constituintes do sensor de pressão em ponte de Wheatstone abordadas neste trabalho. Sendo que R_1 , R_2 , R_3 e R_4 são as resistências implantadas em silício, V_{ref} é a tensão de referência do tipo *bandgap* e $V_{saída}$ é a tensão de saída da ponte.

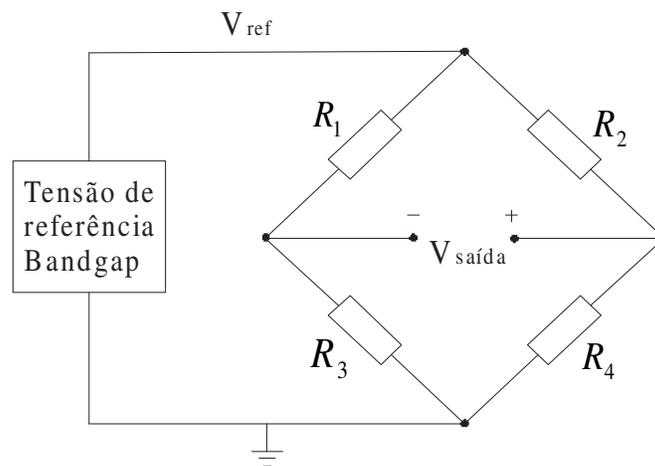


Figura 1.2: Topologia de circuito do sensor em ponte de Wheatstone piezoresistiva

Fabricamos um sensor de pressão microeletromecânico disposto em ponte de Wheatstone, na qual resistores são implantados ou difundidos sobre uma membrana em silício. Utilizamos uma ferramenta de simulação baseada nos métodos de elementos finitos (MEF), para auxiliar no posicionamento dos piezoresistores na região de máximo estresse. Simulações de circuitos analógicos empregadas para a fonte de referência com o objetivo de obter o comportamento de segunda ordem do sinal de saída em uma

temperatura de referências são utilizadas neste trabalho. O sensor de pressão piezoresistivo em ponte de Wheatstone foi fabricado no Centro de Componentes e Semicondutores localizado na UNICAMP em tecnologia compatível com o processo CMOS.

b) Organização

Este trabalho está dividido em 06 capítulos descritos a seguir:

No Capítulo 1, iniciamos com uma breve introdução baseada em pesquisas de mercado dos sensores microeletromecânicos de pressão, os objetivos que se pretende alcançar neste trabalho e a motivação, como também a organização em capítulos desta dissertação.

No Capítulo 2, apresentaremos uma introdução sobre os sensores de pressão, um breve histórico, o conceito da variável pressão e os padrões e tipos de medida de pressão. Serão abordadas as especificações de sensores quanto ao uso, além das várias possibilidades de fabricação dos sensores de pressão integrados através de tecnologias modernas. Alguns exemplos de sensores de pressão baseados no efeito piezoelétrico, piezoresistivo, capacitivo, ressonantes e óticos serão discutidos.

No Capítulo 3, apresentaremos o conceito de tensor, uma breve teoria da elasticidade e a relação existente entre estresse e deformação através das devidas constantes de elasticidade.

No Capítulo 4, apresentaremos o desenvolvimento de uma fonte de referência, tipo *bandgap*, compatível com a tecnologia CMOS. Introduziremos as fontes de referência, apresentando um breve histórico e a teoria baseada no comportamento da tensão base-emissor de um transistor bipolar com a temperatura. Discutiremos também as não-idealidades dessa fonte de referência. Apresentaremos resultado de simulação de circuitos

e um projeto de um amplificador operacional que é parte constituinte desta fonte de referência.

No Capítulo 5, introduziremos a teoria da piezoresistência em silício. Realizaremos um projeto de sensor de pressão piezoresistivo em ponte de Wheatstone, o desbaste mecânico para obtenção de uma membrana, a caracterização desse sensor e, finalizando, estudaremos a deriva térmica da sensibilidade do sensor em ponte de Wheatstone.

No Capítulo 6, apresentaremos as principais conclusões deste trabalho e sugestões de melhoria e trabalho futuro.

Finalizando, apresentaremos as referências bibliográficas requeridas.

CAPÍTULO 2

SENSORES DE PRESSÃO

Neste capítulo apresentaremos o conceito da variável pressão, as medidas e referência de pressão. Exemplos de instrumentos para aferir pressão serão apresentados, alguns exemplos de sensores de pressão que fazem uso do efeito piezelétrico e sensores em silício, que são baseados no efeito: capacitivo, ressonante, ótico, acoplamento indutivo e piezoresistivos. Abordaremos algumas tecnologias empregadas para obter as membranas de sensores.

2.1. Histórico

O primeiro a comprovar o efeito da pressão atmosférica sobre a Terra foi Evangelista Torricelli em 1643 [BENEDICT R. P., 1984]. Uma das maiores contribuições deste renomado físico e matemático italiano foi baseada em um experimento que consistia em um tubo de aproximadamente 1 m de comprimento, preenchido de mercúrio e com uma das extremidades fechada. Dentro de outro recipiente, também preenchido com mercúrio, posicionou o tubo na vertical com a extremidade aberta voltada para baixo. Torricelli observou que o nível da coluna de mercúrio no tubo não se esvaziava totalmente, mas estabilizava na posição correspondente a 76 cm. O espaço restante dentro da coluna de mercúrio foi preenchido com vácuo. Como resultado provou que a atmosfera exerce pressão sobre a Terra da qual equilibra o mercúrio dentro da coluna, conforme mostrado na Figura (2.1).



Figura 2.1: Experimento de Torricelli

Mais tarde, em 1647, o físico e matemático francês Blaise Pascal quantificou a influência da altitude na pressão. Pascal e seu cunhado Puy de Dôme utilizaram o aparato de Torricelli e mediram a altura da coluna de mercúrio em altitudes distintas cuja diferença obtida foi em torno de 3000 pés para uma variação de 3 polegadas na altura da coluna de mercúrio. Portanto, foi possível quantificar a pressão atmosférica a uma variação de 1 polegada para 1000 pés de altitude. Atribuiu ao instrumento o nome de *barômetro* [BENEDICT R. P., 1984].

2.2. Definição de Pressão

A pressão p pode ser definida como uma força aplicada perpendicularmente a uma unidade de área A de uma dada superfície.

$$p = \frac{dF}{dA} \quad (2.1)$$

São utilizadas diversas unidades para quantificar o escalar pressão. A unidade no Sistema Internacional (SI) é o Pascal (N/m^2). Diversas outras unidades de medidas de pressão são utilizadas, entre elas a unidade psi, a unidade bar e a unidade atm. Sendo que a unidade psi é (lbf/pol^2), libra força por polegada quadrada. Neste trabalho, adotamos a unidade *psi*, por se tratar de uma unidade descrita na maioria das especificações dos sensores de pressão comercialmente disponíveis. A unidade de medida denominada pressão atmosférica (atm) é a pressão exercida por uma coluna de água de 1m de altura sobre um centímetro quadrado [BEEBY, S. P., 2004].

A Tabela 2.1 mostra as possíveis conversões de outras unidades existentes em unidade Pascal. Podemos observar que o valor da unidade (bar) é aproximadamente igual ao valor da pressão atmosférica padrão (1 atm), entretanto é frequente medir pressão atmosférica em milésimos de bar (mbar). A unidade mmHg, também chamada de Torricelli (Torr), surgiu devida ao experimento que aferiu a pressão atmosférica em 760 mmHg, o que corresponde aproximadamente a 1 atm.

Tabela 2.1 – Unidades de pressão e possíveis conversões para o SI [BEEBY, S. P., 2004]

Unidade	Símbolo	Fator de conversão (Pa)
Bar	bar	1×10^5
Atmosfera	atm	$1,011325 \times 10^5$
Milibar	mbar	100
Milímetro de mercúrio	mmHg	133,32
Polegada de mercúrio	polHg	3386,39
Libra-Força por polegada quadrada	psi	6894,76
Polegada de Água	polH ₂ O	284,8

2.3. Referência e Medidas de Pressão

São conhecidas algumas medidas de pressão, que são sempre dependentes de outro valor de pressão, ou de um diferencial de pressão.

- **Pressão absoluta:** medida de pressão com referência ao vácuo.
- **Pressão relativa ou manométrica:** medida relativa à pressão atmosférica local.
- **Pressão diferencial:** medida de pressão relativa entre diferentes pressões desde que a referência de pressão não seja nem a pressão absoluta ou o vácuo perfeito.

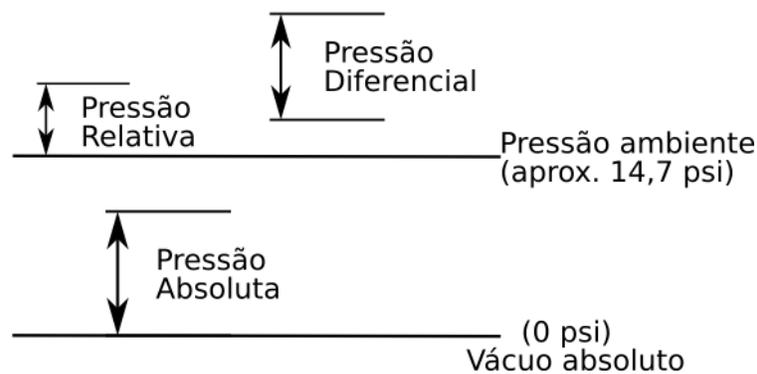


Figura 2.2: Medidas de pressão

2.4. Padrões de pressão

Em busca da padronização da grandeza física pressão, vários instrumentos foram desenvolvidos possibilitando aferir pressão de várias maneiras. Alguns deles são o *Gauge* de Peso Morto, barômetro, manômetros, tubo de Bourdon e sensores de vácuo.

- **Gauge de Peso Morto**

Foi utilizado pela primeira vez em 1893 e consiste de um pistão com dimensões precisamente construído e inserido no interior de uma câmara. Pesos calibrados inseridos sob o pistão produzem uma pressão precisamente conhecida no interior da

câmara [BENEDICT R. P., 1984]. A Figura (2.3) mostra o aparato mecânico usado para calibrar um medidor de pressão.

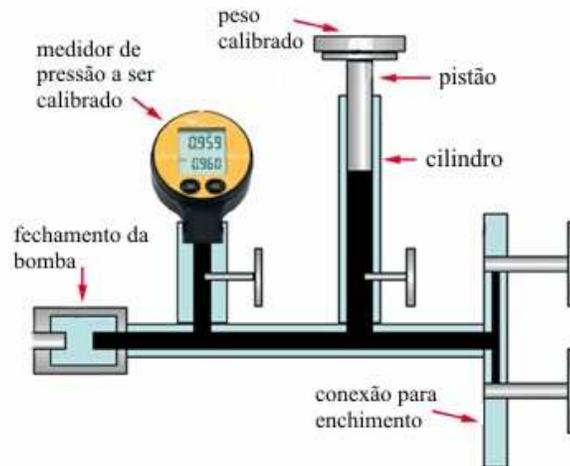


Figura 2.3: Gauge de peso morto [SENSORLAND, *How sensors works*]

- **Manômetro**

Inicialmente usado para medida de pressão estática em 1662. Consiste em um tubo transparente, com escala apropriada em formato de “U” preenchido com mercúrio, água, ou óleo de densidade previamente conhecida. Na Figura (2.4) é aplicada uma pressão em uma das extremidades do tubo deslocando o meio líquido para a outra e a diferença entre as duas colunas é relacionado com a pressão relativa [BEEBY, S. P., 2004].

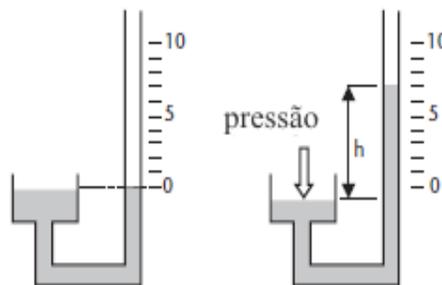


Figura 2.4: Manômetro [BEEBY, S. P., 2004]

- **Barômetro**

Instrumento criado por Torricelli em 1643 para medida da pressão atmosférica estável. O barômetro aneróide (sem líquido) consiste de uma cápsula de metal evacuada com faces superiores e inferiores que são flexíveis. A forma da cápsula se modifica com a variação da pressão atmosférica e esta deformação é geralmente amplificada pela série de niveladores ou engrenagens. A medida da deflexão é feita por um ponteiro conectado aos niveladores que são alinhados em uma apropriada escala [BENEDICT R. P., 1984]. Na Figura (2.5) podemos notar as partes de um barômetro aneróide.

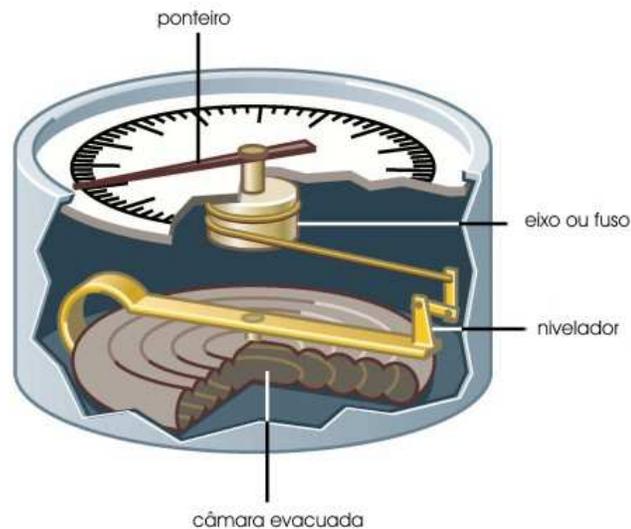


Figura 2.5: Barômetro aneróide [SENSORLAND, *How sensors works*]

- **Tubo de Bourdon**

Este instrumento opera como um barômetro, a diferença entre os dois instrumentos é que ao invés da cápsula de metal, existe um tubo helicoidal na forma de “C”. Uma das extremidades é fechada e na outra é aplicada uma pressão que causa um deslocamento da extremidade fechada. A pressão do fluido interno se iguala à resistência elástica do material possibilitando medir a pressão em função deste

deslocamento [BEEBY, S. P., 2004]. A Figura (2.6) mostra o tubo helicoidal e o seu deslocamento devido à pressão do fluido.

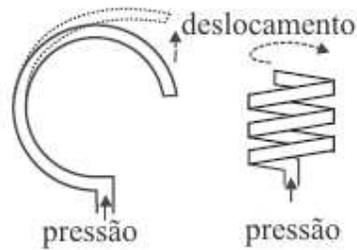


Figura 2.6: Tubo de Bourdon [BEEBY, S. P., 2004]

- **Sensores de Vácuo**

Sensores de vácuo são empregados para medição de pressão abaixo da pressão atmosférica, aproximadamente a 10^{-3} mbar. Normalmente, estes sensores são baseados na troca de calor entre um fio metálico e a atmosfera. Quando o vácuo é aumentado, o fio metálico se aquece, aumentando a sua resistência que pode ser calibrada para se aferir pressão. Este instrumento é denominado Gauge Pirani e mostrado na Figura (2.7) [BEEBY, S. P., 2004].

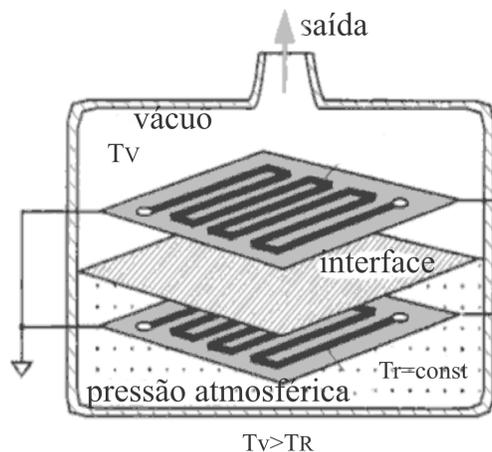


Figura 2.7: Aparato para medição de vácuo [FRADEN J., 2004]

2.5. Sensores de pressão

Transdutores são dispositivos que convertem sinais pertencentes a diferentes domínios físicos, tais como: mecânicos, térmicos, elétricos, magnéticos, radiantes e químicos. Existem dois tipos de transdutores: os de entrada e de saída. Um transdutor de entrada converte uma forma de energia não-elétrica para o domínio elétrico, geralmente é chamado de sensor [MIDDELHOEK S., 2000]. Os transdutores de saída ou atuadores convertem uma forma de energia em outra compreendido aos seres humanos, controlam equipamentos, armazenam, registram, ou transmitem informações [MIDDELHOEK S., 2000]. Os transdutores elétricos são mais utilizados que os transdutores não-elétricos devido a possibilidade de condicionar estes sinais para processamento e, juntamente com o transdutor de entrada, fabricados em um mesmo chip. Os sensores podem ser classificados em dois grupos: ativos e passivo. Os sensores ativos não necessitam de uma fonte de energia externa de excitação, além da energia originada pelo estímulo, como por exemplo, as células solares baseadas no efeito fotovoltaico e termopares são categorias de sensores ativos. Por outro lado, os sensores passivos necessitam de fonte de energia, além da energia do sinal aplicado na entrada.. A ponte de Wheatstone piezoresistiva que projetamos, é um exemplo de sensor passivo, pois necessita de uma fonte de excitação externa normalmente implementada por uma fonte de referência tipo *bandgap* ou uma fonte de corrente. A seguir, apresentaremos alguns tipos de sensores de pressão.

2.5.1. Sensores piezoelétricos

Os elementos piezoelétricos são transdutores bidirecionais e consistem em um elemento de quartzo, GaAs (Arseneto de Gálio), GaP (Fosfeto de Gálio) e alguns materiais cerâmicos, entre outros. Esses materiais piezoelétricos apresentam estrutura cristalina não centrossimétrica e quando estão sob ação de um esforço mecânico se deformam resultando em um desequilíbrio de cargas elétricas. Este desequilíbrio de cargas gera um campo elétrico que se relaciona com o esforço exercido ou, ao contrário, se deformam sob a ação de um campo elétrico aplicado, conforme mostrado na Figura (2.8). Esse efeito é dinâmico, ou seja, a medida só é possível a partir de uma pequena

variação da entrada em alguns milionésimos de segundos. Dessa forma, só é possível fazer medidas de pressões variáveis. Sensores baseados nesse efeito são classificados como ativos. São robustos, possuem tamanho reduzido, alta velocidade de resposta e são compatíveis com o processo de fabricação microeletrônico. Possuem alta estabilidade térmica [MIDDELHOEK S., 2000].

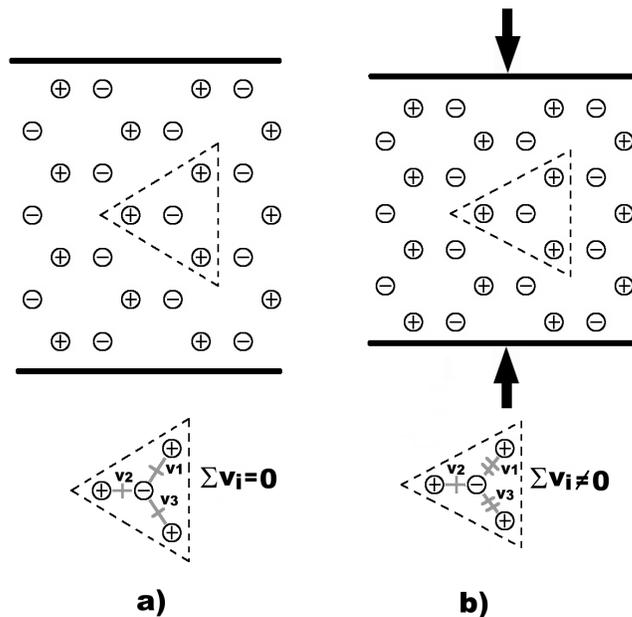
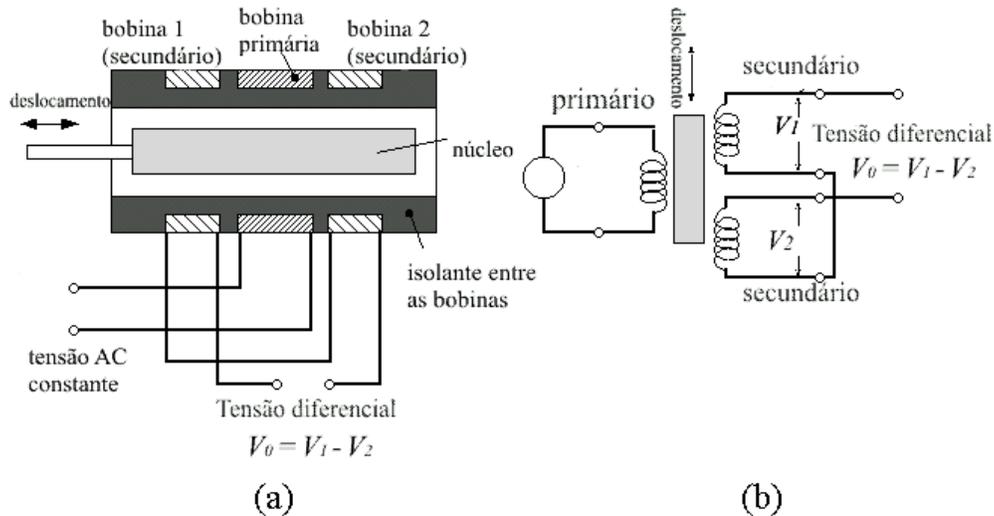


Figura 2.8: Estrutura cristalina centrosimétrica - a) sem deformação e b) com deformação [MIDDELHOEK S., 2000]

2.5.2. Sensores de acoplamento magnético

Este tipo de sensor utiliza o princípio da indução magnética, portanto é necessário que as bobinas sejam alimentadas por uma tensão alternada. O transdutor de pressão é composto por um transformador diferencial de núcleo variável, ou *LVDT*. De acordo com a Figura (2.9), uma bobina primária e duas bobinas secundárias que são ligadas em oposição de fase e um núcleo de ferro-doce é disposto simetricamente em relação às bobinas. Quando o sistema está em repouso, as tensões induzidas na bobina 1 e na bobina 2 são idênticas, sendo que a resultante V_2 é igual a zero. Uma pressão aplicada sob o núcleo provoca variações na relutância do fluxo magnético que altera o acoplamento magnético entre as bobinas, produzindo uma variação na tensão em V_2 .

Este tipo de sensor pode medir uma ampla faixa de pressão, porém é sensível também às vibrações e campos magnéticos externos. O sinal gerado é da ordem de alguns volts, o que dispensa o uso de pré-amplificadores [FRADEN J., 2004].



**Figura 2.9: Estrutura interna do sensor de acoplamento magnético- a) Vista em corte transversal
b) Diagrama elétrico [Dynamic Systems and Controls Lab, 2000]**

2.5.3. Sensores de relutância variável

Conforme a Figura (2.10), estes sensores de relutância variável consistem de uma câmara composta por duas entradas de pressão separadas por uma membrana com propriedades magnéticas e duas bobinas montadas internamente em cada lado. Quando ocorre uma diferença de pressão entre as câmaras, a membrana se deforma modificando a relação de relutância entre as bobinas gerando uma tensão proporcional à pressão aplicada.

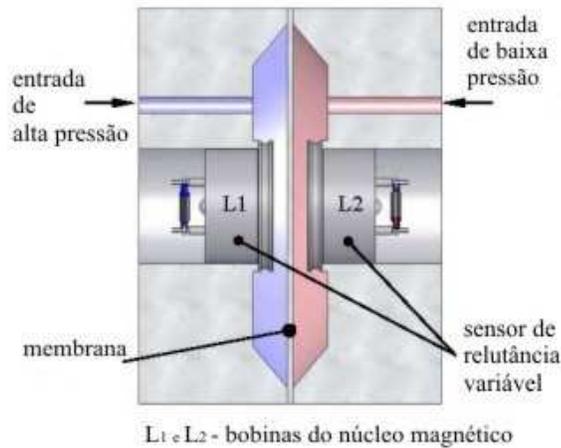


Figura 2.10: Diagrama do sensor de relutância variável [Tavis Corporation]

2.6. Sensores de pressão em silício

A aplicação de sensores microfabricados em silício já é bem madura e usada a mais de 30 anos [BEEBY, S. P., 2004]. A produção em larga escala desses sensores reduziu o custo de produção e possibilitou abranger diversas aplicações. Apresentaremos alguns tipos de sensores de pressão microeletrônicos.

2.6.1. Sensores de pressão capacitivos

O sensor de pressão capacitivo consiste de um capacitor de placas paralelas em que uma das placas é móvel e, posicionada sob uma membrana. O material dielétrico de um sensor de pressão capacitivo é composto por: água, ar, vácuo, Al_2O_3 , Si, SiO_2 , SiN empregados geralmente em dispositivos microeletrônicos. Quando uma pressão é aplicada na parte inferior da membrana, a distância entre as placas modifica, alterando o valor da capacitância. A capacitância pode ser calculada pela equação (2.2):

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.2)$$

sendo ϵ a constante dielétrica do material entre as placas, A a área das placas paralelas e d a distância entre as placas. Este sensor é aplicado em pequenos deslocamentos, possui baixa deriva térmica, pois o material dielétrico varia pouco com a temperatura. Além

disso, o consumo de potência é inferior, se comparado aos sensores piezoresistivos. Contudo, o sensor apresenta algumas desvantagens, entre elas: a resposta é não-linear e a necessidade de circuitos mais complexos para converter a variação de capacitância em sinal elétrico [MIDDELHOEK S., 2000]. A Figura (2.11) mostra um sensor de pressão capacitivo cuja variação da distância entre as placas d é devido à pressão aplicada à membrana.

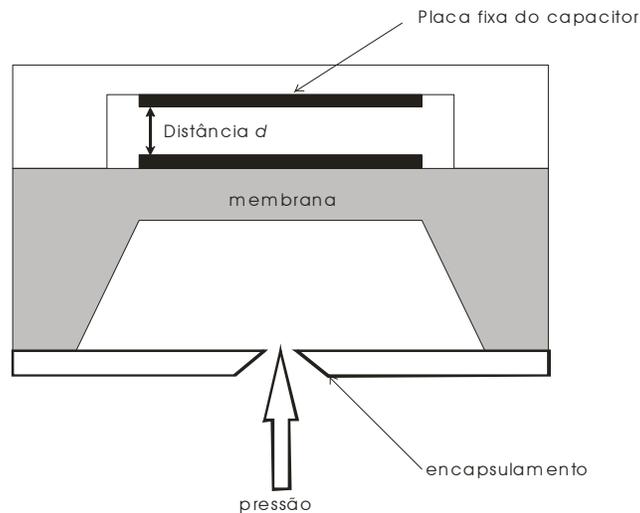


Figura 2.11: Estrutura de um sensor de pressão capacitivo [MIDDELHOEK S., 2000]

2.6.2. Sensores de pressão ressonantes

Sensores de pressão ressonantes são feitos de uma estrutura mecânica ressonante para vibrar em uma frequência específica. Estas estruturas podem ser feitas de materiais cristalinos como o silício ou quartzo. O silício permite maior facilidade na implementação microeletrônica do que o quartzo. Embora o quartzo possua maior estabilidade às vibrações que o silício [BEEBY, S. P., 2004]. A pressão aplicada sob a membrana aumenta a rigidez mecânica da estrutura levando a um aumento da frequência natural do ressonador. A saída do ressonador pode ser usada para monitorar deflexão em estruturas flexíveis, como também, fornecer uma indicação da magnitude da medida e, o sinal de frequência de saída, pode ser facilmente conectado a um circuito eletrônico digital operando como base de tempo. Existem ainda sensores de campo

magnético que são baseados em estruturas mecânicas ressonantes fabricadas sob uma viga ou membrana. A aplicação de um campo magnético externo produz uma deflexão na estrutura ressonante que pode ser medida por técnicas óticas, capacitivas ou por meio de sensores piezoresistivos. A Figura (2.12) mostra uma foto de uma estrutura ressonante microfabricada em silício [HERRERA A. L., 2009].

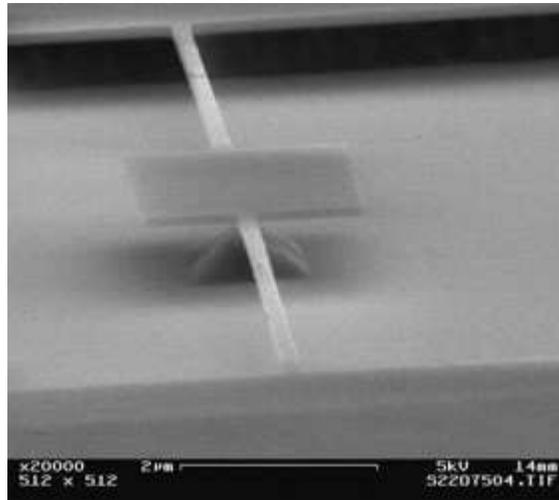


Figura 2.12: Exemplo de uma estrutura ressonante [HERRERA A. L., 2009]

2.6.3. Sensores de pressão de acoplamento indutivo

Os sensores de acoplamento indutivo são compostos por indutores microfabricados planares e distanciados entre si pela cavidade da membrana, conforme Figura (2.13). Uma tensão alternada externa é aplicada ao indutor primário planar e, por indução magnética, produz uma tensão no segundo indutor. Quando uma pressão é aplicada na superfície superior da membrana que se deflete, a distância entre os indutores varia. Esta variação modifica o acoplamento indutivo e a tensão no indutor secundário é alterada, podendo ser facilmente relacionada com a variação de pressão. Este tipo de sensor é adaptado para medir variações de pressão em câmaras de combustão e reatores a alta temperatura. Silicetos e metais, como a platina, são materiais preferíveis para estas aplicações e podem ser facilmente conectados a fios metálicos [N. CAR. W., 1996].

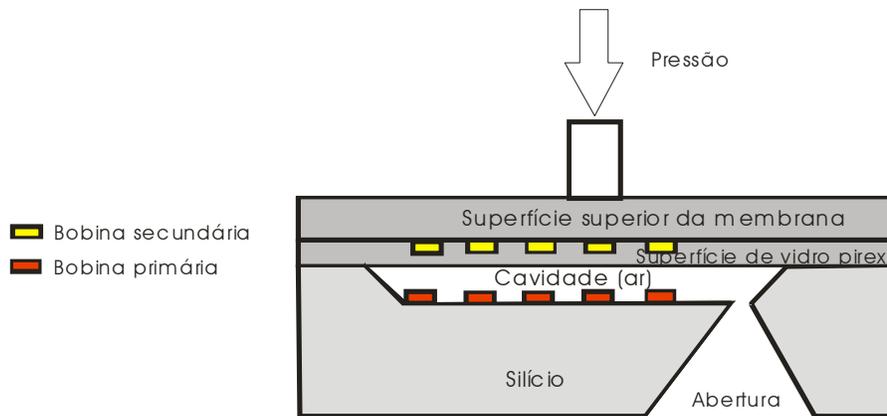


Figura 2.13: Estrutura de um sensor de pressão de acoplamento indutivo microfabricado
 [N. CAR. W., 1996]

2.6.4. Sensores de pressão óticos

Os sensores de pressão óticos se baseiam em dispositivos que modulam as propriedades das ondas eletromagnéticas fornecendo uma indicação da medida desejada. Esta propriedade pode ser a intensidade, a fase, o comprimento de onda, a posição espacial, a frequência e a polarização. Existem diversos tipos de sensores de pressão óticos disponíveis, entre eles o interferômetro Fabry-Perot que foi desenvolvido para aplicações biomédicas na década de 60. Conforme Figura (2.14), quando uma pressão é aplicada à membrana que se deflete, a cavidade se altera causando a modulação pela intensidade da luz que é então relacionada à pressão aplicada. [XIAO-QI N., 2006].

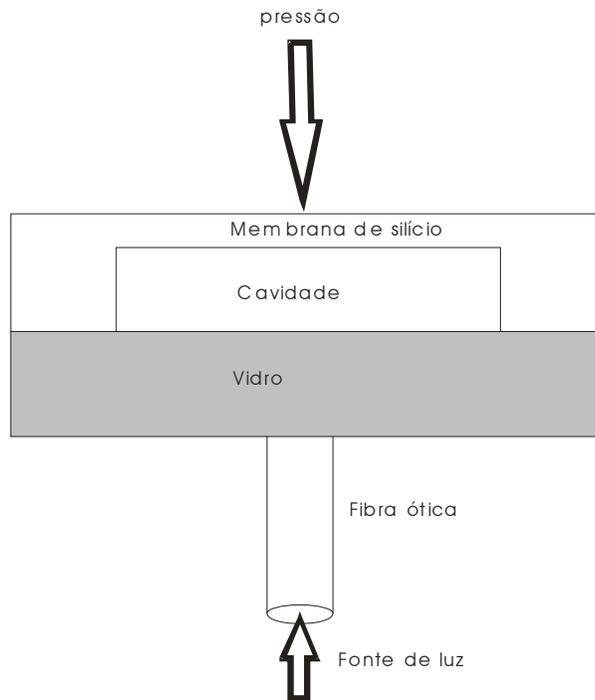


Figura 2.14: Estrutura de um sensor de pressão ótico [XIAO-QI N., 2006]

2.6.5. Sensores de pressão piezoresistivos

A piezoresistividade foi primeiramente descoberta por Lord Kelvin em 1856 que observou que a resistência do cobre e do ferro aumentava quando submetido à ação de um esforço mecânico. Entretanto, a primeira aplicação do efeito da piezoresistividade só apareceu na década de 30, fazendo uso de filamentos de metais sobre um filme fixado sobre uma superfície. Quando a superfície sofria uma deformação devido a pressão, a resistência do filamento de metal variava e esta variação podia ser medida. Este dispositivo foi chamado de *strain gauge* [MIDDELHOEK S., 2000].

Em 1954, Smith descobriu que o efeito piezoresistivo é em torno de cem vezes maior em silício e o germânio, se comparado aos metais [MIDDELHOEK S., 2000; SMITH C. S., 1953; BEEBY, S. P., 2004]. Em 1969, Gieles fabricou o primeiro sensor de pressão em ponte de Wheatstone piezoresistiva em miniatura. Consistia em piezoresistores difundidos ou implantados em uma membrana de silício obtida pela corrosão em arco elétrico e mais tarde, pela corrosão química [MIDDELHOEK S., 2000].

O Fator *Gauge* (K_G) quantifica o efeito piezoresistivo presente nos materiais e é definido pela mudança relativa da resistência dividido pela mudança relativa do comprimento do material, conforme equação (2.3):

$$K_G = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} \quad (2.3)$$

Em metais, o efeito piezoresistivo é dominado pela deformação geométrica e K_G é pouco maior que a unidade. O silício e germânio apresentam K_G cerca de duas ordens de grandeza maior que os encontrados em metais, variando de -140 até +180, o que o torna um grande atrativo na fabricação de sensores de pressão baseados no efeito piezoresistivo. Um sensor de pressão piezoresistivo é composto basicamente por piezoelementos dispostos sobre uma membrana retangular em silício, com espessura da ordem de alguns décimos de micro. A membrana é obtida pela corrosão do substrato ou do corpo em silício, sendo que o processo mais usado é a corrosão por reagentes alcalinos como o EDP, KOH e TMAH [MIDDELHOEK S., 2000].

Um diferencial de pressão é aplicado às superfícies de uma membrana que se deflete gerando regiões de concentração de estresse, o que resulta na variação na resistividade dos piezoresistores que pode ser medida. Os piezoresistores são implantados ou difundidos na superfície da membrana sendo que o seu posicionamento depende da cristalografia do substrato e da área de concentração de estresse mecânico. A localização dos piezoresistores é baseada em uma análise estrutural mecânica do sensor do qual abordaremos com mais detalhes no Capítulo 4. A Figura (2.15) mostra a disposição dos piezoresistores em uma membrana e o esquema elétrico de um sensor de pressão em ponte de Wheatstone conectados às tensões de alimentação.

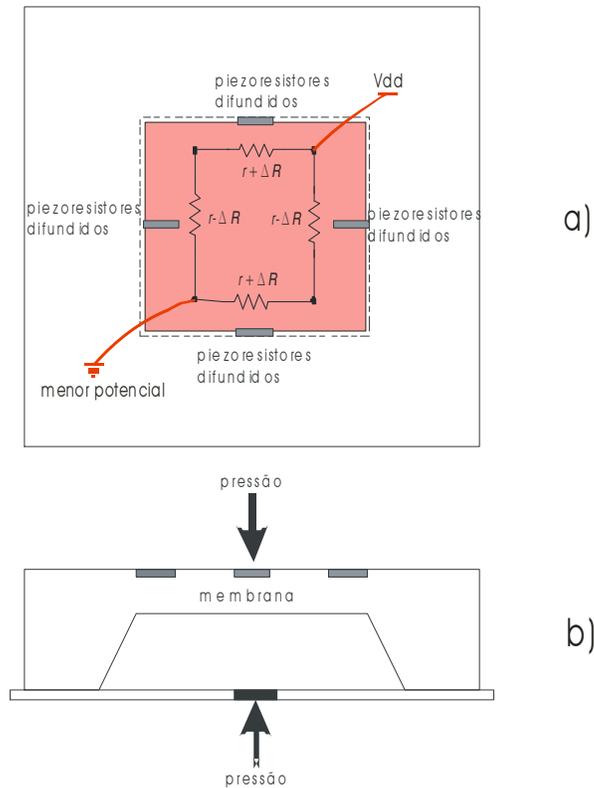


Figura 2.15: a) Disposição dos piezoresistores e esquema elétrico do sensor de pressão em ponte de Wheatstone - b) Estrutura mecânica da membrana

Diversas aplicações utilizam os sensores de pressão piezoresistivos, entre elas, a maioria dos acelerômetros cujos piezoresistores são difundidos ou implantados na superfície de vigas engastadas, em aplicações automotivas, para medir a pressão de injeção de diesel, e em sistemas de recirculação de gás [BEEBY, S. P., 2004].

2.7. Especificações de sensores

Os critérios de seleção que determinam o uso de sensores são definidos pelas suas especificações e quase todas estão baseadas na função de transferência do sensor. Algumas destas especificações dos sensores serão citadas ao longo deste trabalho, tal como: sensibilidade, fundo de escala e fundo de escala de saída, offset, não-linearidade, resolução, histerese, precisão e exatidão [FRADEN J., 2004]:

- **Sensibilidade:** A taxa da variação no sinal de saída pela variação do sinal de entrada. Expressa diretamente a função de transferência obtida do sensor.
- **Span (*Full Scale Input*):** Definido pela faixa de sinal ou estímulo de entrada perceptível pelo sensor na saída. Também chamada de Span range ou Dynamic range.
- **Fundo de escala (*Full Scale Output*):** Definido pela diferença algébrica de um sinal ou estímulo de saída medido em resposta entre o máximo estímulo de entrada e o mínimo estímulo aplicado.
- **Offset:** O sinal de saída do sensor quando o sinal de entrada é zero.
- **Não-linearidade:** Máximo desvio medido no sinal de saída em relação a uma função linear ideal. Existem alguns tipos de não-linearidade e geralmente dependem do posicionamento dos dados de saída obtidos em um gráfico.
- **Resolução:** Refere-se ao menor incremento do sinal de entrada detectável na saída. Pode ser expresso como uma porcentagem em relação ao *Span*.
- **Histerese:** Desvio máximo do sinal de saída em relação a um estímulo medido quando a aproximação das medições ocorre em direções opostas. Pode ser expresso como uma porcentagem em relação ao fundo de escala. A medida da histerese é representada pela Figura (2.16):

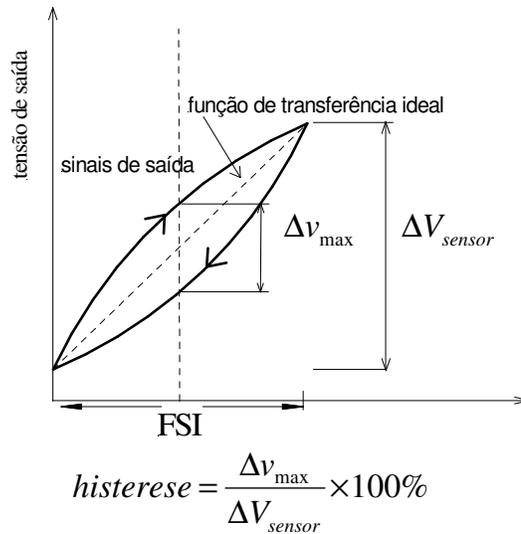


Figura 2.16: Medida da histerese em sinais de saída de direções opostas

- **Precisão:** Característica de um instrumento de medição determinada através de um processo estatístico de medições expressa pelo desvio padrão entre as diversas medidas obtidas de uma grandeza sobre mesmas condições. A precisão não relaciona as medidas obtidas com a medida real.
- **Exatidão (inexatidão):** Desvio máximo entre os valores do sinal de saída e o valor ideal de uma grandeza física aplicada a sua entrada. A exatidão não considera a repetição das leituras, mas seu exato valor. Pode ser expressa em porcentagem em relação ao fundo de escala.

2.8. Tecnologia de micromáquinas para a fabricação de sensores

Essa seção trata da tecnologia empregada em fabricação de sensores microeletromecânicos. A investigação de uma técnica seletiva de corrosão em silício começou a ser feita no fim da década de 50. Somente no meio da década de sessenta, soluções alcalinas, cujo processo de corrosão química é denominado anisotrópico úmido, começou a ser vista como uma técnica que pretendia resolver problemas associados com exatidão, sensibilidade, e dependência com a temperatura [MIDDELHOEK S., 2000]. A tecnologia de micromáquina foi primeiramente

empregada na área de sensores de pressão como uma solução para fabricar precisamente estruturas micromecânicas, como vigas, membranas e pontes [MIDDELHOEK S., 2000]. Portanto, existem basicamente dois tipos de corrosão: isotrópica e anisotrópica. A corrosão anisotrópica difere da corrosão isotrópica devido à grande seletividade à corrosão em uma direção, enquanto que a corrosão isotrópica possui pequena seletividade em uma direção específica. A corrosão isotrópica úmida é bem conhecida desde a década de 60 e apresentava problemas no controle da solução, da seletividade da direção de corrosão, na precisão, e eram muito dependentes da temperatura. A solução basicamente consistia de uma mistura de ácido acético, ácido fluorídrico, e ácido nítrico. Essas soluções químicas não se adequaram ao processo de micromáquinas por não apresentar uma taxa de corrosão preferencial em uma específica orientação cristalográfica do substrato [SZE S. M., 1994]. Corrosão anisotrópica úmida difere da anterior pela dependência com a orientação, seletividade da solução nas direções cristalográfica $\langle 100 \rangle$ e $\langle 110 \rangle$, possibilitando corrosão seletiva do substrato em silício na direção $\langle 111 \rangle$, formando paredes inclinadas de 54.7° em relação à superfície. Na Figura (2.17) podemos observar uma corrosão por reagente anisotrópico em silício em uma direção preferencial.

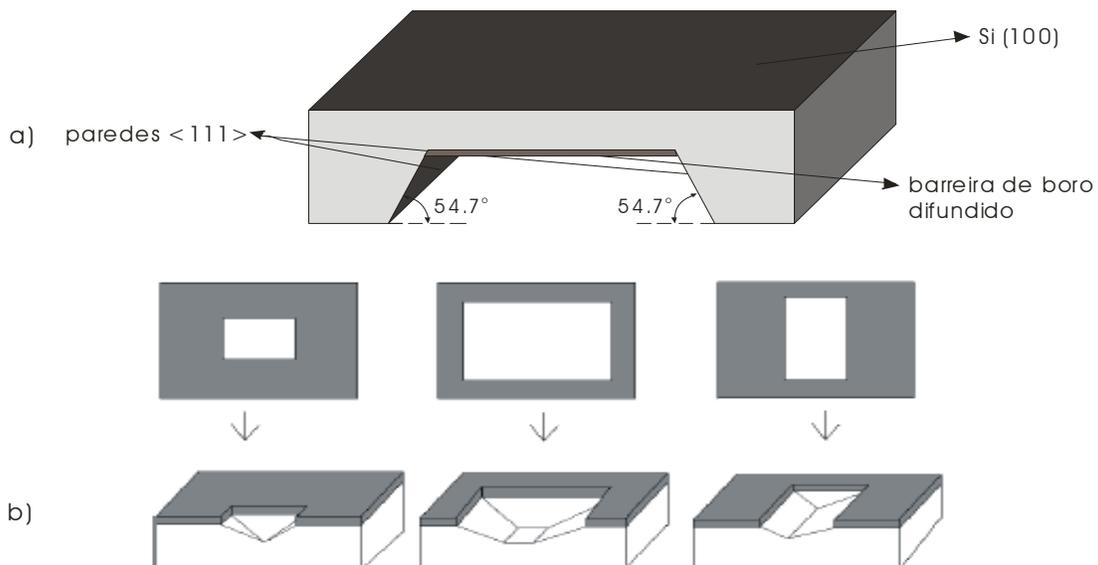


Figura 2.17: a) Perspectiva de um sensor de pressão fabricado pela tecnologia de micromáquina de corpo - b) Exemplos de estruturas fabricadas por corrosão em silício $\langle 100 \rangle$ [NELI, R. R., 2002]

Dentre os reagentes úmidos anisotrópicos, podemos destacar o KOH (Hidróxido de Potássio), EDP, CsOH (Hidróxido de Césio), NaOH (Hidróxido de Sódio), NH₄OH (Hidróxido de Amônia). O perfil da estrutura microfabricada em silício depende principalmente da anisotropia da corrosão. O processo de corrosão úmida anisotrópica permite fabricar membranas para sensores de pressão em silício, vigas, pontes entre outras estruturas microeletromecânicas.

Também existem técnicas de corrosão seca que não utilizam como reagente químico os líquidos alcalinos, como na corrosão úmida, mas gases ionizados ou plasma. A ionização dos gases é feita por excitação de um dos eletrodos dentro de uma câmara de pressão através de uma fonte de energia em rádio-frequência (RF), permitindo a corrosão de polisilício, SiO₂ (dióxido de silício), Si₃N₄ (Nitreto de Silício). Adequaram muito bem à tecnologia de microfabricação devido ao grande controle do processo de corrosão. Entretanto, este controle envolve parâmetros e procedimentos mais elaborados do que as técnicas de corrosão úmida, como controle de temperatura, frequência da tensão de RF e o campo magnético aplicado [SZE S. M., 1994].

2.8.1. Técnicas de fabricação microeletrônica para sensores de pressão

Existem basicamente duas tecnologias de fabricação microeletrônica para sensores de pressão em silício: micromáquina de corpo e micromáquina de superfície. As micromáquinas de corpo são fabricadas usando técnicas de corrosão no substrato cristalino enquanto que as micromáquinas de superfície usam técnicas de deposição de filmes finos [SZE S. M., 1994]. A Figura (2.18) mostra uma viga microfabricada e a principal diferenças construtivas entre os duas tecnologia referidas.

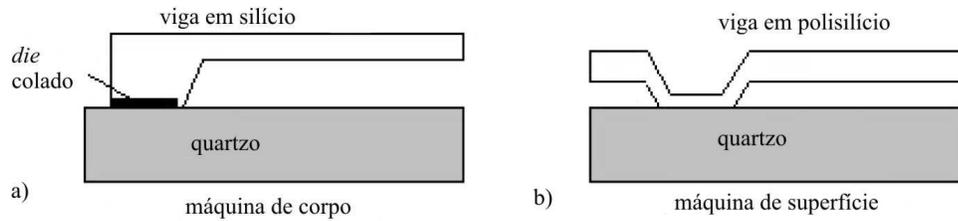


Figura 2.18: a) Vista em corte de uma viga microfabricada – a) Fabricado em silício pela tecnologia de micromáquina de corpo - b) Fabricadas em polisilício pela tecnologia de máquina de superfície [A. ARSHAK, 2005]

Os piezoelementos são implantados ou difundidos sobre a superfície de uma membrana cuja fabricação é feita usando a tecnologia de máquina de corpo. Esta técnica tem sido usada nos últimos vinte anos, sendo a tecnologia de fabricação de sensores em silício mais utilizada [SZE S. M., 1994]. Processos de deposição de filmes finos em silício como o polisilício e o silício amorfo para construção de estruturas mecânicas em camadas permitem microfabricar as micromáquinas de superfície. Não menos importantes, outras técnicas são empregadas para fabricação de estruturas micromecânicas, como por exemplo, o processo do substrato dissolvido, e a técnica LIGA (litografia, eletrodeposição e moldagem), conforme Figura (2.19).

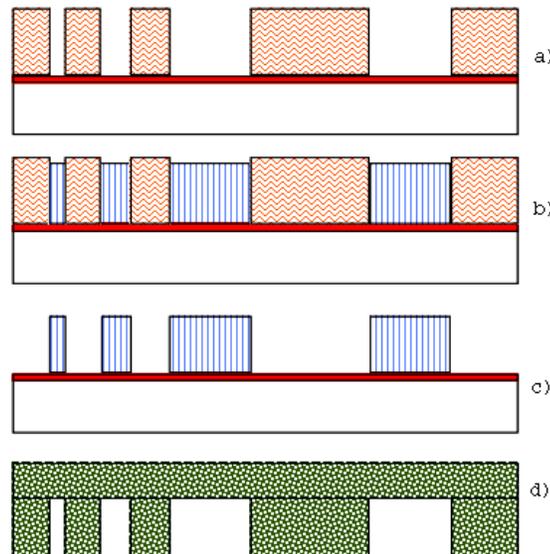


Figura 2.19: Processo de micromoldagem usando a tecnologia LIGA - a) Padronização do fotoresiste – b) Eletrodeposição de metal – c) Remoção do resiste – d) Componente plástico moldado [M. MEHREGANY e S. ROY, 2010]

Técnicas de parada da corrosão empregada em sensores

A parada da corrosão em silício pode ser feito de diversas maneiras, dentre elas a parada da corrosão por tempo, a parada da corrosão eletroquímica, a parada da corrosão por barreira de boro difundido e a parada da corrosão por barreira de camada epitaxial. Estas paradas de corrosão têm a finalidade de bloquear a corrosão em silício, finalizando o processo de obtenção das estruturas micromecânicas.

- **Parada por tempo de corrosão**

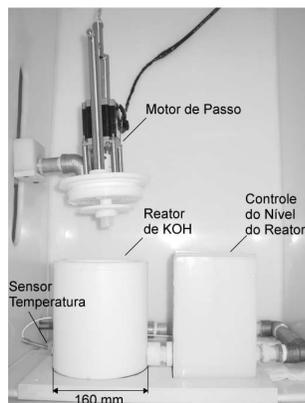
A parada por tempo é a técnica de corrosão mais comum para fabricar estruturas micromecânicas. Neste processo, a taxa de corrosão é conhecida previamente. Embora essa técnica seja eficiente, está sujeita a outras variações do processo, como a espessura do substrato, temperatura do reagente, pureza, entre outros.



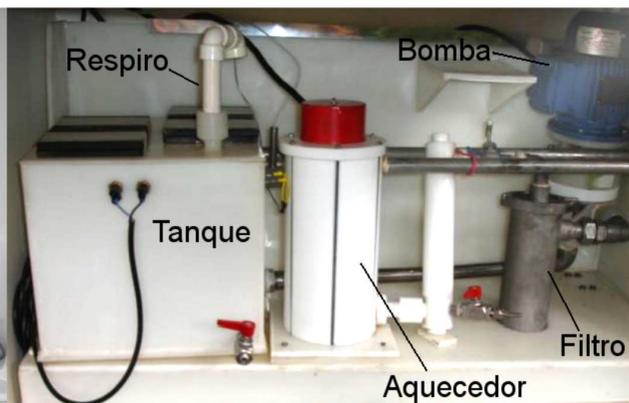
a) Programa de Controle



b) Painel Elétrico (Hardwares de Controle)



c) Reator de KOH, Sensor de Temperatura, Controle de Nível e Motor de Passo



d) Tanque, Respiro, Aquecedor, Filtro e Bomba

Figura 2.20: Aparato de Corrosão Química anisotrópica – Reator de KOH [COURACCI G., 2008]

Um aparato de corrosão química anisotrópica de KOH foi desenvolvido para uso em sensores no Laboratório de Sensores Microeletromecânicos (LSM). Este aparato é totalmente automatizado, permitindo o controle apurado de parâmetros, como: temperatura, forma de agitação, pureza e circulação da solução, para fornecer uma taxa de corrosão bem controlada, obtendo membranas com baixa rugosidade e boa repetibilidade na taxa de corrosão do reator [COURACCI G., 2008]. A Figura (2.20) mostra o Reator de KOH, seu programa de controle implementado em Labview e seus circuitos de condicionamento e controle (painel elétrico).

- **Parada pela corrosão eletroquímica**

O KOH e o EDP são as soluções mais usadas na corrosão úmida eletroquímica. A solução química alcalina é aquecida para maximizar a taxa de corrosão em silício. O substrato de silício é colocado no interior de um recipiente. De acordo com a Figura (2.21), um anodo é conectado à camada epitaxial tipo n implantada ou difundida sobre o substrato, e um catodo é conectado a um fio de platina. Uma tensão positiva, reversamente polarizada, é aplicada na junção $p-n$. A membrana é obtida por corrosão do substrato até a região tipo p ser completamente removida, expondo assim a região tipo n .

Uma fina camada de óxido de silício é formada sobre toda a superfície da região tipo n , que é chamada de superfície de passivação. Esta camada causa a parada da corrosão química. Neste processo, sobre condições eletroquímica específicas, existe a desvantagem da geração de uma malha de silício poroso devido ao reagente alcalino utilizado. Entretanto, esta técnica não causa problemas de estresse mecânico no interior da membrana devido ao não uso de altas concentrações de dopantes [SZE S. M., 1994].

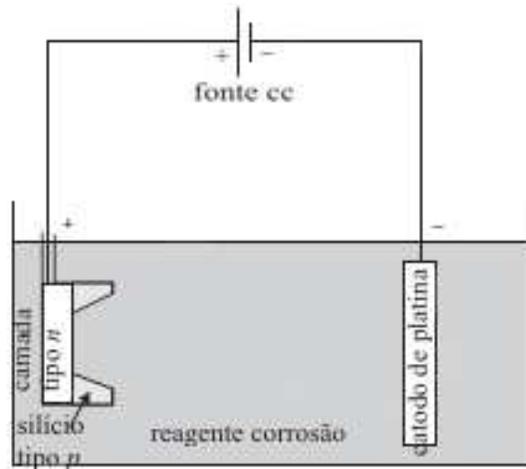


Figura 2.21: Aparato de Corrosão eletroquímica [BEEBY, S. P., 2004]

- **Parada por difusão de boro**

Esta técnica de parada consiste na implantação ou difusão de boro na superfície superior da lâmina em silício para corrosão do substrato. Silício altamente dopado com boro é quase completamente insolúvel em soluções alcalinas e pode ser empregado como parada de corrosão. Entretanto, o alto nível de dopagem não permite a microfabricação de piezoelementos ou qualquer outro dispositivo na região da membrana introduzindo regiões de grande estresse mecânico [GREENWOOD, J. C., 1988].

Neste trabalho, mostraremos a realização de uma membrana para um sensor de pressão em ponte de Wheatstone feita através de desbaste mecânico, que não precisa de líquidos alcalinos para corrosão e é uma técnica mais rápida de se obter a membrana.

CAPÍTULO 3

TEORIA MECÂNICA

Neste capítulo abordaremos o conceito de tensor para descrevermos as constantes de elasticidade anisotrópicas do silício que relaciona as duas grandezas físicas: deformação e estresse no tensor de elasticidade.

3.1. Tensores

Tensores são conjuntos de funções que possuem significado físico ou matemático que satisfazem determinadas leis de transformações e podem ser descritos em um sistema de coordenadas cartesiano [BORESI, A. P., 2000]. Os elementos de um tensor $t_{ijkl\dots m}$ possuem 3^n elementos, em que o número dos índices i, j, k, l, \dots, m são exatamente iguais a n . Estes índices são ordenados e variam em 1, 2 ou 3, o qual são relacionados a cada eixo do sistema cartesiano (x, y, z) respectivamente. A quantidade dos índices é que ordena cada tensor. Por exemplo, um tensor de primeira ordem representa um vetor. Através da lei de transformação de uma coordenada para outra coordenada em um sistema de coordenadas cartesiano, para os elementos x_i , temos:

$$x_i = a_{ij}x_j, \text{ em que } i, j = 1, 2 \text{ e } 3. \quad (3.1)$$

A equação (3.1) representa os tensores através da convenção proposta por Einstein [BORG S. F., 1963]. Utilizaremos esta convenção no desenvolvimento da teoria da elasticidade devido à simplicidade de apresentação desta notação para os elementos do tensor de estresse e deformação. A teoria da piezoresistividade também será apresentada, no Capítulo 4, usando esta mesma notação em que uma somatória de termos cuja variação do índice j está implícita.

3.2. Teoria da elasticidade

As constantes elásticas de um cristal são definidas pela deformação obtida devido a um componente estresse aplicado a um cristal. Para um caso geral de um cristal anisotrópico, devemos considerar todos os componentes de deformação que surgem como resultado da aplicação do estresse mecânico. Este estado de deformação depende da geometria do material, da força aplicada e das propriedades mecânicas do material [BORESI, A. P., 2000]. Assumimos que a Lei de Hooke é restrita à zona de deformação elástica do material e as considerações e equacionamento serão baseadas na relação linear entre estresse e deformação.

3.2.1. Definição do tensor de deformação

O conceito do movimento de pontos dentro de um corpo em um sistema de coordenadas cartesianas é descrito abaixo:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{du_i}{dx_j} = \frac{\Delta l}{l_0}, \text{ em que } i, j = 1, 2 \text{ e } 3, \quad (3.2)$$

sendo que du_i é o deslocamento de um ponto dentro de um sólido e dx é a coordenada no sistema cartesiano. Na teoria clássica de elasticidade, aproximações baseadas no conceito de deslocamento infinitesimal resultam em uma completa linearização da teoria de deformação [BORESI, A. P., 2000]. Essa teoria generaliza a deformação geral dos corpos e, a equação para o deslocamento de pontos em um corpo se resume a:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2}(u_{j,i} + u_{i,j}), \text{ em que } i, j = 1, 2 \text{ e } 3. \quad (3.3)$$

O tensor de deslocamento ε_{ij} da equação (3.3) representa o tensor de deformação no sistema cartesiano retangular. Os coeficientes são determinantes para o tipo de deformação: deformação normal e a deformação tangencial. A deformação normal ocorre no mesmo sentido da força aplicada. Podemos representar esta força em uma das direções do eixo do sistema cartesiano retangular (x, y, z). Este tipo de deformação é representado pelos elementos ε_{ij} quando $i=j$ e estão localizados na diagonal principal da matriz (3.4). A deformação tangencial é representada pelos elementos ε_{ij} quando $i \neq j$. Nesta deformação, as superfícies se deformam uma em relação à outra devido às forças aplicadas tangencialmente. O tensor de deslocamento ε_{ij} pode ser escrito na forma de uma matriz simétrica (3.4) com seus respectivos elementos de deslocamento:

$$\varepsilon_{ij} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

As Figuras (3.1-a e b) mostram a deformação obtida em um corpo devido a uma força aplicada no mesmo sentido do eixo cartesiano x e y , respectivamente, e a deformação do sólido como um todo. Veremos na seção 3.2.4, que estas deformações em todo sólido podem ser quantificadas através de algumas propriedades mecânicas do material.

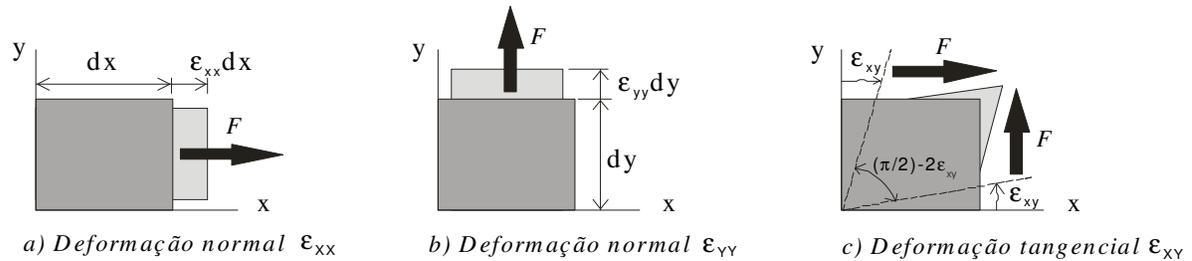


Figura 3.1: Sólido submetido a específicas condições de deformação [FRUETT F., 2002]

3.2.2. Definição do tensor de estresse

O estresse atuante em um ponto é obtido pela força F que atua sobre uma área infinitesimal A . Os valores limitantes de ambas as relações F_n/A e F_t/A são chamados de estresse normal e estresse tangencial onde a área infinitesimal A está localizada [BORESI, A. P., 2000]. Ambas as componentes são definidas como força por unidade de área. Estas duas componentes definem o tensor de estresse conforme a equação (3.5):

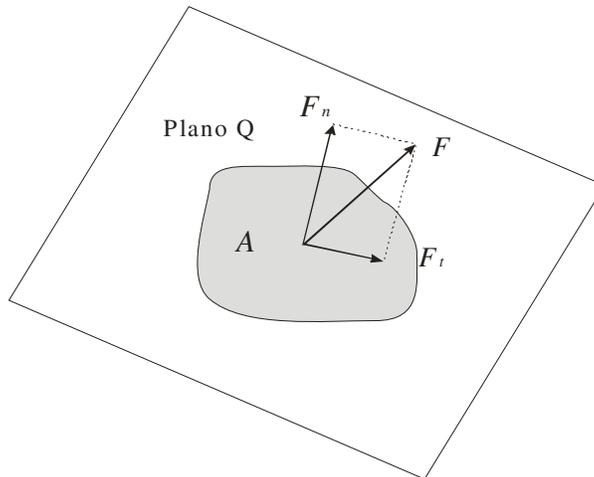


Figura 3.2: Força F atuando sobre a área A . As forças F_n e F_t são o componente normal e a componente tangencial de F , respectivamente

$$\lim_{A \rightarrow 0} \frac{F_n}{A} = \sigma \text{ e } \lim_{A \rightarrow 0} \frac{F_t}{A} = \tau, \quad (3.5)$$

sendo que σ é o estresse normal em um ponto da área A no plano Q e τ é o estresse tangencial em um ponto de área A no plano Q , conforme mostrado na Figura (3.2).

3.2.3. Constante de elasticidade

A constante de proporcionalidade anisotrópica que obedece a lei de Hooke e relaciona os componentes estresses pelos elementos dos tensores de deformação, usando a notação de tensores, é descrito como:

$$\sigma_{ij} = C_{ijkl} \epsilon_{kl}, \quad (3.6)$$

sendo que $i, j, k, l=1, 2$ e 3 e C_{ijkl} são os coeficientes independentes de elasticidade ou coeficiente de rigidez.

Tanto o componente tensor de estresse e o componente tensor de deformação são simétricos, o que também ocorre com C_{ijkl} . Com isso, os 81 componentes de C_{ijkl} podem ser reduzidos em 36 coeficientes independentes. Consequentemente, a equação (3.6) pode ser simplificada usando um índice para σ_{ij} e ϵ_{ij} , e dois índices para C_{ijkl} conforme mostrado na Tabela (3.1).

Tabela 3.1: Simplificação de Índices [FRUETT F., 2002]

Índices	11	22	33	23=32	13=31	12=21
Redução	1	2	3	4	5	6

Na forma tensorial, obtemos:

$$\sigma_i = C_{ij} \epsilon_j, \text{ em que } i, j=1, 2, 3, 4, 5 \text{ e } 6. \quad (3.7)$$

A característica do cristal em silício é cúbica de face-centrada (CFC), o que leva a uma condição de simetria dos planos. Portanto, os 21 elementos da equação (3.7) se resumem em apenas 9 elementos, sendo 3 coeficientes independentes e descritos, pelo tensor de estresse σ_i alinhado com o eixo cristalográfico na direção [100], conforme a equação (3.8):

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{22} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{12} & C_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

A magnitude dos coeficientes independentes de elasticidade C_{ij} e o coeficiente de elasticidade S_{ij} para o silício é apresentada na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Magnitude dos coeficientes de elasticidade C_{ij} e S_{ij} para o silício [FRUETT F., 2002]

S_{11}	S_{12}	S_{44}	C_{11}	C_{12}	C_{44}
(10^7 MPa^{-1})			(10^7 MPa^{-1})		
0,768	-0,214	1,26	1,657	0,639	0,796

3.2.4. Teoria da elasticidade aplicada ao silício

Diferentes direções na estrutura cristalográfica do silício, que é CFC, são referidas pelos números 1, 2, e 3 usadas para indicar os eixos x , y , e z respectivamente. Estas diferentes direções são indicadas em relação ao cristal através do índice de Miller que podem ser representados como vetores. Em um cristal de silício, as direções [100], [010] e [001] são colineares aos eixos x , y , e z . A Tabela (3.3) apresenta os índices de Miller e as identificações de plano e direção de um cristal.

Tabela 3.3: Resumo da convenção de Miller

Convenção	Descrição
(hkl)	Plano do cristal
{hkl}	Planos equivalentes
[hkl]	Direção do cristal
<hkl>	Direções equivalentes

Nota-se na Tabela (3.3) um conjunto de planos e um conjunto de direções equivalentes. Os planos (001), (010), e (100) são todos equivalentes e se referem ao plano {100}. Uma convenção similar é usada em direções equivalentes: notações equivalentes em outras direções: [110], [101], [011], $\bar{1}\bar{1}0$, $\bar{1}0\bar{1}$, $0\bar{1}\bar{1}$, $\bar{1}\bar{1}0$, $0\bar{1}\bar{1}$, $\bar{1}0\bar{1}$, $0\bar{1}\bar{1}$ se referem à direção <110> do cristal. A Figura (3.3) destaca os planos (100), (110) e (111) na estrutura CFC do silício.

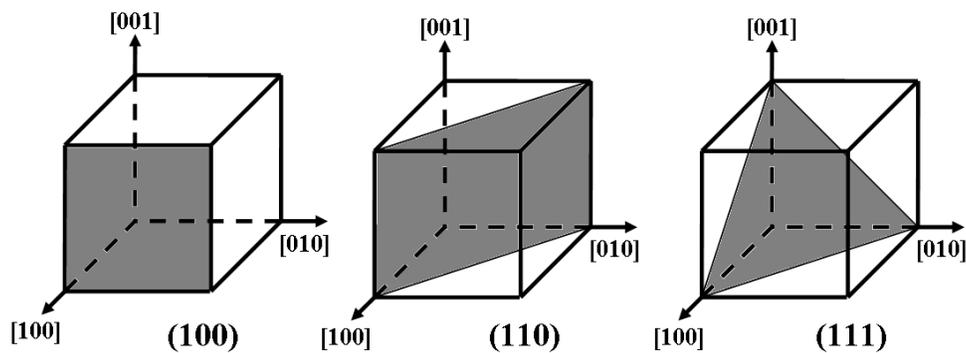


Figura 3.3: Planos de simetria do silício e direções [COURACCI G., 2008]

3.2.5. Constantes elásticas anisotrópicas

Alguns parâmetros podem ser usados para representar as características mecânicas de um material, entre eles: O Módulo de Young, a Relação de Poisson e o Módulo de Rigidez. Estes parâmetros dependem da direção cristalográfica. A seguir, apresentaremos a definição de cada um deles.

O Módulo de Young (E) é definido como a relação entre o estresse uniaxial e a deformação na mesma direção de estresse aplicado.

$$E_i = \frac{\sigma_{ij}}{\varepsilon_{ij}} = \frac{1}{S_{ij}}, \quad (3.9)$$

para $i=j=1, 2$ e 3 . Esta relação, para materiais anisotrópicos, resulta na Lei de Hooke.

A Relação de Poisson (ν) é definida pela razão entre a deformação normal e deformação transversa, e apresentado na forma de tensor como segue a equação (3.10):

$$\nu_{ij} = \frac{\varepsilon_j}{\varepsilon_i} = -\frac{S_{ij}}{S_{ii}}, \text{ em que } i \neq j=1, 2 \text{ ou } 3, \quad (3.10)$$

sendo que o sinal (-) indica compressão.

O Módulo de Young e a Relação de Poisson podem ser obtidos para qualquer direção cristalográfica desde que, a partir dos coeficientes de elasticidade de C'_{ijkl} , uma rotação de eixos seja realizada. A rotação de eixos é baseada na matriz de rotação Q que relaciona [KAAJAKARI V.].

$$C'_{ijkl} = Q_{pi} Q_{qj} Q_{rk} Q_{sl} C_{pqrs}, \text{ em que } i, j, k, l, p, q, r, s=1, 2 \text{ e } 3. \quad (3.11)$$

Para um ângulo de rotação θ igual a 45° para o plano [100], a matriz Q é constituída pelos valores representados de acordo com a equação (3.12):

$$Q = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 0 \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

A partir do novo valor de C'_{ijkl} calculado, na equação (3.9) e (3.10), é possível encontrar os novos valores do Módulo de Young e a Relação de Poisson, respectivamente. A tabela (3.4) mostra os parâmetros para o cálculo dos coeficientes de Young baseado nos coeficientes de elasticidade C_{ij} .

Tabela 3.4: Módulo de Young do silício para diferentes direções cristalográficas [KAAJAKARI V.]

Direção	Expressão	Valor (GPa)
[100]	$C_{11} - 2 \frac{C_{12}}{C_{11} + C_{12}} C_{12}$	130
[110]	$4 \frac{(C_{11}^2 + C_{11}C_{12} - 2C_{12}^2)C_{44}}{2C_{11}C_{44} + C_{11}^2 + C_{11}C_{12} - 2C_{12}^2}$	170

O módulo de Rigidez (G) relaciona a deformação tangencial (γ_{ij}) com o estresse tangencial (τ_{ij}):

$$G = \frac{1}{2} \frac{\tau_{ij}}{\gamma_{ij}} = \frac{1}{S_{ij}}, \quad \text{para } i \neq j = 4, 5 \text{ ou } 6 \quad (3.13)$$

Considerando estes três parâmetros, podemos representar o tensor de elasticidade na forma matricial, conforme equação (3.14). Este tensor de elasticidade é fundamental para a análise estrutural micromecânica fabricada em silício.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \gamma_4 \\ \gamma_5 \\ \gamma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_1} & -\frac{\nu_{21}}{E_2} & -\frac{\nu_{31}}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_{12}}{E_1} & \frac{1}{E_2} & -\frac{\nu_{32}}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_{13}}{E_1} & -\frac{\nu_{23}}{E_2} & \frac{1}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{23}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{13}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \tau_4 \\ \tau_5 \\ \tau_6 \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

CAPÍTULO 4

FONTES DE REFERÊNCIA EM TENSÃO DO TIPO *BANDGAP*

O sinal diferencial proveniente da ponte de Wheatstone piezoresistiva depende da estabilidade da fonte de alimentação que polariza esta ponte. Neste trabalho, optamos por polarizar a ponte piezoresistiva através de uma fonte de tensão de referência tipo *bandgap*.

A qualidade de uma fonte de referência do tipo *bandgap* é determinada pela exatidão das tensões básicas constituintes. Estas tensões são: a tensão base-emissor (V_{BE}) do transistor bipolar e a diferença ΔV_{BE} de dois transistores bipolares polarizados com diferentes densidades de corrente. Com essas duas tensões, é possível extrair os sinais intrínsecos da tensão de *bandgap* (V_{GO}) e da tensão termodinâmica kT/q .

A fonte de referência combina essas duas tensões para produzir uma terceira que idealmente é independente da variação de temperatura. Serão usadas técnicas que permitem que a dependência desta tensão com relação ao estresse mecânico inerente ao processo e encapsulamento seja também minimizada [FRUETT F., 2002].

Este capítulo descreve um circuito típico de tensão de referência do tipo *bandgap*, analisa suas principais fontes de não-idealidades, apresenta resultado de simulação e o projeto microeletrônico de uma fonte de referência do tipo *bandgap*.

4.1. Histórico

As primeiras fontes de tensão do tipo *bandgap* foram propostas no início da década de setenta, acompanhando o grande desenvolvimento dos circuitos integrados. A fonte de referência do tipo *bandgap* foi inicialmente usada por Widlar [FRADEN J., 2004] como regulador de tensão em circuitos monolíticos, mas seu princípio de funcionamento já teria sido utilizado em 1964 por Hibiber [HILBIBER, D. F., 1964]. Alguns resultados experimentais de conversores analógicos, *encoders*, *decoders* e filtros empregando o processo MOS, demonstraram que tal tecnologia era altamente atrativa na integração de circuitos integrados em larga escala [GRAY P. R., 1978]. No mesmo ano, Tsividis mostrou que os circuitos analógicos e digitais em tecnologia CMOS poderiam ser fabricados no mesmo *chip*. Também demonstrou que, usando dispositivos MOS, operando na região de forte inversão e os transistores bipolares verticais *pn*p, era possível implementar fontes de referência [TSIVIDIS Y. P., 1978].

Mais tarde, em 1979, Vittoz implementou uma fonte em tensão de referência usando o transistor bipolar vertical em tecnologia CMOS, a qual denomina de circuito de fonte em tensão de referência do tipo *bandgap* [VITTOZ E. A., 1979]. Tsividis fez uma análise precisa dos efeitos de temperatura para a aplicação em fontes de referência do tipo *bandgap* e concluiu que a variação da tensão de *bandgap* do silício com a temperatura possui componentes quadráticas e de ordens superiores [TSIVIDIS Y. P., 1980].

Até hoje, os transistores bipolares verticais são utilizados para gerar os sinais básicos, pois sua tensão V_{BE} é mais precisamente definida pela característica exponencial, o que não ocorre com a tensão V_{GS} (tensão fonte-dreno) dos transistores MOS. Outro fator determinante para a utilização da característica $V_{BE}(T)$ é a existência da tensão de *bandgap* a zero Kelvin. Essa particularidade define um ponto de referência na curva $V_{BE}(T)$ que não está presente quando utilizamos transistores MOS.

As fontes de referência do tipo *bandgap* foram bastante estudadas na década de 1980, utilizando os transistores bipolares verticais tanto *npn*, como *pnp* [VITTOZ E. A., 1983; SONG B.S., 1983; MICHEJDA J., 1984; WANG G., 2000]. Trabalhos mais recentes demonstraram que o transistor bipolar vertical (de substrato), produzido em silício com orientação (100), o mais comercialmente usado, minimiza o efeito do estresse mecânico da tensão V_{BE} [FRUETT F., 2002].

4.2. Teoria

Analisaremos um circuito típico de uma fonte de referência do tipo *bandgap*. Neste circuito, destacaremos alguns métodos de minimização dos coeficientes linear e quadrático dessa tensão de referência, e suas principais não-idealidades. Essas não-idealidades, na medida do possível, são minimizadas usando técnicas de layout. Para minimizar a tensão de *offset* do amplificador operacional, fizemos uso de um *design* especial que abordaremos na seção 4.3.5.

4.2.1. Análise do circuito proposto

O circuito típico de uma fonte de referência moderna, totalmente compatível com a tecnologia CMOS, é mostrado na Figura (4.1) [BAKKER, A., 2000].

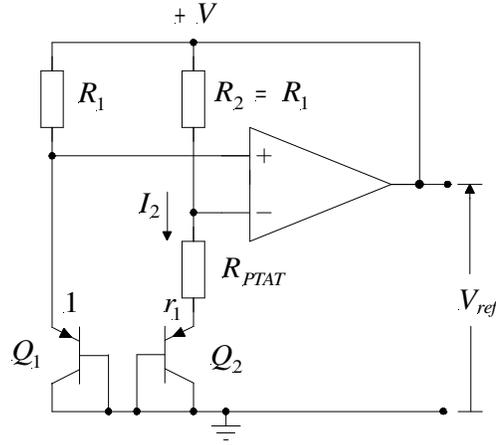


Figura 4.1: Circuito de uma fonte de referência em tensão tipo *bandgap* [BAKKER, A., 2000]

A queda de tensão sobre o resistor R_{PTAT} é determinada pelo diferencial $V_{BE1} - V_{BE2}$ e a corrente nesse resistor são definidas por:

$$I_2 = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_{PTAT}} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{PTAT}}. \quad (4.1)$$

Para o transistor bipolar com tensão de base coletor V_{BC} igual a zero, a corrente I_2 em função da tensão base emissor V_{BE} pode ser escrita como:

$$I_c(T) = I_s(T) \exp\left(\frac{qV_{BE}(T)}{kT}\right), \quad (4.2)$$

sendo que $I_s(T)$ é a corrente de saturação em função da temperatura, q a carga do elétron, k a constante de Boltzmann e T a temperatura absoluta em Kelvin. Podemos também expressar $V_{BE}(T)$ como função de $I_c(T)$, temos:

$$V_{BE}(T) = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c(T)}{I_s(T)}. \quad (4.3)$$

O amplificador operacional garante a mesma queda de tensão nos resistores R_1 e R_2 . Portanto, o valor da tensão V_{ref} é a soma de V_{BE1} mais a queda de tensão no resistor

R_1 . Vale ressaltar que as tensões neste circuito estão em função da temperatura. Além disso, a tensão $V_T=kT/q$ é chamada de tensão termodinâmica. Portanto da análise típica do circuito proposto, temos que o valor da tensão de saída é dado por:

$$V_{ref}(T) = V_{BE1}(T) + \frac{R_2}{R_{PTAT}} V_T \ln r_1. \quad (4.4)$$

A base e o coletor dos transistores bipolares Q_1 e Q_2 são conectados ao ponto de menor potencial do circuito resultando em uma tensão V_{BC} igual a zero. A relação de densidades de corrente entre os transistores Q_1 e Q_2 é dada por $r_1=J_{C1}/J_{C2}$.

4.2.2. Compensação do coeficiente linear

A relação exponencial da corrente $I_C(T)$ pela tensão base-emissor $V_{BE}(T)$ dada pela equação (4.3) é a mesma existente em todo diodo de junção e pode ser aplicada à junção base-emissor dos transistores bipolares. Para uma corrente de coletor de um transistor bipolar vertical constante em relação à temperatura, a tensão V_{BE} diminui 2mV para cada aumento em 1°C de temperatura ou -2mV/°C. Para obter a tensão estável desejada, um sinal com coeficiente de temperatura positivo é adicionado para compensar o coeficiente térmico de primeira ordem de V_{BE} . Esta tensão de correção é V_{PTAT} (do inglês, *Proportional To Absolute Temperature*) e é obtida amplificando a diferença entre as duas tensões V_{BE1} e V_{BE2} operando em diferentes densidades de corrente. A relação de resistências R_2/R_{PTAT} , mostrada no segundo termo da equação (4.4), é igual ao parâmetro A_I e é escolhido de forma que esta relação cancele o coeficiente de primeira ordem de V_{BE} , resultando na tensão V_{ref} que é igual à tensão V_{BE0} extrapolada a zero Kelvin. A Figura (4.2) representa graficamente a solução para minimizar o coeficiente de primeira ordem de V_{BE} .

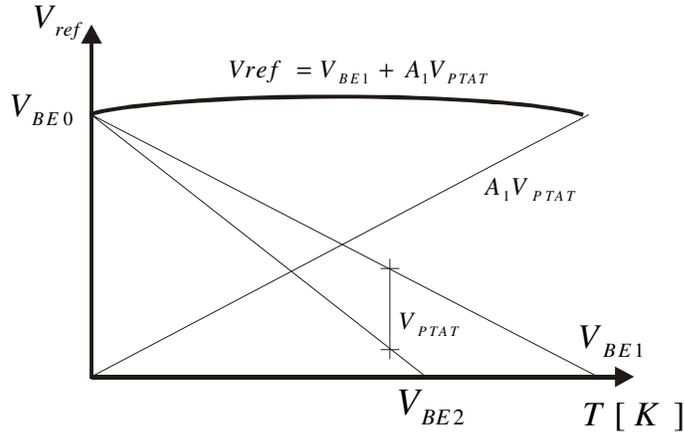


Figura 4.2: Combinações de curva $V_{BE}(T)$ para formar a tensão de referência [FRUETT F., 2002]

Para um melhor ajuste do coeficiente linear de V_{BE} , substituímos a resistência R_{PTAT} por um banco de resistências associadas. Abordaremos este assunto com mais detalhe na seção 4.3.3. Embora este método de compensação linear minimize o coeficiente em temperatura de primeira ordem de V_{BE} , não é eficiente para minimizar o coeficiente de ordem quadrática.

A seguir, abordaremos o assunto sobre a componente quadrática de V_{BE} partindo da equação da corrente de saturação $I_S(T)$ que é um termo da equação (4.3).

- **Coeficiente quadrático**

A corrente de saturação é dada pela equação (4.5) [BAKKER, A., 2000]:

$$I_s(T) = CT^\eta \exp \frac{qV_{g0}}{kT}, \quad (4.5)$$

em que V_{g0} é a tensão da banda proibida do silício extrapolada para 300K e η é uma variável dependente do processo e da concentração de impurezas. Podemos substituir a equação (4.5) na equação (4.3), introduzindo um novo valor $V_{BE}(T_r)$ para a equação (4.3), obtemos, [BAKKER, A., 2000]:

$$V_{BE}(T) = V_{g0} \left\{ 1 - \frac{T}{T_r} \right\} + \frac{T}{T_r} V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \eta \ln \frac{T_r}{T}. \quad (4.6)$$

A corrente de coletor $I_C(T)$ é *PTAT*, então $m=1$, ou se essa corrente de coletor $I_C(T)$ for independente da temperatura, então $m=0$ [GRAY P. R., 1978; TSIVIDIS Y. P., 1980]. Assim, substituindo m na equação 4.6, temos que:

$$V_{BE}(T) = V_{g0} \left\{ 1 - \frac{T}{T_r} \right\} + \frac{T}{T_r} V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} (\eta - m) \ln \frac{T_r}{T}. \quad (4.7)$$

Reagrupando todos os termos da equação (4.7), obtemos uma equação do tipo:

$$V_{BE}(T) = V'_{g0} - \lambda T + O(T^2), \quad (4.8)$$

sendo V'_{g0} o ajuste linear da tensão da banda proibida do silício extrapolada para 0K, λ é o coeficiente de temperatura em primeira ordem e $O(T^2)$ o coeficiente de temperatura em segunda ordem. Podemos separar os termos da equação (4.8) em um termo constante, um termo linear e um termo de ordem quadrática, respectivamente agrupados desta forma:

$$V'_{g0} = V_{g0} + (\eta - m) \frac{kT_r}{q}, \quad (4.9)$$

$$\lambda = \frac{1}{T_r} \{ V'_{g0} - V_{BE}(T_r) \}, \quad (4.10)$$

$$e \quad O(T^2) = (\eta - m) \frac{k}{q} \left\{ T - T_r + T \ln \frac{T_r}{T} \right\}. \quad (4.11)$$

O termo de ordem quadrática da equação (4.7) não é considerado no método de compensação linear e representa erro de não-linearidade nas fontes de referência tipo

bandgap [WANG G., 2005]. A não-linearidade de V_{BE} para alguns valores de $(\eta-m)$ utilizando a equação (4.11) é mostrada na Figura (4.3).

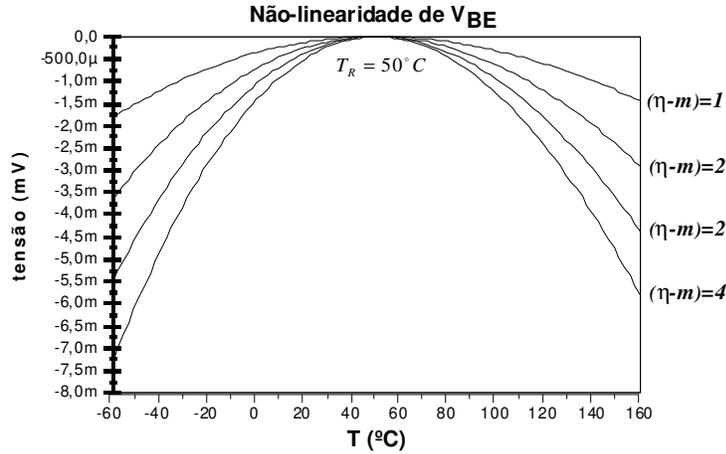


Figura 4.3: Curva da não-linearidade de $V_{BE}(T)$ para diferentes valores de $(\eta-m)$ [BAKKER, A., 2000]

A tensão V_{BE} dependente da temperatura é mostrada na Figura (4.4). O termo linear da equação (4.10) representa a tangente à curva de V_{BE} na temperatura de referência.

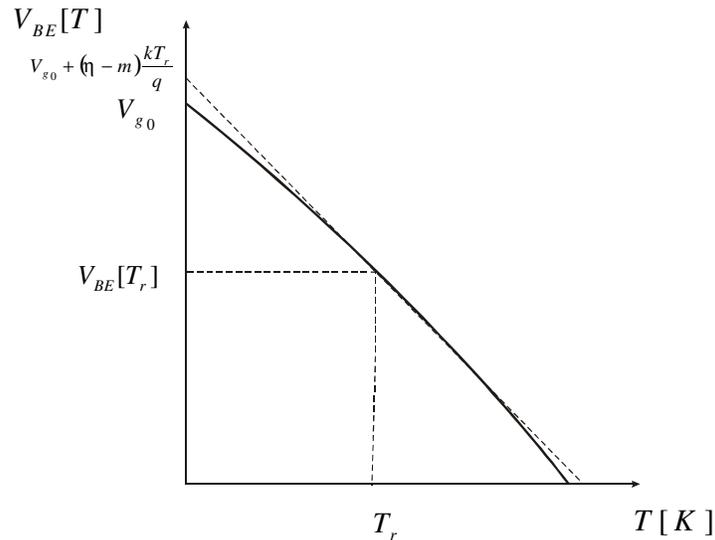


Figura 4.4: Curva tensão base-emissor $V_{BE}(T)$ versus $T(K)$ na temperatura de referência

4.2.3. Não-idealidades de uma fonte de referência em tensão tipo *bandgap*

As principais fontes de não-idealidades de uma fonte de referência do tipo *bandgap* são analisadas nesta seção. Não-idealidades são entendidas como qualquer forma de desvio dos parâmetros de um projeto e que na prática possuem uma natureza física, como é o caso das dimensões geométricas entre transistores de um espelho de corrente, entre os pares diferenciais e descasamento entre resistores. As fontes de erros podem surgir de efeitos intrínsecos em um processo de microfabricação, como é o caso da diferença de geometria entre os pares diferenciais.

Além dos erros originados no processo de microfabricação, existem os erros sistemáticos que são devidos ao arranjo dos transistores com funcionalidade específica em um circuito integrado e que afetam o comportamento do circuito como um todo. Descreveremos algumas fontes de não-idealidades do circuito em questão mostrado na Figura (4.1), considerando:

- Tensão de *offset* do amplificador operacional;
 - Descasamentos de resistores, transistores MOS e transistores bipolares *pnp* verticais;
 - Resistência de base e β finito nos transistores bipolares *pnp* verticais;
 - Alto nível de injeção de portadores nos transistores bipolares *pnp* verticais
-
- **Tensão de *offset* do amplificador operacional**

O valor da tensão de *offset* do amplificador operacional é a maior fonte de não-idealidade presente em um típico circuito integrado de fonte de referência tipo *bandgap* que utiliza transistores bipolares *pnp* verticais da tecnologia CMOS [BAKKER, A., 2000]. Entre os exemplos de tensão de *offset* do tipo randômico, temos a tensão de *offset* causada pelo descasamento entre os transistores do par diferencial de entrada do amplificador operacional. Tal efeito, originado nos processos de microfabricação, produz uma tensão ΔV_{gs} (tensão porta-fonte) em um dos transistores, desbalanceando o casamento da corrente de dreno entre eles. O valor da tensão de *offset* de entrada

randômica possui esse nome por causa do seu comportamento aleatório cujo valor de tensão não é possível determinar em projeto.

O valor da tensão de *offset* sistemático é causado principalmente pelo arranjo de transistores CMOS em um circuito. Fizemos algumas considerações para o projeto dos transistores que compõem o amplificador operacional a fim de minimizar esta tensão de *offset* sistemático. Este assunto será tratado na seção 4.3.2.

A tensão de *offset* de um amplificador pode variar com a temperatura [BAKKER, A., 2000]. Podemos escrever a equação (4.2), levando em conta o valor da tensão de *offset*, descritos na equação (4.12):

$$V_{ref}(T) = V_{BE1}(T) + \frac{R_2}{R_{PTAT}} (\Delta V_{BE} + V_{OS}). \quad (4.12)$$

Além da grandeza temperatura, o estresse mecânico inerente aos processos de fabricação e de encapsulamento são fatores que contribuem para o aumento do valor da tensão de *offset*. Apresentaremos na seção 4.3.6 uma disposição para os transistores do par diferencial com a finalidade de minimizar os efeitos do estresse mecânico devido ao encapsulamento. Além disso, os transistores CMOS desse amplificador estão casados e foram projetados para que efeitos de gradientes em temperatura possam ser minimizados, reduzindo os efeitos indesejáveis na tensão de *offset*. Uma disposição bastante empregada em projetos de pares diferenciais para amplificadores operacionais são as estruturas em *cross-quad* que também contribui para minimizar o valor da tensão de *offset*. Essa disposição possui um centróide comum e os transistores do par diferencial são divididos em duas ou mais partes iguais [GRAY P. R., 1993].

- **Descasamento dos resistores ΔR e da resistência de folha R_{sh}**

Geralmente, existe um desvio entre os valores dimensionais projetados e os valores microfabricados. Além disso, em uma etapa de implantação iônica normalmente ocorre uma variação no valor da resistência de folha que é chamada de espalhamento da resistência de folha [CAJUEIRO, J. P. C., 2002]. A origem desse espalhamento está na

não-uniformidade intrínseca de um processo de implantação iônica. Da mesma forma que os transistores CMOS, os resistores foram casados e, para minimizar os efeitos das bordas, estruturas *dummy* foram posicionadas ao redor dos resistores seguindo os mínimos valores de distanciamento entre os resistores para esta tecnologia.

- **Descasamento entre transistores bipolares *pnp* verticais**

O descasamento entre os transistores bipolares *pnp* verticais tem sua origem nos diversos gradientes de processo, temperatura e estresse mecânico a que estão submetidos [FRUETT F., 2002]. Para minimizar esses efeitos indesejáveis, os transistores foram casados e posicionados em um layout formando um centróide comum, como mostrado na Figura (4.5). Assim, o efeito dos vários gradientes aplicados aos transistores pode ser minimizado. Desvios geométricos são também efeitos indesejáveis e têm sua origem no processo microeletrônico. Consideramos este desvio um fator de não-idealidade da tensão V_{BE} .

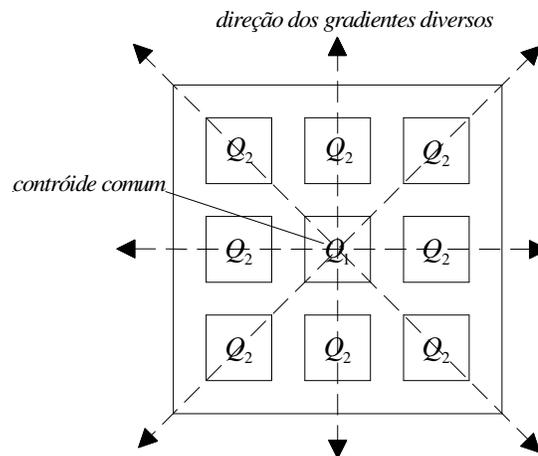


Figura 4.5: Layout dos transistores bipolares verticais Q_1 e Q_2

- **Efeitos da resistência de base (r_b)**

Considerando ainda o circuito da Figura (4.1), as resistências de base destes transistores bipolares, denominadas r_b , provocarão uma queda de tensão na base, resultando em uma outra fonte de não-idealidade. Uma forma encontrada para minimizar a resistência de base é dividir a área do emissor em partes iguais (multi-

emissor) e disponibilizar simetricamente essas áreas na região difundida da base [WANG G., 2005]. Como a queda de tensão é linear com as correntes de emissores I_{E1} e I_{E2} dos transistores bipolares, basta que essas correntes sejam minimizadas para diminuir a influência dessas resistências [TSIVIDIS Y. P., 1980]. A equação que quantifica esse comportamento não-ideal é dada por [SONG B.S., 1983].

$$\Delta V_{BE_{rb}} = r_b \left(\frac{I_{E2}}{\beta_2} - \frac{I_{E1}}{r_1 \beta_1} \right), \quad (4.13)$$

sendo r_b a resistência série finita de base, r_1 é a relação de densidades de corrente de Q_1 e Q_2 , e β_1 , β_2 são os ganhos de corrente em emissor comum de Q_1 e Q_2 , respectivamente. Observamos que a equação (4.13) está relacionada por β_1 e β_2 que possuem valores baixos como resultado do valor da largura da base inerente à tecnologia CMOS e que é otimizada na tecnologia bipolar. Portanto, consideramos que o baixo valor de β , também estabelece uma condição de não-idealidade intrínseca dos transistores bipolares *pnp* verticais. A Figura (4.6) mostra o esquema elétrico das resistências de base associadas aos transistores bipolares *pnp* verticais Q_1 e Q_2 e o sentido das correntes que circulam em Q_1 e Q_2 [SONG B.S., 1983].

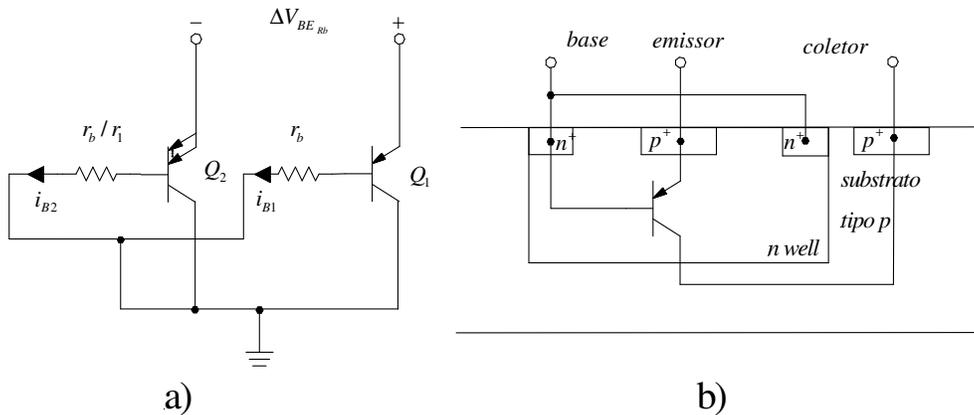


Figura 4.6: a) Diagrama elétrico contendo as resistências de base intrínsecas e b) Seção transversal do transistor bipolar *pnp* vertical [SONG B.S., 1983]

- **Alto nível de injeção**

O alto nível de injeção ocorre em condição de alta densidade de corrente de coletor nos transistores bipolares *pnp*. Desta forma, o coeficiente de emissão efetiva n tende a desviar do valor unitário, sendo n definido pela equação [WANG G., 2000]:

$$\frac{1}{n} = \frac{kT}{qI_C} \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right|_{V_{cb=const}} \quad (4.14)$$

Tipicamente o coeficiente n é extraído de assíntotas que formam a curva $\ln I_C$ versus V_{BE} , sendo que n é a tangente inversa do ângulo da reta, na qual as condições da equação (4.14) são satisfeitas e também chamado de fator de idealidade. Do cruzamento entre as assíntotas, temos a corrente de joelho I_{KF} . Os transistores bipolares *pnp* verticais, disponíveis na tecnologia CMOS apresentam um baixo valor para I_{KF} . Este parâmetro I_{KF} representa o comportamento do transistor bipolar *pnp* em alta injeção, quando a concentração de portadores minoritários se aproxima do nível de concentração de dopantes da base [WANG G., 2005]. O desvio para o nível de alta corrente é devido às contribuições da resistência de base e o efeito de alta injeção [WANG G., 2005]. Apresentamos a curva característica de $I_C \times V_{BE}$ na Figura (4.7) em que o valor da corrente de saturação I_S é de aproximadamente 1×10^{-9} A.

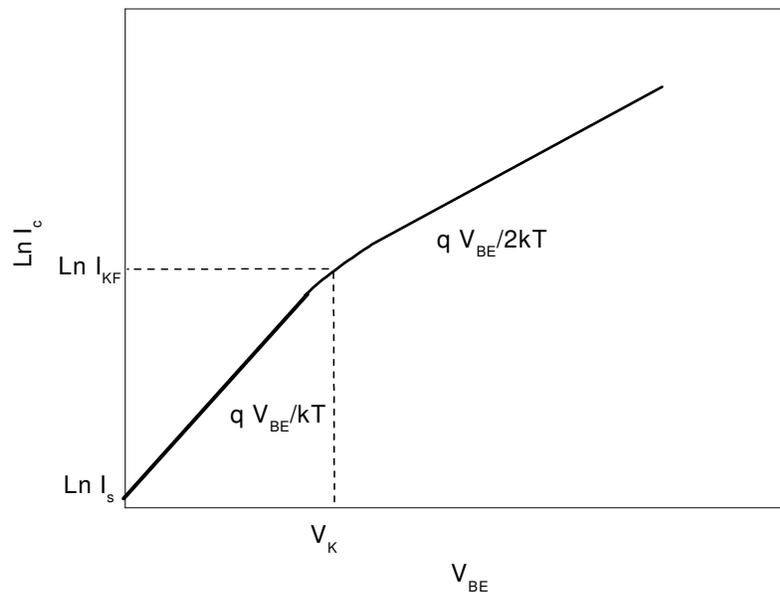


Figura 4.7: Assíntotas cruzadas que formam a curva $\ln I_C$ versus V_{BE}/V_T [WANG G., 2005]

Analisando a Figura (4.7), para o nosso projeto da fonte de referência tipo *bandgap*, devemos garantir que ambas as densidades de corrente dos transistores bipolares *pnp* J_1 e J_2 estejam localizadas na faixa de baixo nível de corrente. Sob estas condições, os transistores bipolares que compõem a fonte de referência não se desviam da relação exponencial dada pela equação (4.4). Neste trabalho, a área de emissor desses transistores bipolares *pnp* verticais foi projetada para evitar o alto nível de injeção maximizando a área do emissor, o que leva a uma minimização das densidades de correntes de Q_1 e Q_2 .

4.2.4. Resumo das não-idealidades

De uma forma geral, podemos expressar as não-idealidades de uma fonte de referência em tensão tipo *bandgap* de acordo com os itens apresentados da seguinte forma [BAKKER, A., 2000]:

$$V_{ref}(T) = V_{BE1}(T) + \Delta S_{BE} + \frac{kT}{q} \Delta R_{sh} + \frac{R_2}{R_{PTAT}} (1 + \Delta R) \left(\frac{kT}{q} \ln r_1 + r_b \left(\frac{I_{E2}}{\beta_2} - \frac{I_{E1}}{r_1 \beta_1} \right) + V_{os} \right). \quad (4.15)$$

Observamos na equação (4.15) que V_{os} é a tensão de *offset* do amplificador, ΔR e ΔR_{sh} são as variações devido ao descasamento dos resistores e o espalhamento da resistência de folha respectivamente, r_b é a resistência série de base, e ΔS_{BE} é o espalhamento do valor da tensão V_{BE} devido ao descasamento dos transistores bipolares *pnp* e β finito.

Com base nas diversas não-idealidades estudadas e nas contribuições do erro total da tensão de *bandgap* na temperatura ambiente, podemos agora projetar a fonte de referência do tipo *bandgap*, de forma que as não-idealidades descritas na equação (4.15) sejam minimizadas. Se considerarmos o circuito da Figura (4.1) como ideal, a equação (4.15) se resume à equação (4.4).

4.3. Realizações

As realizações deste capítulo consistem em um projeto das resistências do circuito da fonte de referência tipo *bandgap* apresentado na Figura (4.1), projeto dos transistores

do par diferencial de entrada, das resistências associadas para correção do ponto de operação da fonte de referência e simulação de um circuito de fonte de referência tipo *bandgap*.

4.3.1. Cálculo das resistências: R_1 , R_2 e R_{PTAT}

Os resistores usados no circuito proposto foram casados e $R_1=R_2$ e R_{PTAT} variam com a temperatura a uma mesma taxa, mantendo a mesma razão entre eles. Portanto, derivando a equação (4.4) em uma temperatura de referência, temos:

$$\left. \frac{\partial V_{ref}(T)}{\partial t} \right|_{t=t_r} = \frac{V_{BE1}(T)}{\partial t} + \frac{1}{\partial t} \frac{R_2}{R_{PTAT}} \frac{kT}{q} \ln r_1,$$

substituindo os valores de $\left. \frac{\partial V_{ref}(T)}{\partial t} \right|_{t=t_r} = 0$, $\frac{V_{BE1}(T)}{\partial t} = -2mV/^\circ C$ e $r_1 = 24$ temos

que: $\frac{R_2}{R_{PTAT}} = 7.3$ em que os valores de R_1 e R_2 são iguais a $5.8k\Omega$ e R_{PTAT} é igual a 800Ω .

4.3.2. Amplificador operacional

A Figura (4.8) mostra o amplificador operacional projetado que compõem a fonte de referência tipo *bandgap* da Figura (4.1).

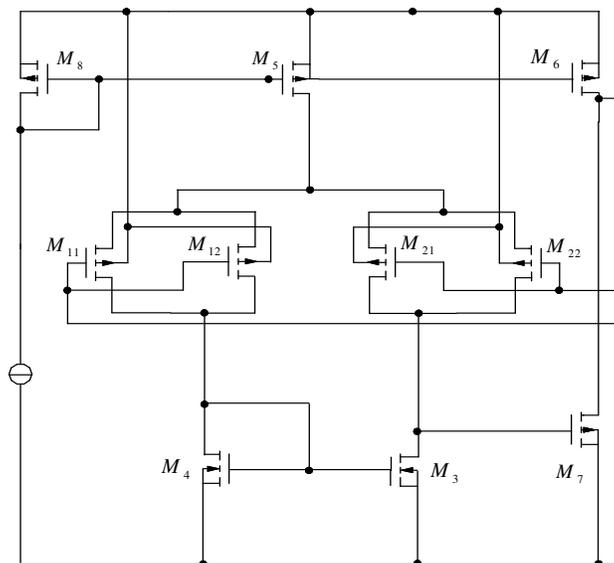


Figura 4.8: Topologia do circuito do amplificador operacional projetado

Cada transistor do par diferencial do amplificador operacional foi dividido em um par de transistores (M_{11} - M_{12} e M_{21} - M_{22}). Esta estratégia de layout foi utilizada para minimizar o efeito do estresse mecânico sobre os transistores PMOS e consequentemente minimizar o valor da tensão de *offset* do amplificador. Esta estratégia será detalhada na seção 4.3.5. Os transistores M_3 e M_4 são a carga ativa desse par diferencial que, conjuntamente, formam o primeiro estágio de ganho em tensão do amplificador. O segundo estágio de ganho em tensão é dado pelos transistores M_6 e M_7 que é um estágio de saída para esse amplificador. O transistor M_6 representa uma fonte de corrente para M_7 . O transistor M_7 está conectado em fonte comum. Para o dimensionamento dos transistores no projeto do amplificador operacional utilizamos o critério de minimização do *offset* sistemático. Portanto, as razões (W/L) de M_3 , M_4 e M_7 são escolhidas de forma que a densidade de corrente nesses três dispositivos sejam praticamente iguais, tal como [GRAY P. R., 1993]:

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_7} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_7} = 0.5 \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \quad (4.16)$$

Para isso, foram maximizadas as dimensões de M_{11} , M_{12} , M_{21} e M_{22} e, consequentemente, a transcondutância gm do par diferencial de entrada. No quadro a seguir, são mostradas as dimensões dos transistores CMOS que compõem este amplificador operacional.

Tabela 4.1: Dimensões dos transistores em tecnologia CMOS que formam o amplificador operacional usado em simulação [μm]

Dimensões	M_{11}	M_{12}	M_{21}	M_{22}	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	M_8
W	160	160	160	160	20	20	115	300	100	100
L	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9

4.3.3. Resistências associadas para o ajuste do coeficiente linear

Para realizarmos um melhor ajuste do coeficiente linear descrito na seção 4.2.2, substituímos uma das resistências do circuito proposto, a resistência R_{PTAT} , por uma associação de resistores conectados em paralelo, possibilitando o ajuste do valor da resistência resultante em uma temperatura arbitrária. Foi necessário o uso de chaves analógicas MOS para conectar os resistores associados no circuito da fonte de referência. Essas chaves são transistores NMOS, operando na região de triodo. O diagrama elétrico é apresentado na Figura (4.9).

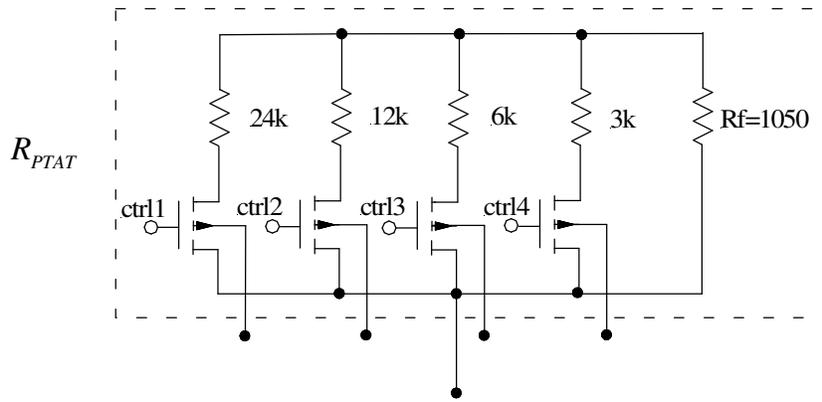


Figura 4.9: Circuito do banco de resistências associadas em paralelo

A técnica de implementação consiste em dividir o resistor R_{PTAT} em duas partes: um resistor de 1050 Ω e outros resistores de valores derivados a partir de associações de resistores de 3 k Ω . As chaves analógicas conectam os resistores associados possibilitando incrementar ou decrementar o valor da resistência em torno do valor de R_{PTAT} calculado. Os resistores associados foram projetados para que a variação da resistência seja de até algumas centenas de Ohms a cada mudança nas combinações das chaves, possibilitando dezesseis combinações.

Tabela 4.2: Valores obtidos das resistências associadas de acordo com as condições de controle ctr.

ctr4	ctr3	ctr2	ctr1	W/L=100/8
0	0	0	0	1050
0	0	0	1	1006
0	0	1	0	965
0	0	1	1	928
0	1	0	0	893
0	1	0	1	862
0	1	1	0	832
0	1	1	1	800
1	0	0	0	778
1	0	0	1	754
1	0	1	0	731
1	0	1	1	709
1	1	0	0	688
1	1	0	1	670
1	1	1	0	651
1	1	1	1	633

4.3.4. Simulação do circuito da fonte de referência tipo *bandgap*

Nesta seção, apresentaremos a simulação em que o ajuste da tensão de saída do circuito proposto foi realizado em uma temperatura arbitrária, explorando as associações de resistores pelas chaves NMOS. Mostraremos o resultado da simulação do circuito proposto completo que é basicamente constituído pelo amplificador operacional, pelos resistores integrados, chaves e pelos transistores bipolares *pnp* verticais Q_1 e Q_2 . Na Figura (4.10) apresentamos a topologia do circuito proposto na Figura (4.1):

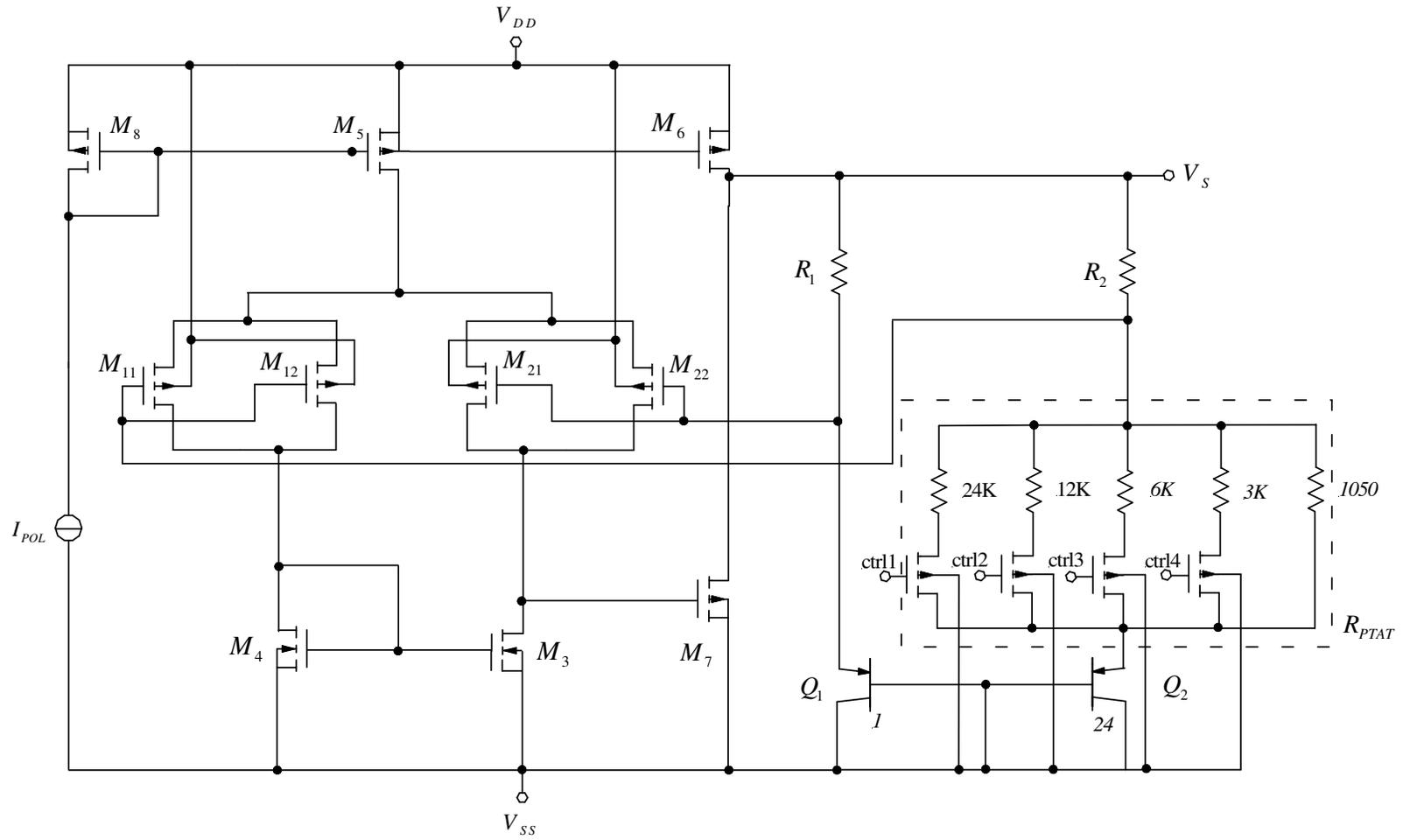


Figura 4.10: Topologia do circuito de uma fonte de referência do tipo *bandgap* proposto

Utilizamos nesta simulação os parâmetros dos transistores da tecnologia CMOS extraídos anteriormente no laboratório localizado no Centro de Componentes Semicondutores (CCS) e, para os transistores bipolares *pnp* verticais, o modelo VERT15.

O valor da tensão de saída em relação à faixa de temperatura de $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ pode ser visto na Figura (4.11), que mostra o comportamento desta fonte de referência em tensão do tipo *bandgap* em uma temperatura de referência T_R igual a $27\text{ }^{\circ}\text{C}$. A curvatura típica da tensão de saída dessa tensão de referência tipo *bandgap* encontrada na literatura pesquisada foi de 4 mV [BAKKER, A., 2000]. Tal curvatura encontrada em simulação foi de 4.5 mV .

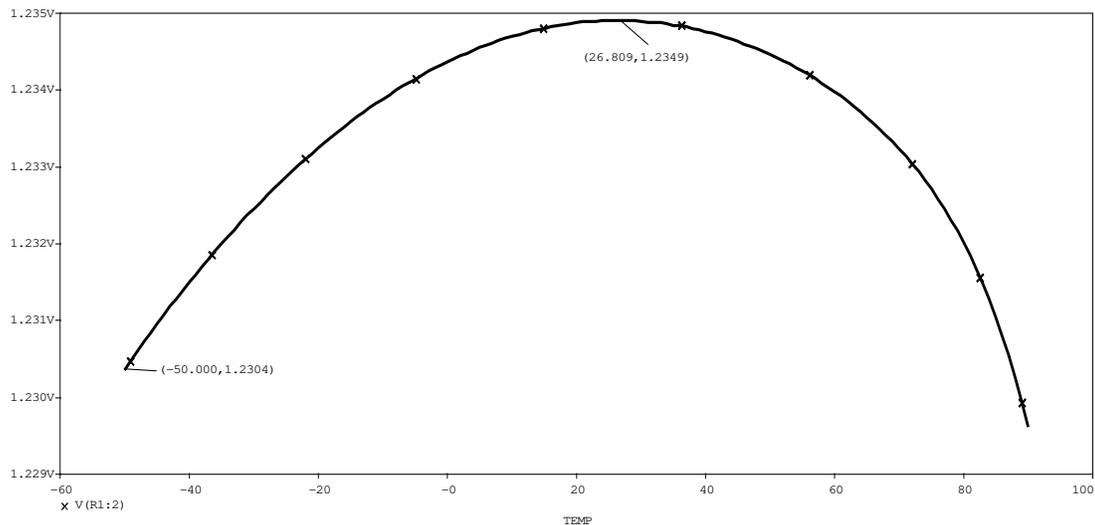


Figura 4.11: Simulação da curvatura da tensão de saída da fonte de referência em tensão do tipo *bandgap* em relação à temperatura

4.3.5. Layout do circuito proposto

Finalizada a fase de projeto do amplificador, iniciamos a fase de desenho das estruturas da fonte de referência do tipo *bandgap* usando técnicas de *layout* que minimizem não-idealidades devido ao descasamento entre componentes. Existem várias técnicas empregadas em circuitos integrados [RAZAVI B., 1999]. Neste projeto, utilizaremos uma técnica em *layout* para minimização do efeito do descasamento entre

os transistores tipo P do par diferencial de entrada devido ao estresse mecânico [GARCIA V., 2006].

Para a disposição do par diferencial de entrada utilizamos a técnica do centróide comum. Cada transistor do par de entrada foi dividido em duas partes de iguais dimensões. Para minimizar os efeitos causados pelo estresse mecânico nestes pares diferenciais, levamos em consideração o efeito piezoMOS, que se resume em uma variação relativa da corrente de dreno nos transistores dos pares diferenciais quando submetidos à presença do estresse mecânico. Cada par de transistores diferencial tipo P do amplificador operacional é composto por um transistor diferencial M_{11} ou M_{22} , cuja corrente de dreno está alinhada longitudinalmente ao estresse mecânico e um transistor M_{12} ou M_{21} , cuja corrente de dreno está alinhada transversalmente ao mesmo estresse mecânico. A corrente de dreno do transistor diferencial tipo P M_{11} aumenta enquanto que a corrente de dreno do transistor diferencial tipo P M_{12} diminui na mesma magnitude que no transistor anterior, quando submetidos a ação do estresse mecânico positivo (tensão). O mesmo ocorre com o par de transistores diferenciais tipo P M_{22} - M_{21} . Esta estratégia permite o cancelamento da variação da corrente de dreno devido ao efeito piezoMOS, minimizando o valor da tensão de *offset*. A Figura (4.12) apresenta o layout dos pares dos transistores diferenciais do amplificador operacional.

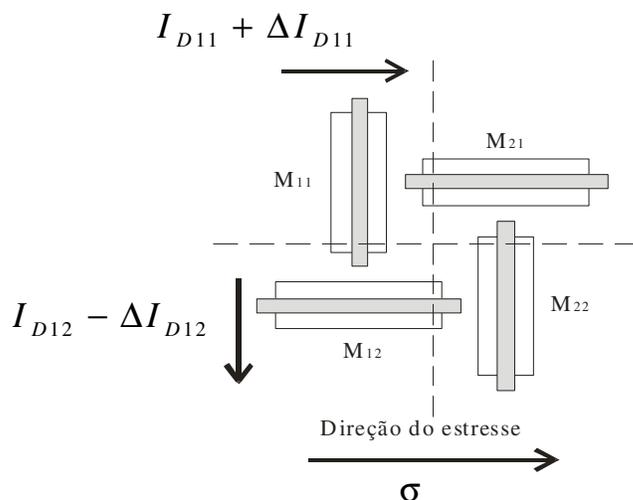


Figura 4.12: Layout da disposição do par diferencial de entrada em centro comum

A minimização do efeito piezoMOS depende do tipo de transistor MOS e do alinhamento deste no wafer. Observando os valores dos coeficientes de piezoresistividade na Tabela 5.2 do Capítulo 5, para o alinhamento do par de transistores diferencial PMOS do amplificador operacional, a direção $\langle 100 \rangle$ é a mais recomendada devido aos coeficientes longitudinais e transversais apresentarem valores mínimos [GARCIA V., 2006], embora o alinhamento dos transistores na direção $\langle 100 \rangle$ não seja recomendado ou permitido devido à deformação geométrica causada no processo de fabricação.

A Figura (4.13) mostra o layout de uma fonte de referência tipo *bandgap*, destacando as partes constituintes. A fonte de referência em tensão foi projetada em tecnologia CCS-CMOS $2\mu\text{m}$, mas não foi fabricada devido a alguns problemas nas rodadas de processo CCS-CMOS. Nessa mesma rodada, foram projetadas estruturas didáticas adicionadas ao projeto, como inversores CMOS, *flip-flops*, portas *or* e portas *and*, oscilador em anel e transistores para operação em rádio frequência.

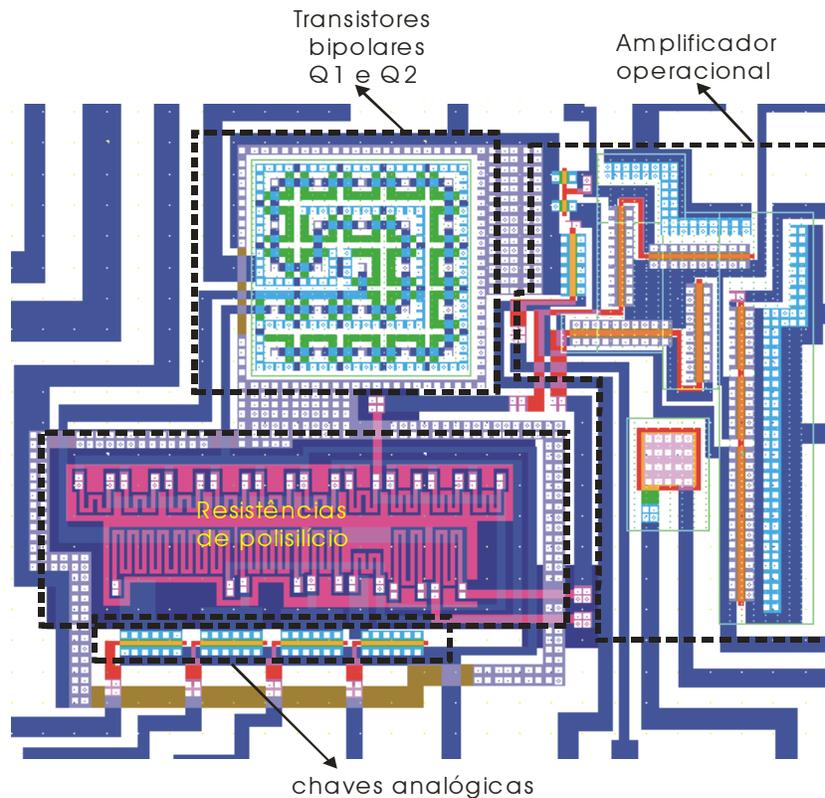


Figura 4.13: Layout da fonte de referência em tensão do tipo *bandgap*

4.4. Conclusão

Apresentamos algumas não-idealidades da fonte de referência em tensão do tipo *bandgap*, que são: *offset* do amplificador operacional, os descasamentos dos resistores, o descasamento dos transistores do par diferencial do amplificador operacional devido aos efeitos indesejáveis do estresse mecânico e da temperatura, as resistências de base, β finito nos transistores bipolares *pnp* verticais e variações de processo. As densidades de correntes de coletor dos transistores bipolares Q_1 e Q_2 foram escolhidas para serem baixas e inferiores à corrente de joelho I_{KF} , permitindo a maximização da área de emissor A_{E1} e A_{E2} e a minimização da contribuição da resistência de base devido à minimização da corrente de emissor I_{E1} e I_{E2} .

As chaves MOS possibilitaram ajustar em simulação o ponto de operação da tensão de saída do circuito da fonte de referência em uma temperatura arbitrária. As estruturas *dummy* foram projetadas para que desvios geométricos das estruturas do banco de resistores de polisilício fossem minimizados.

CAPÍTULO 5

SENSOR DE PRESSÃO PIEZORESISTIVO

Neste capítulo, apresentaremos o estudo e projeto de um sensor de pressão baseado em ponte de Wheatstone piezoresistiva. Finalizando, apresentaremos a caracterização do sensor projetado e fabricado.

5.1. Breve histórico

Após Kelvin descrever o efeito piezoresistivo em condutores metálicos em 1856, sensores para o domínio mecânico foram sendo desenvolvidos e usados para medir força ou deformação [CREEMER J. F., 2001]. Em 1954, Smith relatou em seus experimentos que o efeito piezoresistivo nos semicondutores (silício e germânio) é em torno de duas ordens de grandeza maior quando comparado ao efeito presente nos condutores metálicos usados por Kelvin [SMITH C. S., 1953]. Smith também foi o primeiro a medir os coeficientes de piezoresistência experimentalmente.

A magnitude do efeito piezoresistivo sobre semicondutores depende da cristalografia, da concentração de impurezas e da temperatura de tais materiais. Em 1982, Kanda [KANDA Y., 1982] realizou um estudo sistemático dos coeficientes piezoresistivos com relação à concentração e à temperatura e propôs um modelo para essa dependência.

5.2. Teoria da piezoresistividade

O efeito da piezoresistividade se refere à mudança de resistividade de um material, semicondutor ou condutor, devido a um estresse mecânico aplicado. Esse efeito é explorado em sensores do domínio mecânico, cuja deformação consequência do estresse mecânico aplicado, pode ser convertida em um sinal elétrico. Para o uso como sensor, podemos empregar resistores microfabricados em uma membrana de silício tipo p ou n . Sensores piezoresistivos são classificados como ativos ou modulantes, pois necessitam de uma fonte de energia externa para conversão do sinal do domínio mecânico para o sinal no domínio elétrico. A seguir, apresentaremos um resumo sobre a teoria da piezoresistência.

O valor da resistência de um bloco de um determinado material pode ser expresso em termos de sua resistividade e suas dimensões como:

$$R = \frac{L}{Wt} \rho, \quad (5.1)$$

sendo que L é o comprimento, W é a largura, t é a espessura do bloco e ρ a resistividade do material. A variação na resistência de um bloco metálico, quando submetido a um estresse mecânico, é resultado da deformação sofrida pelo bloco. Desta forma, o efeito piezoresistivo observado em metais tem uma natureza geométrica. Já em materiais semicondutores, como o silício, a variação da resistividade ρ em relação ao estresse é dominante, e o efeito geométrico torna-se desprezível.

O efeito piezoresistivo é causado pela mudança nas propriedades de transporte dos portadores de carga nos semicondutores devido ao estresse mecânico. A condutividade K e seu inverso, a resistividade, podem ser escritas como [FRUETT F., 2002]:

$$K = \frac{1}{\rho} = q(n\mu_n + p\mu_p), \quad (5.2)$$

sendo que q é a carga do elétron, n e p são as concentrações de elétron e lacunas, respectivamente e μ_n e μ_p são as mobilidades de elétrons e lacunas, respectivamente.

No silício extrínseco, a resistividade é dominada pelos portadores majoritários. Então, para um resistor difundido do tipo p , a concentração de lacunas é bem maior do que de elétrons e a equação (5.2) pode ser reduzida para:

$$K = K_p^p = qp\mu_p, \quad (5.3)$$

sendo que K_p^p é a condutividade das lacunas majoritária no material tipo p .

Observamos através da equação (5.3) que a condutividade é diretamente dependente da concentração de lacunas e da mobilidade.

O efeito piezoresistivo em silício tem uma natureza anisotrópica e pode ser descrito, usando-se análise tensorial. Tais tensores caracterizam a mudança de resistividade do material submetido ao estresse mecânico.

Em um condutor, é possível relacionar a densidade de corrente \vec{J} e o campo elétrico \vec{E} , da seguinte forma:

$$J_j = K_{ij} E_i, \quad (5.4)$$

sendo que K_{ij} são os componentes do tensor condutividade elétrica. Os índices i e j apontam para a direção do campo elétrico e da densidade de corrente, respectivamente. De acordo com a seção 3.2.4, os números 1, 2 e 3 representam os componentes x , y e z dos vetores. A equação (5.4) pode ser invertida, assim:

$$E_i = \rho_{ij} J_j, \quad (5.5)$$

sendo que ρ_{ij} são os componentes do tensor resistividade elétrica.

A resistividade de um cristal semiconductor não submetido ao estresse mecânico é um escalar, portanto $\rho_{11}=\rho_{22}=\rho_{33}=\rho$ e todos os outros componentes são nulos. Se esse mesmo cristal semiconductor for submetido a um estresse mecânico, o estado de simetria cúbica é alterado e a resistividade não é mais isotrópica. Assim, \vec{J} não é mais paralelo a \vec{E} e ρ_{ij} para $i \neq j$ não é mais nulo.

A mudança relativa da resistividade, para níveis de estresse mecânico moderado (abaixo de 200MPa), pode ser expressa pela seguinte equação [FRUETT F., 2002]:

$$\frac{\rho_{ij}}{\rho^0} = \pi_{ijkl} \sigma_{kl}. \quad (5.6)$$

Se considerarmos a simetria da estrutura cristalina do silício, os componentes do coeficiente de piezoresistência de primeira ordem π_{ijkl} se resumem a apenas três elementos. Normalmente, uma convenção é usada para reduzir a complexidade dos índices através de uma renumeração, usando a notação de seis componentes (sufixos 11, 22, 33, 23, 13 e 12 mudam para 1, 2, 3, 4, 5, e 6, respectivamente). A tabela 5.1 mostra os três coeficientes piezoresistivos de primeira ordem e seus equivalentes [SZE S. M., 1994].

Tabela 5.1: Coeficientes piezoresistivos de primeira ordem e seus equivalentes para um cristal cúbico de face centrada [SZE S. M., 1994]

π_{ijkl}		
$\pi_{11} = \pi_{22} = \pi_{33}$	$\pi_{12} = \pi_{21} = \pi_{13} = \pi_{31} = \pi_{23} = \pi_{32}$	$\pi_{44} = \pi_{55} = \pi_{66}$

Em um cristal com simetria cúbica, como o silício, o tensor de piezoresistência é dado pela seguinte matriz:

$$\pi_{rs} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

sendo que π_{rs} são os elementos do tensor de piezoresistência, utilizando a notação reduzida de índices r e s . Podemos representar os coeficientes de piezoresistência de um material através de constantes empíricas. A Tabela 5.2 mostra os valores dos coeficientes piezoresistivos de primeira ordem medidos em 1954 por Smith [SMITH C. S., 1953]:

Tabela 5.2: Valores dos coeficientes de piezoresistência em silício, dados em [10^{-12} Pa^{-1}]

Tipo de material	π_{11}	π_{12}	π_{44}
Silício tipo n	-1022	534	-136
Silício tipo p	66	-11	1381

Kanda realizou um estudo sistemático a respeito da influência da concentração e temperatura sobre os coeficientes piezoresistivos para o silício tipos n e p [KANDA Y., 1982]. A variação dos coeficientes de piezoresistência com relação à concentração de impurezas N e a temperatura T é dada pela seguinte equação [KANDA Y., 1982]:

$$\pi(N, T) = P(N, T)\pi(300K), \quad (5.8)$$

sendo que $P(N,T)$ é o fator de correção de piezoresistência e $\pi(300K)$ é o coeficiente de piezoresistência à temperatura de 300K à baixa dopagem. A equação (5.8) permite que um coeficiente de piezoresistência $\pi(N,T)$ qualquer, do silício tipo p , pode ser encontrado a partir do coeficiente de piezoresistência a 300K. Assim, observamos, através da Figura (5.1) que o coeficiente de piezoresistência resultante é levemente dependente do valor de concentração de impurezas em valores de concentração abaixo de 10^{18} cm^{-3} , mas são fortemente dependentes da temperatura. Já para o silício altamente dopado, tais coeficientes diminuem de magnitude quando o valor da concentração de impurezas aumenta. Verificamos também que a dependência com a temperatura diminui à medida que a concentração aumenta.

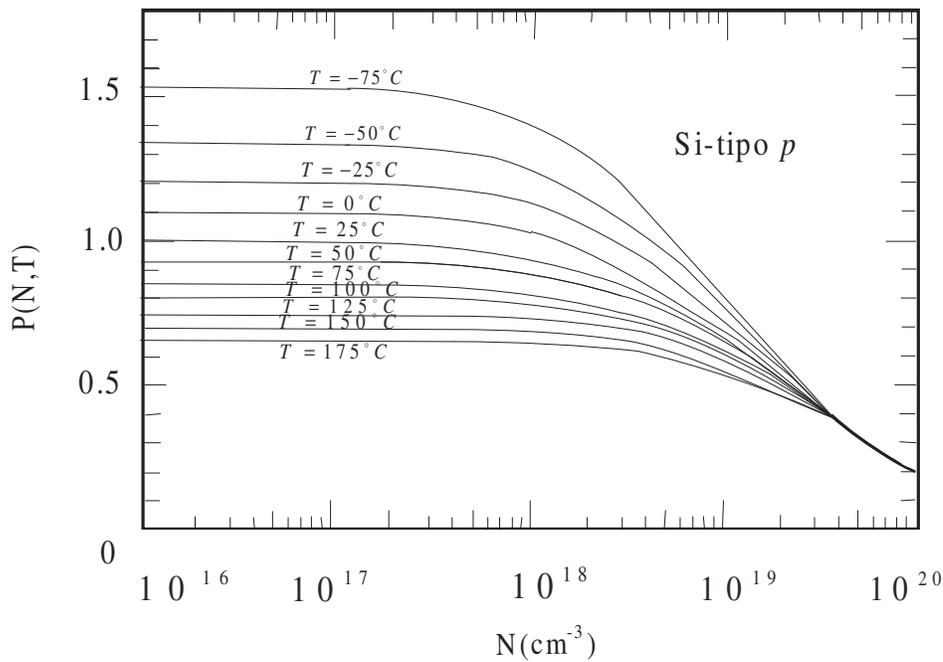


Figura 5.1: Fator de correção de piezoresistência $P(N,T)$ em função da concentração de impurezas e da temperatura para o silício tipo p [KANDA Y., 1982]

Utilizaremos este estudo realizado por Kanda para analisar a dependência da deriva térmica da sensibilidade do sensor de pressão que será apresentado na seção 5.6.6.

Portanto, a dependência da magnitude dos coeficientes de piezoresistência com a temperatura é minimizada se o silício possuir alta concentração de impurezas. Em

contrapartida, a utilização do silício com alta concentração de impurezas resulta em uma redução dos coeficientes de piezoresistência e isso é uma desvantagem para aplicações em sensores.

Observamos na Tabela 5.2 o alto valor de π_{44} no silício tipo p . Isso é uma vantagem desse material em relação ao silício tipo n , podendo ser utilizado para maximizar a sensibilidade em sensores piezoresistivos. Além disso, a resistência de folha do material tipo p possui várias centenas de ohms/folha, permitindo uma larga faixa em valores de resistência [FRUETT F., 2002]. Também a escolha do tipo de material cristalino (p ou n) define o arranjo dos coeficientes de piezoresistência. Uma vez que esses coeficientes tenham sido definidos, a mudança relativa da resistência pode ser calculada baseada no alinhamento do resistor e na orientação do estresse mecânico.

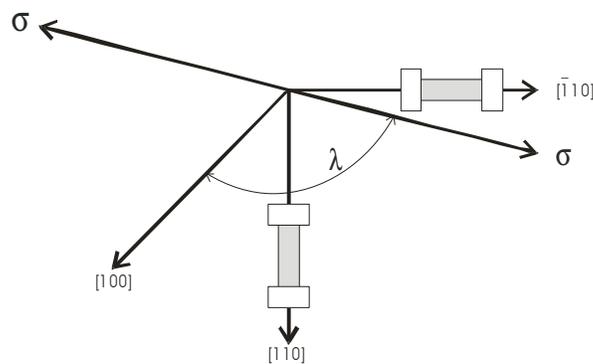


Figura 5.2: Orientação dos resistores integrados no plano do wafer {001}

A orientação de um estresse uniaxial (λ) e o alinhamento do resistor tem o eixo $[100]$ do cristal como referência, conforme mostrado na Figura (5.2). O eixo $[\bar{1}10]$ do wafer é paralelo ao chanfro primário e o eixo $[110]$ é paralelo ao chanfro secundário desse wafer.

O wafer de silício é cortado para produzir chips. O alinhamento para o corte do wafer é determinado pelos chanfros pré-existentes. Desta forma, as coordenadas x e y do layout correspondem às direções cristalográficas $\langle 110 \rangle$. Podemos simplificar a análise do efeito piezoresistivo para resistores integrados fabricados no wafer {001} que são

submetidos a um estresse uniaxial paralelo ao plano do *wafer*. Desta forma, a variação relativa da resistividade é dada por [FRUETT F., 2002]:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44} \text{sen}2\lambda}{2} \sigma, \quad (5.9)$$

sendo σ a magnitude do estresse mecânico.

5.3. Sensor de pressão piezoresistivo integrado em silício

Uma configuração clássica para um sensor de pressão piezoresistivo em ponte de Wheatstone foi projetada e fabricada. Este sensor é formado por quatro resistores monocristalino tipo *p*. Os resistores estão alinhados com o eixo cristalográfico $\langle 110 \rangle$ do silício, sendo dispostos sobre regiões de concentração de estresse uniaxial. A disposição dos resistores e a orientação do estresse são mostradas na Figura (5.3).

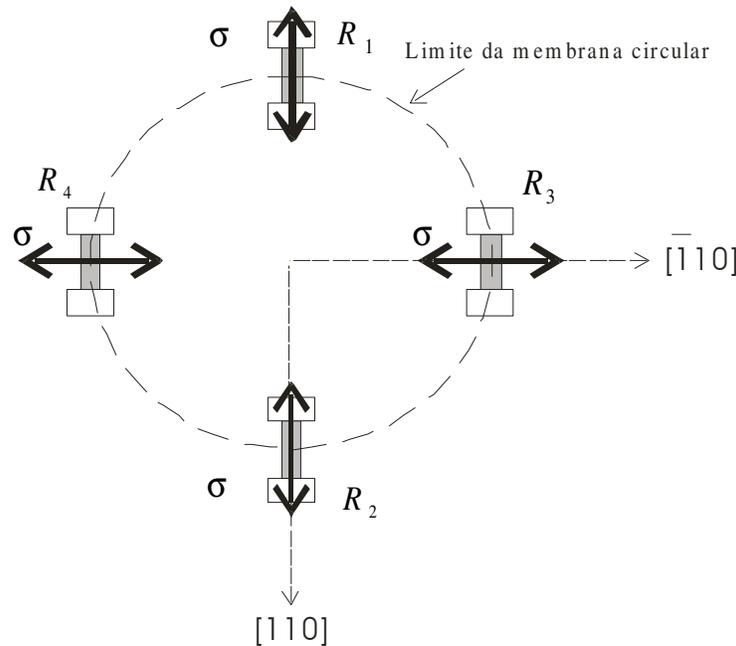


Figura 5.3: Disposição dos piezoresistores em um *wafer* com orientação cristalográfica no plano $\{001\}$

Os resistores monocristalinos são localizados em determinados pontos da superfície da membrana de silício cujo estresse devido ao esforço mecânico é

maximizado. Um estudo para o detalhamento da fabricação da membrana e obtenção das áreas de concentração de estresse mecânico é mostrada na seção 5.5.1.

5.4. Análise do circuito do sensor piezoresistivo

A Figura (5.4) mostra o esquema elétrico do sensor piezoresistivo, com saída em tensão $V_{saída}$, composto por quatro piezoresistores dispostos em ponte de Wheatstone.

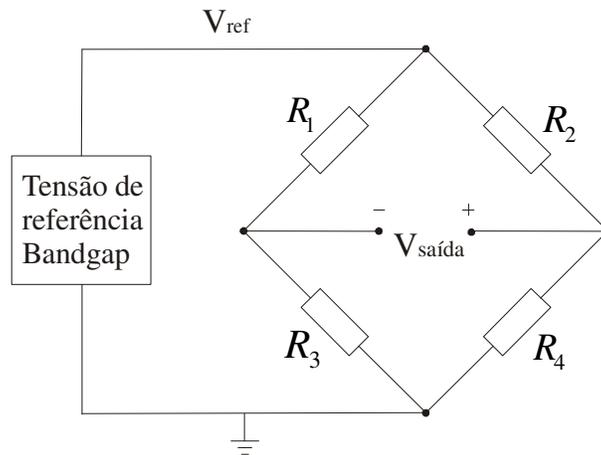


Figura 5.4: Sensor piezoresistivo em ponte de Wheatstone

Considerando uma fonte de referência V_{ref} conectada aos terminais de entrada do sensor e que os resistores, com exceção ao efeito provocado pelo estresse mecânico, são perfeitamente casados, temos que:

$$V_+ = \frac{R_4(1+x)}{R_4(1+x) + R_2(1-x)} V_{ref}, \quad (5.10)$$

e

$$V_- = \frac{R_3(1-x)}{R_3(1-x) + R_1(1+x)} V_{ref}, \quad (5.11)$$

sendo que

$$x = \frac{\Delta R}{R}, \quad (5.12)$$

então

$$V_s = \frac{R_4(1+x)}{R_4(1+x) + R_2(1-x)} V_{ref} - \frac{R_3(1-x)}{R_3(1-x) + R_1(1+x)} V_{ref},$$

considerando os resistores ideais, em que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$, temos que:

$$\frac{R_0 V_{ref} + xR_0 V_{ref} - R_0 V_{ref} + xR_0 V_{ref}}{R_0 - xR_0 + R_0 + xR_0} = \frac{2xR_0}{2R_0} V_{ref},$$

portanto $V_{SAÍDA} = xV_{ref}$. (5.13)

Substituindo a equação (5.9) na equação (5.13) com $\lambda=45$ graus temos:

$$V_{SAÍDA} = \frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}}{2} \sigma V_{ref},$$
 (5.14)

e, considerando que π_{44} é muito maior que π_{11} e π_{12} em piezoresistores do tipo p , temos que:

$$V_{SAÍDA} = \frac{\pi_{44}}{2} \sigma V_{ref}.$$
 (5.15)

5.5. Simulação

5.5.1. Método dos Elementos Finitos

A simulação estrutural mecânica, baseada em um método numérico conhecido como Método dos Elementos Finitos (MEF) foi utilizada para identificar as regiões de concentração de estresse mecânico sobre a superfície da membrana. O método dos elementos finitos MEF, ou análise por elementos finitos usa aproximações numéricas para resolver sistemas, geralmente multifísicos, contínuos, que são complicados ou muitas vezes impossíveis de resolver pelos modelos analíticos. Utilizamos a ferramenta ANSYS disponível no LSM para análise estrutural da membrana.

A região de solução de um sistema é dividida em elementos mais simples em forma de triângulos ou quadriláteros, seguindo a estrutura original de cada estrutura. Quanto mais elementos o sistema possuir, mais precisa será a solução, embora o tempo de execução da simulação aumente. Os elementos são previamente construídos e

representam a menor parte de um sistema. Cada elemento possui determinados números de nós dependendo da forma de cada elemento.

A resposta para cada elemento a um estímulo é caracterizado pelos graus de liberdade nos nós. Os graus de liberdade representam as variáveis a serem determinadas para cada problema. Estas variáveis a serem encontradas normalmente são um escalar, um vetor, ou um tensor de ordem superior, como por exemplo, um componente de estresse, um deslocamento, ou uma grandeza elétrica. A Figura (5.5) mostra uma superfície dividida em elementos quadrilaterais e uma mesma superfície dividida em elementos triangulares.

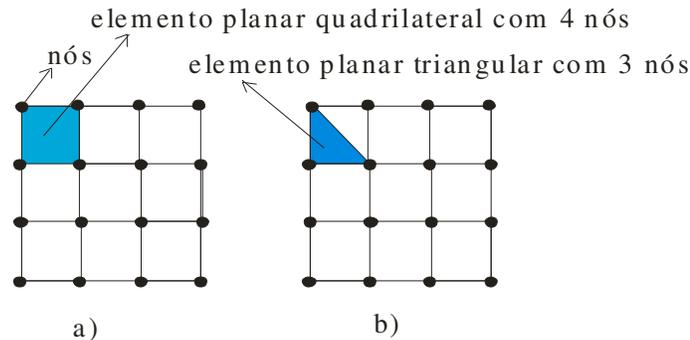


Figura 5.5: a) Estrutura discretizada usando elementos quadrilaterais - b) Elementos triangulares [ANSYS, Inc. *Theory Reference*, 2004]

O sensor apresentado neste trabalho é baseado no efeito piezoresistivo e são polarizados eletricamente e estimulados pelo estresse mecânico, o que leva a uma deformação da membrana [COURACCI G., 2008]. Analisaremos a estrutura mecânica do sensor sob a qual o sensor é fabricado.

5.5.2. Estrutura mecânica do sensor

De acordo com a Figura (5.6) a membrana do sensor é obtida através de um orifício circular central em uma placa de alumina e colando-se o *die* sobre esse orifício. Pelo processo de desbaste mecânico das costas do *die*, podemos obter uma fina membrana do sensor em silício. Este encapsulamento é justificado pela fácil obtenção da membrana sem necessitar de qualquer processo de corrosão do silício.

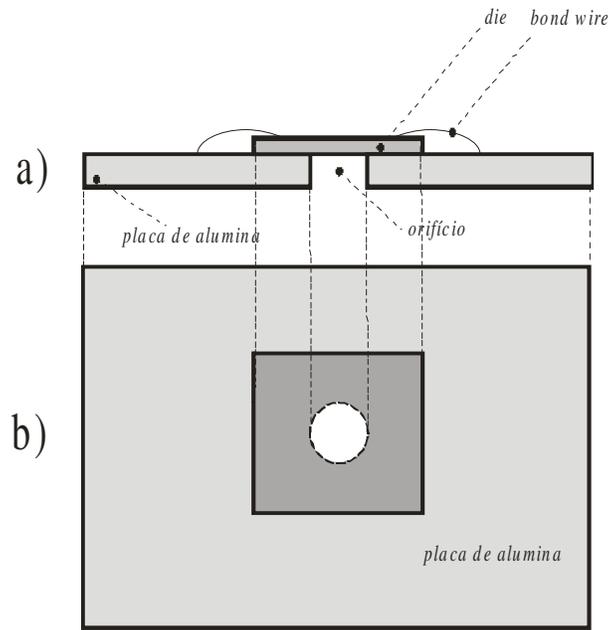


Figura 5.6: a) Seção transversal da estrutura mecânica do sensor - b) Vista superior do conjunto formado pelo *die* colado na placa de alumina

Uma cúpula de proteção é colada sob o *die*, permitindo a entrada de pressão atmosférica. Este processo de encapsulamento será abordado na seção 5.6.3.

5.5.3. Modelo da membrana circular em elementos finitos

Para o modelo da membrana circular, definimos a área para aplicação das cargas e condições de contorno em $\frac{1}{4}$ da membrana para minimizar o tempo de simulação. As regiões de engastamento definem o contato do *die* com a base do encapsulamento. A região de aplicação de carga (pressão externa) é a parte superior do *die* no centro da membrana. A Figura (5.7) mostra estas regiões e os planos de simetria.

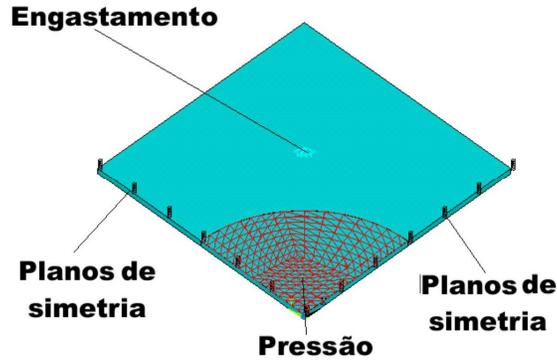


Figura 5.7: Condição de contorno e aplicação de cargas na membrana circular [GARCIA V., 2006]

São adicionadas ao simulador, as propriedades mecânicas anisotrópicas do elemento, tais como o tensor de elasticidade e os coeficientes de elasticidade do material, que são dados pela equação (3.14) e pela Tabela 3.2, respectivamente. Além disso, são aplicadas as condições de contorno fundamentais para o processo de interpolação das equações nos nós. A Figura (5.8) mostra o modelo construído baseado no elemento SOLID186 em geometria tetraedral, que possui 20 nós com 3 graus de liberdade por nó. O número de graus de liberdade depende da análise realizada: força em X, força em Y, força em Z (UX, UY, UZ). O elemento suporta propriedades anisotrópicas do material (silício) para análise estrutural. Na Figura (5.9) obtivemos a divisão do modelo da membrana circular em elementos menores permitindo a análise estrutural.

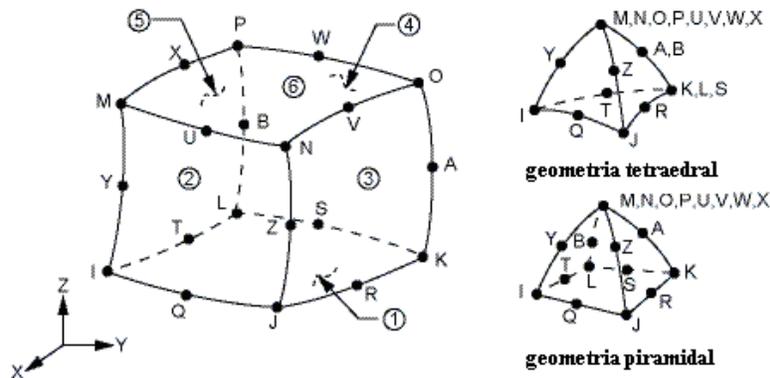


Figura 5.8: Geometria do elemento finito estrutural [ANSYS, Inc. Theory Reference, 2004]

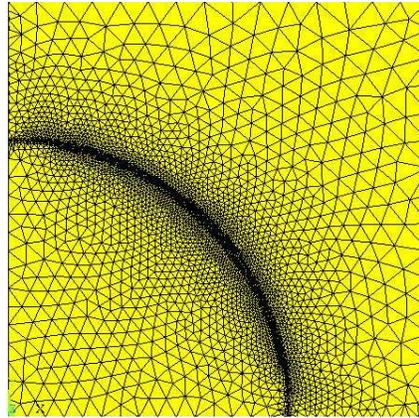


Figura 5.9: Divisão em elementos finitos de $\frac{1}{4}$ da membrana circular

A análise MEF foi feita através da aplicação de uma pressão fixa de 10psi na superfície da membrana circular e, variando-se o valor da espessura, foi possível visualizar a distribuição do componente estresse resultante na superfície da membrana. Portanto, a aplicação de uma pressão fixa de 10psi foi escolhida, entre outros valores de pressão aplicadas, para dimensionar a espessura da membrana e obter o valor máximo do estresse mecânico usado em um estudo da deriva térmica da sensibilidade do sensor de pressão em ponte na seção 5.6.6. A Figura (5.10) mostra a distribuição dos estresses σ_x e σ_y sobre a membrana, tomando o centro como referência. As coordenadas x e y estão alinhadas com as direções cristalográficas $\langle 110 \rangle$.

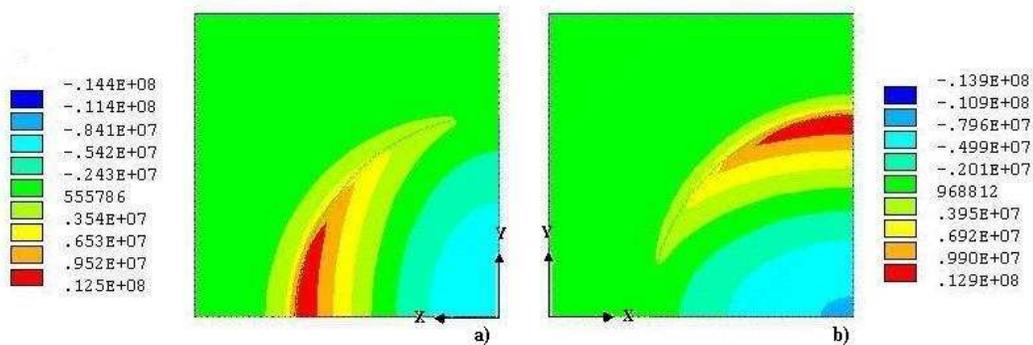


Figura 5.10: Resultado da simulação MEF da membrana circular para os estresses σ_x e σ_y equivalentes à orientação $[110]$ e $\bar{[110]}$

A Tabela 5.3 resume os resultados das simulações MEF da membrana circular.

Tabela 5.3: Resultado da simulação da membrana circular

espessura [μm]	diâmetro orifício[mm]	máximo estresse [MPa]
60	2	12.9

A simulação da membrana permitiu otimizar sua geometria e obter uma previsão da magnitude do estresse mecânico sobre as regiões dos piezoresistores a partir de um determinado sinal de pressão aplicado. Além da magnitude, o conhecimento da orientação do estresse com relação ao eixo cristalográfico é de grande importância para o posicionamento dos piezoresistores.

5.5.4. Modelo da piezoresistência em elementos finitos

Em materiais piezoresistivos como o silício, a aplicação de um componente estresse uniaxial resulta em uma mudança da componente resistividade elétrica que pode ser expressa da seguinte forma [ANSYS, Inc. *Theory Reference*, 2004]:

$$\rho_{ij} = \rho_{ij}^0 (L_{ij} + \Delta\rho_{ij}). \quad (5.16)$$

Sendo que i e $j=1, 2$ ou 3 . Em cujo termo $L_{ij} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, (5.17)

é a matriz identidade e o termo ρ_{ij}^0 representa a matriz resistividade elétrica do material livre de estresse. A resistividade elétrica é adicionado ao simulador e, a partir deste, e das condições de contorno estabelecidas, o simulador calcula a equação (5.16) para cada nó e interpola os resultados. Já o termo $\Delta\rho_{ij}$ representa a variação da resistividade devido ao estresse.

Este modelamento para o efeito da piezoresistência foi empregado para uso em simulação de piezoelementos implantados ou difundidos em uma membrana de silício, baseado em uma análise MEF multifísica (estrutural mecânica+elétrica). Com base nos

resultados obtidos numericamente, calculamos os valores da mudança relativa da piezoresistividade obtidos pela equação (5.9).

5.6. Realizações

Apresentaremos a seguir as principais realizações que são: a fabricação de um sensor baseado no efeito da piezoresistência disposto em ponte de Wheatstone, o processo de desbaste mecânico do *die* para se atingir a espessura desejada da membrana, o encapsulamento desse sensor, a caracterização e, por fim, fizemos uma análise da deriva térmica da sensibilidade do sensor.

5.6.1. Layout e fabricação do sensor

A Figura (5.11) apresenta o layout do sensor de pressão que foi fabricado. Esse sensor é formado por uma ponte de Wheatstone piezoresistiva, onde todos os piezoresistores monocristalinos têm dimensões de $70\mu\text{m}$ por $10\mu\text{m}$. Ao lado de cada resistor foi incluído um resistor semelhante que foi posicionado para estar fora da região de concentração de estresse mecânico, denominado resistor de teste. O *wafer* em silício tipo *n* foi escolhido neste trabalho para que resistores monocristalinos do tipo *p* fossem fabricados para maximizar o valor do sinal de saída do sensor, tendo em vista o alto valor do coeficiente de piezoresistência π_{44} . Contatos de corpo n^+ também foram incluídos. Neste layout, também é indicada a região de abertura da membrana quadrada, com 1.6mm de lado, que deve ser fotogravada na parte de trás do *wafer*. Entretanto, no primeiro protótipo deste sensor, optamos por não utilizar o método de corrosão úmida para fabricação da membrana quadrada na parte de trás do *wafer*.

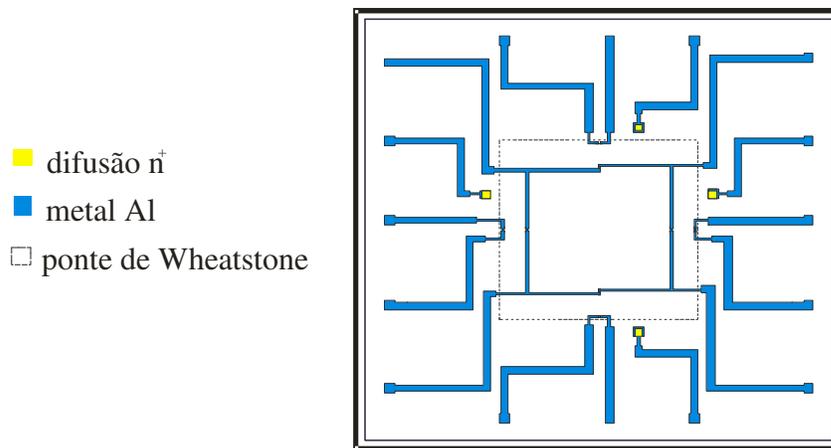


Figura 5.11: Layout da estrutura do sensor de pressão

A fabricação desse sensor integrado foi realizada no CCS e se baseia resumidamente em três fases: implantação iônica para formação dos resistores integrados, etapa térmica de difusão dos dopantes e evaporação de alumínio para formação dos contatos. A Figura (5.12) mostra o sensor fabricado e suas dimensões. O chip foi fabricado em um *wafer* polido em ambos os lados. Esses resistores foram obtidos por implantação iônica resultando em uma resistência de folha R_S de aproximadamente $128 \Omega/\text{quadrado}$.

A Figura (5.12) mostra as dimensões do resistor, sendo $30\mu\text{m}$ de comprimento e $10\mu\text{m}$ de largura em sua área ativa. Através da resistência de folha R_S foi possível estimar a concentração de impurezas dos resistores implantados tipo p que é de aproximadamente $6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

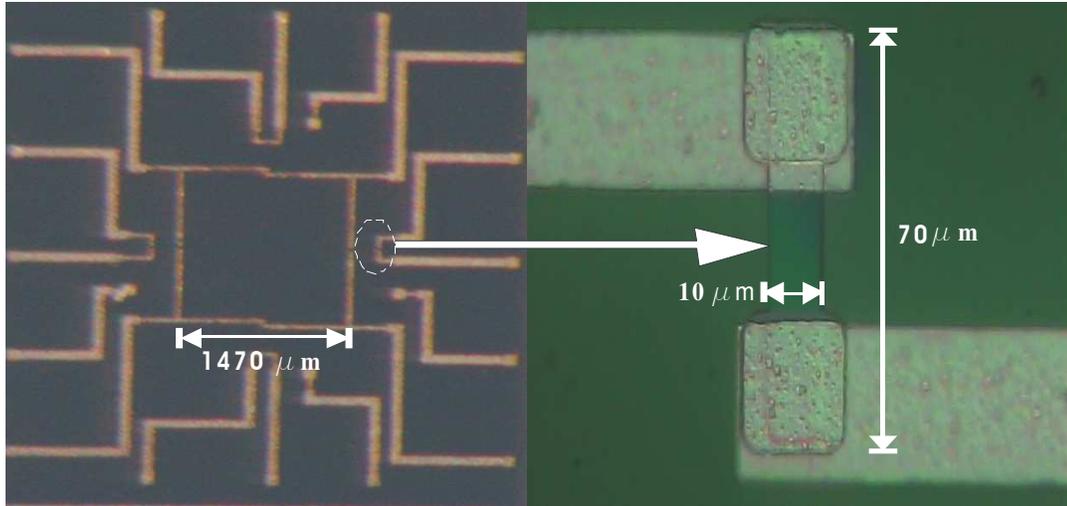


Figura 5.12: Foto do chip contendo os resistores integrados dispostos em ponte de Wheatstone e, ao lado, detalhe de um resistor integrado usado para testes

5.6.2. Desbaste mecânico

Até o momento da realização deste trabalho não dispúnhamos das facilidades proporcionadas por um reator de corrosão úmida anisotrópica de silício. Desta forma, optamos por obter a membrana através de um aparato mecânico que permite o desbaste do chip até a espessura desejada.

Este aparato para desbaste foi projetado para diminuir a espessura do chip através do contato com uma pedra de granito polida em solução abrasiva à base de óxido de alumínio (Al_2O_3). Uma base de alumínio sustenta a pedra de granito e um cilindro é acoplado dentro de um rolamento. Na parte superior do eixo, está um cilindro de diâmetro maior com um orifício por onde um pequeno bastão gira livremente. O chip é colado nesse bastão, tendo assim a face com a microeletrônica protegida.

A Figura (5.13) apresenta o aparato para desbaste que foi usado para reduzir a espessura do chip. A espessura final foi de 60μm.

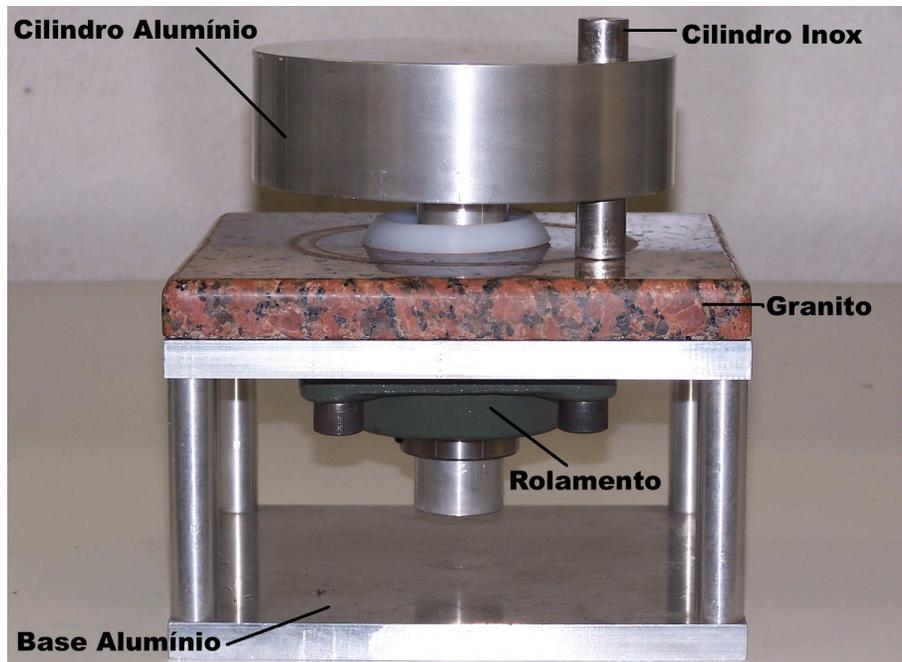


Figura 5.13: Foto do aparato para desbaste mecânico.

5.6.3. Encapsulamento

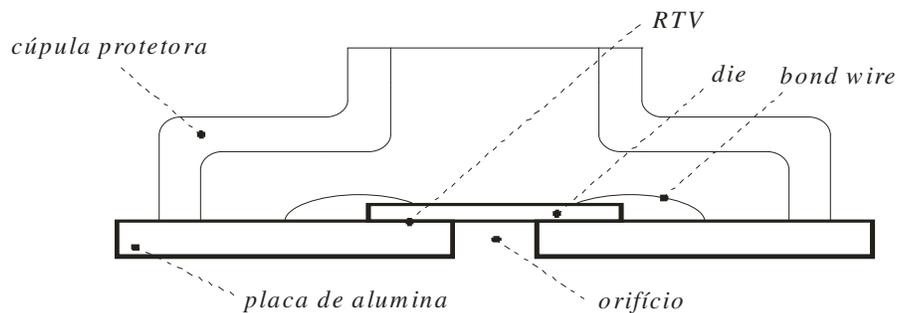


Figura 5.14: Corte transversal do sensor encapsulado [GARCIA V., 2006]

O *die* foi colado na placa através do processo de vulcanização a temperatura ambiente (RTV do inglês *Room Temperature Vulcanization*). O alinhamento do chip sobre o orifício de 2mm é realizado através de inspeção microscópica de marcas de alinhamento contidas na placa de alumina. Na placa de alumina foram gravadas trilhas de prata paládio que permitem as conexões dos *bondwires* com os pads externos. A proteção do chip e do *bondwire* é feita por uma cúpula plástica colada sobre a alumina. A Figura (5.15) mostra um desenho em corte transversal do sensor de pressão e a cúpula protetora e o sensor encapsulado.

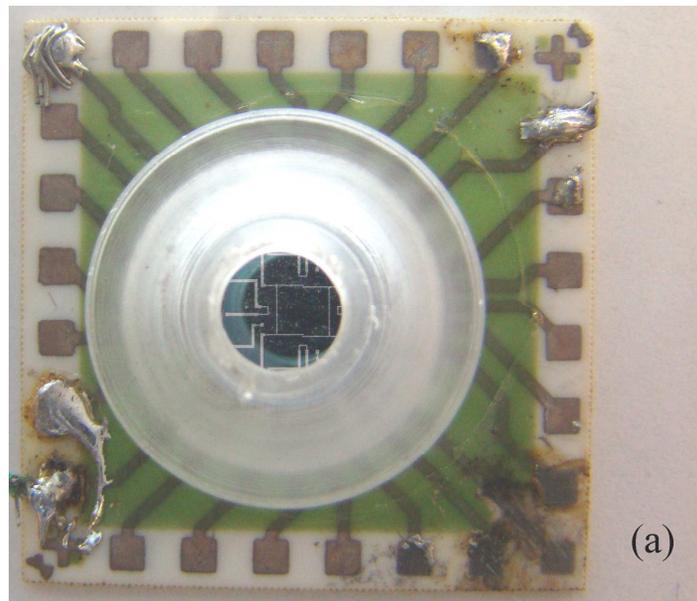


Figura 5.15: a) Foto do encapsulamento do sensor em planta e b) Foto do sensor visto em elevação

5.6.4. Estrutura de testes

Uma estrutura de testes dedicada foi usada para gerar uma magnitude de pressão bem controlada dentro de uma câmara fechada para caracterizar o sensor [FRUETT F., 2003].

Essa estrutura é composta por uma estrutura mecânica de geração de pressão, instrumentos de aquisição de dados, conectados ao computador via interface GPIB, e uma referência de pressão. Um programa em Labview controla automaticamente toda a estrutura, além da aquisição e armazenamento dos dados. A estrutura de testes é basicamente composta por uma mesa de deslocamento linear, uma câmara de pressão e um cilindro pneumático. A câmara de pressão é conectada ao cilindro pneumático que

movimenta devido a um motor de passo. O volume interno do cilindro muda e gera uma pressão bem controlada dentro da câmara onde o sensor em teste é acondicionado. Portanto, através do painel de controle do programa o usuário define o valor da pressão e, desta forma, o computador controla o motor de passo para que a pressão dentro da câmara encontre o valor de pressão requerido pelo usuário. Durante essa ação, um instrumento calibrado monitora constantemente a pressão interna da câmara. O sinal de saída do sensor de pressão é obtido pela placa de aquisição de dados, conectado ao computador pela interface GPIB. Além da pressão bem controlada dentro da câmara, o do sinal de saída do sensor, um sensor PT100 conectado à câmara de pressão permitiu medir a temperatura do sensor em teste [GARCIA V., 2006].

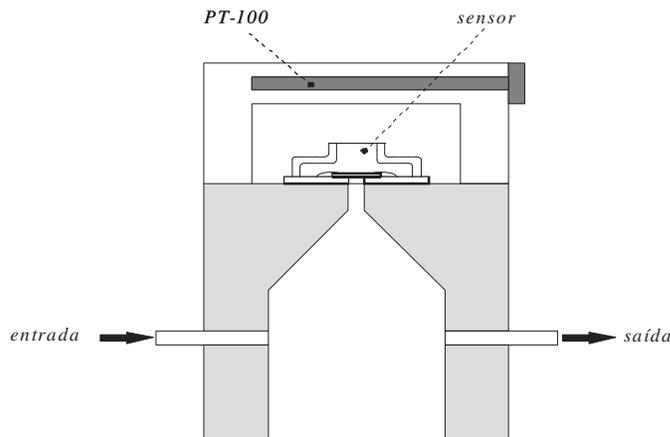


Figura 5.16: Estrutura da câmara de pressão

A foto da estrutura mecânica e dos instrumentos descritos anteriormente para caracterização do sensor de pressão é mostrada na Figura (5.17). Todas as variáveis medidas: referência de pressão, temperatura, e sinal de saída do sensor de pressão em teste são armazenadas em um arquivo texto.

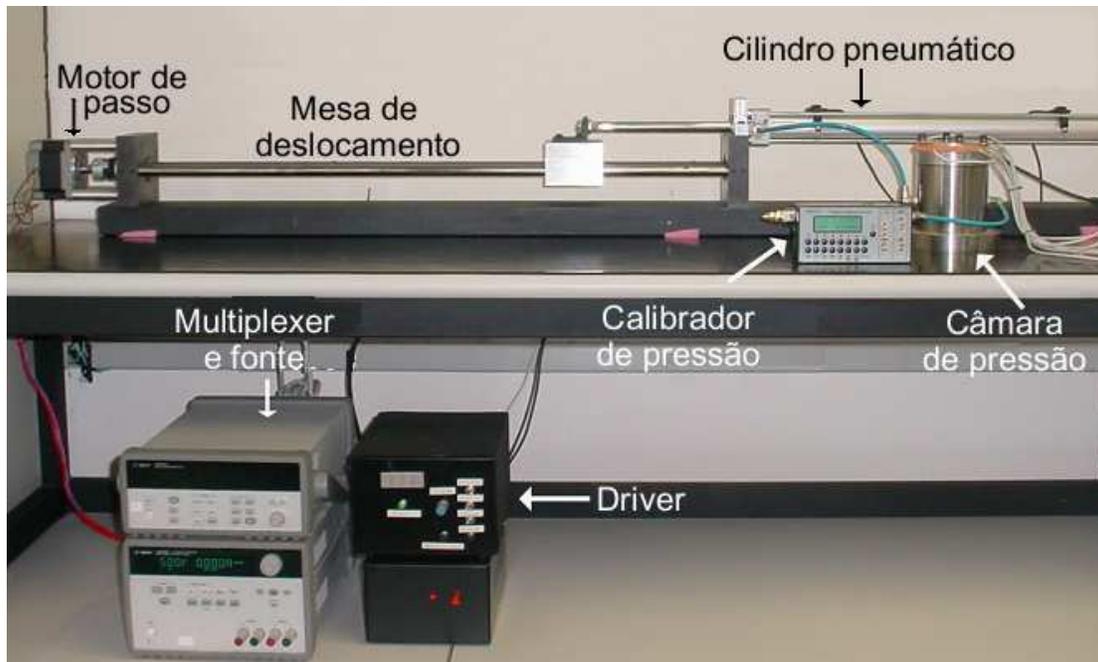


Figura 5.17: Foto do aparato de testes para caracterização do sensor de pressão [GARCIA V., 2006]

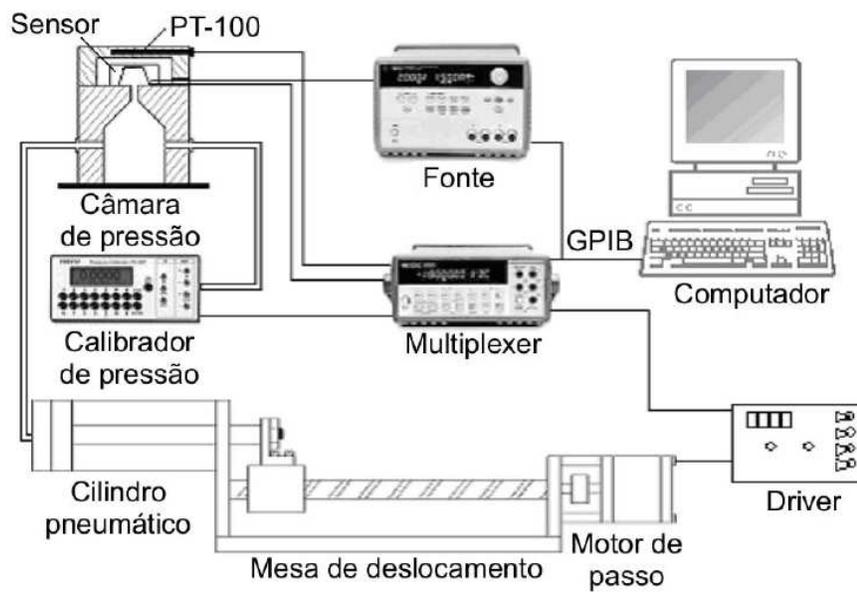


Figura 5.18: Diagrama dos equipamentos do aparato de testes [GARCIA V., 2006]

5.6.5. Resultados experimentais

- **Medida das resistências do sensor em ponte de Wheatstone**

Aplicamos uma tensão de alimentação de 5V nos terminais de alimentação do sensor em ponte de Wheatstone e medimos a tensão em cada terminal de saída do sensor sem aplicar pressão.

Os valores das tensões em cada terminal de saída permitiram encontrarmos as resistências da ponte de Wheatstone, conforme circuito esquemático da Figura (5.4). Os valores das resistências encontrados e a variação percentual em relação ao valor projetado de 900Ω estão mostrados na Tabela (5.4).

Tabela 5.4: Valores das resistências do sensor em ponte de Wheatstone

Resistências	Valores das resistências (Ω)	Varição percentual (%)
R_1	1018	15
R_2	998	17
R_3	990	16
R_4	1050	13

Os resultados da Tabela 5.4 mostram que houve uma variação no processo de fabricação dos resistores em relação ao valor de projeto, originado na etapa de implantação iônica e na fotogração dos padrões dos resistores para o *wafer*.

- **Caracterização da função de transferência do sensor de pressão**

Realizamos a caracterização do sensor de pressão fabricado, utilizando o aparato de teste descrito na seção 5.6.4. Para isso, aplicamos uma pressão diferencial controlada de 0 a 10psi com incrementos de 0.5psi. A tensão de alimentação aplicada ao sensor foi de 5V e os contatos de corpo n^+ foram conectados ao ponto de maior potencial. Isso resulta em um efeito de polarização de corpo, que reduz a espessura efetiva de cada

resistor difundido, portanto uma condição de geometria bem definida foi obtida, minimizando a componente de não-linearidade [QIAN M., 2005].

A função de transferência do sensor de pressão e o valor do desvio inerente às medidas são mostrados na Figura (5.19).

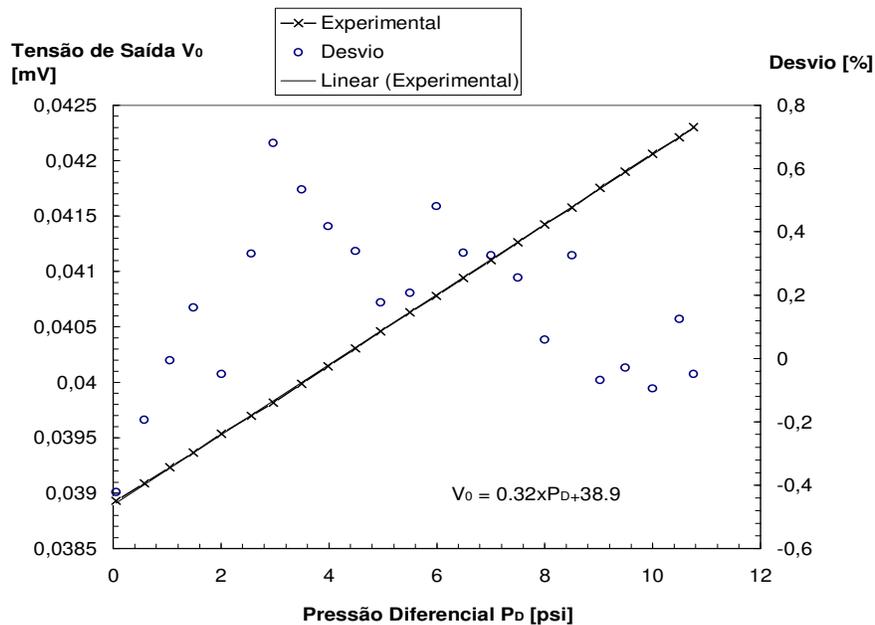


Figura 5.19: Tensão de saída e o valor do desvio *versus* pressão aplicada

Os resultados mostram uma tensão de *offset* na saída de 38.9mV e uma sensibilidade de 0.32mV/psi. O valor da tensão de *offset* na saída é resultado de um descasamento geométrico entre os piezoresistores da ponte, e, em sua maior parte, devido ao estresse mecânico inerente do processo de encapsulamento e fixação do sensor na estrutura de testes.

O comportamento da tensão de saída com a pressão é linear e pode ser observada na Figura (5.19). A equação de primeira ordem que, relacionando a tensão de saída do sensor V_S em mV, pela pressão aplicada P_D em psi, é dada por:

$$V_S = 0.32P_D + 38.9 \text{ [mV]}. \quad (5.18)$$

A Figura (5.19) mostra a medida do valor do desvio do sensor. Este desvio é causado em parte pelo ruído, não-linearidade e por erros relacionados com as medições. Para o intervalo de pressão aplicado, o desvio é de $\pm 0.6\%$. A tabela 5.5 mostra as características resumidas do sensor fabricado.

Tabela 5.5: Resumo das características do sensor

Tensão de <i>Offset</i>	38.9 mV
Sensibilidade	0.32 mV/psi
Desvio máximo	0.6 %
Impedância de saída	1800 Ω

5.6.6. Análise da variação da deriva térmica da sensibilidade do sensor de pressão

Apesar da fonte de referência do tipo *Bandgap* não ter sido fabricada, utilizaremos os resultados de simulação do seu projeto para estudar a influência da sua não-idealidade na deriva térmica da sensibilidade do sensor de pressão. Analisaremos também, teoricamente, a influência da temperatura na sensibilidade do sensor devido à variação da magnitude dos coeficientes de piezoresistência devido à temperatura.

A partir da equação (5.19), podemos encontrar a deriva térmica da sensibilidade da ponte de Wheatstone devido ao estresse mecânico na superfície superior do *die*. Considerando que a ponte é alimentada pela tensão $V_{ref}(T)$, podemos escrever a sensibilidade em $\mu\text{V}/\text{psi}$ da seguinte forma:

$$S = \frac{V_{saída}}{\sigma}, \quad (5.19)$$

podemos explicitar as componentes dependentes da temperatura da seguinte forma:

$$S(T) = \frac{1}{2} \pi_{44}(T) V_{ref}(T), \quad (5.20)$$

em que a deriva térmica da sensibilidade é dependente do coeficiente de piezoresistência $\pi_{44}(T)$ e da tensão de referência $V_{ref}(T)$. Para encontrarmos a deriva térmica da sensibilidade, substituímos a deriva térmica da tensão de referência igual a

34ppm/°C encontrada na faixa de temperatura de -50°C a 75°C e com o auxílio do gráfico de Kanda obtivemos a variação de $\pi_{44}(T)$ nesta mesma faixa de temperatura para um mesmo valor de concentração estimado para os resistores da ponte de Wheatstone em $N=6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Consideramos a temperatura de referência $T_R=25^\circ\text{C}$. O valor da variação da sensibilidade calculada para o termo $V_{ref}(T)$ foi de 7,5nV/psi e o valor da variação da sensibilidade calculada para o termo de $\pi_{44}(T)$ foi de -246nV/psi, concluindo que o valor da variação da deriva térmica da sensibilidade devido a este termo é maior do que o valor da variação da deriva térmica da sensibilidade devido ao termo $V_{ref}(T)$. Na Figura (5.20) é possível observar a alta inclinação da curva da variação da deriva térmica da sensibilidade do termo $\pi_{44}(T)$ na faixa de temperatura de -50 à 80°C.

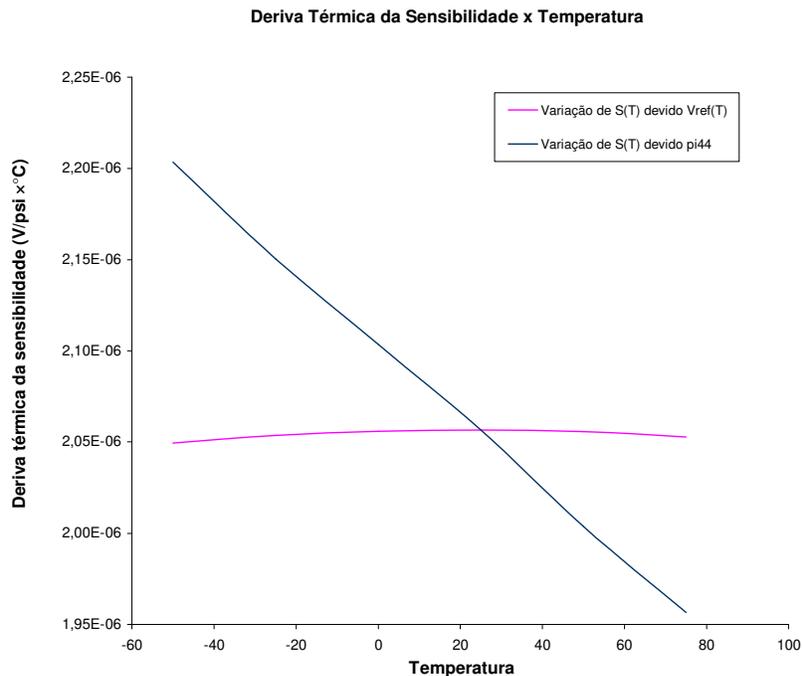


Figura 5.20: Deriva térmica da sensibilidade em (V/psi x °C) versus temperatura em (°C)

5.7. Conclusão

Neste capítulo apresentamos o layout, fabricação e caracterização de um sensor de pressão em ponte de Wheatstone e fizemos um estudo da deriva térmica da

sensibilidade do sensor alimentado por uma fonte de referência, projetada e simulada conforme descrita no Capítulo 3.

Simulações mecânicas auxiliaram no projeto da geometria da membrana e no estudo da distribuição de estresse mecânico sobre a membrana devido à aplicação de pressão de 0 à 10psi. O processo de colagem do chip realizado por inspeção microscópica das marcas de alinhamento apresentou uma certa imprecisão. Este problema deve ser contornado pela substituição do método de desbaste mecânico por um processo de corrosão úmida anisotrópica da membrana microfabricada.

Para se obter uma minimização da sensibilidade do sensor na faixa de temperatura da Figura (5.20), basta cancelar a inclinação da curva da variação da deriva térmica da sensibilidade ou $S_{\pi44(T)}$, com uma curva contrária à variação da deriva térmica da sensibilidade ou $S_{Vref(T)}$. Na prática, significaria encontrar um valor referente à combinação do conjunto de resistências associadas R_{PTAT} que possibilitasse o cancelamento da inclinação da curva de $S_{\pi44(T)}$.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

As principais realizações apresentadas neste trabalho são:

6.1. Projeto e simulação de uma fonte de referência do tipo bandgap totalmente compatível com a tecnologia CMOS

Projetamos e simulamos o circuito de uma fonte de referência em tensão do tipo *bandgap* clássica. Com base neste projeto, calculamos o valor da tensão de saída desta fonte, possibilitando calcular o valor da deriva térmica da sensibilidade devido aos termos $V_{ref}(T)$ e $\pi_{44}(T)$. Considerando que o sensor de pressão em ponte de Wheatstone piezoresistiva é alimentado pela fonte de referência de tensão V_{ref} e, de acordo com a

Figura (5.20), observamos que a variação da deriva térmica da sensibilidade em $\pi_{44}(T)$ é maior que a variação da deriva térmica da sensibilidade em As curvas de simulação da tensão de referência em tensão tipo *bandgap* obtidas para as diversas combinações de chaves MOS na Figura (6.1), sugerem que as curvas da deriva térmica da sensibilidade em $V_{ref}(T)$ para a combinação das chaves MOS podem ser aplicadas para o cancelamento da inclinação de $\pi_{44}(T)$ obtido graficamente:

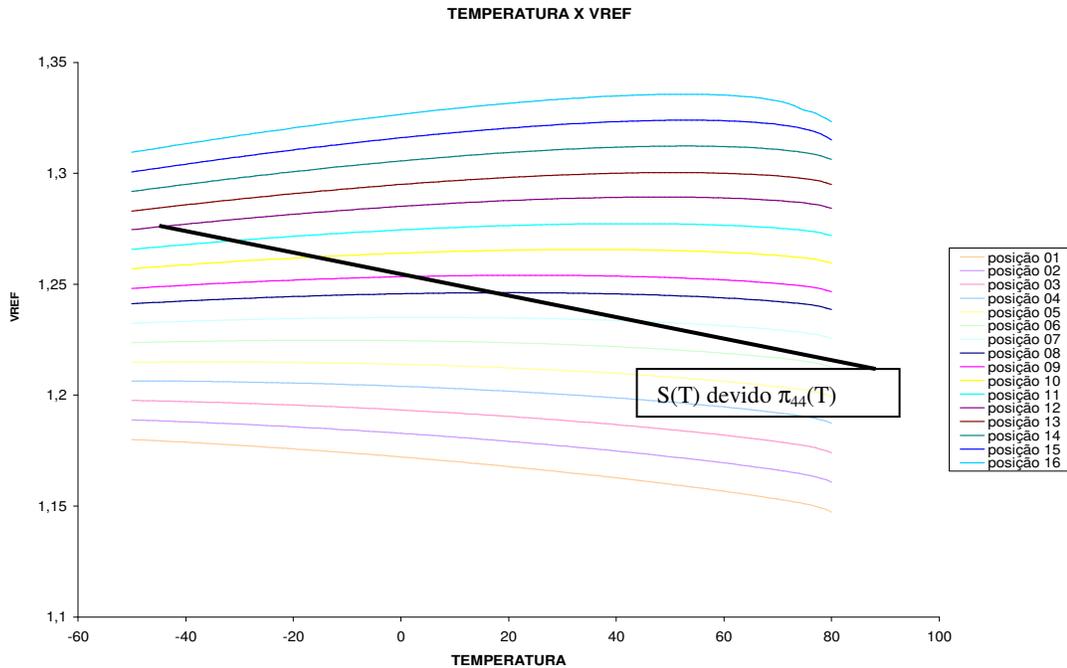


Figura 6.1: Curvas de simulação da tensão de referência em tensão tipo *bandgap* para diversas combinações de chaves MOS e a forma gráfica de obter a minimização de $S(T)$ devido $\pi_{44}(T)$

6.2. Caracterização de um sensor de pressão em ponte de Wheatstone baseado no efeito piezoresistivo;

6.2.1. Resistores

Os resultados experimentais mostraram que a variação máxima dos valores das resistências obtidas em relação ao valor projetado é de 17%, causado principalmente pelo perfil de implantação não-ideal que forma os resistores, o que se resume em um

espalhamento em sua resistência de folha. É também causado por um desvio intrínseco na transferência dos padrões das máscaras para o *wafer*.

6.2.2. Sensor de pressão

Comparando com a literatura [Honeywell Inc., 2007; DENNIS J. O., 2010; YANG L-J., 2005], o desvio medido está na mesma faixa de alguns sensores piezoresistivos comerciais (de 0.5% à 1%) para uma mesma faixa de pressão de 0 até 10psi. O valor da tensão de *offset* medido obteve um valor mais baixo do que os estes mesmos sensores que são de aproximadamente 50mV. A tensão de *offset* é devido a sua grande maioria ao processo de encapsulamento. Resumimos abaixo na Tabela 6.1 as principais características do sensor.

Tabela 6.1: Resumo das características do sensor

Tensão de <i>Offset</i>	38.9 mV
Sensibilidade	0.32 mV/psi
Desvio	0.6 %

6.3. Considerações finais

Com base nestes resultados, provamos que é possível fabricar a fonte de referência e o sensor em um mesmo circuito monolítico, aproveitando a tensão de *bandgap* do silício a 0K e considerando as condições de projeto desenvolvidas ao longo desse trabalho. Como melhoria, sugerimos que ambos os circuitos fossem fabricados em um mesmo circuito monolítico juntamente com um circuito de condicionamento do sinal desse sensor.

O processo de desbaste mecânico permitiu minimizar o tempo de fabricação do sensor, embora erros de alinhamentos do sensor na placa de alumina são adicionados ao sensor e não foram considerados na medição. Para uma melhor obtenção da membrana, podemos utilizar a corrosão química anisotrópica (com KOH) que possui a vantagem de obter uma membrana de silício com melhor uniformidade que a obtida por desbaste

mecânico do *die* e, principalmente de baixa espessura, o que leva a uma maximização da sensibilidade do sensor.

TRABALHOS PUBLICADOS

CAMOLESI, A. ; FRUETT, F. . *Design, Simulation, Fabrication and Characterization of a Pressure Sensor arranged in Wheatstone Piezoresistive Bridge*. ECS transaction, v. 4, p. 195-203, 2006.

JIMENEZ, H. R ; MANERA, L. T. ; CAMOLESI, A. ; FRUETT, F. ; DINIZ, J. A ; TATSCH, P. . *A CMOS Technology for Educational Activities and Academic Projects*. ECS Proceeding Volume, v. 8, p. 39-45, 2005.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

A. ARSHAK, K. ARSHAK, G. LYONS, D. WALDRON, D. MORRIS, O. KOROSTYNSKA, E. JAFER, *Review of the potential of a wireless MEMS microsystem for biomedical applications*, 2005, Sensor Review, Vol. 25 Iss: 4, pp.277 – 286.

A.VAN STAVEREN, C.J. M. VERHOEVEN, AND A. H. M. VAN ROERMUND, *The Influence of the Reverse Early Effect on the Performance of Bandgap References*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 43, nº 5, May 1996, pp. 418-421.

ANSYS, Inc. *Theory Reference*, 2004, pp. 17-20.

BAKER R. JACOB, LI H.W. AND BOYCE D. E., *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*. Editorial Board, 1997, pp. 615-630.

BAKKER, A. *High-Accuracy CMOS Smart temperature Sensors*, Kluwer Academic Publishers, The Netherlands, 2000, pp. 37-61.

BEEBY, S. P., ENSEL, G., KRAFT, M., *MEMS Mechanical Sensor*, Artech House Publishers, 2004.

BENEDICT R. P., *Fundamentals of Temperature, Pressure, and Flow Measurement*, 3^a ed., J. Wiley, New York, 1984.

BORESI, A. P., CHONG, K. P., *Elasticity in Engineering Mechanics*, 2^a Ed., John Wiley & Sons, New York, 2000.

BORG S. F., *Matrix tensor methods in continuum mechanics*, Princeton, New York, D. Van Nostrand, 1963.

C. O'MARA WILLIAM, HERRING R. B., HUNT L. P., *Handbook of semiconductor silicon technology*, Noyes Publications, New Jersey, 1990, pp. 349-352.

CAJUEIRO, J. P. C., *Projeto de uma fonte de tensão de Referência do tipo Bandgap em Tecnologia CMOS*. Editora da UNICAMP, 2002, pp. 3-18, 32-43.

COURACCI G., *Sensor de pressão microeletrônico baseado no efeito piezoresistivo transversal em silício*, dissertação de mestrado, 2008.

CREEMER J. F., FRUETT F., MEIJER C. M. AND FRENCH P. J., *The Piezjunction Effect in Silicon Sensors and Circuits and its Relation to Piezoresistance*, IEEE Sensors Journal. vol.1, pp.98-108, Agosto, 2001.

DENNIS J. O., *Piezoresistive Pressure Sensor Design, Simulation and Modification Using CoventorWare Software*, International Conference on Fundamental and Applied Sciences (ICFAS2010), June 2010.

DESAI S. C AND ABEL F. J, *Introduction to the Finite Element Method*, Van Nostrand Reinhold Company, N. Y., pp.3-438.

FRADEN J., *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*, 3rd Ed., Springer Inc, New York, EUA, 2004

FRUETT F. AND MEIJER G.C.M., *The piezjunction effect in silicon integrated circuits and sensors*. Kluwer Academic Publishers, 2002.

FRUETT F.; GENTINI I. M.; NICOLAU M., *A test Structure to Characterize Microelectromechanical Pressure Sensors*, IMAPS, Campinas, Brasil, 2003.

GARCIA V. AND FRUETT F., *Compensation and Maximization of the PiezoMOS Effect in PMOS Transistors*, IX Simpósio IMAPS (International Microelectronics and Packaging Society) Brasil, 2006, São Paulo.

GARCIA V., *Sensor de Pressão Microeletrônico baseado no Efeito Piezomos*, dissertação de mestrado, 2006, pp. 86.

GEORGE T., *Overview of MEMS/NEMS Technology Development for Space Applications at NASNJPL*, 1999, California Institute of Technology.

GRAY P. R. AND MEYER R. G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, Inc, N.Y.,1993.

GRAY P. R., HODGES D. A. AND BRODERSEN R. W., *Potential of MOS Technologies for Analog Integrated Circuits*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-13, 3, pp.285-293, 607-623, June 1978.

GREENWOOD, J. C., *Silicon in Mechanical Sensors*, Journal of Physics: Instrument Science and technology, Vol 21, pp. 1114-1128, 1988

HERRERA A. L., AGUILERA L. A., GARCIA P. J., MANJARREZ E., *Ressonant Magnetic Field Sensors Baseado on MEMS Technology*, Sensors Journal, 2009, p.7785-7813

HILBIBER, D. F.; "A New Semiconductor Voltage Standard", Digest Of Technical Papers, International Solid-State Circuits Conference, pp. 32-33, Fev. 1964.

HONEYWELL INTERNATIONAL INC., *Uncompensed/Compensed and Compensed Calibrated Silicon Pressure Sensors*, 2007, disponível em www.honeywel.com/sensing

JIMENEZ H. R., MANERA L. T., CAMOLESI A., FRUETT F., DINIZ J. A., AND P. J. TATSCH, *A CMOS Technology for Educational Activities and Academic Projects*, Journal of the Electrochemical Society, v. 2005, p. 39-45.

KAAJAKARI V., *Silicon as an anisotropic mechanical material - a tutorial*, disponível em www.kaajakari.net/~ville/research/tutorials/tutorials.shtml.

KANDA Y., *A Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol.ED-29, 1, January 1982.

M. MEHREGANY AND S. ROY, *Aerospace, Microengineering Aerospace Systems*, disponível em www.aero.org/publications/helvajian/helvajian-2.html.

MEIJER G.C.M, WANG G., FRUETT F., *Temperature Sensors and Voltage References Implemented in CMOS Technology*, IEEE Sensors Journal, vol.1, 3, pp.225-234, October 2001.

MICHEJDA J. AND KIM S. K., *A Precision CMOS Bandgap Reference*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-19, 6, pp.1014-1021, December 1984.

MICHIEL A.P. PERTIJS, GERALD C. M. MEIJER AND JOHAN H. HUIJSING, *Precision Temperature Measurement Using CMOS Substrate PNP Transistors*. IEEE Sensors Journal, vol. 4, n° 3, June 2004, pp. 294-300.

MIDDELHOEK S., AUDET S. A. AND FRENCH P. J., *Silicon Sensors*, The Netherlands, 2000.

N. CAR. W., W. M., R. S. OKOJIE, *High Temperature, Pressure and Displacement Microsensor*, New Jersey Institute of Technology, 1996.

NELI R. R., *Desenvolvimento de Micro-Estruturas Mecânicas sobre o Silício através da Corrosão do Substrato pela Superfície*, dissertação de mestrado, 2002, UNICAMP.

QIAN M., WANG D., *A precision physical model fro three terminals diffused or ion-implanted resistors*, Solid State Electronic, Vol.49, 2005, pp. 323-327.

QWICKSTEP, *How Does Barometer Work*, disponível em qwickstep.com/search/how-does-barometer-work.html.

RAZAVI B., *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill, EUA, 1ª Edição, 1999

SENSORLAND, *How sensors work*, disponível em www.sensorland.com/HowPage079.html.

SMITH C. S., *Piezoresistance Effect in Germanium and Silicon*, Physical Review, vol 94, pp. 42-70, December 30, 1953.

SONG B.S. AND GRAY P. R., *A Precision Curvature-Compensated CMOS Bandgap Reference*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-18, 6, pp.634-643, December 1983.

SZE S. M., *Semiconductor Sensors*, John Wiley & Sons, Inc., pp.153-185, 1994.

TAVIS CORPORATION, disponível em www.taviscorp.com/Variable%20Reluctance.html.

TSIVIDIS Y. P. AND ULMER R. W., *A CMOS Voltage Reference*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-13, 6, pp.774-778, December 1978.

TSIVIDIS Y. P., *Accurate Analysis of Temperature Effects in I_c - V_{be} Characteristics with Applications to Bandgap Reference Sources*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-15, 6, pp.1077-1085, December 1980.

UNIVERSITY OF TEXAS, *Laboratory Notes: Dynamic Systems and Controls Lab*, Department of Mechanical Engineering Dynamic Systems and Controls Lab, disponível em www.me.utexas.edu/~dsclab/labs/forcemotion/lvdt.html.

VITTOZ E. A. AND NEYROUD O., *A Low-Voltage CMOS Bandgap Reference*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-14, 3, pp.573-577, June 1979.

VITTOZ E. A., *MOS Transistors Operated in the Lateral Bipolar Mode and Their Application in CMOS Technology*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.SC-18 ,3, pp.273-279, June 1983.

WANG G. AND MEIJER G.C.M., *The Temperature Characteristics of Bipolar Transistors in CMOS technology*, Sensors and Actuators, pp. 81-89, April 2000.

WANG G., *CMOS Bandgap Reference and Temperature Sensors and their applications*, Optima Grafische Communicatie, Rotterdam, 2005, pp.1-50.

WORTMAN, J. J., EVANS, R. A., *Young's Modulus, Shear Modulus, and Poisson's Ratio in Silicon and Germanium*, Journal of Applied Physics, Vol. 36, pp. 153-156,1965

XIAO-QI N., MING W., XU-XING C., YI-XIAN G., HUA R., *A novel optical fibers MEMS pressure sensor*, International MEMS Conference, 2006, pp.996-1001.

YANG L-J., *A Piezoresistive Micro Pressure Sensor Fabricated by Commercial DPDM CMOS Process*, Tamkang Journal of Science and Engineering, vol. 8, n°1, pp.67-73, 2005.

YOLE DEVELOPMENT, *Status of the MEMS industry in 2006*, Sensors & Transducers Magazine, Vol.66, 2006, pp.521-525.