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

SENSOR DE PRESSÃO MICROELETRÔNICO BASEADO NO EFEITO PIEZOMOS

Candidato: Vitor Garcia
Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fruett

Dissertação de Mestrado defendida e aprovada em 21 de fevereiro de 2006. Área de Concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica. Banca examinadora constituída por:

Dr. Alfeu Fissore
Fissore Consultoria

Prof. Dr. Antônio Quevedo
DEB – Depto. de Engenharia Biomédica
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – UNICAMP

Prof. Dr. José Alexandre Diniz
DSIF – Depto. de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – UNICAMP

Campinas – SP Brasil
2006

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

	Garcia, Vitor
G165s	Sensor de pressão microeletrônico baseado no efeito piezoMOS. / Vitor Garcia. --Campinas, SP: [s.n.], 2006.
	Orientador: Fabiano Fruett
	Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
	1. Transdutores de pressão. 2. Amplificadores operacionais. 3. Circuitos integrados de baixa tensão. I. Fruett, Fabiano. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Titulo em Inglês: Microelectronic pressure sensor based on the piezoMOS effect
Palavras-chave em Inglês: Pressure sensor, PiezoMOS effect, Piezoresistive effect, Low-power consumption, Mechanical sensor
Área de concentração: Eletrônica Microeletrônica e Optoeletrônica
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora: Alfeu Fissore, Antônio Quevedo e José Alexandre Diniz
Data da defesa: 21/02/2006

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que me auxiliaram na realização deste trabalho, em especial meu orientador, Prof. Dr. Fabiano Fruett, pelo apoio e incentivo.

Este trabalho não poderia ter sido realizado sem o auxílio e colaboração das seguintes instituições e seus respectivos alunos, funcionários e pesquisadores:

- Centro de Componentes e Semicondutores (CCS), da UNICAMP;
- Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC), da UNICAMP;
- Centro de Pesquisas Renato Archer (CenPRA);
- CNPq;
- Fapesp;
- Fissore Consultoria e Assessoria Técnico Científica.

Agradeço também aos meus pais, irmã, familiares e namorada que estiveram ao meu lado durante este período de conquistas e realizações.

RESUMO

Apresentamos neste trabalho um sensor de pressão de baixo consumo de potência, totalmente compatível com o processo de fabricação CMOS, constituído por um amplificador operacional sensível ao estresse mecânico fabricado sobre uma membrana. O desenho do layout do amplificador é feito de forma a maximizar o efeito do estresse sobre os transistores do par de entrada e minimizar sobre o restante do circuito. O projeto da membrana, bem como a localização dos elementos sensores sobre a mesma, foram determinados através de simulação por elementos finitos. O sensor foi fabricado utilizando o processo CMOS 0,35 μm AMS disponibilizado pelo Projeto Multi-Usuário (PMU) Fapesp. A membrana do sensor foi obtida através de um processo de desbaste mecânico da pastilha de silício onde o circuito foi fabricado. Analisamos também a dependência da tensão de limiar e da mobilidade de um transistor PMOS com relação ao estresse mecânico. O sensor fabricado apresentou um consumo de potência da ordem de 3 μW e uma sensibilidade de 8,9 mV/psi.

ABSTRACT

A novel low power totally CMOS compatible mechanical-stress sensitive differential amplifier, which can be used as a pressure sensor, is presented. This amplifier is based on a special designed layout where the stress sensitivity of the input differential pair is maximized and the stress effects on the second stage are minimized. Finite element simulation was used to design the membrane and to locate the element sensor on it. The sensor was fabricated in a CMOS 0.35 μm AMS process supported by the Fapesp Multi-User Project. In order to make a pressure sensor without a backside bulk micro-machining process, the thickness of the die was reduced by a mechanical polishing process. This work also analised the limiar-voltage and the mobility dependence with regard to mechanical stress. The sensor power consumption amounts to 3 μW and the sensitivity amounts to 8,9 mV/psi.

LISTA DE SIMBOLOS

Lista de símbolos utilizados.

Símbolo	**Definição**	**Unidade**
A	Área	m
AFN	Constante exponencial do ruído 1/f para transistor NMOS	-
AFP	Constante exponencial do ruído 1/f para transistor PMOS	-
a_c	Diâmetro da membrana circular	m
a_q	Lado da membrana quadrada	m
A_{V1}	Ganho de tensão do primeiro estágio	-
A_{V2}	Ganho de tensão do segundo estágio	-
B	Fator de realimentação do a. o.	-
C	Capacitância	F
C_{ijkl}	Tensor de rigidez / Coeficiente de rigidez	Pa
C_{OX}	Capacitância por unidade de área	F/m^2
E	Campo elétrico	V
E	Módulo de Young	Pa
ε_{ij}	Tensor de deformação	-
f	Freqüência	Hz
G	Módulo de rigidez	Pa
g_m	Transcondutância	A/V
I_D	Corrente do transistor	A
I	Corrente	A
J	Densidade de corrente	A/m^2
k	Constante de Boltzmann	J/K
K_{FN}	Constante do ruído 1/f para transistor NMOS	-
K_{FP}	Constante do ruído 1/f para transistor PMOS	-
K_N	Parâmetro de transcondutância transistor NMOS	μA/V^2
K_P	Parâmetro de transcondutância transistor PMOS	μA/V^2
λ	Parâmetro de modulação de canal	V^{-1}

Continuação da Tabela de símbolos.

Símbolo	**Definição**	**Unidade**
L	Comprimento do canal	m
L_R	Comprimento de um condutor	m
μ	Mobilidade	m^2/Vs
P	Pressão	Pa, psi
π	Coeficiente de piezoresistência	Pa-1
q	Carga do elétron	C
r_0	Resistência de saída do transistor	Ω
SNR	Relação sinal-ruído	-
σ_{ij}	Tensor de estresse	Pa
T	Temperatura	K
t_c	Espessura da membrana circular	m
t_q	Espessura da membrana quadrada	m
υ	Relação de Poisson	-
$v^2_{i/f}$	Ruído 1/f	V^2
$v^2_{térm}$	Ruído térmico	V^2
V_{GS}	Tensão entre porta e fonte	V
V_T	Tensão de limiar	V
W	Largura do canal do transistor	m
ξ	Perturbação	-

LISTA DE TABELAS

LISTA DE FIGURAS

SUMÁRIO

CAPITULO 1

INTRODUÇÃO

A crescente penetração dos mais variados tipos de sensores em produtos inovadores é uma constatação. Existem sensores de temperatura, pressão, aceleração, umidade, posição, pH, gases, fluxo, entre outros. Dentre eles, os de pressão representam 40% do mercado mundial de sensores, o qual se expande a cada ano, devido a uma demanda cada vez maior das indústrias. Segundo o relatório "Sensor Markets 2008: worldwide analyses and forecasting for the Sensor Market until 2008" [INTECHNO CONSULTING], o mercado de sensores movimentou no ano de 2003 US$ 42,2 bilhões com previsão de crescer para US$ 50,6 bilhões para o ano de 2008. Neste cenário de crescimento, os setores consumidores de sensores são altamente receptivos a por produtos mais baratos, de baixo consumo, com maior precisão e durabilidade.

Existem diferentes sensores de pressão no mercado. Tecnologias diferentes são utilizadas para a fabricação desses sensores. Podemos citar, entre as mais comuns, os sensores potenciométricos, que utilizam os tubos de Bourdon; sensores capacitivos, onde um fino diafragma funciona como placa do capacitor; sensores indutivos, baseados em acoplamento indutivo ou indutores variáveis; sensores piezoelétricos, em que um material piezoelétrico converte o estresse em potencial elétrico e vice-versa; sensores tipo *strain gauge*, normalmente coladas em diafragmas que com o estresse aplicado mudam a resistência devido à deformação mecânica; e sensores baseados nos diferentes piezo-efeitos observados no silício.

Os piezo-efeitos podem ser classificados em 5 categorias, conforme o dispositivo e o fenômeno envolvido: efeito piezoresistivo, efeito piezojunção, efeito piezoHall, efeito de piezotunelamento e efeito piezoMOS [FRUETT, F., 2002].

Todos esses efeitos estão presentes no silício, o que os tornam atrativos para implementação microeletrônica. Sensores microeletrônicos para sinais no domínio mecânico utilizam principalmente o efeito piezoresistivo. O efeito piezoresistivo no silício e no germânio foi observado pela primeira vez em 1954, e, desde aquele ano, muitos estudos têm sido feitos sobre esse fenômeno. Este efeito relaciona a mudança da resistividade do silício com o estresse mecânico aplicado.

Entre as vantagens de se utilizar o silício para a fabricação de sensores, podemos citar [SZE, S. M., 1994]:

- O fator *gauge* de semicondutores é duas ordens de grandeza maior do que o observado em metais;
- Possibilidade de integração do sensor com circuitos eletrônicos microfabricados;
- Integração da membrana e do elemento sensor elimina a necessidade de colar os dois componentes juntos, permitindo uma ótima interface entre a membrana e o elemento sensor;
- Miniaturização;
- Produção em massa;
- Custo favorável;
- O silício apresenta propriedades mecânicas interessantes, tais como a ausência de histerese e Módulo de Young próximo ao do aço.

Apesar dessas vantagens, os sensores piezoresistivos possuem um alto consumo de energia e alto *offset*, além de grande dependência da linearidade e do *offset* com a temperatura, não atendendo exigências do mercado como baixo consumo e baixa tensão de operação.

Sensores piezoMOS, por outro lado, apresentam um consumo de potência menor que os sensores piezoresistivos, e ainda apresentam as mesmas vantagens mecânicas do silício, pois podem ser fabricados a partir de processos CMOS convencionais, que utilizam como matéria prima o silício.

1.1 Objetivos e motivação

O efeito piezoMOS foi inicialmente observado na década de 60. Alguns estudos foram feitos nos anos seguintes, mas nenhuma pesquisa sistemática foi encontrada. Alguns sensores mecânicos piezoMOS são propostos de tempos em tempos, porém o uso na indústria ainda é desconhecido. O efeito piezoMOS relata a influência do estresse mecânico sobre o transistor MOS; o estresse modifica a mobilidade dos portadores majoritários da camada de inversão e por conseqüência a corrente de dreno desses transistores.

Pretendemos mostrar com esse trabalho que os sensores de pressão baseados no efeito piezoMOS apresentam características atrativas para aplicações de baixo consumo e baixa tensão, como a relação sinal-ruído para níveis de alimentação baixos e baixo consumo de potência. Esse tipo de sensor, devido ao próprio tipo de componente relacionado ao fenômeno envolvido na transdutância da pressão, apresenta uma relação sinal/ruído maior que a observada em sensores piezoresistivos; dessa maneira, o consumo de potência pode ser reduzido sem perdas no sinal.

Dentro do cenário mostrado por recentes pesquisas de mercado, onde há uma busca por sensores de baixo consumo e baixa tensão e um enorme crescimento no consumo de sensores, esse tipo de sensor poderá vir a ser um candidato para a produção voltada ao mercado mundial.

Este trabalho tem com objetivo fazer uma investigação do efeito piezoMOS. Primeiro será feito um estudo prático da dependência da tensão de limiar e da mobilidade do transistor com relação ao estresse mecânico. Em seguida, serão pesquisadas técnicas de layout para se maximizar e minimizar o efeito piezoMOS, com o objetivo de diminuir o descasamento entre transistores ou obter sensores de pressão. Por fim, mostraremos uma nova proposta para um sensor de pressão com baixo consumo, baseado totalmente em transistores MOS.

1.2 Organização da tese

A tese foi organizada em 8 capítulos, sendo:

Capítulo 1: Introdução. Neste capítulo damos uma breve introdução ao tema e apresentamos os objetivos, motivações do trabalho e organização da tese.

Capítulo 2: Uma breve introdução teórica abordando conceitos sobre pressão, a definição básica do termo, as primeiras tentativas de se quantificar a pressão, alguns padrões e diferentes formas de se medir a pressão atualmente. Abordaremos também conceitos básicos que envolvem o campo de sensores, apresentando algumas definições sobre o tema.

Capítulo 3: Teoria Mecânica. Apresentaremos conceitos sobre a teoria da elasticidade dos sólidos que será necessária para o desenvolvimento das simulações mecânicas, bem como conceitos matemáticos relacionados.

Capítulo 4: Piezoefeitos. Neste capítulo abordaremos os diferentes piezoefeitos observados no silício. Apresentaremos em detalhe o modelo para o efeito piezoresistivo e extrapolaremos esta teoria para o efeito piezomos.

Capítulo 5: Simulação da estrutura eletro-mecânca. Apresentaremos neste capítulo o projeto e a simulação micro-mecânica da membrana.

Capítulo 6: Amplificador operacional sensível ao estresse. O projeto do amplificador operacional sensível ao estresse é mostrado nesse capítulo.

Capítulo 7: Resultados práticos. Os resultados práticos serão apresentados neste capítulo; testes para determinação da linearidade, sensibilidade, histerese, off-set e dependência dos parâmetros com a temperatura serão analisados para os circuitos propostos bem como para transistores independentes.

Capítulo 8: Conclusão. Neste capítulo serão apresentadas as principais conclusões deste trabalho.

CAPÍTULO 2

SENSORES DE PRESSÃO

Sensores de pressão estão presentes em diferentes setores da economia. Podemos observar sensores de pressão empregados em grande parte dos processos produtivos, como indústrias automotivas e químicas, em produtos destinados ao consumo, como eletrodomésticos ou automóveis, ou na agricultura de precisão. Apresentaremos nesse capítulo a definição básica do termo, as primeiras tentativas de se quantificar a pressão, alguns padrões e diferentes formas de se medir a pressão atualmente.

Dentro do tema de medida de pressão, faremos uma breve introdução sobre conceitos básicos que envolvem o campo de sensores, mostrando as definições de sensores e transdutores, quais características são associadas ao seu comportamento e como podem ser classificados [BENEDICT, R. P., 1984].

2.1 Pressão

2.1.1 Breve histórico

Os primeiros estudos envolvendo o conceito de pressão foram realizados por Evangelista Torricelli, físico, matemático, e, por curto período de tempo, aluno de Galileu. Em 1643, Torricelli realizou experimentos onde preencheu um tubo de vidro com mercúrio e o virou de ponta cabeça sobre uma vasilha, também preenchida com mercúrio [BENEDICT, R. P., 1984]. O mercúrio não escorreu totalmente para a vasilha, permanecendo dentro do tubo a uma certa altura. Torricelli deduziu com isso que a atmosfera exerce uma pressão sobre o mercúrio na vasilha, e conseqüentemente, sobre a Terra, e que essa pressão variava ao longo dos dias e, principalmente, com a altitude.

Porém, o primeiro a quantificar a medida relacionada à pressão foi Blaise Pascal e seu cunhado Perier, em 1647. Eles mediram a altura da coluna de mercúrio na base e no cume da montanha Puy de Dôme. Com esse experimento eles observaram uma diferença de 3 polegadas na altura da coluna de mercúrio para uma diferença na altitude de aproximadamente 3000 pés e quantificaram que a pressão atmosférica variava 1 polegada a cada 1000 pés de altitude. Pascal batizou esse instrumento de barômetro. Esse experimento deu início ao processo que culminou com o entendimento que temos hoje sobre pressão.

2.1.2 Definição

A pressão P é definida como uma força F atuando perpendicularmente em uma área A.

$$P \equiv \frac{dF}{dA} \tag{2.1}$$

A partir dessa definição, o conceito de pressão pode ser determinado através de unidades fundamentais de medida: massa, distância e tempo. Sua unidade no Sistema Internacional é o pascal (Pa), definido como newton por metro quadrado $\left(\mathrm{N/m^2}\right)$, ou seja, uma força de 1 newton distribuída de maneira uniforme sobre uma superfície de 1 metro quadrado. Outra unidade muito utilizada é a pressão atmosférica (atm). Uma atmosfera é definida como a pressão exercida por uma coluna d’água de 1 metro de altura sobre 1 centímetro quadrado. Neste trabalho utilizaremos a unidade pascal e a unidade psi, definida como uma força de 1 libra distribuída uniformemente por 1 polegada quadrada. Optamos por essas unidades, pois elas são comumente vistas em especificações de sensores de pressão comerciais. Normalmente, dependendo da magnitude, a pressão pode ser quantificada por outras unidades. A Tabela 2-1 é uma tabela de conversão para diferentes unidades de pressão [HALLIDAY, D., 2002].

Tabela 2-1: Tabela de conversão de unidades de pressão.

	Pascal	psi	mm Hg (torr)	bar	atm
1 Pascal	**1**	**$1{,}4503\text{x}10^{-4}$**	**$7{,}5006\text{x}10^{-3}$**	**$1{,}0000\text{x}10^{-5}$**	**$9{,}8692\text{x}10^{-6}$**
1 psi	**$6{,}8947\text{x}10^{+3}$**	**1**	**$5{,}1715\text{x}10^{+1}$**	**$6{,}8947\text{x}10^{+2}$**	**$6{,}8045\text{x}10^{+2}$**
1 mm Hg	**$1{,}3332\text{x}10^{+2}$**	**$1{,}9336\text{x}10^{+2}$**	**1**	**$1{,}3332\text{x}10^{+3}$**	**$1{,}3157\text{x}10^{+3}$**
1 bar	**$1{,}0000\text{x}10^{+5}$**	**$1{,}4504\text{x}10^{-1}$**	**$7{,}5006\text{x}10^{-2}$**	**1**	**$9{,}8692\text{x}10^{-1}$**
1 atm	**$1{,}0132\text{x}10^{+5}$**	**$1{,}4695\text{x}10^{-1}$**	**$7{,}6000\text{x}10^{-2}$**	**1,0132**	**1**

Apesar de comumente associada com direção e sentido, a pressão é uma grandeza escalar, e não vetorial, como o senso comum percebe. A pressão é diferente do estresse, que é uma grandeza vetorial, e será definida no Capítulo 3.

2.1.3 Referências e medidas associadas à pressão

A medida da pressão é sempre uma medida diferencial, feita com referência à outra pressão conhecida ou de referência. A Figura 2.1 ilustra algumas definições de tipos de medida de pressão.

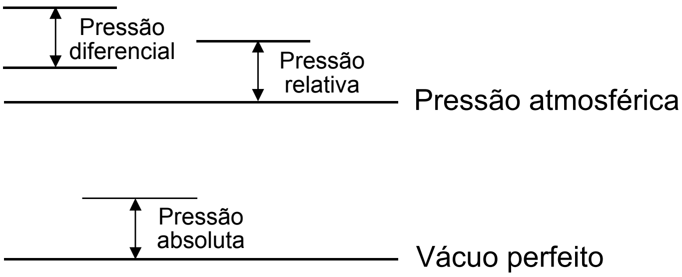


Figura 2.1: Tipos de medida de pressão.

Pressão absoluta: medida de pressão feita com referência ao vácuo perfeito. A pressão atmosférica é um exemplo desse tipo de medida.

Pressão relativa ou manométrica: medida realizada com referência a pressão atmosférica local.

Pressão diferencial: diferença de pressão medida entre dois pontos distintos, que não sejam a pressão atmosférica ou o vácuo perfeito.

2.1.4 Padrões de Pressão

A pressão, assim como outras grandezas como o quilograma, o metro e o segundo, também possui seu padrão. Foram desenvolvidos diferentes equipamentos destinados a aferir um padrão de pressão: o pistão de peso-morto, o manômetro e o barômetro, entre outros [BENEDICT, R. P., 1984].

Pistão de peso morto: o pistão de peso morto foi usado pela primeira vez em 1893. Esse aparelho consiste em um pistão com dimensões muito precisas e conhecidas, inserido em um cilindro. O uso do aparelho é feito adicionando pesos calibrados sobre o pistão produzindo uma pressão conhecida no interior do cilindro.

Manômetro: o primeiro relato do uso de um manômetro para a medida de pressão estática em fluidos foi feita em 1662. O manômetro consiste em um tubo com formato de “U” preenchido com mercúrio, água ou qualquer líquido de densidade conhecida. Uma pressão é aplicada em uma das extremidades do tubo. A pressão aplicada é calculada a partir da diferença de altura das colunas do fluido no tubo em “U”.

Barômetro: instrumento criado por Torricelli em 1643, descrito anteriormente. É utilizado para a medida da pressão atmosférica. Através da altura da coluna de mercúrio é possível calcular a pressão local.

2.2 Sensores e transdutores de pressão

Um transdutor é um conversor de sinais pertencentes a diferentes domínios físicos. Os sinais podem ser divididos em seis diferentes grupos: sinais radiantes, mecânicos, térmicos, químicos, magnéticos e elétricos [MIDDELHOEK, S., 2000]. Transdutores de pressão convertem a energia na forma de pressão em um deslocamento ou deformação mecânica em estruturas elásticas. Um elemento transdutor elétrico pode estar presente, juntamente com a estrutura elástica, convertendo o deslocamento ou deformação em um sinal elétrico. Transdutores de pressão elétricos apresentam algumas vantagens sobre transdutores não elétricos, como a possibilidade de modificação desse sinal, através de amplificadores, filtros ou digitalização, a possibilidade de armazenamento e facilidade na transmissão dessa informação, o que os tornam apropriados na utilização em sistemas de medição. Transdutores que geram seu próprio sinal de saída em função da pressão sentida são denominados ativos. Transdutores que necessitam de uma fonte de energia externa para gerar o sinal elétrico são denominados transdutores passivos [MIDDELHOEK, S., 2000].

Exemplos de transdutores de pressão não elétricos formados apenas por elementos elásticos são o tubo de Bourdon, o pistão de peso morto, manômetros, barômetros, entre outros. Com o progresso científico, os limitados sistemas compostos apenas por elementos elásticos foram aos poucos sendo substituídos por sistemas que empregavam transdutores de pressão elétricos. No final da década de 30 foram introduzidos os *strain gages*, filamentos resistivos colados em membranas ou tubos que tinham sua resistência alterada com a deformação dessas estruturas. Após os strain gages, foram desenvolvidos os transdutores de filmes finos e, a partir da década de 60, os transdutores baseados em semicondutores.

Transdutores utilizados em um sistema de medição ou controle podem ser classificados como transdutores de entrada e transdutores de saída. Os transdutores de entrada, chamados de sensores, convertem o sinal a ser medido em um sinal elétrico e são empregados com a finalidade de sentir o sinal a ser medido. Os transdutores de saída, chamados de atuadores, têm a finalidade de gerar um sinal que possa ser compreendido pelos sentidos humanos, controlar algum dispositivo, armazenar, registrar ou transmitir essa informação [MIDDELHOEK, S., 2000].

Existe uma infinidade de transdutores de pressão no mercado, baseados em diferentes métodos de detecção. Os mais utilizados são os trandutores de pressão elétricos, ou sensores. Exemplos de sensores são os *strain gauges*, sensores capacitivos, resistivos, potenciométricos, piezoelétrico, transformador diferencial linear, transdutores de relutância variável e ótico. Apresentaremos aqui um breve resumo de alguns desses sensores.

2.2.1 Sensores piezoresistivos

O efeito piezoresistivo é um fenômeno presente em metais e semicondutores, como o silício e germânio, que relaciona a variação da resistência de um condutor com sua deformação. Foi observado em metais pela primeira vez por Lord Kelvin em 1856. Uma maneira de se quantificar o efeito piezoresistivo é através do fator gauge K_G, que é definido como a variação relativa da resistência R dividida pela variação relativa do comprimento L_R do condutor [MIDDELHOEK, S., 2000]:

$$K_G = \frac{\left(dR/R\right)}{\left(dL_R/L_R\right)}. \tag{2.1}$$

Em metais, esse fator é próximo de dois. Nos semicondutores, esse fator é duas ordens de grandeza maior que em metais, o que torna o silício e outros semicondutores um material atraente para a construção de sensores mecânicos, como sensores de pressão, deformação, posição, vibração, aceleração, torque, entre outros.

Os sensores de pressão baseados no efeito piezoresistivo do silício são constituídos por uma membrana onde resistores difundidos são fabricados sobre ela. Ao se aplicar uma pressão, a deformação da membrana altera as propriedades físicas do silício, variando a resistência dos resistores. Normalmente, esses resistores são conectados formando uma Ponte de Wheatstone. A Figura 2.2 mostra um desenho simplificado da membrana juntamente com o posicionamento dos resistores.

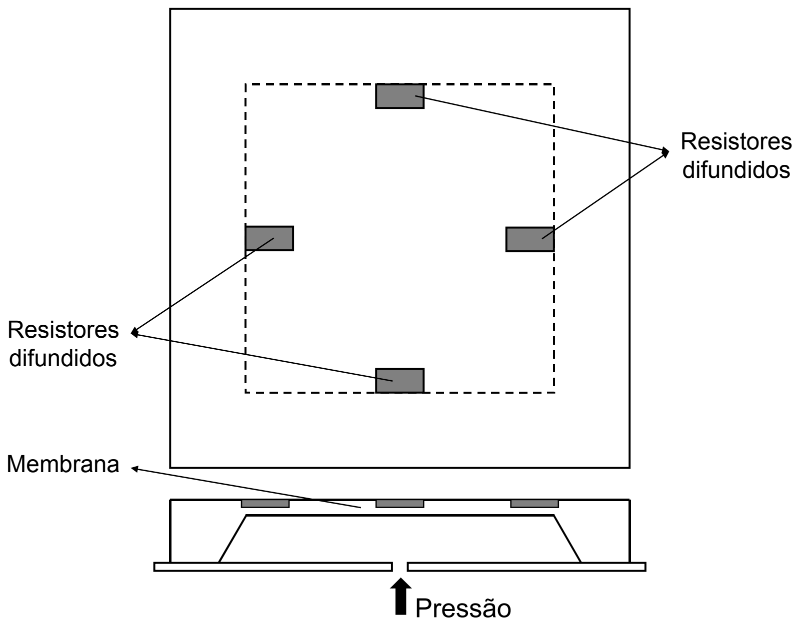


Figura 2.2: Desenho da membrana do sensor de pressão piezoresistivo com resistores difundidos.

Atualmente, os sensores de pressão fabricados a partir do silício são os mais empregados na indústria. Entre os principais motivos estão o alto fator gauge, a linearidade apresentada por esse tipo de sensor e o já consolidado amplo conhecimento sobre o fenômeno piezoresistivo.

2.2.2 Sensores capacitivos

Sensores de pressão capacitivos utilizam um diafragma ou membrana para formar uma das placas de um capacitor. A Figura 2.3 mostra o esquema de um sensor capacitivo. A valor da capacitância *C* entre duas placas paralelas é calculada através da equação:

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \tag{2.2}$$

sendo ε a constante dielétrica do material entre as placas, A a área da membrana e d a distância entre as placas. Quando uma pressão é aplicada, o diafragma se deforma e o valor da capacitância se altera. Essa variação pode ser medida e relacionada com a pressão aplicada.

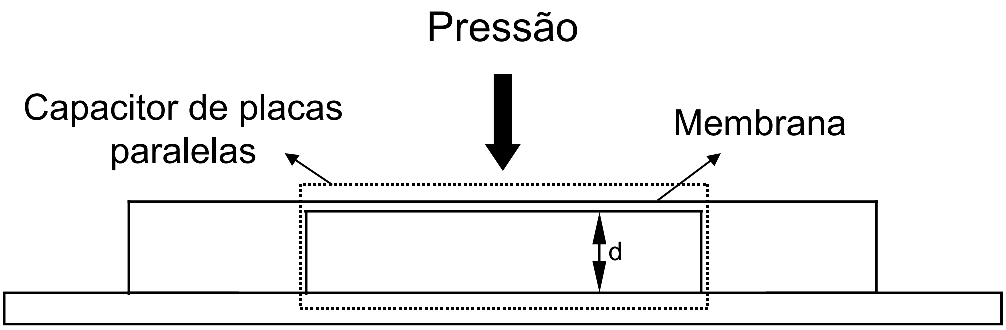


Figura 2.3: Esquema simplificado de um sensor capacitivo de placas paralelas.

As mais variadas técnicas são empregadas para a leitura da variação da capacitância, como por exemplo, a conversão da capacitância em tensão [YAMADA, M., 1997] ou freqüência [CHATZANDROULIS, S., 2000]. Diferentemente dos sensores piezoresistivos, que são projetados maximizando o estresse na borda da membrana, o sensor capacitivo é projetado para se obter um maior deslocamento na porção central da membrana. Porém, para uma boa linearidade, esse deslocamento deve ser muito menor que a espessura da membrana e a membrana deve possuir uma baixa rugosidade. Sensores de pressão capacitivos são amplamente utilizados devido ao seu grande alcance de medidas, que vão de alto vácuo até dezenas de mega pascal.

Quando comparado com o sensor piezoresistivo de silício, o sensor capacitivo apresenta a vantagem de possuir uma sensibilidade 10 a 20 vezes superior e um consumo de potência inferior. Porém, a não linearidade dos sensores capacitivos é maior quando comparada com a de sensores piezoresistivos. E a necessidade de circuitos eletrônicos necessários à conversão da variação da capacitância em um sinal elétrico, bem como a influência de capacitâncias parasitas sobre a medida, tornam o condicionamento do sinal mais complexo.

2.2.3 Sensores de acoplamento magnético

O transformador diferencial variável linear (LVDT, da sigla em inglês) utiliza o princípio da variação de acoplamento magnético para medir pressão. Nesse tipo de sensor, três bobinas são enroladas em um tubo isolante que contém um núcleo de ferro em seu interior, conforme mostrado na Figura 2.4. A posição do núcleo de ferro é determinada pela ação de uma estrutura elástica. A bobina central forma o primário do transformador e as bobinas laterais o secundário. Quando o núcleo de ferro está no centro das bobinas, a tensão diferencial entre as duas bobinas laterais é zero. Conforme a pressão é aplicada e o núcleo se desloca, uma tensão diferencial é induzida entre as bobinas laterais. Para pequenos deslocamentos, essa tensão é proporcional a pressão aplicada.

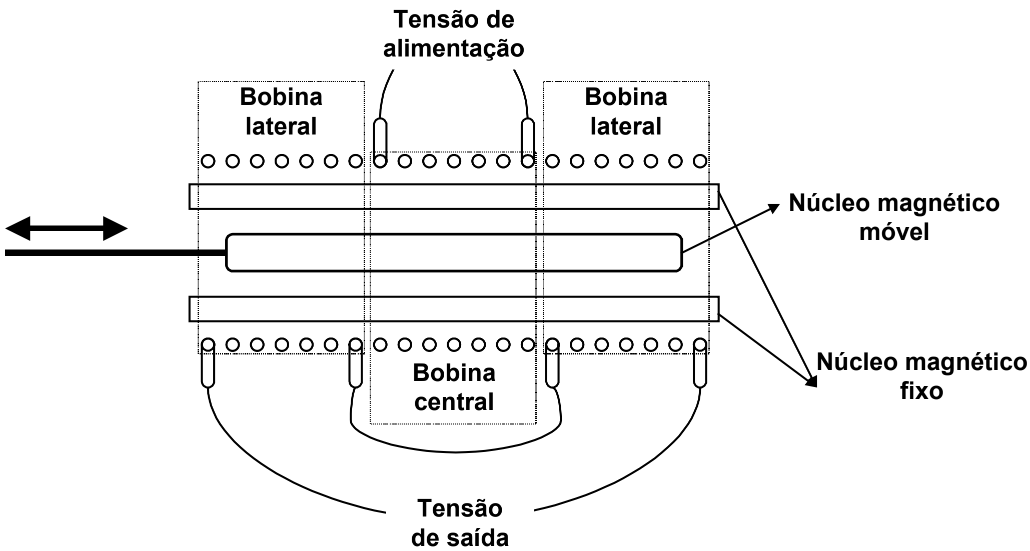


Figura 2.4: Transformador diferencial variável linear (LVDT).

Esse tipo de sensor apresenta como principal desvantagem a impossibilidade de sua integração com a microeletrônica.

2.2.4 Sensores de relutância variável

Apresentamos aqui dois tipos de sensores de relutância variável. O primeiro é formado por dois núcleos magnéticos separados por uma membrana magnética e duas bobinas montadas em forma de meia-ponte, conforme a Figura 2.5a. Quando uma diferença de pressão é aplicada entre as câmaras, a membrana se deforma. Como a membrana é feita de material magnético, sua aproximação de um dos núcleos e afastamento do oposto altera a relação da indutância entre as duas bobinas e gera uma tensão proporcional a pressão aplicada.

O segundo tipo de sensor de relutância variável é conhecido como *variable reluctance pressure sensor* (VRP). Os sensores VRP são formados por um núcleo principal em forma de "**E**" e uma aleta conectada a um tubo, que é o elemento elástico do sensor, conforme a Figura 2.5b. O núcleo em forma de E é enrolado com uma bobina alimentada com uma tensão alternada. Da mesma maneira que no sensor descrito acima, ao aplicar a pressão o tubo se deforma, variando a distância entre a aleta e o núcleo principal. Isso altera a relação entre as indutâncias das bobinas, gerando um sinal proporcional à pressão aplicada.

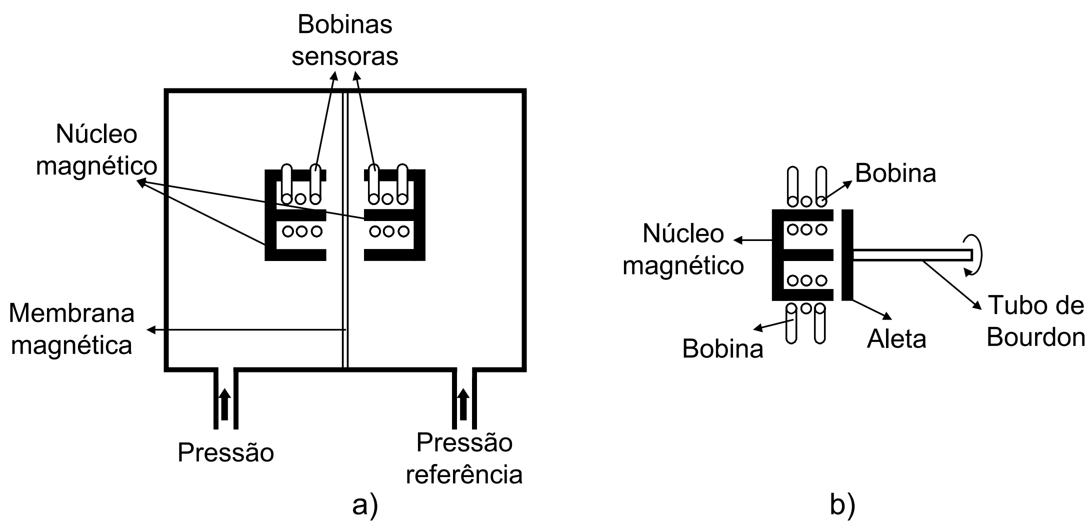


Figura 2.5: Transdutores de pressão magnéticos.

Da mesma maneira que o sensor de indutância variável, a integração dos sensores de pressão magnéticos com a microeletrônica é muito difícil.

2.2.5 Sensores piezoelétricos

Materiais piezoelétricos convertem sinais elétricos em deformações mecânicas e vice-versa [MIDDELHOEK, S., 2000]. Exemplo de materiais piezoelétricos são o quartzo, $C_4H_4KNaO_6.4H_2O$ (sal de Rochelle), PZT (titanato zirconato de chumbo), $BaTiO_3$ (titanato de bário), GaAs (arseneto de gálio) e GaP (fosfeto de gálio). Exemplo de sensores piezoelétricos são as agulhas dos toca-discos, microfones, acelerômetros e sensores de rugosidade.

Materiais piezoelétricos apresentam uma estrutura cristalina sem um centro de simetria. Em um cristal piezoelétrico livre de deformação, as cargas da ligação iônica se anulam entre si. Quando deformado, o centro de gravidade das cargas positivas e negativas, que forma a ligação iônica, se desloca criando um dipolo, como mostrado na Figura 2.6. A tensão do dipolo pode ser medida e relacionada com a pressão.

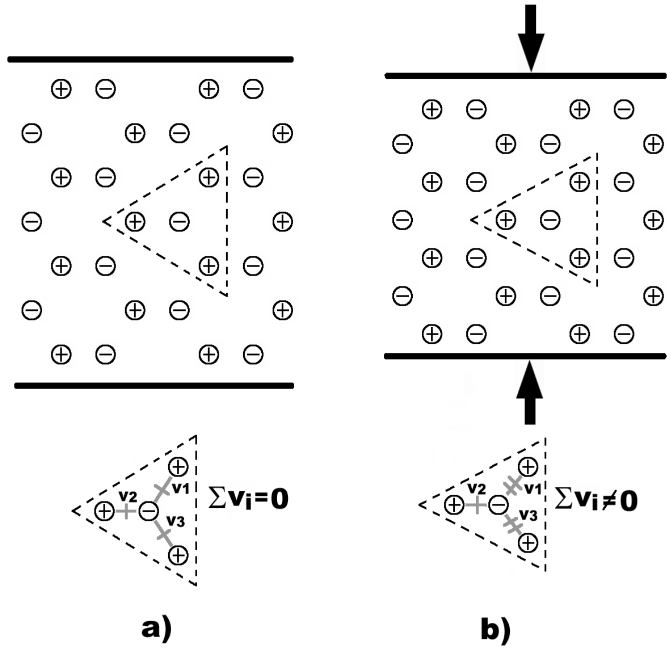


Figura 2.6: Estrutura de uma material cristalino sem centro de simetria a) livre de deformação e b) sofrendo deformação.

Sensores baseados em materiais piezoelétricos são classificados como sensores auto-gerados pois geram um sinal elétrico sem a utilização de fonte externa de alimentação. Os sensores piezoelétricos não medem pressões estáticas, mas são utilizados para medir variações rápidas de pressão, como observadas em explosões. Esse tipo de sensor consegue detectar variações de pressão que ocorrem em milionésimos de segundos. As vantagens desse tipo de sensor são sua construção robusta, tamanho reduzido, alta velocidade e ser um sensor ativo. Entre as desvantagens, podemos citar a sensibilidade com a temperatura e a necessidade de amplificadores e cabos especiais.

Diferentemente dos semicondutores GaAs e GaP, o silício não é um material piezoelétrico. Isto porque sua estrutura cristalina possui um centro de simetria e as ligações entre os átomos são covalentes. Sensores piezoelétricos microfabricados são obtidos a partir da deposição de camadas de material piezoresistivo sobre a lâmina de silício. Dessa forma, a integração de sensores piezoelétricos é possível, desde que o processo de deposição seja compatível com os processos de fabricação microeletrônicos.

2.2.6 Sensores optoeletrônicos

Existem dois tipos de sensores de pressão optoeletrônicos: o que bloqueia um feixe de luz e o que modula a luz. O primeiro tipo de sensor é formado por um diodo emissor de luz, um diodo detector de luz e um anteparo móvel. Quando a pressão é aplicada, o anteparo se movimenta e a quantidade de luz que o detector mede varia.

O segundo tipo de sensor é formado por um diodo emissor de luz (LED), diodos detectores de luz e uma membrana que forma um interferômetro de luz [WOLTHUIS, R. A., 1991]. A luz emitida pelo LED é refletida na membrana e detectada pelos foto-diodos. A deformação da membrana causa uma modulação no feixe de luz, permitindo assim a determinação da pressão aplicada.

2.3 Características dos sensores

Para determinar qual sensor utilizar em uma aplicação, uma avaliação deve ser feita das características da relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Essa caracterização é feita a partir de conceitos aplicáveis a todos os tipos de sensores. A seguir, resumimos alguns desses conceitos [FRADEN, J., 1996].

Exatidão: proximidade entre o valor obtido experimentalmente e o valor verdadeiro na medição de uma grandeza física;

Precisão: é a qualidade que caracteriza a capacidade do instrumento de medida em fornecer a mesma leitura quando repetida uma medição sobre as mesmas condições. A Figura 2.7 ilustra a diferença entre exatidão e precisão. A precisão não leva em consideração a diferença com a medida real.

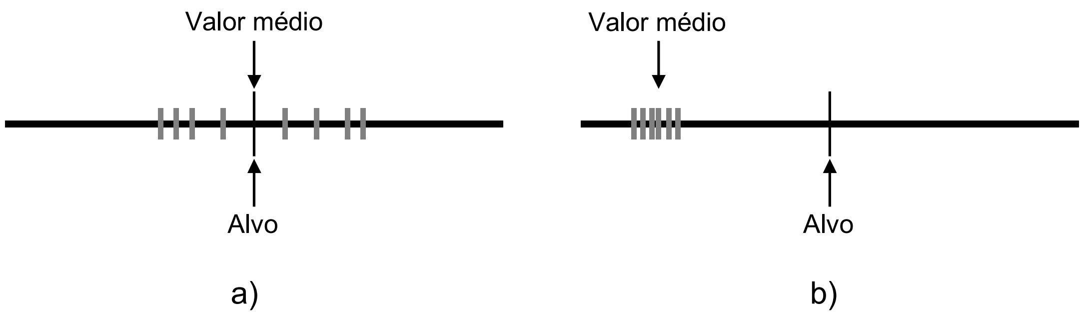


Figura 2.7: Diferença entre exatidão e precisão. As medidas em a) são acuradas e não precisas; as medidas em b) são precisas e não acuradas.

Sensibilidade: conhecida também como fator de escala, é a taxa de variação do sinal de saída do sensor com relação ao sinal de entrada.

Fundo de escala (*full scale output*): é a diferença algébrica entre o valor da saída do sensor quando estimulado com o máximo sinal de entrada e o mínimo sinal de entrada.

Span (*input full scale*): determina a abrangência do sinal de entrada ou estímulo que o sensor conseguirá responder.

Não linearidade: máximo desvio da saída do sensor com relação à curva de transferência. É aplicada apenas a sensores cuja função de transferência pode ser aproximada por um polinômio de primeira ordem. Pode ser determinada de diferentes maneiras, dependendo de como se relacionam a função de transferência linear e os dados coletados.

Offset: O sinal de saída do sensor quando a entrada é zero.

Histerese: desvio máximo no valor da saída do sensor quando a medida é feita em um ponto específico de excitação, quando a aproximação desse ponto é feita em sentidos opostos. A histerese é calculada como a razão da máxima diferença entre as curvas de saída sobre o máximo valor da saída. A Figura 2.8 mostra um exemplo de curva com histerese.

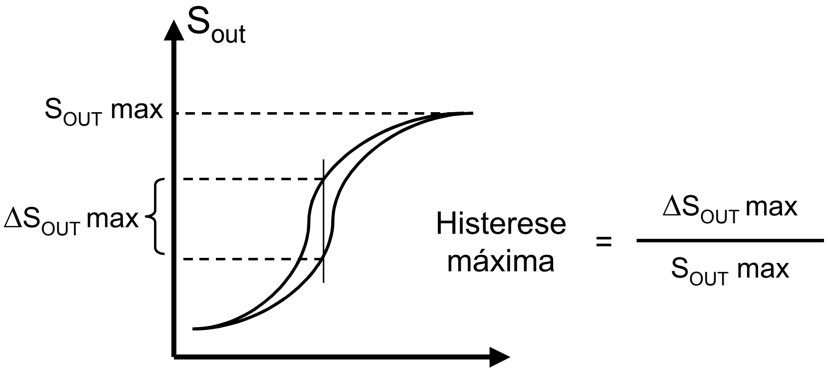


Figura 2.8: Resposta de um sistema com histerese.

Resolução: descreve o quão pequeno um incremento no sinal de entrada pode ser detectado na saída.

CAPÍTULO 3

TEORIA MECÂNICA

Uma das etapas mais importantes no desenvolvimento de um projeto de sensor de pressão microeletrônico é o dimensionamento da membrana onde os elementos sensores serão alocados. A membrana atua como um conversor entre dois sinais pertencentes ao domínio mecânico. As pressões que atuam nas faces opostas da membrana geram um estresse mecânico distribuído em toda a estrutura. A magnitude, distribuição espacial e orientação do estresse mecânico dependem, além do diferencial de pressão aplicado, das propriedades mecânicas do material e da geometria da membrana.

Para a análise estrutural da membrana, utilizamos um programa multifísico baseado no Método de Elementos Finitos (FEM, da sigla em inglês), chamado Ansys®. Com este programa foi possível determinar, através de simulação, a geometria ótima da membrana para uma determinada condição de operação, bem como estudar a resposta física do sensor para diferentes estímulos. A simulação será detalhada no Capítulo 5.

Foi necessário, para a utilização desse programa, um estudo da teoria da elasticidade. A teoria da elasticidade consiste em um grupo de equações que descrevem o estado de estresse, deformação e deslocamento em cada ponto de um corpo deformável. Esse estudo mostrou-se necessário, pois o programa de simulação Ansys precisava ser carregado com dados referentes às propriedades físicas do material, determinadas pela relação entre estresse e deformação, descritos pelo tensor de deformação do sólido.

A teoria da elasticidade utiliza alguns conceitos básicos de matemática que serão apresentados na seção a seguir e que também serão empregados no desenvolvimento da teoria.

3.1 Tensores e transformação de eixos

Tensores são um conjunto de números ou funções que obedecem a certas regras de transformação em uma mudança de coordenadas [BORG, S. F., 1963]. Fisicamente, podem representar propriedades físicas, como por exemplo: massa, velocidade, aceleração ou propriedades mecânicas e elétricas de um dado objeto.

Um escalar é um tensor de ordem zero. Em física, escalar é uma quantidade que pode ser descrita por apenas um número. Escalares possuem magnitude, mas não orientação em um sistema de coordenadas. Exemplos de escalares são o tempo, a carga do elétron, a massa e a densidade de um corpo. Uma grandeza escalar associada a um corpo não se modifica ao ser submetida a uma transformação de eixos.

Vetores são tensores de ordem um. Os vetores são formalmente definidos como elementos de um espaço vetorial que possuem orientação e magnitude. Exemplo de vetores são o campo elétrico, deslocamento, velocidade ou aceleração. Ao se aplicar uma transformação de eixos em um campo vetorial, os vetores que pertencem a esse campo poderão ou não se alterar.

Seguindo esse raciocínio, um tensor de ordem dois representa uma matriz. Fenômenos físicos mais complexos podem ser representados por tensores de ordem maiores. Assim, um tensor de ordem dois pode representar, por exemplo, uma matriz inercial de um corpo.

A notação para tensores é semelhante à notação de matrizes, porém os tensores não possuem um número determinado de elementos. Um tensor de ordem n em um espaço dimensional de ordem m possui m^n elementos. Um tensor de ordem dois em um espaço tridimensional possui 9 elementos, sendo representado por uma matriz 3x3. Um tensor de ordem 4 em um espaço tridimensional possui 81 elementos e pode relacionar dois tensores de ordem dois, como será mostrado mais adiante.

Uma outra forma de representar os tensores é através da convenção proposta por Einstein [BORG, S. F., 1963], conhecida como Somatória de Einstein (*Einstein's summation*). A somatória de Einstein é uma maneira mais simples e conveniente para a manipulação matemática de equações tensoriais.

Na representação de Einstein, os índices de uma expressão que são repetidos indicam que uma somatória deve ser feita atribuindo os valores indicados aos índices. O índice que se repete é chamado índice *dummy*, os índices que não se repetem são chamados de índices livres. Dessa maneira, as expressões que relacionam o campo elétrico e densidade de corrente em um material anisotrópico, mostrada abaixo,

$$\begin{aligned} E_1 &= \rho_{11}J_1 + \rho_{12}J_2 + \rho_{13}J_3, \\ E_2 &= \rho_{21}J_1 + \rho_{22}J_2 + \rho_{23}J_3, \\ E_3 &= \rho_{31}J_1 + \rho_{32}J_2 + \rho_{33}J_3, \end{aligned} \tag{3.1}$$

pode ser representada através de uma somatória:

$$E_i = \sum_{j=1}^{3} \rho_{ij} J_j \qquad (\mathrm{i} = 1, 2, 3).. \tag{3.2}$$

Utilizando a representação de Einstein, a equação (3.2) é dada por:

$$E_i = \rho_{ij} J_j, \tag{3.3}$$

para i = 1, 2, 3. As equações (3.1), (3.2) e (3.3) são equivalentes. Na equação (3.3) a somatória está subentendida. Neste texto, assumimos os valores 1, 2 e 3 para os índices *dummy*, a não ser se especificado diferentemente.

A notação de Einstein será usada mais adiante para a formulação da teoria da elasticidade, mais precisamente para a dedução do tensor de deformações e do tensor de estresse, na representação dos tensores. A Tabela 3-1 mostra a representação através da notação tensorial de um escalar, vetor e matriz:

Tabela 3-1: Resumo da representação tensorial de escalares, vetores e matrizes.

Ordem	Nome	Notação
0	**Escalar**	$\boldsymbol{A}$
1	**Vetor**	$\boldsymbol{a_i}$
2	**Matriz**	$\boldsymbol{a_{ij}}$

A representação do operador Δ também pode ser feita através da somatória de Einstein:

$$\frac{\partial A_i}{\partial x_i} = A_{i,i} = \Delta A\,. \tag{3.4}$$

Derivadas parciais são representadas utilizando a notação da virgula:

$$\frac{\partial A_i}{\partial x_j} = A_{i,j} \tag{3.5}$$

3.2 Teoria da elasticidade

A teoria da elasticidade foi desenvolvida na primeira metade do século XIX pelos cientistas Lois-Marie-Henri Navier, Simon-Denis Poisson e George Green. A teoria da elasticidade consiste de uma série de equações que descrevem o comportamento de um corpo deformável com base no estado de estresse, deformações e deslocamentos em cada ponto desse corpo [GOULD, P. L., 1989].

Serão abordadas, a seguir, as relações entre as deformações e o estado de estresse de um corpo. Primeiramente será deduzido o tensor de deformação a partir do campo de deslocamento de um sólido; em seguida será obtido o tensor de estresse. Após isso, será introduzida a Lei de Hook, que relaciona os tensores de deformação e estresse através das constantes elásticas do material.

3.2.1 Tensor de deformação

Considere o ponto **p** em um corpo inicialmente sem deformação e o ponto **P**, no mesmo corpo, que sofre uma deformação em um determinado momento. Com relação a um mesmo eixo, o ponto **p** está localizado na coordenada x_i (i = 1, 2, 3) do corpo não deformado e o ponto **P** na coordenada X_i (i = 1, 2, 3) do corpo deformado, conforme mostrado na Figura 3.1 [LAI, W. M., 1993].

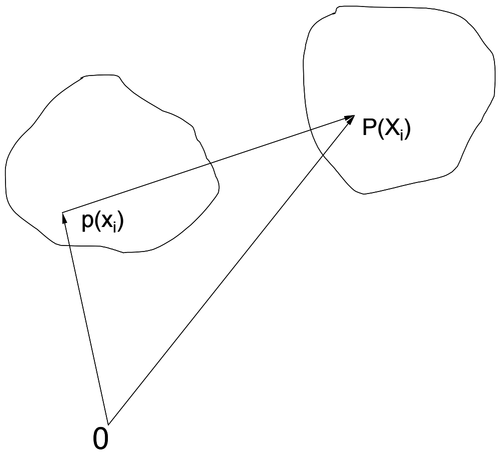


Figura 3.1: Corpo antes e após sofrer deformação.

Considere agora um ponto $q(xi + dxi)$ e um ponto $Q(Xi + dXi)$ separados por uma distância infinitesimal ds e dS de **p** e **P** respectivamente, conforme mostrado na Figura 3.2:

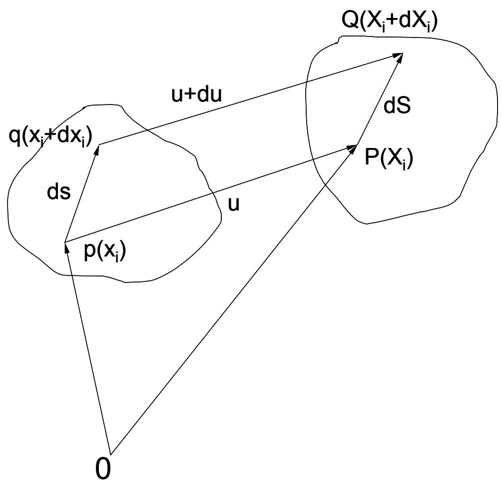


Figura 3.2: Vetor deslocamento.

As distâncias *ds* e *dS* podem ser definidas como:

$$\begin{aligned}(ds)^2 &= dx_1^2 + dx_2^2 + dx_3^2 = dx_i dx_i \\ (dS)^2 &= dX_1^2 + dX_2^2 + dX_3^2 = dX_i dX_i\end{aligned}. \tag{3.6}$$

A partir das equações acima, tem-se que:

$$(dS)^2 - (ds)^2 = dX_i dX_i - dx_i dx_i . \tag{3.7}$$

Considerando agora:

$$dX_i = \frac{\partial X_i}{\partial x_1} dx_i + \frac{\partial X_i}{\partial x_2} dx_i + \frac{\partial X_i}{\partial x_3} dx_i \tag{3.8}$$

$$= X_{i,j} dx_j .$$

Substituindo (3.7) em (3.6), considerando $u_i = X_i - x_i$ e desenvolvendo a relação, tem-se que:

$$(dS)^2 - (ds)^2 = 2\varepsilon_{ij} dx_i dx_j , \tag{3.9}$$

sendo que

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2}\left(u_{i,j} + u_{j,i} + u_{k,i} u_{k,j}\right). \tag{3.10}$$

Para gradientes de deslocamento $u_{i,j}$ muito menores que a unidade, pode-se desconsiderar o produto entre eles. Assim, (3.10) é dada por:

$$\varepsilon_{ij} = \frac{1}{2}\left(u_{i,j} + u_{j,i}\right). \tag{3.11}$$

Os componentes de ε_{ij} se referem ao tensor de deformação infinitesimal, grandeza que é a base para todo o desenvolvimento da teoria da elasticidade linear. As equações determinadas por (3.11) são conhecidas como equações de deformação-deslocamento ou cinemática. Para um detalhamento maior sobre o desenvolvimento ver [GOULD, P. L., 1989 e LAI, W. M., 1993].

O tensor de deformação pode ainda ser escrito na forma de equações, na forma matricial ou ainda na forma vetorial. Abaixo são mostrados os três tipos de representação do tensor:

Tensor de deformação na forma de equações explícitas:

$$\varepsilon_{11} = \frac{\partial u_1}{\partial x_1}, \tag{3.12}$$

$$\varepsilon_{22} = \frac{\partial u_2}{\partial x_2}, \tag{3.13}$$

$$\varepsilon_{33} = \frac{\partial u_3}{\partial x_3}, \tag{3.14}$$

$$\varepsilon_{23} = \varepsilon_{32} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u_2}{\partial x_3} + \frac{\partial u_3}{\partial x_2}\right), \tag{3.15}$$

$$\varepsilon_{13} = \varepsilon_{31} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u_1}{\partial x_3} + \frac{\partial u_3}{\partial x_1}\right), \tag{3.16}$$

$$\varepsilon_{12} = \varepsilon_{21} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial u_1}{\partial x_2} + \frac{\partial u_2}{\partial x_1}\right). \tag{3.17}$$

Forma de matriz:

$$\varepsilon_{ij} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & \varepsilon_{12} & \varepsilon_{13} \\ \varepsilon_{12} & \varepsilon_{22} & \varepsilon_{23} \\ \varepsilon_{13} & \varepsilon_{23} & \varepsilon_{33} \end{bmatrix}. \tag{3.18}$$

Uma simplificação pode ser feita levando-se em conta a simetria do tensor ao representá-lo na forma vetorial:

$$\varepsilon_{ij} = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} \\ \varepsilon_{22} \\ \varepsilon_{33} \\ \varepsilon_{23} \\ \varepsilon_{13} \\ \varepsilon_{12} \end{pmatrix}. \tag{3.19}$$

O significado do tensor de deformação pode ser entendido levando-se em conta que qualquer tipo de deformação em um sólido elástico pode ser representada pela composição de dois tipos de deformação básica: a contração ou alongamento puro, também denominada de deformação normal unitária e a deformação tangencial pura ou tangencial unitária.

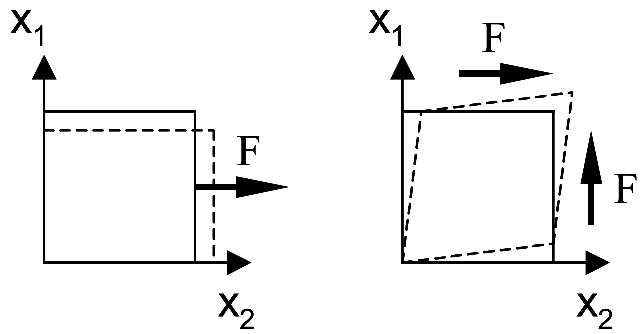


Figura 3.3: Deformação normal e tangencial.

A deformação normal unitária, representada pelos elementos ε_{ij}, onde $i = j$, indica uma deformação no mesmo sentido que a força aplicada, podendo resultar em uma contração ou alongamento do sólido. Considere um corpo com uma de suas extremidades fixas em uma parede e um elemento diferencial localizado na posição x e interno a este corpo. Sob a ação de uma força de tração, esse elemento irá se deformar, conforme mostrado na Figura 3.4.

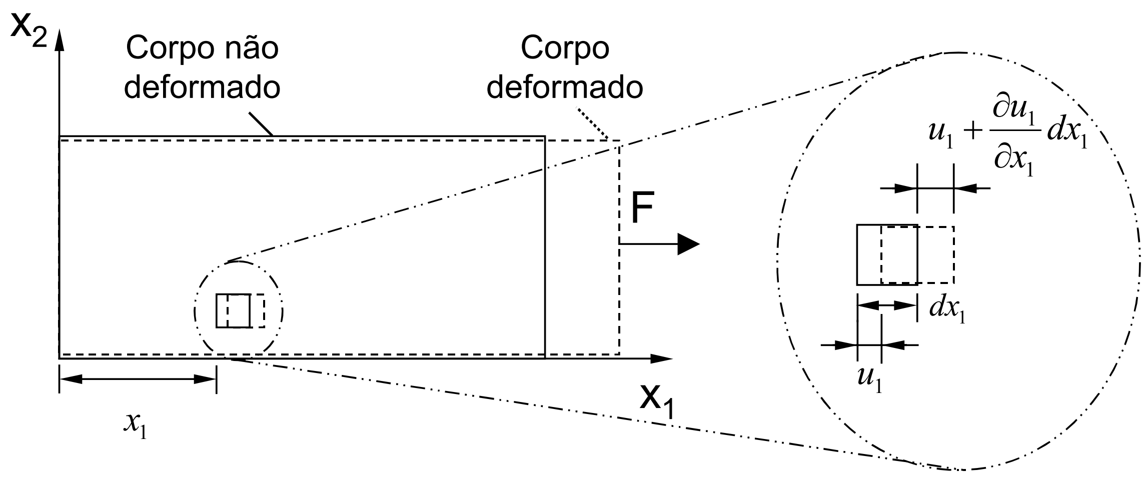


Figura 3.4: Deformação normal em um corpo e detalhe do elemento diferencial.

A deformação total do elemento na direção x_1 será dada por:

$$\varepsilon_{11} = \left(u_1 + \frac{\partial u_1}{\partial x_1} dx_1 \right) - u_1 . \tag{3.20}$$

E a deformação normal unitária será a deformação total dividida pelo comprimento original do elemento, ou seja:

$$\text{Deformação normal unitária (direção x}_1\text{)} \; \varepsilon_{11} = \frac{\partial u_1}{\partial x_1}$$

O mesmo é válido para as direções x_2 e x_3.

A deformação tangencial unitária, representada pelos elementos ε_{ij}, onde $i \neq j$, indica uma deformação na qual superfícies paralelas se deslocam uma com relação a outra devido a uma força tangencial. Considere um corpo sob a ação de uma força tangencial. Um elemento diferencial interno a esse corpo sofrerá uma deformação ilustrada conforme a Figura 3.5.

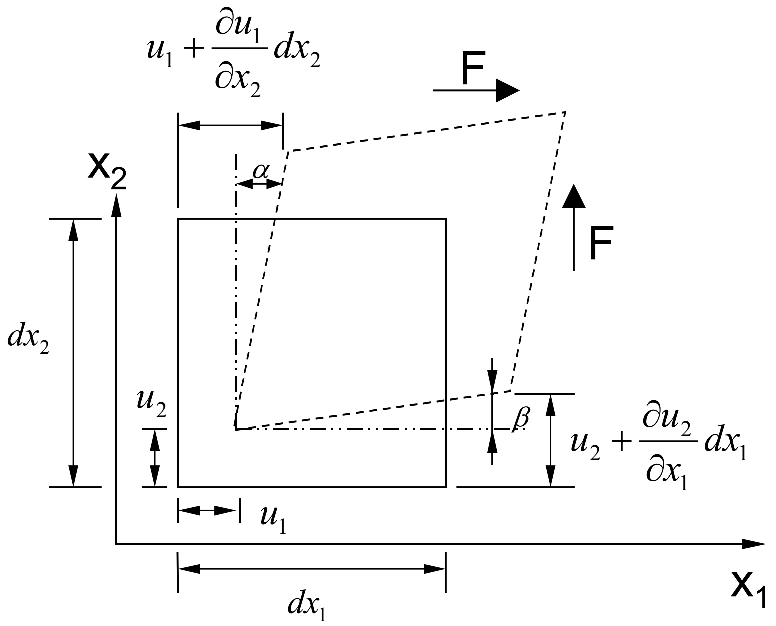


Figura 3.5: Deformação tangencial em um elemento diferencial.

A deformação tangencial é definida a partir da mudança na tangente do ângulo que se deforma. Para pequenas deformações, a tangente de um ângulo pode ser aproximada pelo próprio ângulo. Assim, a deformação tangencial unitária será dada por:

$$2\varepsilon_{12} = \alpha + \beta = \frac{\partial u_1}{\partial x_2} + \frac{\partial u_2}{\partial x_1} \; . \tag{3.21}$$

O mesmo é válido para os outros planos.

Note que as deformações definidas nas equações (3.15), (3.16) e (3.17) representam metade da deformação tangencial unitária. Essa notação deve ser mantida, para a coerência com a definição de tensor.

3.2.2 Tensor do estresse

O estresse é a distribuição de forças que atuam internamente a um corpo quando este sofre algum tipo de carregamento. É definido matematicamente como a razão de uma força diferencial atuando sobre uma área diferencial e representado através de tensores de nove elementos. Se essa força for normal à área, o estresse é chamado de estresse normal, e sua ação é de alongar ou encurtar o corpo em que atua. Se a força for tangencial à área, o estresse é chamado de tangencial, e sua ação provoca uma torção no corpo.

A partir de um cubo infinitesimal, cujos lados são paralelos aos eixos cartesianos, e onde a cada eixo corresponde um vetor unitário $\mathbf{e}_i$, são definidos vetores de estresse $\mathbf{T}_i$ que atuam em todas as faces do cubo. O vetor $\mathbf{T}_i$ representa a intensidade do estresse em um ponto de um corpo para uma dada orientação da área especificada por ***i***.

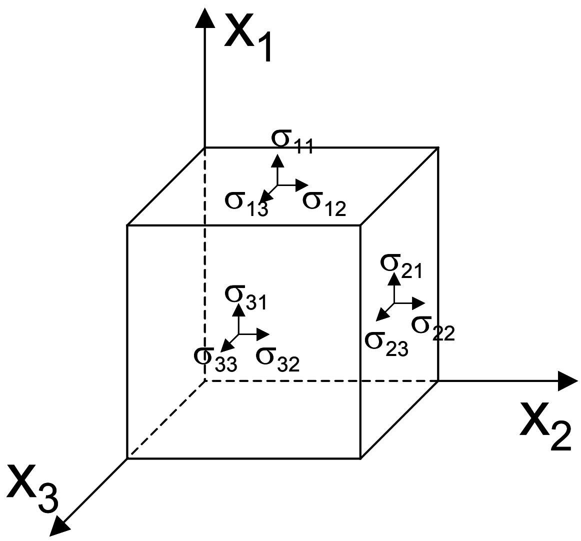


Figura 3.6: Estado de estresse em um elemento cúbico infinitesimal e notação dos componentes do estresse.

O estado do estresse nesse volume pode ser representado através de um tensor de segunda ordem com 9 elementos:

$$\mathbf{T}_i = \sigma_{ij}\mathbf{e}_j \,. \tag{3.22}$$

Este tensor pode ser expandido:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_1 &= \sigma_{11}\mathbf{e}_1 + \sigma_{21}\mathbf{e}_2 + \sigma_{31}\mathbf{e}_3 \\ \mathbf{T}_2 &= \sigma_{12}\mathbf{e}_1 + \sigma_{22}\mathbf{e}_2 + \sigma_{32}\mathbf{e}_2 \,. \\ \mathbf{T}_3 &= \sigma_{13}\mathbf{e}_1 + \sigma_{23}\mathbf{e}_2 + \sigma_{33}\mathbf{e}_3 \end{aligned} \qquad (3.23),$$

sendo que os índices i e j indicam, respectivamente, o plano e direção em que **T** atua. Se os índices i e j são iguais, o estresse é normal e é usualmente representado pela letra σ.

Quando o estresse normal é positivo, temos tração e, quando é negativo, temos compressão. Se os índices i e j forem diferentes, o estresse é tangencial e é normalmente representado pela letra τ .

Os elementos da equação acima também podem ser representados em forma matricial:

$$\sigma_{ij} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \tau_{12} & \tau_{13} \\ \tau_{21} & \sigma_{22} & \tau_{23} \\ \tau_{31} & \tau_{32} & \sigma_{33} \end{bmatrix}. \tag{3.24}$$

Como o tensor estresse é simétrico, sua representação pode ser simplificada, utilizando-se um vetor de 6 elementos:

$$\sigma_{ij} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} \\ \sigma_{22} \\ \sigma_{33} \\ \tau_{23} \\ \tau_{13} \\ \tau_{12} \end{bmatrix}. \tag{3.25}$$

3.2.3 Lei de Hook

A descrição mais simples do comportamento de um sólido sob o efeito do estresse foi feita por Robert Hook no final do século XVII, e é conhecida como Lei de Hook. A Lei de Hook relaciona deformação com o estresse em uma única direção [GOULD, P. L., 1989]:

$$\sigma_{11} = E\varepsilon_{11}, \tag{3.26}$$

onde E é conhecido como Módulo de Young ou Módulo de Elasticidade. O termo foi introduzido por Thomas Young no início do século XIX.

Generalizando a Lei de Hook, a relação entre o estresse e a deformação de um corpo elástico, representados por tensores de segunda ordem, é feita através de um tensor de quarta ordem com 81 elementos:

$$\sigma_{ij} = C_{ijkl}\varepsilon_{kl}\,, \tag{3.27}$$

para i, j, k, l = 1, 2 e 3, onde C_{ijkl} são as constantes elásticas.

Por causa da simetria do tensor deformação e do tensor estresse, C_{ijkl} é também um tensor simétrico. Conseqüentemente, o número de elementos independentes reduz-se de 81 para 36; e para 21, quando se considera apenas metade do tensor e seus elementos da diagonal principal. A equação pode ser simplificada ainda mais utilizando uma notação reduzida para os índices.

Tabela 3-2: Simplificação dos índices.

Índices	**11**	**22**	**33**	**23**	**13**	**12**
Redução	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**

Considerando a redução de índices mostrada na Tabela 3.2, a equação (3.27) é dada, na sua forma matricial, por:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & C_{15} & C_{16} \\ & C_{22} & C_{23} & C_{24} & C_{25} & C_{26} \\ & & C_{33} & C_{34} & C_{35} & C_{36} \\ & & & C_{44} & C_{45} & C_{46} \\ & & & & C_{55} & C_{56} \\ & & & & & C_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix}, \tag{3.28}$$

e na forma tensorial por:

$$\sigma_i = C_{ij}\varepsilon_j\,, \tag{3.29}$$

para i, j = 1, 2, 3, 4, 5 e 6.

C_{ij} são conhecidos como coeficientes de rigidez. A equação ainda pode ser invertida, relacionando a deformação com o estresse:

$$\varepsilon_i = S_{ij}\sigma_j\,, \tag{3.30}$$

para i, j = 1, 2, 3, 4, 5 e 6, onde S_{ij} são conhecidos como coeficientes de elasticidade independentes.

Nas relações entre o estresse e a deformação em um corpo sólido, consideramos as seguintes suposições:

- A relação entre carga aplicada e deformação é linear;
- Se removermos a carga, a deformação desaparece (deformação puramente elástica);
- As deformações são muito pequenas, se comparadas com o tamanho unitário.

A partir do tensor de elasticidade pode-se calcular algumas propriedades mecânicas do sólido, como o Módulo de Young, a relação de Poisson e o Módulo de Rigidez.

As propriedades mecânicas do silício serão discutidas na seção a seguir.

3.3 Aplicação da teoria da elasticidade ao silício

A caracterização mecânica de qualquer tipo de material pode ser feita a partir do tensor de elasticidade da maneira que foi apresentada. Porém, outras simplificações podem ser feitas neste tensor se a simetria cristalográfica de certos sólidos for levada em consideração.

O silício possui a mesma orientação cristalográfica que o diamante, assim como os cristais de Ge, GaAs e outros semicondutores do tipo III-V, apresentando 3 planos de simetria. Esses planos de simetria estão relacionados com a organização espacial dos átomos na rede cristalina e fazem com que o silício apresente propriedades mecânicas anisotrópicas conforme o plano em que se as analisam. Os planos são definidos a partir dos índices de Miller [MADOU, M. J., 2002] e são representados por três números inteiros entre parênteses.

Também é conveniente definir direções cristalográficas. As direções cristalográficas são expressas também por três números, entre colchetes, que mantêm uma relação direta com os vetores unitários na direção considerada. Na figura 3.7 podemos ver um esquema dos três planos de simetria do silício, bem como as direções formadas por esses planos:

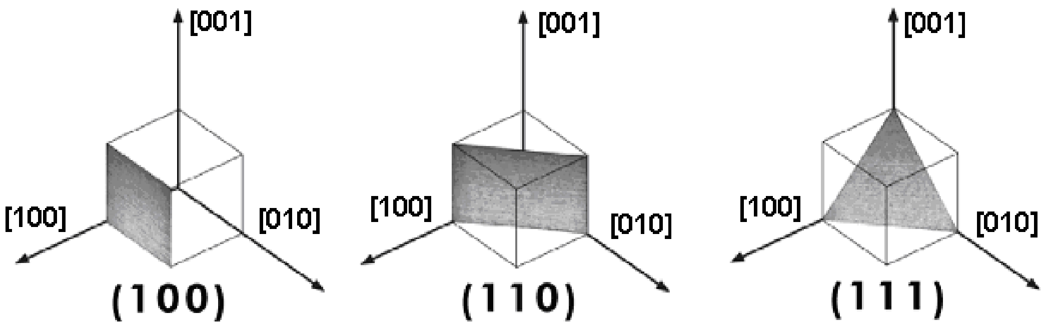


Figura 3.7: Planos de simetria do silício. As direções normais aos planos (100), (110), (111) são representadas por [100], [110], [111].

Levando em consideração os planos de simetria, os 21 elementos do tensor de elasticidade se reduzem a apenas nove. Se as direções principais da matriz de elasticidade forem alinhadas com os eixos de simetria do silício, pode-se então reduzir os nove elementos para apenas três: C_{11}, C_{12} e C_{44}. Assim a equação (3.28) pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{11} & C_{12} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{12} & C_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix}. \tag{3.31}$$

A Tabela 3-3 mostra os coeficientes de rigidez e elasticidade da matriz de elasticidade alinhada com a direção [100] do silício [HALL, J. J., 1967]:

Tabela 3-3: Coeficientes de elasticidade S_{ij} e rigidez C_{ij} para o silício.

C_{11} [10^{11}Pa]	C_{12} [10^{11}Pa]	C_{44} [10^{11}Pa]	S_{11} [10^{-11} Pa^{-1}]	S_{12} [10^{-11} Pa^{-1}]	S_{44} [10^{-11} Pa^{-1}]
1,6564	**0,6394**	**0,7951**	**0,768**	**-0,214**	**1,26**

Embora o tensor de elasticidade possa representar as características mecânicas de um material, em engenharia é comum a utilização, devido à simplicidade, das seguintes propriedades mecânicas para caracterizar o sólido: Módulo de Young, Relação de Poisson e Módulo de Rigidez.

O módulo de Young, representada pela letra *E*, é definido como a relação entre o estresse uniaxial e a deformação na mesma direção do estresse aplicado a um corpo:

$$\sigma_{ij} = E\varepsilon_{ij}, \tag{3.32}$$

para $i = j$. Esta relação, quando particularizada a materiais anisotrópicos, resulta na Lei de Hook.

A Relação de Poisson, ν, é definida como a razão entre a deformação na direção de um estresse uniaxial com a deformação normal a esse estresse.

$$-\frac{\varepsilon_{22}}{\varepsilon_{11}} = -\frac{\varepsilon_{33}}{\varepsilon_{11}} = \nu\,. \tag{3.33}$$

O Módulo de Rigidez, representado pela letra G, relaciona a deformação tangencial com o estresse tangencial.

$$\sigma_{ij} = 2G\varepsilon_{ij}, \tag{3.34}$$

para $i \neq j$.

O tensor de elasticidade pode então ser representado em termos dessas três constantes. Em sua forma matricial, a equação (3.30) é dada por:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \\ \varepsilon_4 \\ \varepsilon_5 \\ \varepsilon_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{E_1} & -\frac{\nu_{21}}{E_2} & -\frac{\nu_{31}}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_{12}}{E_1} & \frac{1}{E_2} & -\frac{\nu_{32}}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\nu_{13}}{E_1} & -\frac{\nu_{23}}{E_2} & \frac{1}{E_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{23}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{13}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2G_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \sigma_4 \\ \sigma_5 \\ \sigma_6 \end{bmatrix}. \tag{3.35}$$

Esta matriz será utilizada como entrada do programa de simulação mecânica.

CAPÍTULO 4

PIEZOEFEITOS E EFEITO PIEZOMOS

Sensores se baseiam em diferentes fenômenos de transdução, como por exemplo, o deslocamento angular de uma agulha imantada devido ao campo magnético terrestre. Com o desenvolvimento da microeletrônica e dos processos de produção de circuitos integrados a partir de década de 60, a utilização de sensores que se baseiam nos diferentes fenômenos de transdução apresentados pelo silício vem ocupando um espaço no mercado cada vez maior nos dias atuais [INTECHNO CONSULTING]. As características que tornam o silício um material atraente na fabricação de sensores, principalmente àquelas relacionadas ao domínio mecânico são [SZE, S. M., 1994]:

- diferentes piezoefeitos disponíveis;
- propriedades mecânicas convenientes;
- fácil integração com a microeletrônica,
- produção em massa e baixo custo de produção e
- infra-estrutura para fabricação microeletrônica madura e disponível.

Piezoefeitos[1] relacionam a influência da ação mecânica sobre certas propriedades do material, como por exemplo, a condutividade, mobilidade Hall, concentração intrínseca de portadores, entre outros. Os piezoefeitos conhecidos no silício são os efeitos piezojunção, piezohall, piezotunelamento, piezoresistivo e piezoMOS. Para aplicações em sensores mecânicos, destacam-se entre eles o efeito piezoresistivo, o efeito de piezojunção e o efeito piezoMOS. Esses efeitos estão relacionados com a influência do estresse mecânico em alguns parâmetros dos dispositivos eletrônicos: resistores, transistores bipolares e transistores MOS, respectivamente [FRUETT, F., 2002].

Neste capítulo será abordado de maneira simplificada o significado dos três principais piezoefeitos e, em seguida, será mostrado o formalismo matemático dos efeitos piezoresistivo e piezoMOS, acompanhado da explicação de sua natureza física.

4.1 Visão geral sobre os principais piezoefeitos

4.1.1 Efeito Piezoresistivo

A piezoresistência é uma propriedade observada em alguns materiais, como metais e silício mono-cristalino, poli-cristalino e amorfo, onde a resistividade do material é influenciada pelo estresse mecânico aplicado [BRIDGEMAN, P. W., 1925 e BRIDGEMAN, P. W., 1932]. Desde que foi descoberto na década de 50 [SMITH, C. S., 1954], o efeito piezoresistivo, observado no silício mono-cristalino foi amplamente estudado [TUFTE, O. N., 1963] e muitos trabalhos sobre suas aplicações foram publicados [GIELES, A. C. M., 1969]. Sensores mecânicos fabricados comercialmente nos dias de hoje são, em sua maioria, baseados no efeito piezoresistivo [MIDDELHOEK, S., 2000].

Os principais motivos pelo qual o sensor piezoresistivo é amplamente utilizado são as vantagens apresentadas por ele: alto fator gauge, que é duas ordens de grandeza maior quando comparado ao fator gauge de materiais metálicos, e a detalhada caracterização e modelagem do comportamento físico desse fenômeno.

---

[1] Do verbo grego *piézó* 'apertar, comprimir, fazer pressão'

4.1.2 Efeito da Piezojunção

A ação do estresse mecânico sobre um transistor bipolar, modificando a corrente de saturação desse transistor, é conhecida como efeito da piezojunção. O efeito da piezojunção foi descoberto na década de 50 [HALL, H., 1951] e investigado durante a década de 60 [RINDNER, W., 1962]. Esse estudo resultou em alguns protótipos de sensores mecânicos, como acelerômetros, microfones e sensores de pressão [WORTMAN, J. J., 1964]. Porém, nos dias de hoje, esse é um dispositivo pouco utilizado como elemento transdutor em sensores. Este pouco interesse deve-se principalmente a sua grande deriva térmica.

4.1.3 Efeito PiezoMOS

Estudos sobre o efeito do estresse mecânico em transistores MOS foram feitos inicialmente no final dos anos 60 [COLMAN, D., 1968 e DOREY, A. P. 1969]. Nas décadas seguintes, alguns estudos com aplicações em sensores e descasamento de dispositivos devido ao estresse foram publicados, porém pouca atenção tem sido dada para quantificar de maneira precisa o efeito piezoMOS [DOREY, A. P., 1975; CANALI, C., 1979; MIKOSHIBA, H., 1981; BASTOS, J., 1997]. Essa dissertação tem por objetivo principal apresentar um circuito sensível ao estresse mecânico, baseado no efeito piezoMOS, para aplicações em sensores de pressão. O efeito piezoMOS é observado pela variação da corrente de dreno de um MOS quando este está sujeito ao estresse mecânico.

4.2 Revisão da teoria sobre o Efeito Piezoresistivo

Esta sessão irá tratar do formalismo matemático envolvido na teoria da piezoresistividade no silício. Da mesma maneira que na teoria da elasticidade, a notação tensorial será utilizada para a modelagem dos fenômenos da condução de cargas elétricas em um sólido e sua relação com o estresse mecânico. Uma abordagem matemática do fenômeno piezoresistivo se faz necessária, pois o equacionamento do efeito piezoMOS é baseado nesta teoria.

A densidade de corrente em um material se relaciona com o campo elétrico através de um tensor de ordem dois, denominado tensor de condutividade. A equação que relaciona o campo elétrico com a densidade de corrente é dada por:

$$E_i = \rho_{ij} J_j , \tag{4.1}$$

sendo que E_j e J_i são os componentes cartesianos do campo elétrico e densidade de corrente, respectivamente, e ρ_{ij} representam o tensor de resistividade do material. Os índices i e j representam a direção da densidade de corrente e do campo elétrico, respectivamente.

Na forma matricial, a resistividade é representada da seguinte maneira:

$$\begin{pmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \rho_{13} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \rho_{23} \\ \rho_{31} & \rho_{32} & \rho_{33} \end{pmatrix}. \tag{4.2}$$

Os elementos ρ_{ij} com $i = j$ relacionam campo elétrico e densidade de corrente paralelos entre si. Elementos com índices $i \neq j$ relacionam campo elétrico e densidade de corrente perpendiculares entre si; esses elementos são chamados de resistividade cruzada (*cross-resistivity*).

Ao submeter um material semicondutor a condição de estresse mecânico, a resistividade desse material irá se alterar. Isso é conhecido como o efeito piezoresistivo. Assumindo que um semicondutor, percorrido por uma densidade de corrente constante, esteja sujeito a um estresse mecânico, a equação (4.1) pode ser reescrita na forma [MASON, W. P., 1957]:

$$E_i = \rho_{ij}^0 J_j + \Delta\rho_{ij} J_j , \tag{4.3}$$

sendo que ρ_{ij}^0 representa a resistividade no corpo livre de estresse e $\Delta\rho_{ij}$ representa a variação na resistividade devido ao efeito do estresse. A variação relativa da resistividade pode ser calculada a partir dos coeficientes de piezoresistência e do estresse mecânico no material. Desta forma, utilizamos a notação tensorial de estresse apresentada no Capítulo 2, para obter a expressão:

$$\frac{\Delta\rho_{ij}}{\rho^0} = +\pi_{ijkl}\sigma_{kl} + \pi_{ijklmn}\sigma_{kl}\sigma_{mn} + O\left(\sigma^3\right), \tag{4.4}$$

sendo que π_{ijkl} e π_{ijklmn} são os coeficientes piezoresistivos de primeira e segunda ordem, respectivamente, $O(\sigma^3)$ representa os efeitos do estresse de ordem maior, σ_{kl} e σ_{mn} são os tensores de estresse. Se considerarmos estresse até 200MPa, os termos de segunda ordem e ordem superior são muito pequenos com relação aos termos de primeira ordem e podem ser desconsiderados [MATSUDA, K., 1993]. Desta forma, a equação (4.4) pode ser simplificada:

$$\frac{\Delta\rho_{ij}}{\rho^0} = \pi_{ijkl}\sigma_{kl}, \tag{4.5}$$

para i, j = 1, 2 e 3. A equação (4.5) representa, na forma tensorial, nove equações, visto que o tensor da variação da resistividade possui nove elementos. Se considerarmos a simetria dos tensores de resistividade e estresse, os 81 elementos de π_{ijkl} se reduzem para 36. Se considerarmos a simetria da estrutura cristalina do silício, e escolhendo como eixos de referência os eixos cristalográficos principais, os 36 coeficientes do tensor de piezoresistência são reduzidos para apenas 3. A representação do tensor de piezoresistência pode ser simplificada ainda mais se adotarmos a notação reduzida dos índices, apresentadas no Capítulo 3. O tensor de coeficientes π_{ijkl} é simplificado da seguinte forma:

$$\pi_{rs} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix}. \tag{4.6}$$

sendo que $\pi_{rs} = \pi_{ijkl}$ para s = 1, 2 ou 3 e $\pi_{rs} = 2\pi_{ijkl}$ para s = 4, 5 ou 6. A equação 4.5 pode ser simplificada:

$$\frac{\Delta\rho_{r}}{\rho^0} = \pi_{rs}\sigma_{s}. \tag{4.7}$$

Os valores dos coeficientes de piezoresistência foram determinados a partir de procedimentos experimentais [SMITH, C. S., 1954] e posteriormente calculados com base na teoria de bandas de energia dos semicondutores [KANDA, Y., 1982]. A Tabela 4-1 representa os valores dos coeficientes independentes de primeira ordem para os eixos coordenados alinhados com as direções <100> [SMITH, C. S., 1954].

Tabela 4-1: Valores dos coeficientes de piezoresistência do silício, 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**

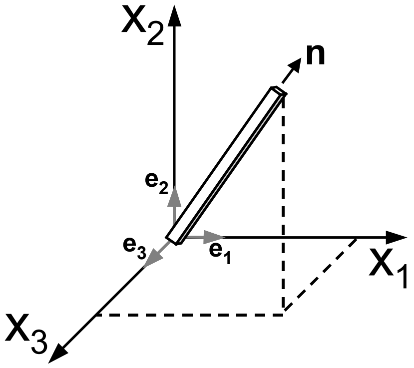
A partir da teoria de piezoresistividade, podemos representar o comportamento de um condutor orientado de maneira arbitrária e determinar o valor da variação da resistência desse condutor com o estresse. A resistência de um condutor de silício, livre de estresse, pode ser calculada a partir de sua geometria e resistividade ρ.

$$R = \frac{\rho L_R}{A} \tag{4.8}$$

sendo que L_R é o comprimento e A é a área da secção transversal do condutor. Manipulando as equações acima, chegamos a seguinte expressão para a variação da resistência do condutor com o estresse [BITTLE, D. A., 1991]:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R}{R} = \left(\pi_{1q}\sigma_q\right)l^2 + \left(\pi_{2q}\sigma_q\right)m^2 + \left(\pi_{3q}\sigma_q\right)n^2 + \\ 2\left(\pi_{4q}\sigma_q\right)ln + 2\left(\pi_{5q}\sigma_q\right)mn + 2\left(\pi_{6q}\sigma_q\right)lm \end{aligned} . \tag{4.9}$$

sendo que l, m e n são os co-senos da direção entre a orientação do condutor com os eixos coordenados x_1, x_2 e x_3, definidos conforme a Figura 4.1. A transformação de eixos será abordada no Apêndice A.



$$\mathbf{n} = l\mathbf{e}_1 + m\mathbf{e}_2 + n\mathbf{e}_3$$

Figura 4.1: Condutor orientado de maneira arbitrária representado no eixo coordenado com o vetor unitário n = le$_1$ + me$_2$ + ne$_3$.

A maioria dos sensores de pressão se constitui de diafragmas ou membranas onde resistores são difundidos ou implantados. A equação (4.9) permite determinar a orientação para o resistor de forma a maximizar o efeito piezoresistivo, para aplicações em sensores, ou minimizar o efeito piezoresistivo, para aplicações em circuitos analógicos de precisão.

4.3 Efeito piezoresistivo: explicação física

Nesta seção expomos um breve embasamento teórico sobre os fenômenos físicos relacionados ao efeito piezoresistivo [SZE, S. M., 1994]. Um detalhamento mais rigoroso sobre este assunto vai além dos objetivos dessa dissertação. Durante a década de 50 e 60, alguns artigos foram publicados, procurando explicar o fenômeno com base na mecânica quântica. Assim, foi desenvolvida a teoria dos vales múltiplos na estrutura de bandas de energia do silício (*many-valley theory*) [HERRING, C., 1956], em contraste com a teoria anterior, que apresentava apenas um vale. Essa teoria foi utilizada posteriormente para a explicação dos fenômenos piezoresistivos observados na camada de inversão de transistores MOS.

A teoria da mecânica quântica atribui diferentes números de onda k_1, k_2 e k_3 para os componentes do movimento de elétrons em cada direção x_1, x_2 e x_3. O elétron, para permanecer na banda de condução no silício, deve possuir um nível de energia mínimo, denominado de ponto de limite de banda, determinado por uma combinação de k_1, k_2 e k_3. Ao redor desse ponto são formadas superfícies iso-energéticas.

Uma família dessas superfícies, centrada no ponto limite de banda de energia, descreve o chamado vale de energia no espaço k. No caso do silício, essas famílias são compostas por elipsóides de revolução alinhadas com os eixos cristalográficos principais. Como o modelo prevê a existência de mais de um desses vales, é conhecido como o modelo dos vales múltiplos. O formato elipsoidal desses vales pode ser interpretado como uma diferença nas componentes da mobilidade total do elétron com relação às direções principais, apresentando contribuições anisotrópicas na composição da condutividade do material. Porém, para o silício livre de estresse, os vales são igualmente preenchidos com elétrons, o que leva a uma condutividade isotrópica. A Figura 4.2 ilustra a estrutura dos vales para a teoria de vales simples (a) e a teoria dos vales múltiplos (b).

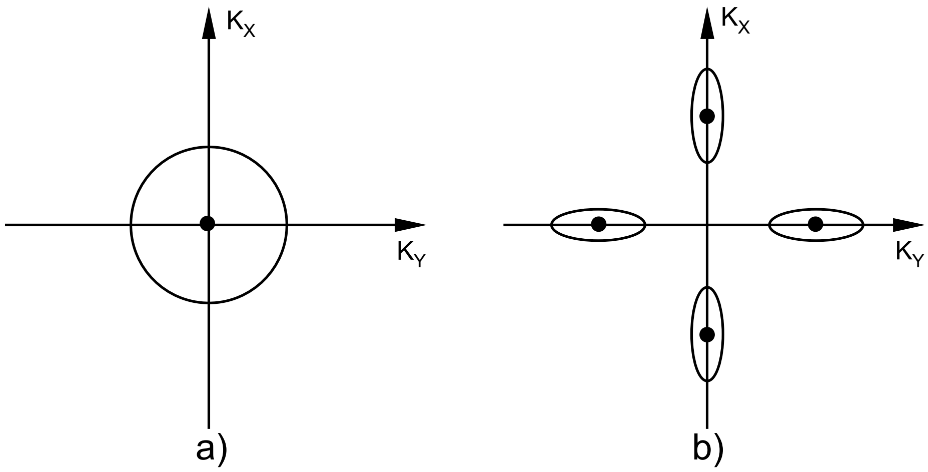


Figura 4.2: Diferentes representações dos vales para a teoria de vales simples (a) e vales múltiplos (b). Os pontos representam os pontos de limite de banda.

Quando o estresse é aplicado ao silício, este se deforma, alterando a simetria do cristal. Essa deformação faz com que os níveis mínimos de energia representados pelos limites da banda se alterem. No caso de uma tração na direção [010], a energia mínima requerida para o elétron permanecer na banda de condução aumenta, fazendo com que menos elétrons tenham condição de permanecer na banda de condução. O efeito de uma compressão na direção [100] é o inverso: a energia mínima requerida para o elétron permanecer na banda de condução diminui, fazendo com que mais elétrons tenham condição de entrar na banda de condução. Isso reflete em um comportamento anisotrópico da mobilidade, sendo que nesse caso, a mobilidade média diminui na direção da tração e aumenta na direção perpendicular a tração.

Quanto mais o estresse afeta a simetria da estrutura cristalina, maior será o efeito piezoresistivo produzido. No caso do silício tipo n, os vales estão alinhados com as direções <100>, o que pode explicar o alto coeficiente π_{11}, sendo que um estresse nessa direção provoca uma grande variação na resistividade do material. Diferentemente de um estresse na direção <110>, que quase não produz efeito sobre a resistividade, sendo que os vales sofrem a mesma influência do estresse. A Figura 4.3 ilustra o efeito do estresse sobre os vales na direção {100}. Por opção de clareza, os elipsóides na direção z foram desconsiderados nesta representação.

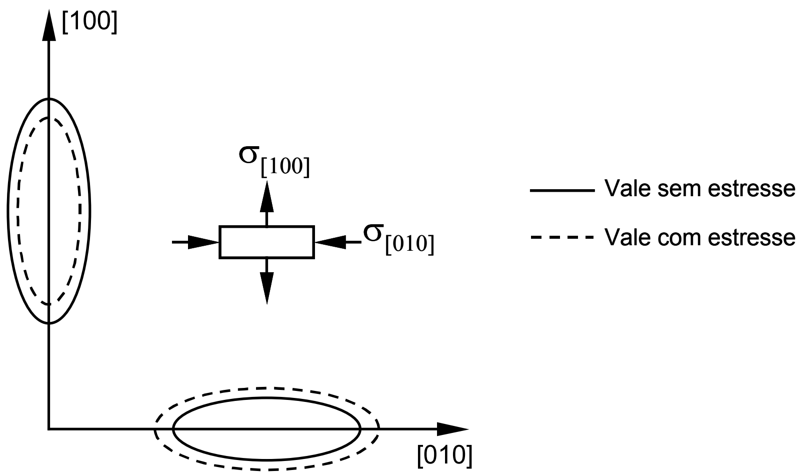


Figura 4.3: Diagrama das prováveis superfícies iso-energéticas no espaço k para o silício tipo n.

No caso do silício tipo p, onde os portadores majoritários são lacunas, a teoria dos vales múltiplos se apresenta um pouco imprecisa. Mas, através dela, pode-se assumir que existam vales alinhados com as direções <111>, o que explicaria o alto valor do coeficiente π_{44}.

4.4 Efeito piezoMOS

O efeito do estresse mecânico sobre a mobilidade dos portadores da camada de inversão de um transistor MOS é conhecido como efeito piezoMOS. A teoria adotada pelos cientistas na modelagem do efeito piezoMOS é baseada na teoria do efeito piezoresistivo. A analogia é feita comparando as causas da variação da condutividade no resistor e no canal do transistor.

Em um resistor, a condutividade pode ser considerada dependente apenas da mobilidade μ e da concentração de dopantes majoritária *p*. A resistência em um condutor de silício extrínseco será dada por:

$$R \simeq \frac{L_R}{A}\frac{1}{qp\mu}, \tag{4.10}$$

sendo *q* é a carga do elétron. A variação da resistência devido ao estresse pode ser atribuída, a partir da análise da equação (4.10), a deformações geométrica no resistor e variação na mobilidade devido à influência do estresse.

A mudança na resistência devido à deformação geométrica pode ser desconsiderada. Isso é facilmente provado se considerarmos o valor médio do Módulo de Young para as três principais direções cristalográficas do silício e a magnitude do estresse encontrada nos sensores de pressão.

Dessa forma, concluímos que a variação na resistência de um condutor feito de silício é devido quase que totalmente ao efeito do estresse sobre a mobilidade:

$$\frac{\Delta R}{R} = -\frac{\Delta\mu}{\mu} \tag{4.11}$$

No transistor MOS operando na região de saturação, a corrente I_D é expressa como:

$$I_D = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_T\right)^2, \tag{4.12}$$

sendo que μ é a mobilidade dos portadores no canal formado pela camada de inversão, C_{ox} é a capacitância por unidade de área, *W* e *L* são a largura e comprimento do canal do transistor, V_{GS} indica a tensão entre a porta e a fonte e V_T é a tensão de limiar do transistor.

A partir da equação (4.12), podemos concluir que, para uma tensão V_{GS} constante, há diferentes origens para a variação da corrente I_D do transistor devido ao efeito do estresse.

Se desconsiderarmos a variação da carga dos portadores [MIKOSHIBA, H., 1981], as origens da variação da corrente podem ser: a deformação geométrica do canal, a variação da mobilidade e a variação da tensão de limiar. A variação relativa da corrente pode ser escrita como:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta \mu}{\mu} - \frac{\Delta V_T}{V_T}\left(\frac{2V_T}{V_{GS} - V_T}\right) \tag{4.13}$$

As mesmas considerações feitas a propósito da influência da deformação geométrica sobre a resistência em um condutor de silício são também válidas para a corrente I_D no transistor, podendo ser desconsideradas.

Experimentos realizados demonstraram que a tensão de limiar V_T do transistor é independente do valor do estresse [MIKOSHIBA, H., 1981 e BRADLEY, A. T., 2001]. Dessa maneira, podemos concluir que a variação da corrente I_D devido ao efeito do estresse é causada apenas pela variação da mobilidade. Assim, a variação relativa de I_D pode ser equacionada como:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta \mu}{\mu}. \tag{4.14}$$

Se tomarmos a equação (4.14) como referência, o cálculo da variação relativa da corrente no transistor pode ser feito a partir da equação (4.9), invertendo apenas o sinal:

$$\begin{aligned}\frac{\Delta I_D}{I_D} = -[&\left(\pi_{1q}\sigma_q\right)l^2 + \left(\pi_{2q}\sigma_q\right)m^2 + \left(\pi_{3q}\sigma_q\right)n^2 + \\ &2\left(\pi_{4q}\sigma_q\right)ln + 2\left(\pi_{5q}\sigma_q\right)mn + 2\left(\pi_{6q}\sigma_q\right)lm]\end{aligned}. \tag{4.15}$$

A equação (4.15) é valida tanto para transistores PMOS como NMOS. Concluímos a partir dessa equação que a influência da orientação cristalográfica sobre o efeito piezoMOS é a mesma do efeito piezoresistivo.

Existe uma diferença entre os valores dos coeficientes de piezoresistência utilizados para o cálculo de $\Delta I_D/I_D$ e $\Delta R/R$. A Tabela 4-2 mostra valores para os coeficientes no silício tipo p e em transistores tipo p [COLMAN, D., 1968]. A diferença é causada devido ao valor da mobilidade dos portadores no corpo do silício e no canal do transistor. A mobilidade dos portadores no canal é menor devido ao espalhamento de superfície.

Tabela 4-2: Valores dos coeficientes de piezoresistência em um transistor tipo p e silício tipo p, em [10^{-12} Pa^{-1}].

	π_{11}	π_{12}	π_{44}
Transistor tipo p	**-238 até 447**	**-153 até 238**	**677 até 1278**
Silício tipo p	**66**	**11**	**1381**

Observa-se também que os coeficientes de piezoresistência variam com a temperatura e concentração de impurezas. Quanto maior a temperatura e a dopagem, menor o fator gauge associado ao resistor [KANDA, Y., 1982]. Estudos futuros devem ser feitos sobre os coeficientes relacionados com o efeito piezoMOS, para a correta determinação de sua magnitude e sua dependência com relação à temperatura e dopagem.

Na prática, porém, os sensores são fabricados sobre membranas ou diafragmas cuja orientação da superfície é (100) e os dispositivos são orientados nas direções <110> ou <100>. A Figura 4.4 mostra a geometria de uma lâmina (100) de silício tipo p com relação aos eixos cristalográficos.

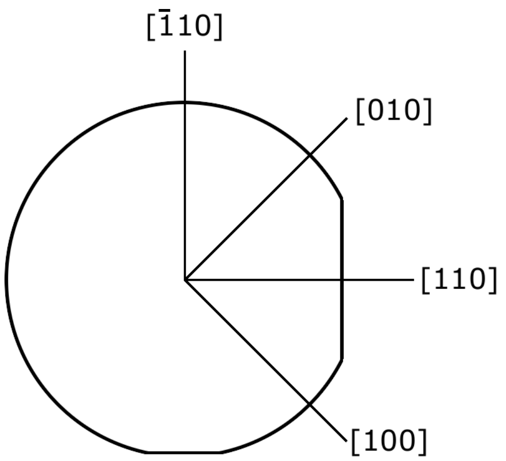


Figura 4.4: Geometria da Lâmina de silício.

4.4.1 Maximização e minimização do piezoefeito

Com a equação 4.15 podemos calcular a variação da corrente para qualquer orientação do estresse e do transistor. A equação é valida tanto para transistores PMOS como NMOS, sendo necessário apenas alterar o valor dos coeficientes de piezoresistência.

A equação, apesar de completa, é um pouco trabalhosa. Para simplificar a equação (4.15), podemos considerar que o estresse sobre a membrana pode ser dividido em duas componentes: o estresse paralelo, ou longitudinal, σ_L e o estresse perpendicular, ou transversal, σ_T. Os termos paralelo e perpendicular se referem ao sentido do fluxo de corrente no transistor. A variação relativa normalizada da corrente pode ser escrita como:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = -\left(\pi_L \sigma_L + \pi_T \sigma_T\right), \tag{4.16}$$

sendo que π_L e π_T são os coeficientes de pizoresistência longitudinal e transversal, respectivamente. Para obter os coeficientes de piezoresistência longitudinal e transversal para um transistor alinhado com uma direção arbitrária, a seguinte transformação deve ser feita:

$$\pi_L = \pi_{11} - 2\left(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}\right)\left(l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 + m_1^2 n_1^2\right) \tag{4.17}$$

e

$$\pi_T = \pi_{12} + \left(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}\right)\left(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2\right). \tag{4.18}$$

sendo que l_1, m_1 e n_1 são os co-senos da direção entre o vetor paralelo ao eixo ao longo do resistor e os eixos coordenados x_1, x_2 e x_3 mostrados na Figura 4.1. l_2, m_2 e n_2 são os co-senos da direção entre o vetor perpendicular ao eixo ao longo do canal do transistor e os eixos coordenados x_1, x_2 e x_3. Essa transformação é detalhada no Apêndice A. As Figuras 4.4 e 4.6 mostram em forma de diagrama polar, respectivamente, a variação dos coeficientes π_L e π_T para o silício tipo n e p em uma lâmina (100) com relação as direções cristalográficas principais.

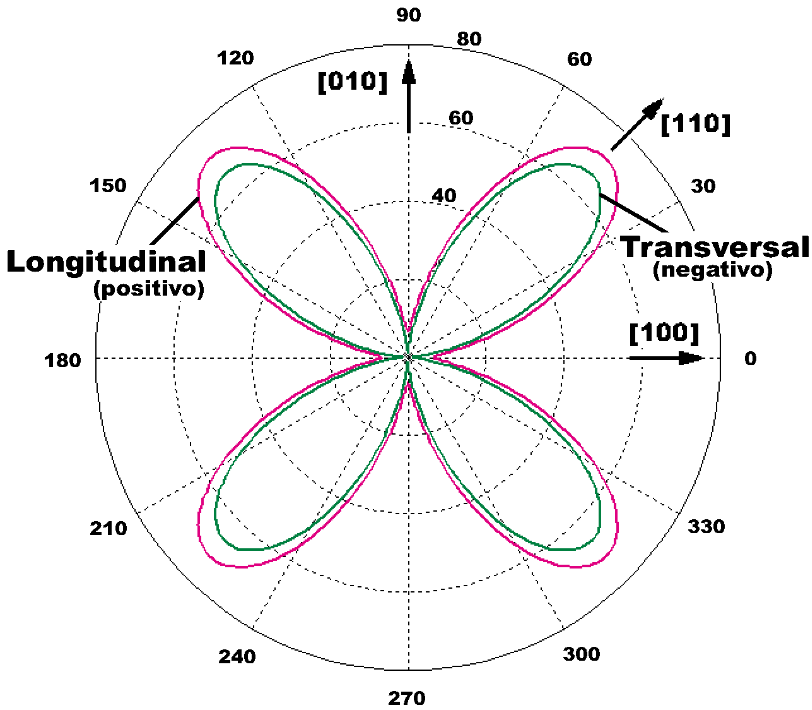


Figura 4.5: Coeficientes de piezoresistência longitudinal e transversal para o silício tipo p.

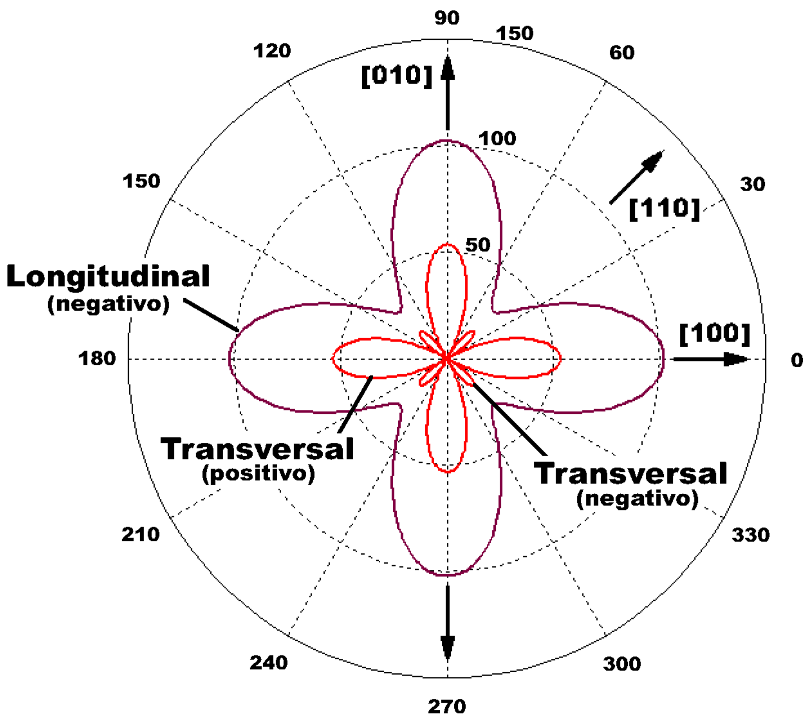


Figura 4.6: Coeficientes de piezoresistência longitudinal e transversal para o silício tipo n.

A partir das Figuras 4.5 e 4.6 podemos tirar algumas conclusões quanto à maximização ou minimização do efeito piezoresisitvo. A escolha da orientação do resistor com relação a rede cristalina define qual a magnitude do efeito piezoresistivo. Podemos dessa forma minimizar o efeito, com o objetivo de diminuir descasamento entre dispositivos e projetarmos circuitos mais precisos, ou maximizar o efeito, com aplicações em sensores.

Minimização do efeito piezoMOS

Para transistores NMOS, a minimização é conseguida se alinharmos o transistor com as direções <110>. Porém, apesar do valor mínimo, os coeficientes longitudinais e transversais possuem o mesmo sinal. No caso do transistor PMOS, o alinhamento dos transistores deve ser com a direção <100>. Em ambos os casos, os coeficientes longitudinais e transversais apresentam seu valor mínimo.

Maximização do efeito piezoMOS

No caso dos transistores NMOS, o valor máximo do coeficiente é conseguido com transistores alinhados com a direção <100>. Nesta orientação, o coeficiente transversal possui aproximadamente metade do valor do coeficiente longitudinal, tornando-os pouco atraentes para aplicações em sensores.

Particularmente, no caso da configuração do sensor que será projetado, é interessante que a variação da corrente em dois transistores se dê em sentido opostos e com a mesma magnitude. Esse efeito é obtido em transistores PMOS alinhados com a direção <110>. Nessa orientação observamos ainda uma maximização do efeito piezoMOS. Para aplicações em sensores essa é a melhor orientação, pois os coeficientes longitudinal e transversal possuem praticamente os mesmos valores e sinais opostos.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÃO DA ESTRUTURA MICRO-MECÂNICA

Sensores de pressão microeletrônicos baseados em silício são fabricados usando as bem conhecidas técnicas dos processos microeletrônicos. Os sensores de pressão microeletrônicos são baseados em membranas ou diafragmas micro-fabricados que, sob a ação da pressão, se deformam. O estresse produzido na superfície da membrana, devido à ação da pressão, é detectado por transdutores elétricos fabricados sobre a membrana. A distribuição e magnitude do estresse são variáveis importantes no desenvolvimento do projeto do sensor. Especificações do projeto do sensor como sensibilidade, ponto de ruptura, range de pressão e não-linearidade estão intimamente ligados à geometria da membrana e posicionamento do elemento sensor sobre a mesma.

Apresentaremos neste capítulo o projeto e a simulação micro-mecânica da membrana. A localização ótima dos elementos sensores e o dimensionamento da geometria da membrana foram feitos com o auxílio de um programa de simulação pelo método dos elementos finitos denominado Ansys®. Neste capítulo faremos uma breve introdução sobre o método dos elementos finitos e, em seguida, apresentaremos os resultados obtidos com as simulações.

5.1 Método dos elementos finitos

Método dos elementos finitos MEF (FEM, da sigla em inglês), ou análise por elementos finitos, é um método numérico desenvolvido para resolver problemas do meio contínuo sem o qual se tornariam muito complicados ou até impossíveis de se resolver com métodos analíticos. Originalmente, este método foi desenvolvido para aplicações na análise estrutural de estresse voltado para a indústria aeronáutica, no início da década de 50. Hoje, porém, o método é utilizado para resolver os mais variados problemas, como, transferência de calor, fluxo de um fluido, lubrificação, análise de próteses, campos elétricos e magnéticos, e muitos outros.

O MEF consiste em dividir um sistema mecânico complexo em componentes mais simples chamados elementos finitos, ou simplesmente, elementos. Podemos dizer que os egípcios foram os primeiros a utilizar algo semelhante a esse método, determinando o volume de sólidos ou áreas de uma superfície a partir de desenhos geométricos mais simples. Arquimedes (287 a.C. – 212 a.C.) foi um famoso cientista que também utilizou um método parecido. Ele desenhou um polígono de lados regulares circunscrito em um circulo, dividindo o circulo em elementos, para calcular o valor do seu perímetro.

Um exemplo simples que ilustra o método é o calculo da deformação de uma barra em forma de cone submetida a uma força de tração, conforme mostrado na Figura 5.1 [COOK, R. D., 1989]. No MEF substituímos a barra por um número finito de elementos uniformes, porém, com secção transversal diferente. Em cada elemento, o deslocamento varia linearmente com o comprimento, simplificando o cálculo do deslocamento total, que será a soma dos deslocamentos individuais de cada elemento.

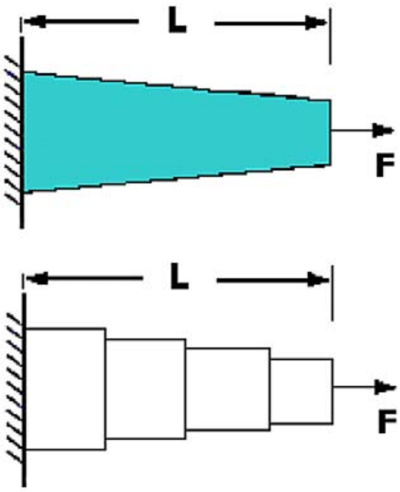


Figure 5.1: Exemplo de simplificação de uma estrutura a partir de geometrias mais simples.

Neste exemplo, o cálculo em cada elemento de geometria simples é mais fácil de se realizar que na geometria completa, que é complicada. No método de elementos finitos aproximamos uma geometria complexa por geometrias simples, de fácil resolução. Quanto mais elementos o modelo possuir, mais precisa será a solução. O termo finito é utilizado para diferenciar do termo diferencial do cálculo.

Voltando ao exemplo da Figura 5.1, podemos dividir a barra em elementos quadrilaterais, conforme mostrado na Figura 5.2. Os pontos cheios são chamados de nós e indicam onde os elementos se conectam. A resposta de cada elemento a uma carga é caracterizada pelos graus de liberdade dos nós. Os graus de liberdade representam as variáveis a serem determinadas no modelo. No caso da análise da barra (problema estrutural), os graus de liberdade poderiam ser, por exemplo, o deslocamento nas direções x e y. Assim, se tivermos *n* nós na barra, existirão 2x*n* graus de liberdade no modelo. Em transferência de energia, o grau de liberdade pode, por exemplo, ser a temperatura.

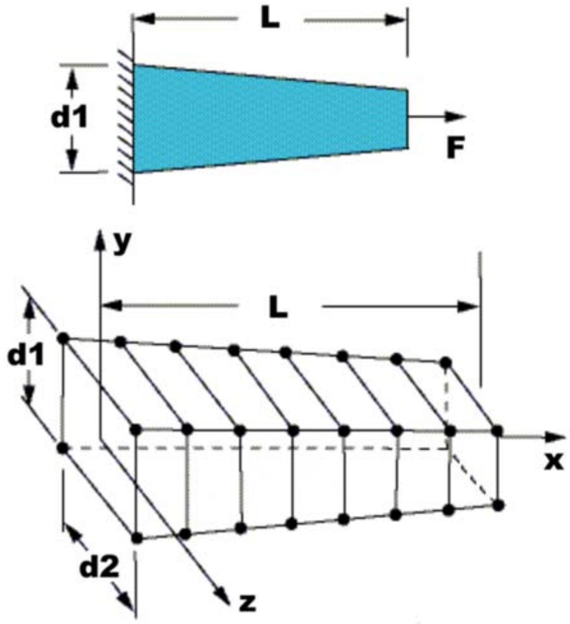


Figure 5.2: Subdivisão da barra em elementos e nós.

O comportamento individual de cada elemento é de grande importância para a resolução de um problema. Devem ser definidos o formato e número de nós por elementos e o grau de liberdade de cada nó. A variável a ser determinada pelo problema, como por exemplo, a distribuição da temperatura em uma barra aquecida ou o valor do campo elétrico em um condutor, é calculada para cada nó através de uma função de aproximação, representada por um polinômio cujo grau varia conforme o tipo de elemento. O polinômio faz uma interpolação da função a ser determinada em cada nó do elemento.

Dessa forma, o MEF pode ser definido como um método de aproximação onde a função de aproximação é formada conectando funções simples definidas para cada elemento. O elemento finito é uma pequena região na qual a função de aproximação é interpolada para cada nó, de forma que uma continuidade da função seja mantida na junção dos elementos.

A análise dos elementos finitos da membrana do sensor foi feita utilizando-se um programa chamado Ansys® [Ansys.com]. A análise com qualquer programa que emprega MEF é composta das seguintes etapas:

- Construção do modelo: onde dividimos a estrutura estudada em elementos finitos e definimos as propriedades dos elementos;

- Aplicação de cargas: onde são definidas as forças que atuam sobre o corpo, condições de contorno, deslocamentos e pontos de apoio da estrutura;

- Revisão dos resultados: onde são analisados os resultados obtidos com a simulação.

5.2 Membrana

A membrana micro-fabricada em silício realiza um papel fundamental no sensor de pressão. A membrana é uma estrutura que converte sinais pertencentes ao domínio mecânico. Pressões aplicadas às faces opostas da membrana resultam em estresse mecânico (normal ou tangencial) distribuído em toda a estrutura. A geometria da membrana e os coeficientes de elasticidade do material, silício, definem a distribuição espacial e a magnitude do estresse mecânico gerado. A geometria da membrana e os coeficientes de elasticidade também determinam o intervalo de pressão a que poderá ser submetido o sensor e influenciar em sua não-linearidade.

Além disso, o posicionamento dos elementos sensores na membrana deve ser feito de forma a se maximizar a sensibilidade do sensor e minimizar descasamento devido à diferença de estresse entre os elementos sensores. Para o projeto desenvolvido, isso significa determinar quais as regiões de máximo estresse nas direções <110> em lâminas tipo n e como esse estresse está distribuído. Foram feitos os estudos em membrana circulares e quadradas. As simulações posibilitaram a análise da distribuição espacial do estresse mecânico na membrana, resultante da pressão diferencial aplicada.

5.2.1 Construção dos modelos das membranas

O Modelo construído foi baseado no elemento SOLID186 [Ansys Release 8.1 Documentation], sendo este um elemento de 20 nós, utilizado em análise estrutural com formato quadrático (com opção tetragonal, piramidal ou prisma), conforme mostrado na Figura 5.3.

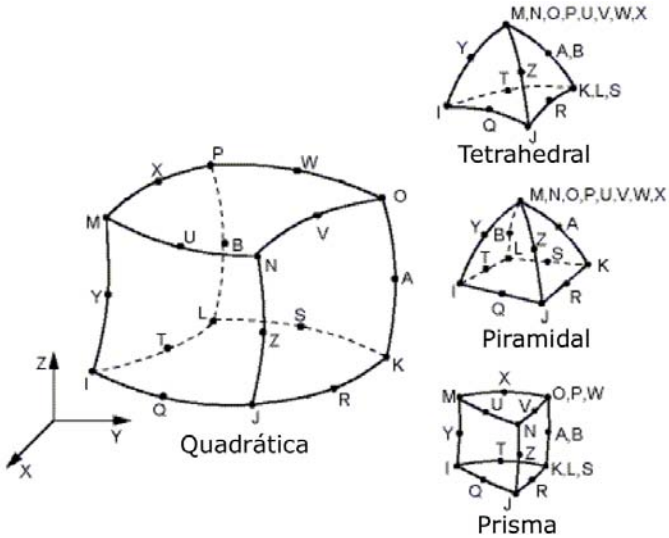


Figura 5.3: Detalhe do elemento finito, com as opções de formato, utilizado na construção do modelo.

O elemento possibilita a análise estrutural utilizando as propriedades anisotrópicas do material, sendo necessário para isso, o tensor de elasticidade do material como dado de entrada do modelo. O tensor de elasticidade foi apresentado no Capítulo 2. Os coeficientes de elasticidade para o silício são mostrados na Tabela 5-1 [WORTMAN, J. J., 1965], para os eixos principais de simetria alinhados com a direção [100].

Tabela 5-1: Coeficientes de elasticidade e rigidez para o silício.

S_{11} [10^{-11}/Pa]	S_{22} [10^{-11}/Pa]	S_{44} [10^{-11}/Pa]	C_{11} [10^{11}Pa]	C_{22} [10Pa]	C_{44} [10Pa]
0,768	**-0,214**	**1,26**	**1,657**	**0,639**	**0,796**

A análise MEF foi feita variando-se as dimensões da geometria da membrana para obtermos um estresse superficial da ordem de 20 a 25 MPa com uma pressão diferencial fixa de 10 psi aplicada. A pressão a ser medida pelo sensor foi definida pela estrutura de testes disponível no laboratório [FRUETT F., 2003]. Essa estrutura é capaz de fornecer uma pressão estática de 10psi através do deslocamento de uma mesa linear acoplada a um cilindro pneumático. Detalhes da estrutura são apresentados no Capítulo 7. A princípio selecionamos o tamanho do die de silício em 4 mm x 4 mm. Esse tamanho foi escolhido visando facilitar o encapsulamento, que, em nosso caso, é um processo totalmente manual.

Foram criadas macros estruturas utilizando os comandos do Ansys® para a realização das simulações. As macros são seqüências de comandos que executam uma certa tarefa. A utilização das macros estruturas facilitou a obtenção de resultados pois possibilitou agilizar as simulações, uma vez que para alterar os parâmetros da simulação, simplesmente alterávamos as variáveis da macro.

Membrana Quadrada

O modelo da membrana quadrada é baseado na membrana que será micro-fabricada. A fabricação da membrana quadrada é feita por um processo químico chamado corrosão úmida, que está disponível no Centro de Componentes Semicondutores (CCS) da Unicamp. Esse processo consiste de uma corrosão úmida com KOH na parte traseira (*back-side*) da lâmina de silício e define ângulos de 54,77^{o} no local corroído [NELI, R. R., 2001]. Essa técnica é conhecida como *back-side micromachining*.

A rede de elementos finitos foi realizada com o elemento SOLID186, em formato quadrático, com 20 nós, como mostrado na Figura 5.3. A Figura 5.4 mostra o desenho da geometria do sensor após a corrosão e o modelo de elementos finitos aplicado à membrana. Devido à simetria da membrana com relação à distribuição de estresse, simulamos apenas ¼ da membrana, resultando assim na diminuição do tempo de simulação sem prejudicar a qualidade do resultado.

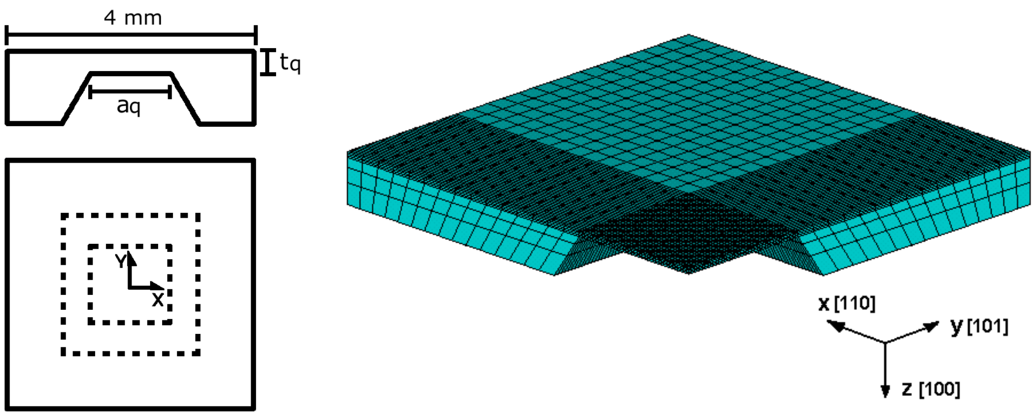


Figura 5.4: Geometria da membrana e modelo de elementos finitos.

Definimos assim o formato da membrana quadrada a ser simulada com base na geometria real de uma membrana obtida por meio do processo disponível. Variamos as dimensões da espessura t_q e lado a_q da membrana e analisamos a distribuição do estresse superficial, para uma pressão de 10psi.

Membrana Circular

A membrana circular não poderia ser obtida pelos processos de fabricação disponíveis no CCS. Optamos por fabricar a membrana circular colando o die de silício sobre uma lâmina de alumina com um orifício no centro. O contato do furo no centro da alumina com o die de silício define o diâmetro a_c da membrana circular. Como o processo de corrosão úmida não se aplica a uma membrana circular, a espessura t_c é definida através do desbaste mecânico do die em um aparato de polimento mecânico desenvolvido especialmente para esse propósito. O aparato de polimento será detalhado no Capítulo 7, juntamente com o aparato gerador de pressão.

A rede de elementos finitos foi feita com o elemento SOLID186 em formato de tetraedro com nove nós. A mudança no formato do elemento com relação à membrana quadrada foi feita devido à geometria circular da membrana. A Figura 5.5 é um desenho simplificado da montagem do die de silício sobre a alumina e o modelo da membrana circular com os elementos finitos. Novamente, simulamos apenas ¼ da membrana.

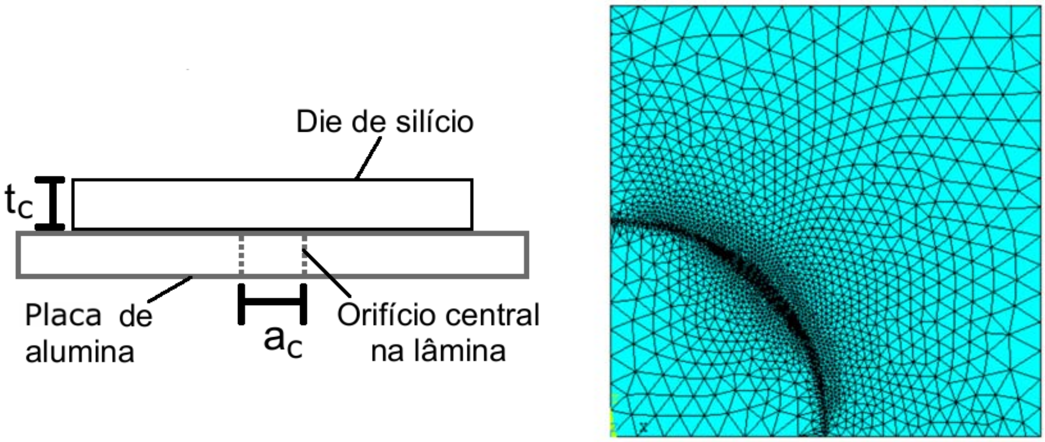


Figura 5.5: a) Esquema ilustrativo da colagem do die de silício sobre a placa de alumina e b) modelo de elementos finitos.

5.2.2 Aplicação das cargas e condições de contorno

Na membrana quadrada, a região de engastamento é definida pela parte inferior da lâmina de silício. Essa região determina o contato do die com a base do encapsulamento. A pressão é aplicada na parte inferior do *die* através do orifício central da lâmina de alumina. Na membrana circular a região de engastamento é definida pelo contato entre o die e a lâmina de alumina. A pressão é aplicada também na parte inferior do die. A Figura 5.6 mostra as regiões onde as cargas são aplicadas, as áreas onde é feito o engastamento das duas membranas e as linhas de simetria.

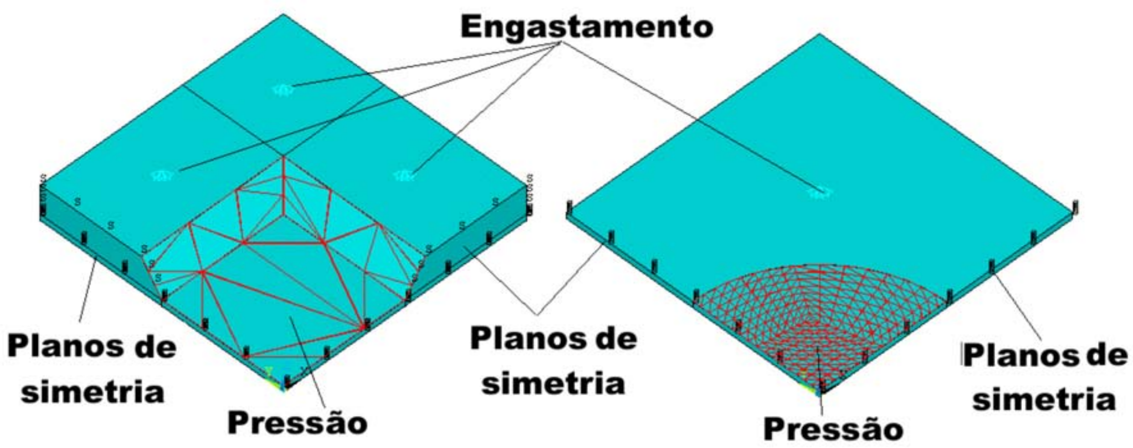


Figura 5.6: Desenhos das membranas quadrada e circular com indicações das áreas de aplicação de pressão, engastamento e planos de simetria.

5.2.3 Resultados

Membrana Quadrada

Com as simulações da membrana quadrada, chegamos aos seguintes resultados que estão resumidos na Tabela 5-2.

Tabela 5-2: Resultados das simulações da membrana quadrada.

Espessura t_q [μm]	Lado a_q [mm]	Máximo Estresse [MPa]	Ponto de Máximo estresse (x; y) [mm]
50	**2**	**26**	**(0,98; 0), (0; 0,98)**

Obtivemos uma membrana com espessura de 50μm e lado de 2mm. O estresse máximo foi de 26MPa, localizado nas coordenadas (0,98; 0) e (0; 0,98), tomando o centro da membrana como referência e as coordenadas dadas em milímetros. A Figura 5.7 mostra a distribuição do estresse σ_X e σ_Y sobre a membrana. As direções x e y estão alinhadas com as direções cristalográficas <110>.

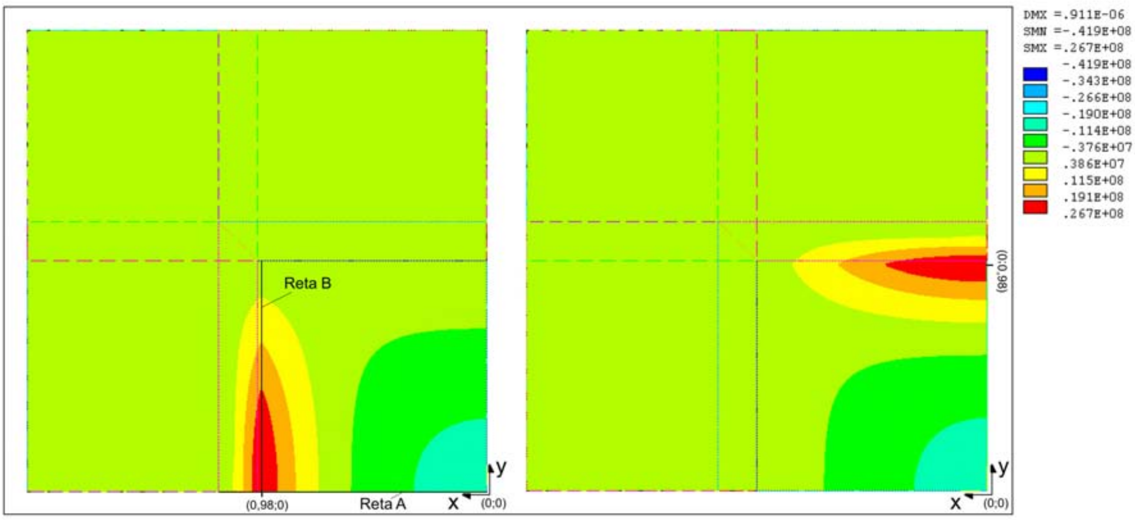


Figura 5.7: Resultado da simulação MEF da membrana quadrada para o estresse σ_X e σ_Y nas direções x e y, equivalente à orientação [110] e [101].

Na Figura 5.8 podemos observar o detalhe da região onde o estresse na direção x está concentrado. A escala de estresse mostrado vai de 10 MPa até 26 MPa.

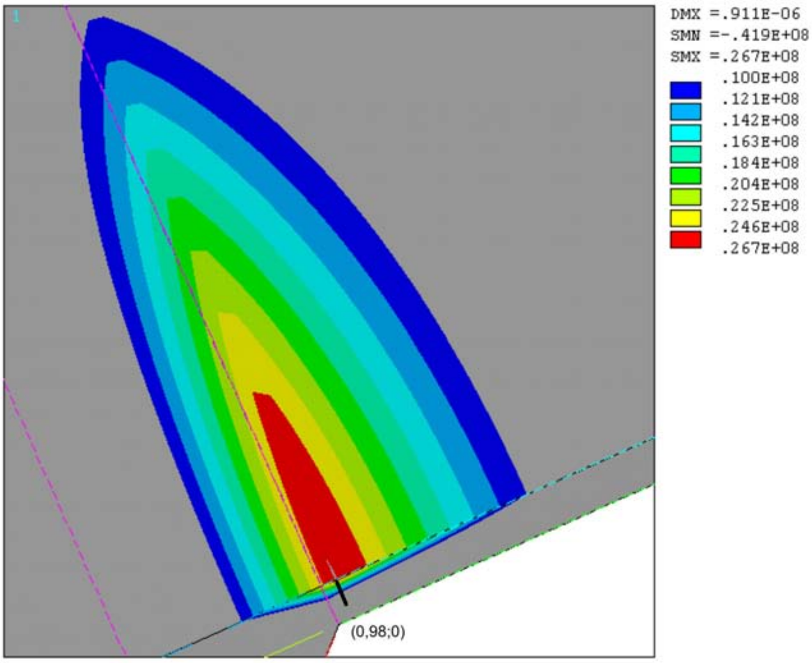


Figura 5.8: Detalhe da simulação MEF da membrana quadrada para o estresse σ_X.

As figuras apresentadas a seguir complementam as informações fornecidas pelas figuras 5.7 e 5.8. A Figura 5.9 mostra o estresse na direção x (σ_X) sobre a reta A (Figura 5.7). Nesta figura observamos o ponto máximo de estresse, que está localizado a uma distância de 0,98 mm do centro da membrana.

A Figura 5.10 mostra o estresse na direção y (σ_Y) sobre a reta A. Nesta figura constatamos que o estresse σ_X é aproximadamente 20 vezes maior que o estresse σ_Y. Essa informação será utilizada na simplificação de fórmulas no projeto do sensor.

Finalmente, a Figura 5.11, que mostra o estresse σ_X sobre a reta B (Figura 5.6), nos permite determinar o comportamento do σ_X a partir do ponto máximo de estresse na direção paralela à borda da membrana.

Observamos também que o estresse tangencial na região de máximo estresse é 1000 vezes menor que o valor do estresse máximo. Com essas informações, podemos determinar a melhor localização dos elementos sensores sobre a membrana e calcular a variação da corrente no transistor sob efeito do estresse.

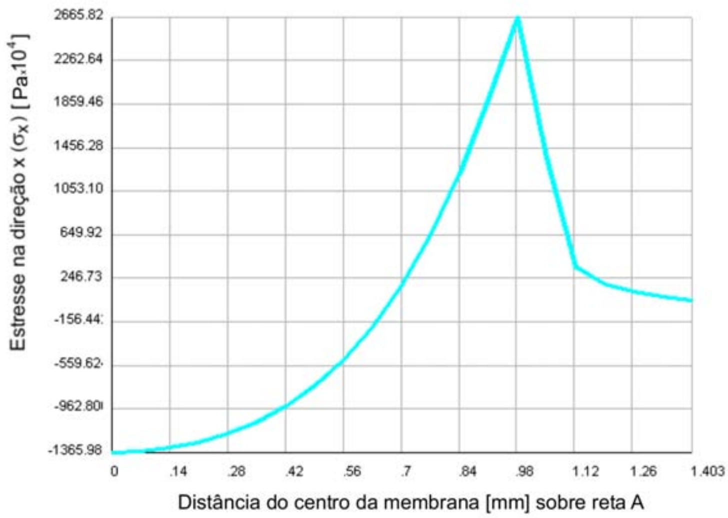


Figura 5.9: Componente do estresse σ_X sobre a membrana quadrada ao longo da reta A, definida na Figura 5.7.

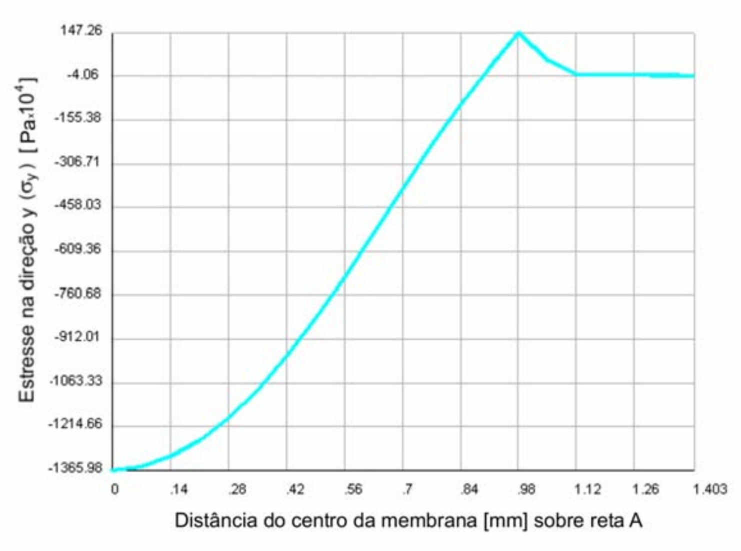


Figura 5.10: Componente do estresse σ_Y sobre a membrana quadrada ao longo da reta A.

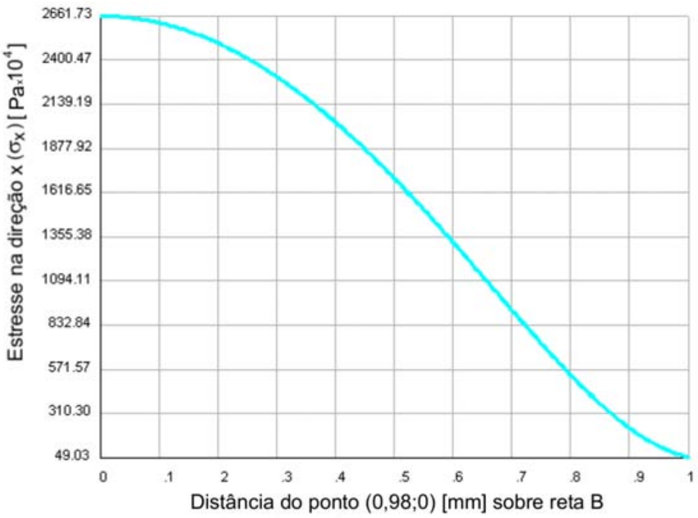


Figura 5.11: Componente do estresse σ_X sobre a membrana quadrada ao longo da reta B, definida na Figura 5.7.

Membrana Circular

A Tabela 5-3 resume os resultados das simulações MEF da membrana circular.

Tabela 5-3: Resultados das simulações da membrana circular.

Espessura t_c [μm]	Diâmetro a_c [mm]	Máximo Estresse [MPa]	Ponto de Máximo estresse (x; y)
50	**2**	**18,5**	**(0,97; 0), (0; 0,97)**

Da mesma maneira que na membrana circular, a espessura foi também de 50 μm e o diâmetro de 2mm para um estresse um pouco menor que 20MPa. O ponto de estresse máximo está localizado na coordenada (0,97; 0) para σ_X e (0; 0,97) para σ_Y, tomando o centro da membrana como referência. A Figura 5.12 mostra a distribuição dos estresses σ_X e σ_Y sobre a membrana. As direções x e y estão alinhadas com as direções cristalográficas <110>.

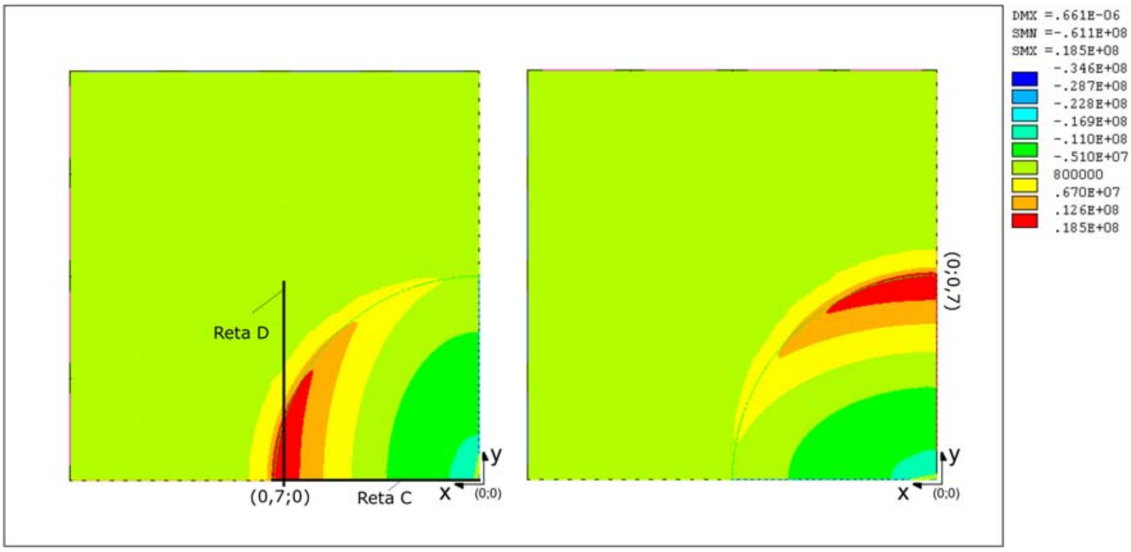


Figura 5.12: Resultado da simulação MEF da membrana circular para o estresse σ_X e σ_Y nas direções x e y, equivalente à orientação [110] e [101].

A Figura 5.13 é uma ampliação da região de estresse σ_X, com escala variando de 12,6 MPa a 18,5 MPa. A linha de máximo estresse acompanha a borda da membrana, formando um círculo de raio 0,985 mm.

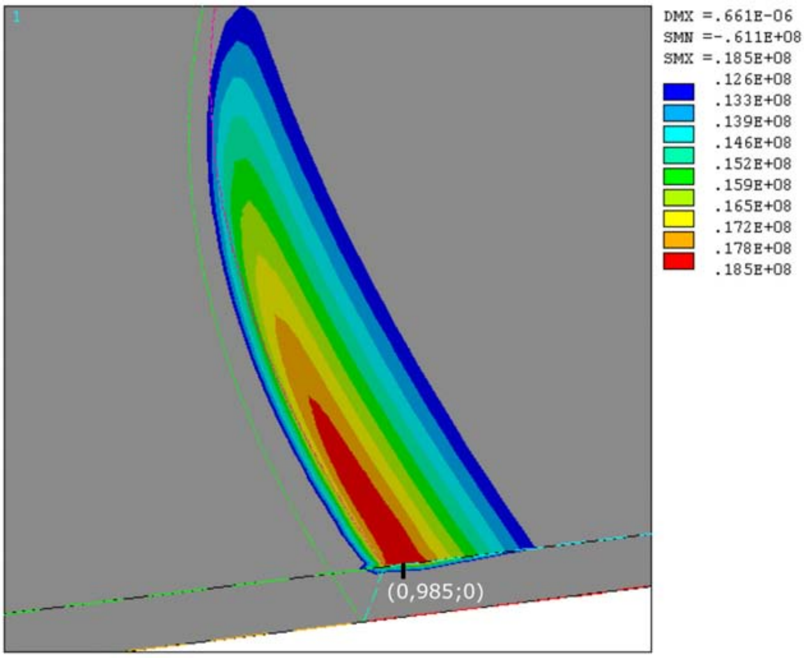


Figura 5.13: Detalhe da simulação MEF da membrana circular para o estresse σ_X.

A Figura 5.14 mostra o estresse σ_X sobre a Reta C, mostrada na Figura 5.12. A partir desse gráfico, temos uma melhor caracterização do ponto máximo do estresse σ_X. O ponto de máximo estresse para a membrana circular foi a uma distância de 0,97 mm a partir do centro da membrana.

A Figura 5.15 mostra o estresse σ_Y sobre a mesma reta C. Constatamos a partir desse gráfico que o estresse σ_Y é aproximadamente 10 vezes menor que o estresse σ_X.

A Figura 5.16 mostra o estresse σ_X sobre a Reta D, definido na figura 5.12. Com esse gráfico visualizamos a variação do estresse no sentido perpendicular a Reta C a partir do ponto de máximo estresse.

Observamos também que, da mesma forma que na membrana quadrada, o estresse tangencial na região de máximo estresse é 1000 vezes menor que o valor do máximo estresse. Com essas informações, podemos determinar a melhor localização dos elementos sensores sobre a membrana e calcular a variação da corrente no transistor sob efeito do estresse.

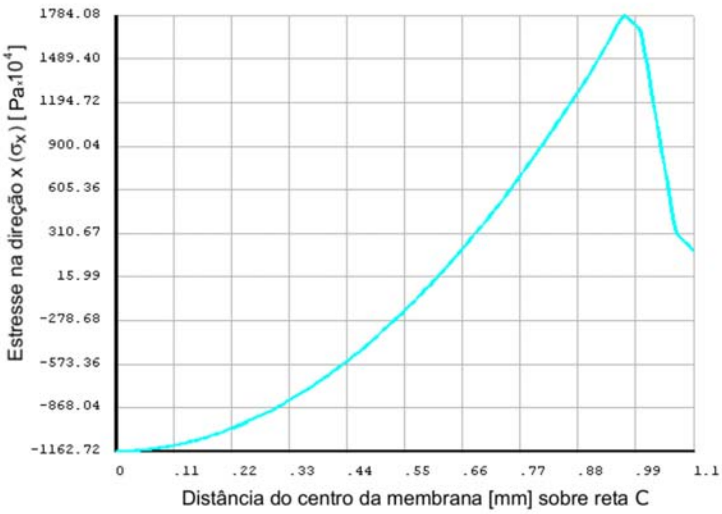


Figura 5.14: Componente do estresse σ_X sobre a membrana circular ao longo da reta C, definida na Figura 5.12.

Figura 5.15: Componente do estresse σ_Y sobre a membrana circular ao longo da reta C.

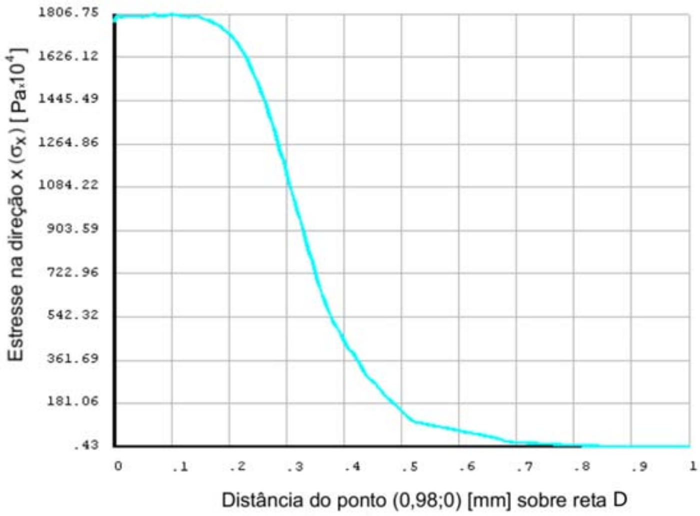


Figura 5.16: Componente do estresse σ_X sobre a membrana quadrada ao longo da reta D, definida na Figura 5.12.

As diferenças observadas entre as simulações das duas geometrias são devido ao tipo de engastamento e formato das membranas. O formato da membrana quadrada é definido pela corrosão com KOH, formando paredes com 54,77^o. Na membrana circular não existe uma geometria definindo a região da membrana como na quadrada. A membrana circular é definida pelo contato do silício com a placa de alumina. Dessa forma, a pressão aplicada atua de forma diferente sobre as duas membranas. Através das simulações podemos concluir também que para uma mesma espessura, o estresse superficial é maior na membrana quadrada, como esperado [TIMOSHENKO S., 1959].

Deve-se observar que as tolerâncias nas medidas da membrana circular dependem do alinhamento da colagem do die na placa de alumina. A análise baseada na simulação MEF não levou esta fonte de erro em consideração.

CAPÍTULO 6

AMPLIFICADOR SENSÍVEL AO ESTRESSE MECÂNICO

Neste capítulo apresentaremos, de maneira breve, alguns circuitos que exploram a sensibilidade de transistores MOS ao estresse mecânico. Primeiramente mostraremos os circuitos propostos por diferentes autores desde a descoberta do efeito piezoMOS para, em seguida, apresentar o circuito proposto neste trabalho de mestrado.

O núcleo do sensor proposto nesta dissertação é constituído por um amplificador operacional que possui como característica principal o par diferencial de entradas PMOS otimizado para maximizar sua sensibilidade ao estresse mecânico.

6.1 Circuitos sensíveis ao estresse

Os primeiros circuitos que exploram a sensibilidade do transistor MOS ao estresse mecânico foram apresentados por Dorey, em 1974 [DOREY, A. P., 1975]. O primeiro circuito proposto por Dorey possui quatro transistores que estão sujeitos ao estresse e são ligados de maneira análoga a uma ponte resistiva; o segundo circuito apresenta dois transistores sujeitos ao estresse alimentados por duas fontes de corrente.

Na década de 80, Neumeister apresentou um circuito que explorava o efeito do estresse sobre osciladores em anel [CANALI, C., 1979]. O oscilador foi fabricado com transistores

PMOS cuja orientação era $[110]$ e $[\bar{1}10]$. A freqüência de oscilação apresentou uma relação não linear com a pressão aplicada. O circuito apresentou também uma variação da freqüência com a temperatura de 0,7%/°C e uma grande dependência com a tensão de alimentação.

Na década de 90, Jaeger fez o estudo de três circuitos sensíveis ao estresse [MIKOSHIBA, H., 1981]: um espelho de corrente NMOS, um par diferencial NMOS e um amplificador operacional onde o par de entradas diferencial NMOS ou o espelho de corrente PMOS do primeiro estágio estavam sujeitos ao estresse. Em 1999, Alcántara propôs circuitos semelhantes aos apresentados por Dorey, 20 anos antes [ALCÁNTARA, S., 1988]. Também em 1999, Hidekumi apresentou um amplificador diferencial sensível ao estresse utilizado em um acelerômetro [TAKAO, H., 1998].

6.2 Amplificador operacional sensível ao estresse

Diferentemente dos circuitos anteriores, projetamos um amplificador operacional em que os transistores do par diferencial de entrada, PMOS, são sensíveis ao estresse. O layout do amplificador foi projetado de forma a maximizar o efeito do estresse sobre os transistores do par diferencial de entrada e minimizar o efeito do estresse sobre os transistores restantes. Desta forma, todo o circuito pode estar sujeito ao estresse mecânico.

6.2.1 Projeto do amplificador operacional

O circuito proposto, um amplificador operacional básico de dois estágios, é mostrado na Figura 6.1.

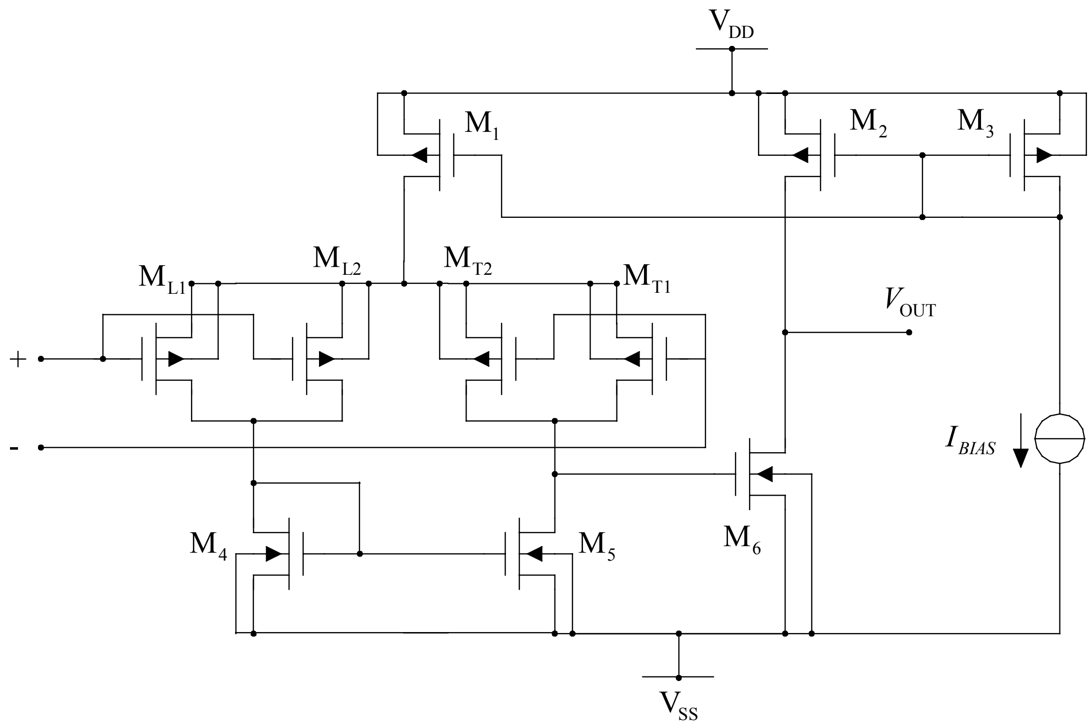


Figura 6.1: Desenho esquemático do amplificador operacional.

O par diferencial de entradas é composto pelos transistores PMOS: M_{L1}, M_{L2}, M_{T1} e M_{T2}. O espelho de corrente, formado por M_1 e M_3, fornece a corrente de polarização para o par diferencial. Os transistores M_4 e M_5 formam um espelho de corrente que funciona como carga ativa para o par diferencial de entradas. O segundo estágio é um amplificador fonte comum, formado por M_2 e M_6, sendo o transistor M_2 a carga ativa.

O circuito do amplificador operacional foi implementado com a tecnologia CMOS 0,35µm disponibilizado pela Austria Micro Systems (AMS), cujos parâmetros de projeto e regras de layout são definidos em material da própria AMS [0.35 mm CMOS Design Rules]. Basicamente, o processo AMS 0,35µm estabelece uma tensão de alimentação máxima de 3,3V e os seguintes parâmetros utilizados no projeto, apresentados na Tabela 6-1.

Tabela 6-1: Parâmetros de projeto da tecnologia AMS CMOS 0,35μm.

	V_T [V]	λ [V^{-1}]	*K* [μA/V^2]
NMOS	**0,46**	**0,0126**	**120**
PMOS	**0,68**	**0,025**	**58**

Na Tabela 6-1, *K* representa o parâmetro de transcondutância do transistor, definido por $K = \mu C_{OX}$, e λ o parâmetro de modulação de canal.

Definimos primeiramente as dimensões dos transistores do par de entradas M_L e M_T em W = 50μm e L = 10μm. Essa escolha será explicada adiante. Como os transistores estão ligados em paralelo, o layout resultou em um transistor equivalente com W = 100μm e L = 10μm. Definimos a corrente de polarização do primeiro estágio em 40μA e do segundo estágio em 80μA. As tensões de alimentação são V_{DD} = +1,65V e V_{SS} = -1,65V.

Para minimizar o efeito do offset sistemático, mantivemos as mesmas densidades de corrente nos transistores M_4, M_5 e M_6 [GRAY, P., 1993]. Para isso utilizamos a seguinte relação:

$$\frac{(W/L)_4}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} = \left(\frac{1}{2}\right)\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \tag{6.1}$$

Os transistores do circuito projetado possuem as dimensões especificadas na Tabela 6.2:

Tabela 6-2: Dimensões dos transistores

[μm]	M_L	M_T	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6
W	**50**	**50**	**84**	**168**	**84**	**14,5**	**14,5**	**58**
L	**10**	**10**	**10**	**10**	**10**	**10**	**10**	**10**

O ganho do primeiro estágio (par diferencial) é dado por [ALLEN, P. E., 1987]:

$$A_{V1} = \frac{2g_{mMT}}{I_{M1}\left(\lambda_{MT} + \lambda_{M3}\right)} \tag{6.2}$$

e o ganho do segundo estágio (fonte comum) é dado por:

$$A_{V2} = -\frac{g_{mM6}}{I_{M6}\left(\lambda_{M6} + \lambda_{M2}\right)} \tag{6.3}$$

O ganho total do circuito é:

$$A_V = A_{V1}A_{V2} \tag{6.4}$$

Na análise em freqüência, o pólo dominante do circuito está relacionado à capacitância C_{P1}. A capacitância C_{P1} está associada ao nó do circuito definido pela ligação da porta de M_6 a fonte de M_5. A freqüência do pólo dominante é dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi RC_{P1}} \tag{6.5}$$

sendo que $C_{P1} = C_{GS6} + C_{GDMT1} + C_{DBMT1} + C_{GDMT2} + C_{DBMT2} + C_{GD5} + C_{DB5}$ e R é a resistência associada a esse nó. Como C_{GS6} é muito maior que as outras capacitâncias, a freqüência do pólo dominante pode ser aproximada por:

$$f = \frac{1}{2\pi RC_{GS6}} \tag{6.6}$$

A capacitância C_{GS6}, quando o transistor está operando na região de saturação, é definida por:

$$C_{GS6} = \frac{2}{3}C_{ox}W_6L_6 \tag{6.7}$$

sendo que Cox é a capacitância por unidade de área. Esse parâmetro é fornecido pela AMS e vale 4,54 x 10^{-3} F/m^2. A resistência R é dada por:

$$R = (r_{0M5} // \frac{3}{4}r_{0MT2}) \tag{6.8}$$

sendo que $r_0 = 1/\lambda I$.

(6.9)

Devemos ressaltar que este resultado não leva em consideração as capacitâncias introduzidas pelos *pads*, conectados à saída do primeiro estágio e entrada do segundo estágio. O caminho proporcionado pelo substrato, através dos *pads*, funciona como um capacitor de compensação entre o segundo e primeiro estágio.

A freqüência de corte pode então ser calculada a partir das equações de um amplificador compensado:

$$f = \frac{1}{2\pi R A_{V2} C_C} \tag{6.10}$$

6.2.2 Simulação

Simulamos o circuito proposto utilizando o kit de desenvolvimento da AMS para o programa Menthor Graphics. A Figura (6.2) mostra o resultado da simulação AC onde variamos a freqüência do sinal de 1Hz até 100kHz. O ganho em decibéis apresentado foi de 106dB e a freqüência de corte de 6kHz.

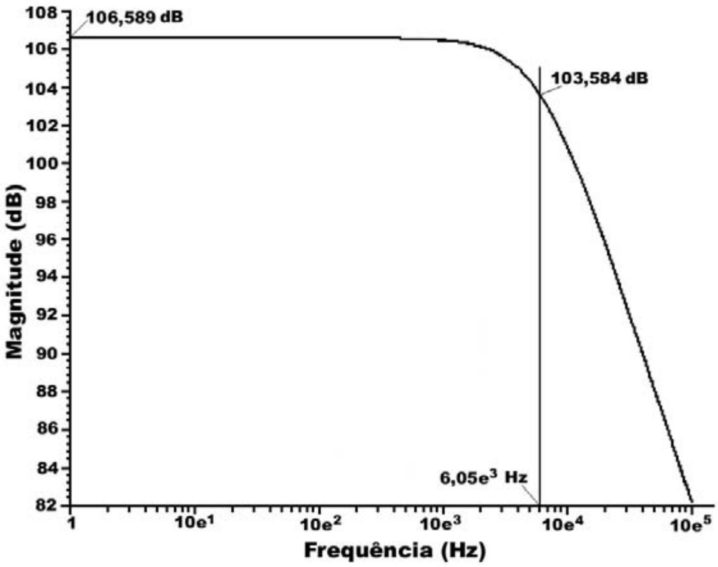


Figura 6.2: Resultado da simulação AC do amplificador operacional.

Se considerarmos a realimentação introduzida pelos *pads*, a freqüência de corte cai para 6Hz, enquanto o ganho permanece o mesmo, conforme mostrado na Figura (6.3).

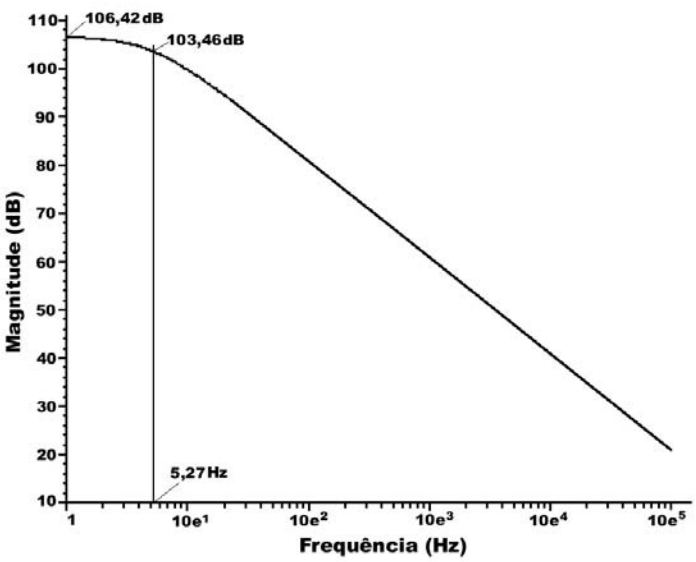


Figura 6.3: Resultado da simulação AC do amplificador operacional, considerando a realimentação proporcionada pelos pad.

6.2.3 Layout do circuito

Para concluir o projeto do amplificador operacional sensível ao estresse mecânico, definimos o alinhamento do canal dos transistores com base na orientação cristalográfica do silício. Conforme discutido no Capítulo 4, a magnitude do efeito piezoMOS é definida pelo alinhamento do mesmo com relação às orientações cristalográficas.

Projetamos o layout do par diferencial de entradas de forma a maximizar o efeito piezoMOS sobre os transistores de entrada PMOS. Quando submetido ao estresse, a corrente em um transistor aumenta e no outro diminui, mesmo que as tensões sejam mantidas constantes. Obtemos a maximização do efeito alinhando os transistores PMOS com as direções $[110]$ ou $[\bar{1}10]$. O aumento da corrente ocorre quando o canal do transistor está alinhado perpendicularmente ao sentido do estresse. A diminuição da corrente ocorre quando o canal do transistor está alinhado paralelamente ao sentido do estresse. Ao primeiro transistor damos o nome de M_T e ao segundo de M_L.

Projetamos o layout do par de entradas usando a técnica do centróide comum [GRAY, P., 1982]. Esta técnica de layout é usada para diminuir a sensibilidade de dispositivos e circuitos a gradientes de, por exemplo, temperatura ou estresse, encontrados em uma pastilha. Dividimos os transistores de entrada com largura 100μm em dois transistores com largura 50μm, ligados em paralelo, e os posicionamos maneira a ficarem eqüidistante em torno da região de máximo estresse. Garantimos, com isso, que o estresse atue homogeneamente sobre os transistores e diminuímos o descasamento devido ao mesmo. A Figura 6.4 mostra o layout do par de entrada projetado.

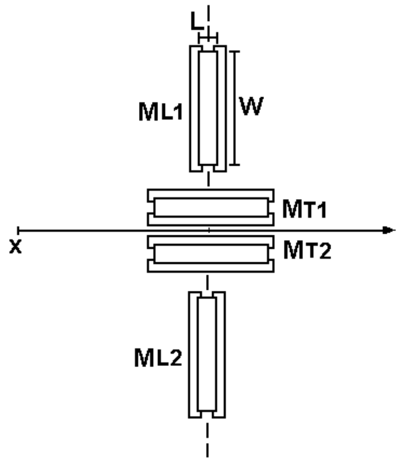


Figura 6.4: Layout do par diferencial projetado com a técnica do centróide comum.

Nosso objetivo agora é minimizar o efeito do estresse sobre o restante do circuito. Alinhando os transistores NMOS M_4 e M_5 da carga ativa do primeiro estágio com a direção $[110]$ ou $[\bar{1}10]$ minimizamos o efeito piezoMOS. Além disso, ao posicionarmos os dois transistores próximos um do outro, garantimos que o estresse atue de maneira igual sobre ambos, de forma a não alterar a relação de corrente no espelho com o estresse. Esta técnica é conhecida como "casamento" de dispositivos.

Os espelhos que fornecem a corrente de polarização para o primeiro e segundo estágio são formados pelos transistores PMOS M_1, M_2 e M_3. Conseguimos a minimização do efeito piezoMOS em transistores PMOS alinhando os transistores com a direção $[100]$ou $[\bar{1}00]$. Como isso não é possível, devido às regras de projeto, procuramos posicionar os transistores próximos um do outro, para garantir que o estresse atue de maneira homogênea sobre todos, conforme explicado anteriormente para a carga ativa do primeiro estágio.

O segundo estágio é formado pelo transistor PMOS M_3, que funciona como fonte de corrente e carga ativa do transistor NMOS M_6. A minimização do efeito sobre o transistor M_3 foi explicada acima. Minimizamos o efeito piezoMOS sobre o transistor M_6 alinhando-o com a direção $[110]$ ou $[\bar{1}10]$.

Para melhor compreensão, devemos fazer uma análise da relação do estresse sobre ambos os estágios do amplificador em uma configuração de realimentação negativa. A Figura 6.5 mostra o diagrama de blocos do amplificador realimentado negativamente, sendo o primeiro estágio representado por um amplificador de ganho A_{V1} e o segundo estágio por um amplificador de ganho A_{V2}. Perturbações (ξ_1, ξ_2 e ξ_3) originadas devido à ação do estresse mecânico são aplicadas em 3 pontos do circuito.

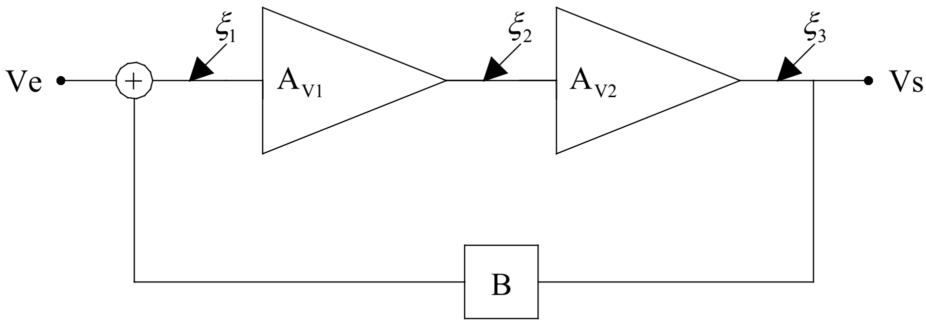


Figura 6.5: Diagrama de blocos simplificado do amplificador operacional.

A contribuição das perturbações na saída do amplificador será:

$$Vs = -\frac{Ve}{B} - \frac{\xi_1}{B} - \frac{\xi_2}{A_{V1}B} - \frac{\xi_3}{A_{V1}A_{V2}B}, \tag{6.11}$$

sendo B o ganho de realimentação. Através da equação 6.13 percebemos que, dependendo de onde ocorre, a perturbação será propagada para a saída com uma atenuação diferente. Concluímos que perturbações na entrada do segundo estágio são propagadas para a saída através de uma taxa menor que perturbações que ocorrem na entrada do primeiro estágio. Dessa maneira, a influência do estresse sobre o segundo estágio no sinal de saída é minimizada não apenas pelo layout do circuito, mas também devido à realimentação negativa.

A Figura 6.6 mostra o layout final do amplificador operacional.

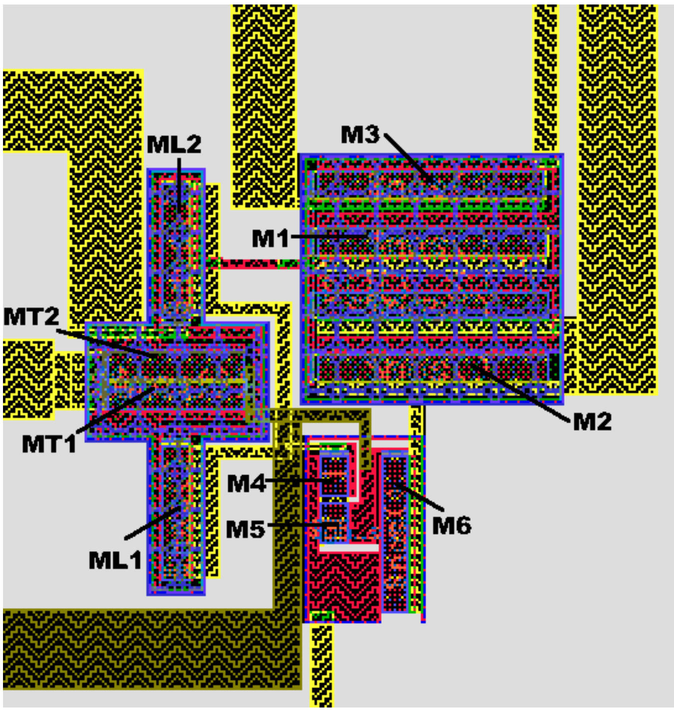


Figura 6.6: Layout do circuito fabricado.

6.2.4 Comportamento sob estresse mecânico

Analisemos agora o comportamento deste circuito sob a ação do estresse mecânico. Suponhamos o circuito posicionado na região de máximo estresse de uma membrana sujeita a uma diferença de pressão. Como maximizamos o efeito piezoMOS dos transistores de entrada e minimizamos do restante do circuito, podemos considerar que o estresse atue apenas sobre os transistores M_L e M_T.

Quando a diferença de pressão é aplicada à membrana, a corrente do transistor longitudinal M_L diminui e a corrente do transistor transversal M_T aumenta. A variação de corrente nos dois transistores pode ser calculada a partir das equações (4.16) a (4.18) apresentadas no Capítulo 4.

$$\frac{\Delta I_D}{I_D}(M_L) = -\left(\frac{\pi_{11}+\pi_{12}+\pi_{44}}{2}\right)(\sigma_{11}+\sigma_{22}) \tag{6.12}$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D}(M_T) = -\left(\frac{\pi_{11}+\pi_{12}-\pi_{44}}{2}\right)(\sigma_{11}+\sigma_{22}). \tag{6.13}$$

De acordo com as simulações mecânicas, o estresse na região onde estão posicionados os transistores pode ser considerado uniaxial, ou seja, atuando apenas em um sentido. Assumindo ainda que o valor dos coeficientes de piezoresistência para o transistor PMOS π_{11} e π_{12} são muito menores que π_{44}, a variação relativa da corrente nos dois transistores pode ser simplificada por:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D}(M_L) = -\left(\frac{\pi_{44}}{2}\right)\sigma_{11} \tag{6.14}$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D}(M_T) = -\left(\frac{-\pi_{44}}{2}\right)\sigma_{11}. \tag{6.15}$$

Ao se aplicar pressão, um desbalanceamento entre as correntes é criado. A tensão de offset equivalente na entrada do amplificador, necessária para cancelar o desbalanceamento de correntes, é dada por [GRAY, P., 1982]:

$$\nu_{offset} \simeq \frac{I_{bias}}{g_m}\left(\frac{\pm\pi_{44}}{2}\right)\sigma, \tag{6.16}$$

sendo que I_{bias} é a corrente de polarização do par de entradas, e g_m é a transcondutância do transistor MOS de entrada. A equação 6.17 pode ser reescrita como:

$$\nu_{offset} \simeq \frac{\pi_{44}}{2}(v_{GS} - V_T)\sigma, \tag{6.17}$$

sendo que v_{GS} é a tensão porta-fonte do transistor do par de entradas e V_T a tensão de limiar do transistor.

Um ganho da ordem de 85dB satura a saída do amplificador operacional com um sinal de entrada da algumas dezenas de micro volts. Para um estresse superficial de apenas 1MPa, esperamos uma tensão de offset equivalente na entrada da ordem de centenas de micro volts, o que torna a operação em malha aberta inviável. Além disso, o ganho de malha aberta é muito sensível a condições de operação do circuito e, por isso, variável.

Realimentando o amplificador negativamente solucionamos o problema da sensibilidade do ganho em malha aberta e aumentamos a faixa de operação do sensor. O ganho de malha fechada dependerá apenas do circuito de realimentação. A realimentação negativa tem a vantagem ainda de diminuir a sensibilidade do segundo estágio a perturbações, como explicado. Abaixo apresentamos a figura do amplificador realimentado pela malha de resistores externos.

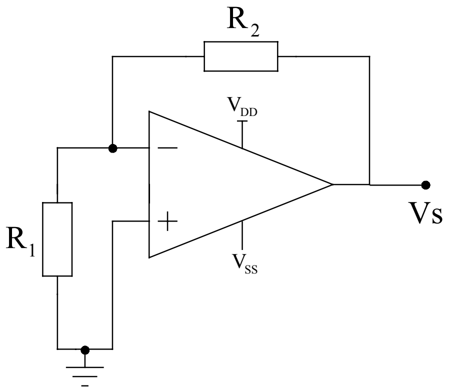


Figura 6.7: Amplificador operacional realimentado negativamente.

O sinal de saída do amplificador realimentado com uma malha de resistores será dado por:

$$\nu_{offset} \simeq \frac{\pi_{44}}{2}\left(v_{GS} - V_T\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\sigma \tag{6.18}$$

sendo que R_1 e R_2 são os resistores de realimentação, que definem o ganho de malha fechada. Através do ajuste dos resistores de realimentação temos um controle conveniente da sensibilidade do sensor com o estresse.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Apresentaremos neste capítulo as principais realizações deste trabalho de mestrado. Desenvolvemos, como parte do projeto, dois aparatos que auxiliaram na fabricação e teste do sensor de pressão. Eles são um aparato de testes, utilizado para gerar uma pressão bem controlada e caracterizar o sensor, e um aparato de desbaste mecânico, utilizado para diminuir a espessura da pastilha de silício onde o circuito do amplificador operacional foi fabricado.

Utilizando o aparato de testes, estudamos o comportamento da tensão de limiar V_T de transistores PMOS longitudinais e transversais com relação à pressão aplicada. Fizemos também a caracterização do sensor com relação ao comportamento sob ação da pressão. Sensibilidade, histerese, offset e consumo de potência foram características levantadas do sensor realizado. Todos os resultados serão apresentados a seguir.

7.1 Aparato de desbaste mecânico

O aparato de desbaste foi projetado com a finalidade de diminuir a espessura da pastilha de silício, de maneira a formar uma membrana sem a necessidade da corrosão química. O aparato é composto por uma pedra de granito polido, montado sobre uma base de alumínio. A base de alumínio e a pedra possuem um orifício central onde é fixado um cilindro, também de alumínio, através de um rolamento. Em uma das extremidades do cilindro, é montada uma outra base onde é acoplado um segundo cilindro de diâmetro menor. No segundo cilindro é fixada a pastilha de silício para desbaste. A Figura 7.1 mostra a fotografia desse aparato.

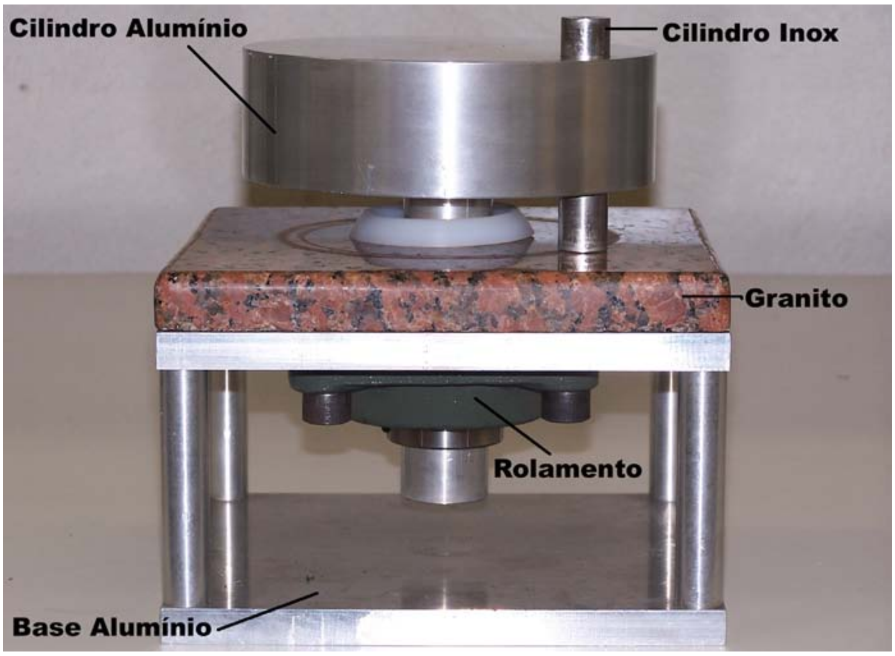


Figura 7.1: Fotografia do aparato de desbaste mecânico.

O desbaste é feito fixando a pastilha de silício no cilindro menor e girando o cilindro maior. Para melhorar a ação de desbaste e obter uma pastilha com uma rugosidade uniforme, usamos uma solução contendo Al_2O_3 (dióxido de alumina) sobre a pedra. Com isso, aumentamos a taxa de desbaste e melhoramos a rugosidade da superfície desbastada. Através desse procedimento, afinamos a pastilha de silício até aproximadamente 60 μm. Essa pastilha apresentou uma rugosidade menor que 1 μm, medida feita através de um perfilômetro. A Figura 7.2 mostra o resultado da imagem da superfície desbastada feita com o perfilômetro.

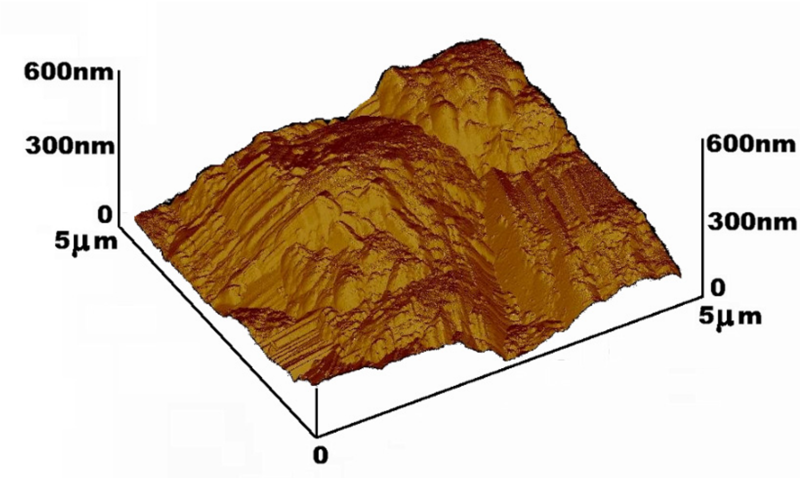


Figura 7.2: Imagem da superfície desbastada realizada através de um perfilômetro.

7.2 Encapsulamento

A Figura 7.3 mostra um corte transversal do esquema do encapsulamento. A membrana é obtida fazendo um orifício circular central na placa de alumina e colando a pastilha sobre esse orifício. A largura de 2mm do orifício foi determinada pelas simulações. A pastilha foi colada na placa através do processo de vulcanização a temperatura ambiente (RTV). Sobre a alumina foram gravadas trilhas de alumínio para a permitir a ligação do sensor com a alumina através de *bond wire*. A proteção do *bond wire* é feita por uma cúpula colada sobre a alumina. A Figura 7.4 mostra a fotografia do sensor encapsulado.

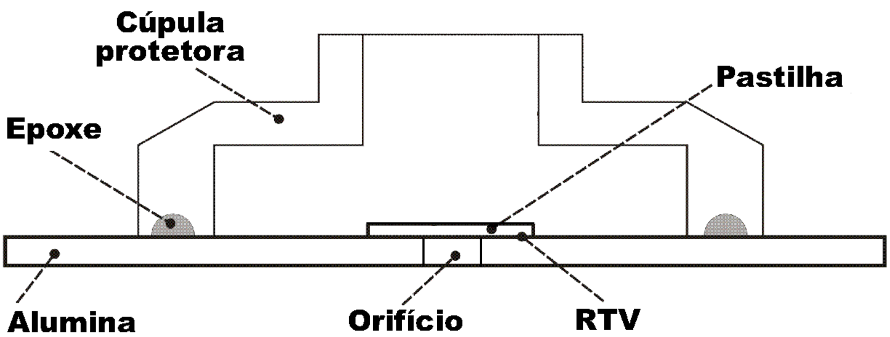


Figura 7.3: Corte transversal do encapsulamento do sensor.

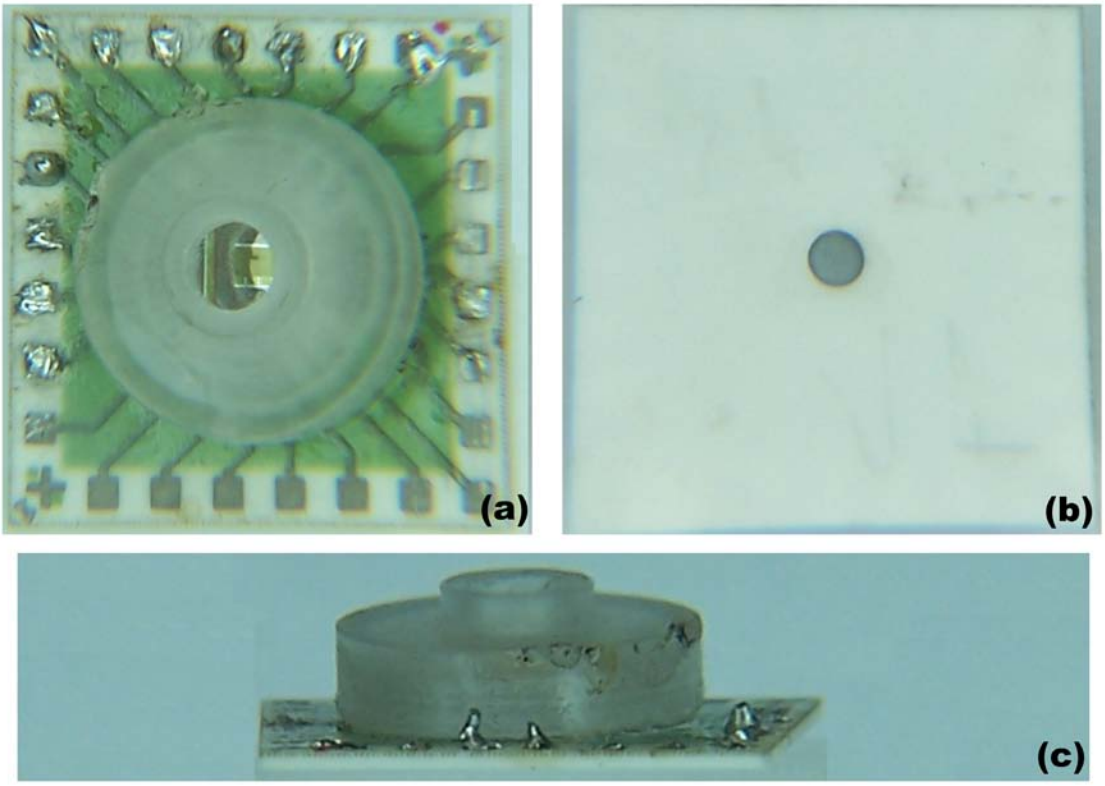


Figura 7.4: Fotografia do sensor encapsulado na alumina: a) planta frontal, b) planta traseira e c) elevação.

Através deste encapsulamento obtivemos uma membrana circular com 2mm de diâmetro e 60μm de espessura.

7.3 Aparato de testes

O aparato de testes foi projetado de forma a gerar uma pressão estável e bem controlada no interior de uma câmara de pressão [WORTMAN, J. J., 1965]. O aparato é composto por um gerador de pressão, instrumentos de aquisição de dados e uma referência de pressão. Todos os instrumentos estão conectados ao computador via interface GPIB. Instrumentos Virtuais (VI's) implementados em LabView® controlam o gerador de pressão, a aquisição e armazenamento de dados. A Figura 7.5 mostra a fotografia do aparato de testes.

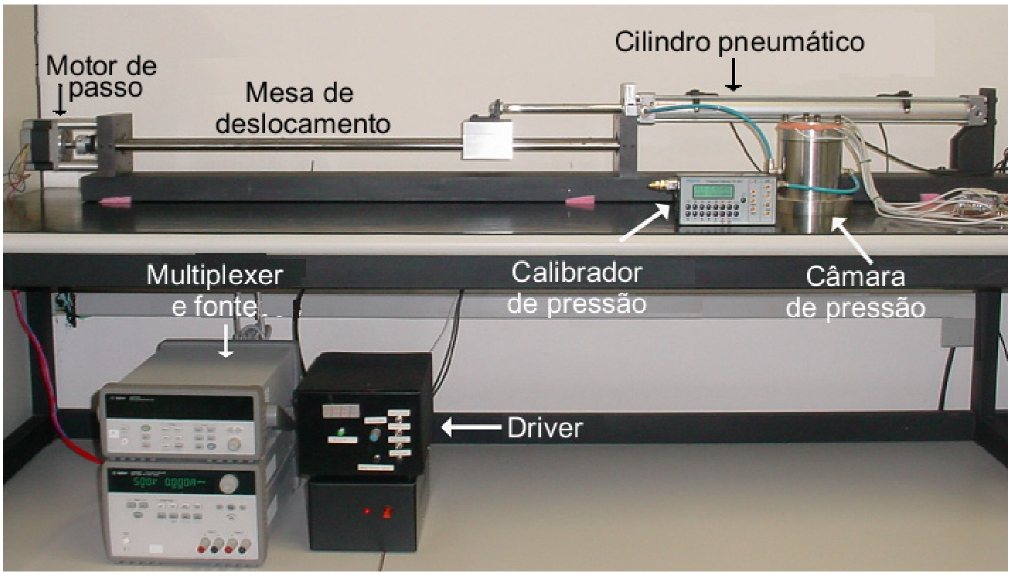


Figura 7.5: Fotografia do aparato de testes.

O aparato gerador de pressão é basicamente composto por uma mesa de deslocamento linear, uma câmara de pressão e um cilindro pneumático. A câmara de pressão é conectada ao cilindro pneumático. O cilindro pneumático tem seu êmbolo ligado à mesa de deslocamento linear, que é controlada por um motor de passo. O movimento da mesa altera o volume interno do cilindro, gerando uma pressão dentro da câmara, onde o sensor é acondicionado. O controle preciso do movimento da mesa torna possível a geração de uma pressão bem controlada dentro da câmara.

O motor de passo é controlado por um *driver*, composto de um circuito lógico, um circuito de potência, uma unidade de chaveamento e uma fonte de alimentação. Todos estão conectados ao computador via interface GPIB. Através de VI's, o operador define qual pressão a estrutura deve gerar. Então, o computador controla o motor de passo de forma que a pressão interna da câmara atinja o valor desejado. Durante essa ação, a referência de pressão monitora constantemente a pressão interna da câmara e envia esse dado ao computador.

O valor do sinal de saída do sensor de pressão é lido por uma unidade de aquisição de dados, também conectada ao computador via GPIB e controlada por VI. Além da pressão interna da câmara e do sinal de saída do sensor, um PT100 conectado à câmara de pressão permite medir a temperatura do sensor em teste. A Figura 7.6 mostra o diagrama hardware da estrutura de testes.

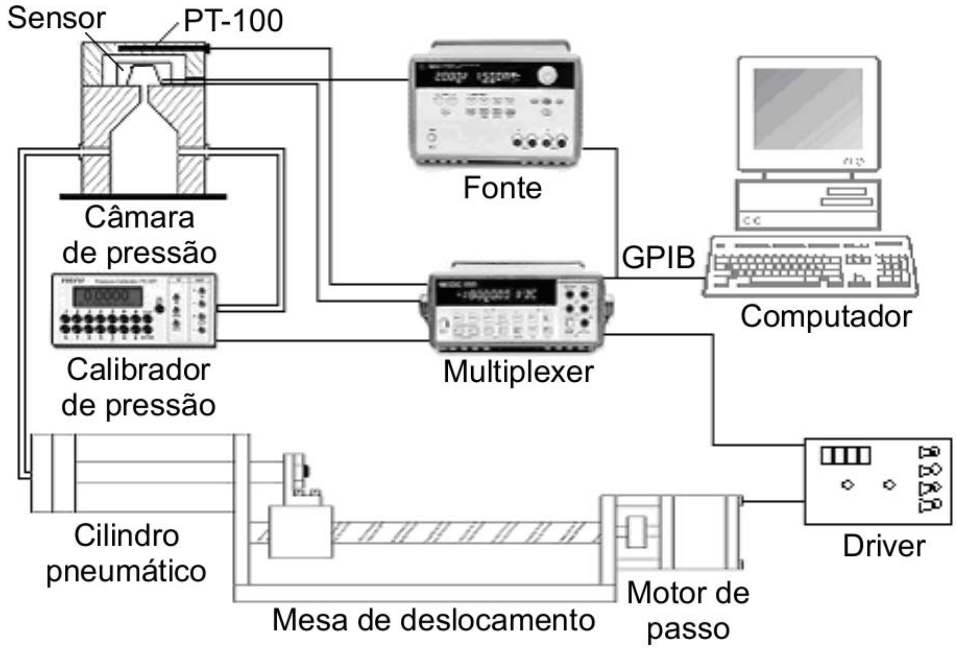


Figura 7.6: Diagrama de hardware do aparato de testes.

Todas as variáveis: pressão de referência, temperatura e sinal de saída do sensor em teste são armazenadas em um arquivo de dados.

7.4 Resultados experimentais

7.4.1 Análise das variações da mobilidade μ e da tensão de limiar V_T em relação ao estresse mecânico

Verificamos primeiramente a dependência de V_T com o estresse. Para isso, investigamos a característica I_D versus V_{GS} do transistor.

A Figura 7.7 mostra o circuito utilizado para realizar as medidas. A tensão V_{GS} é controlada através da fonte V_D. A corrente resultante I_D é medida indiretamente através da tensão V_S.

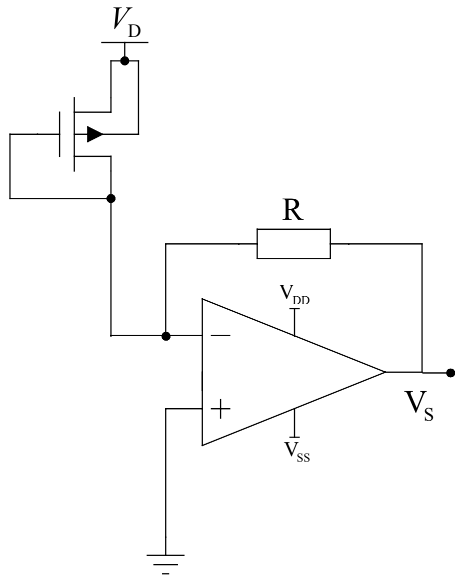


Figura 7.7: Diagrama esquemático do circuito utilizado para o levantamento de I_D x V_{GS}.

Na região de saturação, o comportamento da corrente do transistor é quadrático com relação à tensão V_{GS}. Montando um gráfico da raiz de I_D por V_{GS}, com o transistor operando na região de saturação, obteremos uma reta. Esse gráfico é uma reta na forma $y = ax + b$, onde o coeficiente angular a tem o valor de $\sqrt{\mu C_{OX} W/2L}$ e o coeficiente linear b tem o valor de $V_T \sqrt{\mu C_{OX} W/2L}$. Fazendo uma varredura da tensão V_{GS} de 0,8V até 1,6V e medindo a corrente I_D, para diferentes pressões aplicadas, conseguiu-se quantificar a variação da mobilidade através da variação do coeficiente angular da reta obtida para cada pressão. A estimativa da variação de V_T é feita dividindo o coeficiente linear pelo coeficiente angular.

Levantamos as características de transistores longitudinais e transversais, conforme o procedimento descrito acima. O layout dos transistores foi feito de forma a maximizar o efeito piezoMOS, estando eles na mesma configuração dos transistores M_L e M_T utilizados como par diferencial de entrada do amplificador operacional.

A Figura 7.8 mostra o gráfico de V_{GS} versus $\sqrt{I_D}$ do transistor longitudinal e a Figura 7.9 mostra o gráfico de V_{GS} versus $\sqrt{I_D}$ do transistor transversal. A Figura 7.10 mostra a variação percentual da mobilidade com a pressão. Cada figura mostra uma família de 5 curvas, sendo que cada curva corresponde a uma condição de pressão aplicada. Determinamos para cada condição de pressão a regressão linear dos pontos. As equações são mostradas nos gráficos.

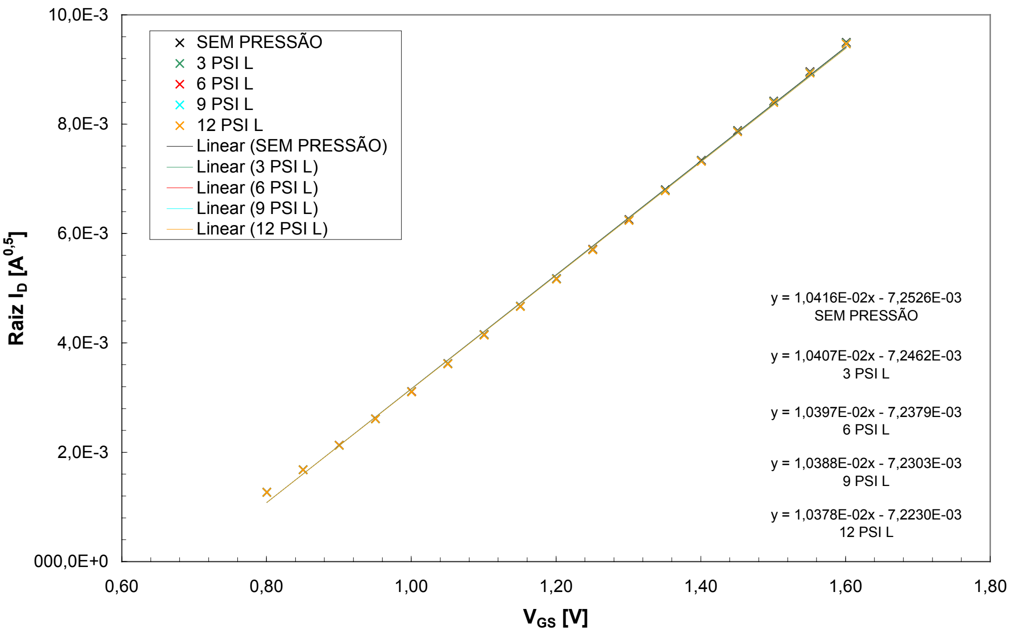


Figura 7.8: Gráfico V_{GS} versus $\sqrt{I_D}$ para transistor longitudinal.

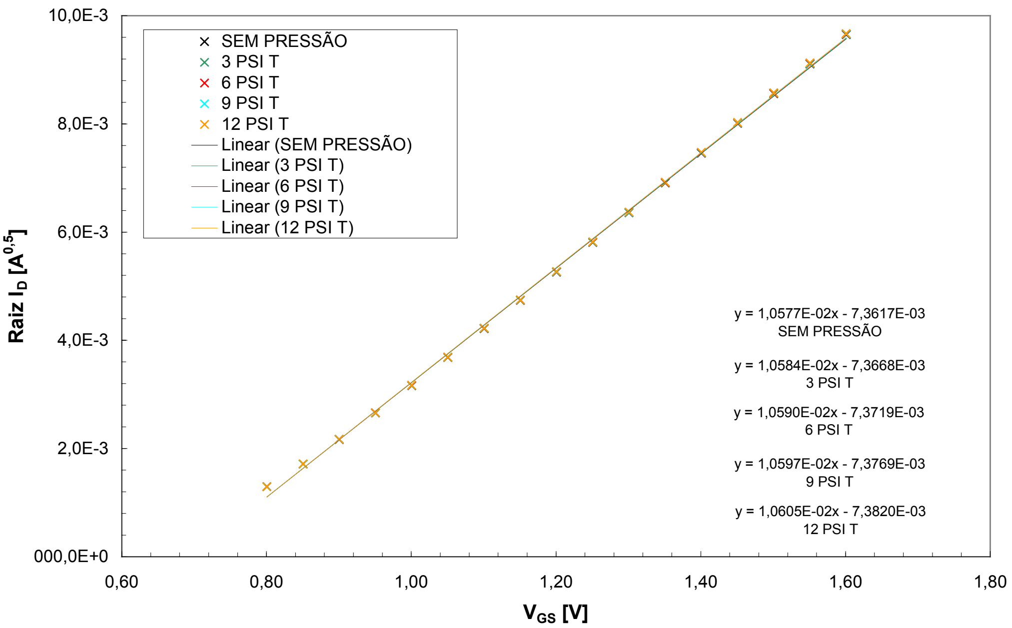


Figura 7.9: Gráfico V_{GS} versus $\sqrt{I_D}$ para transistor transversal.

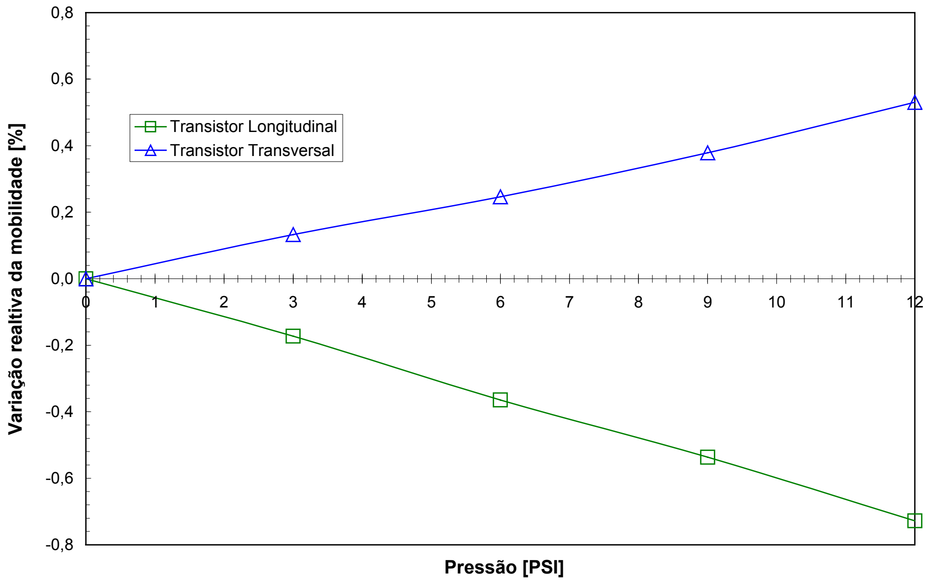


Figura 7.10: Variação relativa da mobilidade dos transistores longitudinal e transversal.

A Tabela 7-1 sumariza os resultados obtidos para a análise da variação da mobilidade μ e da tensão de limiar V_T.

Tabela 7-1: Variação percentual da mobilidade μ e tensão limiar V_T em transistores longitudinais e transversais sujeitos ao estresse.

Pressão	Longitudinal		Transversal	
	$\Delta\mu/\mu$ [%]	$\Delta V_T/V_T$ [%]	$\Delta\mu/\mu$ [%]	$\Delta V_T/V_T$ [%]
3 psi	-0,18	-0,002	0,13	0,003
6 psi	-0,36	-0,020	0,25	0,016
9 psi	-0,53	-0,039	0,38	0,017
12 psi	-0,73	-0,043	0,53	0,011

A variação relativa da mobilidade é ao menos uma ordem de grandeza maior que a variação da tensão de limiar V_T. Observamos também que a variação da mobilidade apresenta correlação direta com a pressão aplicada. A diferença observada entre os valores da variação relativa da mobilidade para o transistor longitudinal e transversal é confirmada pelas equações (6.12) e (6.13). No transistor longitudinal, os coeficientes π_{11} e π_{12} possuem o mesmo sinal do coeficiente π_{44}. No transistor transversal, os coeficientes π_{11} e π_{12} possuem sinal oposto ao de π_{44}. Com os dados experimentais, confirmamos a variação relativa da mobilidade no transistor longitudinal maior que no transistor transversal.

7.4.2 Amplificador operacional

Medimos algumas características do amplificador operacional operando com e sem pressão. A Figura 7.11 mostra uma fotografia do circuito fabricado.

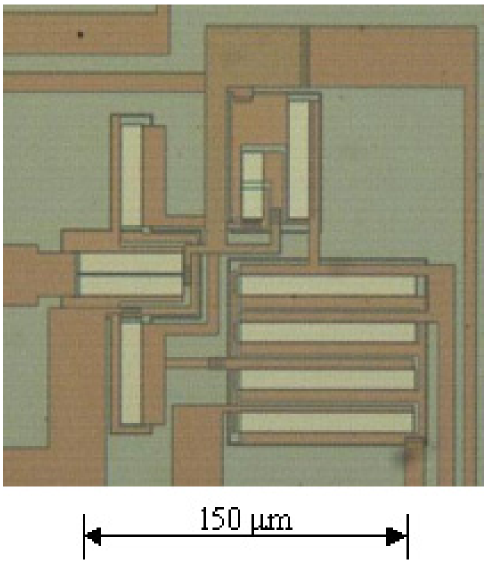


Figura 7.11: Fotografia do circuito microfabricado.

Medida de offset

A medida de offset foi feita com o chip em encapsulamento tipo DIP. O sensor foi projetado para operar com as entradas aterradas, sem aplicação de sinais. A medida foi realizada alimentando o amplificador operacional com $V_{DD} = +1{,}65V$ e $V_{SS} = -1{,}65V$ e corrente de polarização de 40μA, conforme dados de projeto.

O offset foi medido utilizando o circuito da Figura 7.12. O amplificador foi realimentado com uma malha de resistores externos de 100kΩ e 1kΩ, de forma que o ganho fosse de 100. Medimos uma tensão de saída de 220mV, o que resulta em um offset de entrada de 2,2mV.

Concluímos que se o amplificador foi projetado para ter sua sensibilidade maximizada ao estresse mecânico, é natural que este offset seja, em grande parte, devido ao estresse induzido pelo encapsulamento.

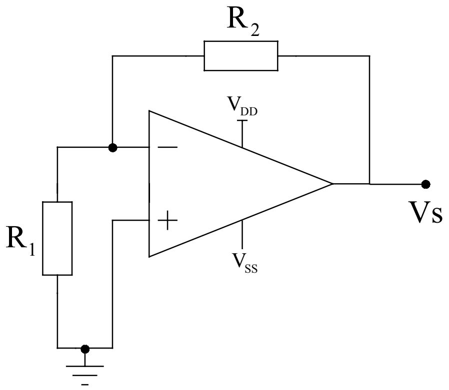


Figura 7.12: Circuito utilizado na medida do offset.

Caracterização do sensor

Para os testes com pressão desbastamos uma pastilha com área de 4mmx4mm e espessura inicial de 480µm até obtermos a espessura de aproximadamente 60µm. Montamos este sensor sobre uma placa de alumina, conforme descrito na seção 7.2. Através dos testes com pressão determinamos o offset introduzido pelo processo de encapsulamento do sensor na alumina, a sensibilidade, histerese e potência consumida. Medimos a sensibilidade e histerese do sensor utilizando o circuito mostrado na Figura 7.12. Os resistores de realimentação foram os mesmos utilizados na medida do offset, com um ganho de malha fechada de 100. A corrente de polarização foi ajustada em 40µA.

Os resultados da caracterização do sensor com pressão são apresentados na Figura 7.13. Estes resultados indicam um offset na tensão de saída de 601mV e uma sensibilidade de 8,9mV/psi. O alto offset na saída é resultado do estresse mecânico sobre o par diferencial devido ao processo de encapsulamento e fixação do sensor na estrutura de testes. Como o layout do par de entradas é otimizado para sentir o estresse, o processo de encapsulamento e fixação do sensor na estrutura gera uma tensão de offset na saída multiplicada pelo ganho de realimentação, o que representa um offset de entrada de aproximadamente 6mV.

O comportamento da tensão de saída com a pressão pode ser modelado a partir de uma reta. Fizemos a regressão linear dos pontos e obtivemos a seguinte equação, relacionando a tensão de saída v_0, em mV, com a pressão aplicada P_D, em psi:

$$v_0 = 8,9P_D + 601 \tag{7.1}$$

A Figura 7.13 também mostra a não linearidade do sensor. Para o intervalo de pressão aplicada, a não linearidade é menor que 1,5%. A histerese máxima calculada foi de 0,1% para a pressão de 8psi. A histerese no sensor é devida unicamente a acomodação do encapsulamento, pois o silício não apresenta histerese.

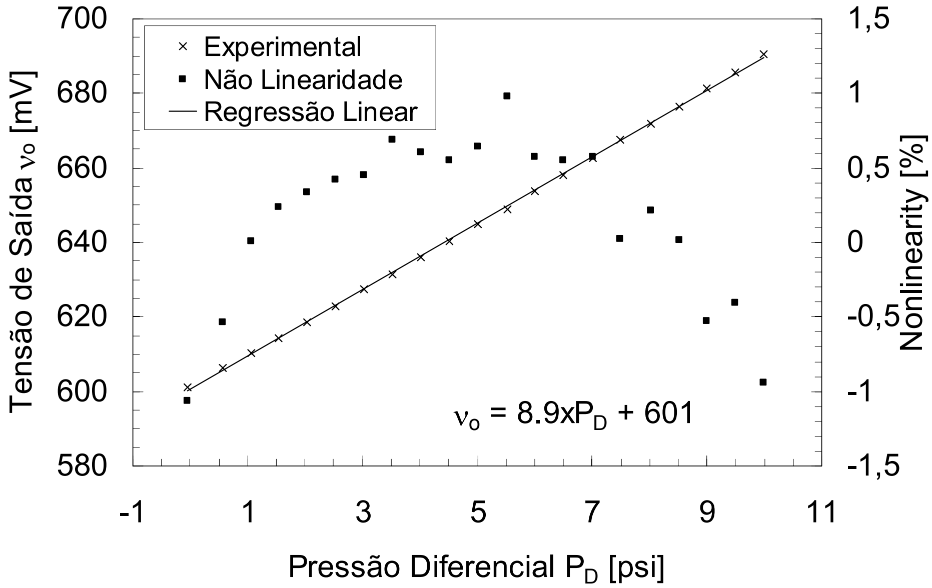


Figura 7.13: Tensão de saída e não linearidade versus pressão aplicada.

O teste de consumo mínimo foi feito medindo a tensão de saída do sensor realimentado enquanto variava-se a corrente de polarização do amplificador em uma situação de pressão fixa aplicada de 10psi. O sensor manteve sua saída inalterada para uma potência igual ou superior a 3 μW. Este consumo de potência é uma ordem de grandeza menor que os valores encontrados na literatura para sensores piezoresistivos. A Tabela 7-2 resume as características do sensor.

Tabela 7-2: Resumo das características do sensor.

Sensibilidade	8,9 mV/psi
Offset	601 mV
Histerese Máxima	0,1 %
Não-linearidade	1,5 %
Consumo de Potência Mínimo	3 μW

CAPÍTULO 8

CONCLUSÃO

As principais realizações apresentadas neste trabalho são:

- Projeto e caracterização de um sensor de pressão baseado no efeito piezoMOS;
- Determinação da relação da tensão de limiar e mobilidade do transistor PMOS com o estresse mecânico;
- Utilização de aparato de desbaste para diminuição de espessura de pastilhas de silício;

Montamos um aparato para o desbaste mecânico de pastilhas de silício. Através desse aparato conseguimos diminuir a espessura das pastilhas de silício onde estavam fabricados os circuitos do amplificador operacional sensível ao estresse e de transistores PMOS. As pastilhas desbastadas apresentaram uma rugosidade da ordem de 1 μm. A partir de modificações no aparato de desbaste, pode-se obter superfícies com menor rugosidade.

Determinamos também a relação da tensão de limiar V_T e mobilidade de lacunas μ_p no canal do transistor PMOS com relação ao estresse. Através de testes comprovamos uma relação direta entre a mobilidade e o estresse mecânico. Comprovamos também que a tensão de limiar V_T apresenta uma variação uma ordem de grandeza menor que a variação da mobilidade. A variação de V_T mostrou-se não correlata com o estresse.

O objetivo principal deste trabalho foi mostrar a possibilidade da aplicação prática do efeito piezoMOS em sensores de pressão. Fabricamos um sensor de pressão onde o layout dos transistores do par de entrada de um amplificador operacional foi projetado de forma a maximizar o efeito piezoMOS sobre os mesmos.

O sensor fabricado apresentou importantes vantagens quando comparado com sensores de pressão piezoresistivos encontrados no mercado. A principal vantagem apresentada foi um consumo de potência uma ordem de grandeza menor quando comparado com os sensores piezoresistivos. Outro ponto de interesse é o fácil ajuste da sensibilidade do sensor através do ajuste dos resistores que constituem a malha externa de realimentação do amplificador operacional sem a necessidade de circuitos de interface para amplificar o sinal. O sensor projetado apresentou ainda uma baixa histerese.

Uma desvantagem observada foi o alto *offset* de saída. Este *offset* é causado devido ao estresse originado com o encapsulamento. Este *offset* pode ser compensado através de técnicas de ajuste de *offset* como *floting-gate* ou *chopper*. Resumimos na Tabela 8-1 as principais características do sensor.

Tabela 8-1: Resumo das características do sensor.

Sensibilidade	8,9 mV/psi
Offset	601 mV
Histerese Máxima	0,1 %
Não-linearidade	1,5 %
Consumo de Potência Mínimo	3 μW

APÊNDICE A

TRANSFORMAÇÃO DE SISTEMAS DE COORDENADAS

A representação de sistemas de coordenadas é comumente aplicada para calcular a componentes de um vetor de um sistema cartesiano arbitrário, não paralelo aos eixos primários. De acordo com o Teorema de Euler, uma rotação pode ser descrita a partir de três ângulos. Existem diferentes convenções para os ângulos de Euler, dependendo da ordem de rotação dos eixos. A convenção **x** faz primeiramente uma rotação com um ângulo ϕ sobre o eixo z seguida de uma rotação sobre o eixo x em um ângulo θ e novamente uma rotação sobre o eixo z com um ângulo ψ.

A representação de um vetor no novo sistema de coordenadas é obtida através da transformação:

$$V_i' = a_{ij} V_j \tag{A.1}$$

sendo que a_{ij} é a matriz de transformação, que é representada a partir dos ângulos de Euler da seguinte forma:

$$a_{ij} = \begin{bmatrix} c\phi c\theta c\psi - s\phi s\psi & s\phi c\theta c\psi + c\phi s\psi & -s\theta c\psi \\ -c\phi c\theta s\psi - s\phi c\psi & -s\phi c\theta s\psi + c\phi c\psi & s\theta s\psi \\ c\phi c\theta & s\phi s\theta & c\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 & m_1 & n_1 \\ l_2 & m_2 & n_2 \\ l_3 & m_3 & n_3 \end{bmatrix} \tag{A.2}$$

sendo que cϕ representa o cos(ϕ), sϕ representa o sen(ϕ), e assim por diante.

A transformação de um tensor utiliza este mesmo procedimento. A Tabela A.1 mostra a rotação para os tensores de ordem zero (escalar) até o tensor de ordem 4.

Tabela A.1: Regras para rotação de tensores.

Ordem do tensor	Nome	Equação
0	Escalar	–
1	Vetor	$V_i^{'} = a_{ij} V_j$
2	Matriz	$M_{ij}^{'} = a_{ik} a_{jl} M_{kl}$
3	–	$R_{ijk}^{'} = a_{il} a_{jm} a_{kn} R_{lmn}$
4	Tensor	$T_{ijkl}^{'} = a_{im} a_{jn} a_{ko} a_{lp} T_{mnop}$

APÊNDICE B

RUÍDO

Comparemos o desempenho do sensor de pressão piezoresistivo com o sensor desenvolvido em relação ao ruído.

A técnica baseada em Ponte de Wheatstone é largamente empregada para a medição de sinais em sensores piezoresistivos. O diagrama esquemático de uma Ponte de Wheatstone é mostrada na Figura B.1. De maneira geral, os quatro resistores da ponte estão sujeitos ao estresse. Quando o estresse é aplicado a resistência em dois deles aumenta de ΔR e nos outros dois a resistência diminui de ΔR. Assim, uma tensão diferencial entre V_{PW} aparece na saída da Ponte.

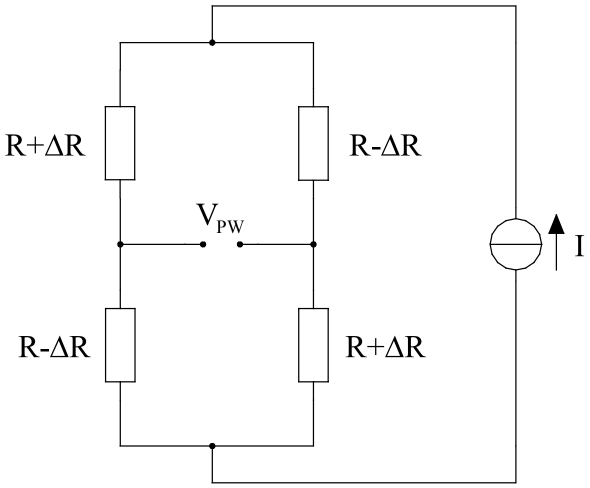


Figura B.1: Circuito da Ponte de Wheatstone alimentado por fonte de tensão.

A tensão de saída V_{PW} da ponte é dada em função da fonte de alimentação, conforme a equação abaixo:

$$V_{PW} = IR\left(\frac{\Delta R}{R}\right), \tag{B.1}$$

sendo que I é a corrente de alimentação da ponte e R é a resistência nominal dos resistores da ponte.

A principal fonte de ruído em resistores monolíticos fabricados em silício é o ruído térmico. O ruído térmico pode ser representado como uma fonte de tensão em série com um resistor ideal, como mostrado na Figura B.2a.

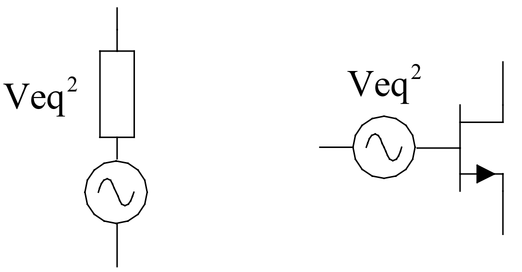


Figura B.2: Modelo do resistor e MOS para ruído.

O ruído térmico é calculado de acordo com a equação:

$$\overline{v}_{TÉRM}^{2} = 16KTR\Delta f\,, \tag{B.2}$$

sendo que K é a constante de Boltzmann, T é temperatura e Δf é a largura de banda, em Hz. O ruído da ponte de Wheatstone é a soma das contribuições do ruído de cada um dos resistores em um determinado ponto do circuito.

Dividindo a potência do sinal pela potência do ruído temos a relação sinal-ruído da ponte (SNR, da sigla em inglês). A SNR da ponte será então:

$$SNR_{PW} = \frac{I^2 R \left(\frac{\Delta R}{R} \right)^2}{16KT\Delta f}\,. \tag{B.3}$$

O circuito proposto, neste trabalho, tem como núcleo um amplificador diferencial. Ao aplicar estresse, a corrente dos transistores de entrada varia, fazendo com que uma tensão proporcional ao estresse, apareça na saída do amplificador.

O offset equivalente na entrada do par diferencial, devido ao estresse, do amplificador diferencial é dado por:

$$\nu_{offset} \simeq \frac{I_D}{g_m} \pi_{44} \sigma, \tag{B.4}$$

sendo que I_D é a corrente de polarização do transistor, g_m a transcondutância, π_{44} o coeficiente de piezoresistência e σ o estresse uniaxial a que o transistor está sujeito.

Os ruídos observados em transistores MOS podem ser de diferentes tipos: ruído térmico (ou Jonhson), *shot*, 1/f (ou *flicker*), ”pipoca” (*popcorn*) e avalanche [GRAY, P., 1993]. No entanto, para baixas freqüências, o ruído mais importante é o ruído 1/f. O ruído 1/f no transistor MOS, pode ser representado como uma fonte de tensão conectada à porta do transistor, conforme ilustrado na Figura B.2b, é calculado da seguinte maneira:

$$\overline{v}_{1/f}^{2} = \frac{K_F}{C_{ox} W L} \frac{\Delta f}{f} \frac{I_D^{A_F}}{I_D}\,, \tag{B.5}$$

sendo que K_F é o parâmetro de ruído *flicker*, A_F é a expoente do ruído *flicker*, C_{OX} é a capacitância por unidade de área e L e W são, respectivamente, comprimento e largura do canal. O ruído 1/f é altamente dependente do processo de fabricação, refletindo nas variáveis envolvidas.

O ruído gerado pelo par diferencial de entrada do amplificador operacional pode ser calculado considerando que cada transistor contribui com uma parcela para o ruído total. A Figura B.3 mostra o circuito do par diferencial de entrada, sendo que os transistores são substituídos por transistores ideais com as respectivas fontes de ruído incluídas.

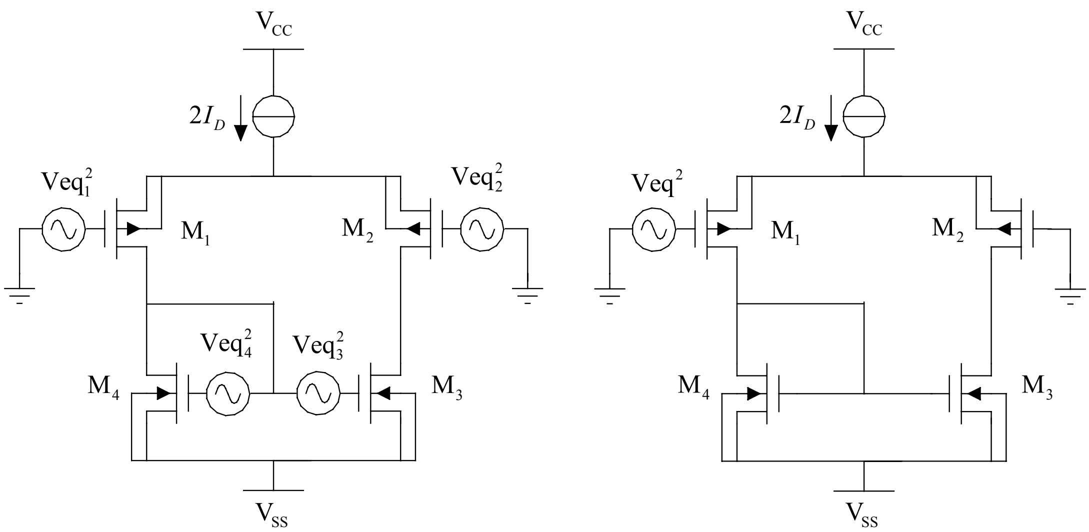


Figura B.3: Contribuição de cada transistor para o ruído equivalente de entrada no amplificador diferencial.

Combinando o modelo de ruído fornecido pela AMS [0.35 mm CMOS Design Rules] e o desenvolvimento feito por Gray [GRAY, P., 1993], o ruído 1/f equivalente na entrada do par diferencial $\overline{v}_{1/f}^2$ é dado por:

$$\overline{v}_{1/f}^2 = \left(\frac{2B_P \Delta f}{W_1 L_1 f} \frac{I_D^{A_{FP}}}{I_D} \right) + \left(\frac{K'_N \, W/L_3}{K'_P \, W/L_1} \right) \left(\frac{2B_N \Delta f}{W_3 L_3 f} \frac{I_D^{A_{FN}}}{I_D} \right), \qquad \text{(B.6)}$$

sendo que:

$$B_{N,P} = \frac{K_{F_N,F_P}}{2C_{OX}K'_{N,P}},$$

sendo que os índices N e P nas constantes K_{F_N}, K_{F_P}, A_{F_N} e A_{F_P} indicam, respectivamente, as constantes para os transistores NMOS e PMOS. Observamos que o primeiro termo da equação está relacionado ao ruído gerado pelos dois transistores do par de entradas e o restante da equação com o ruído da carga ativa. A Tabela B-1 apresenta valores das constantes do ruído 1/f referentes ao processo 0,35μm da AMS.

Tabela B-1: Constantes utilizadas para o cálculo do ruído referentes ao processo 0,35μm da AMS.

	Unidade	NMOS	PMOS
K'	**A/V²**	**170**	**58**
K_F		**$2{,}17\text{x}10^{-26}$**	**$1{,}191\text{x}10^{-26}$**
AF	**-**	**1,507**	**1,461**

A relação sinal-ruído do par diferencial é dada pela razão entre a potência da tensão equivalente de offset de entrada pela potência do ruído equivalente da entrada. A SNR devido ao ruído 1/f é dada por:

$$SNR_{PD} = \frac{\left(\frac{I_D}{g_m}\pi_{44}\sigma\right)^2}{\left(\frac{2B_P\Delta f}{W_1L_1f}\frac{I_D^{A_{F_P}}}{I_D}\right)+\left(\frac{K'_N}{K'_P}\frac{W/L_3}{W/L_1}\right)\left(\frac{2B_N\Delta f}{W_3L_3f}\frac{I_D^{A_{F_N}}}{I_D}\right)} \qquad \text{(B.7)}$$

A Figura B.4 mostra o gráfico da SNR da Ponte de Wheatstone e do par diferencial calculado em uma banda de 10kHz. Consideramos para o par diferencial o ruído 1/f e para a ponte, o ruído térmico. O sinal da ponte foi calculado para um estresse de 100MPa atuando sobre os resistores alinhados com a direção cristalográfica $[110]$ e $[\bar{1}10]$, o que resultou em uma variação relativa da resistência $\Delta R/R$ de 10%.

Consideramos o par diferencial montado conforme o primeiro estágio do amplificador operacional apresentado no Capítulo 6 e um estresse de 100MPa atuando sobre os transistores de entrada. Utilizamos para o cálculo do ruído no par diferencial as constantes apresentadas na Tabela B.1.

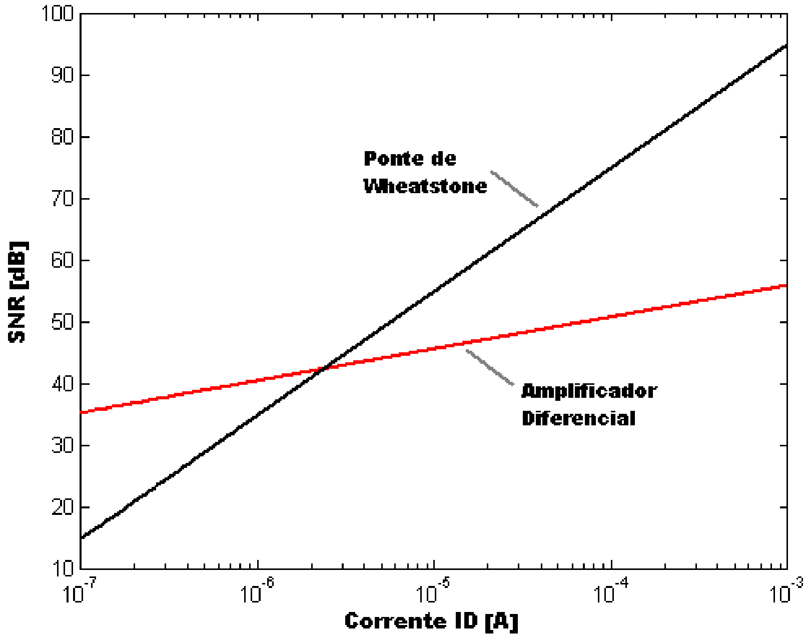


Figura B.4: Comparação da relação sinal-ruído da ponte de Wheatstone e do amplificador diferencial.

Para correntes abaixo de 2,3μA, o amplificador operacional apresenta uma SNR maior que a da ponte, mostrando que para aplicações de baixa potência o amplificador diferencial sensível ao estresse é mais eficiente. Esta importante característica indica que o efeito piezoMOS apresenta uma alternativa interessante em aplicações de sensores mecânicos de baixo consumo de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

"0.35 mm CMOS Design Rules", #9931025 ver. 2.0, Austria Mikro Systeme e 0.35 mm CMOS Joint Group Process Parameters, #9933011 ver. B, Austria Mikro Systeme, Out. 1998

ALCÁNTARA, S.; CERDEIRA, A.; ROMERO-PAREDES, G., MOS transistor pressure sensor, *IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuit and Systems*, Islã Margarita, March 2 - 4, 1988.

ALLEN, P. E., *CMOS analog circuit design*. Saunders, Philadelphia, EUA, 1987.

ANSYS Release 8.1 Documentation: ANSYS Element Reference.

ANSYS, disponível em www.ansys.com

BASTOS, J.; et al. Influence of die attachment on MOS transistor matching, *IEEE Transactions On Semiconductor Manufacturing*, vol. 10, pp. 209-218, 1997.

BENEDICT, R. P., *Fundamentals of temperature, pressure, and flow measurements*, 3ª ed., J. Wiley, New York, 1984.

BITTLE, D. A., et al, Piezoresistive Stress Sensors for Structural Analysis of Electronic Packages, *Journal of Electronic Packaging*, vol. 113, pp. 203-215, 1991.

BORG, S.F., *Matrix tensor methods in continuum mechanics*, Princeton, N. J. :D. Van Nostrand, 1963.

BRADLEY, A. T.; et al., Piezoresistive characteristics of short-channel MOSFETs on (100) silicon, *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 48, pp. 2009-2015, 2001.

BRIDGEMAN, P. W. The effect of homogeneous mechanical stress on the electrical resistance of crystals. *Physical Review*, vol. 42, pp. 858-863, 1932

BRIDGEMAN, P. W. The effect of tension on the resistance of metals, *Proceedings American Academy of Science*, vol. 60, pp. 423-449, 1925

CANALI, C., et al, Piezoresistivity effects in MOS-FET useful for pressure transducers, *Journal of Physics D: Appled Physics*, vol. 12, pp. 1973-1983, 1979.

CHATZANDROULIS, S.; TSOUKALAS, D.; NEUKOMM, P. A. A Miniature Pressure System with a Capacitive Sensor and a Passive Telemetry Link for Use in Implantable Applications. *Journal Of Microelectromechanical Systems*, vol. 9, No. 1, March 2000

COLMAN, D.; BATE, R. T.; MIZE, J. P., Mobility anisotropy and the Piezoresistance in Silicon p-type Inversion Layer. *Journal of Applied Physics*, vol. 39, pp. 133-136, 1968.

COLMAN, D.; BATE, R. T.; MIZE, J. P., Mobility anisotropy and piezoresistance in silicon p-type inversion layers, *Jounal of Applied Physics*, vol. 39 pp. 1923-1931, 1968.

COOK, R. D.; MALKUS, D. S.; PLESHA, M. E., *Concepts and applications of finite element analysis*, J. Wiley, New York, EUA, 1989.

DOREY, A. P., A high sensitivity semiconductor strain sensitive circuit, *Solid State Electronics*, vol. 18, pp. 295-299, 1975.

DOREY, A. P.; MADDERN, T. S., The effect of strain on MOS transistors, *Solid State Electronics*, vol. 12, pp. 185-189, 1969.

FRADEN, J. *Handbook of Modern Sensors: physics, design and applications*. 2nd ed. Woodbury, NY, EUA, 1996.

FRUETT F.; GENTINI I. M.; NICOLAU M., A Test Structure to Characterize Micro-Electro-Mechanical Pressure Sensors, *IMAPS*, Campinas, Brasil, 2003.

FRUETT, F.; MEIJER, G. C. M. *The piezojunction effect in silicon, its consequences and applications for integrated circuits and sensors*. Kluwer, Delft, The Netherlands, 2002.

GIELES, A. C. M. Subminiature silicon pressure transducer, Digest, *IEEE ISSCC*, Philadelphia, pp. 108-109, 1969.

GOULD, P. L. *Introduction to linear elasticity*. Springer, New York, EUA, 1989.

GRAY, P.; MEYER, R. G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Jonh Wiley and Sons,3rd ed., New York, EUA, 1993.

GRAY, P.; MEYER, R. G., MOS operational amplifier design - A tutorial overview, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. SC-17, pp. 969-982, 1982.

HALL, H.; BARDEEN, J.; PEARSON, G. The effects of pressure and temperature on the resistance of p-n junctions in germanium. *Physical Review*, vol. 84, pp. 129-132, 1951.

HALL, J. J. Electronic Effects in the Elastic Constants of n-Type Silicon. *Physical Review*, vol. 161, p.756, 1967.

HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J., *Fundamentos de Física: Mecânica* - Vol. 1, Livros Técnicos e Científicos Editora, Rio de Janeiro, 2002.

HERRING, C.; VOGT, E., Transport and deformation-potential theory for many-valley semiconductors with anisotropic scattering, *Physical Review*, vol. 101, pp. 944-961, 1956.

INTECHNO CONSULTING. "Sensor Markets 2008: worldwild analyses and forecasting for the Sensor Market until 2008". Disponível em http://www.intechnoconsulting.com/

JAEGER, R. C.; et al., CMOS stress sensors on (100) silicon, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 35, pp. 85-95, 2000.

KANDA, Y., Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon, *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-29, pp. 64-70, 1982.

LAI, W. M.; RUBIN, D.; KREMPL E. *Introduction to continuum mechanic*. Oxford Press, 1993.

MADOU, M. J., *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization*, 2nd ed, CRC Press, New York, 2002.

MASON, W. P.; THURSTON, R. N., Use of Piezoresistive Materials in the Measurement of Displacement, Force and Torque, *The Journal of the Acoustic Society of América*, vol. 29, pp. 1096-1101, 1957.

MATSUDA, K.; et al. Nonlinear piezoresistance effects in silicon, *Journal of Applied Physics*, vol. 73, pp. 1838-1847, 1993.

MIDDELHOEK, S.; AUDET, S.A.; FRENCH, P.J. *Silicon Sensors*, Faculty of Information Technology and Systems, Delft University of Technology, Laboratory for Electronic Instrumentation, The Netherlands, 2000.

MIKOSHIBA, H., Stress-sensitive Properties of silicon-gate MOS devices*, IEEE Solid-State Electronics*, vol. 24, pp. 221-232, 1981.

NELI, R. R. *Desenvolvimento de micro-estruturas mecânicas sobre o silício através da corrosão do substrato pela superfície*. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade de Campinas, Campinas. 2001.

NEUMEISTER, J.; SCHUSTER, G.; VONMUNCH, W., A silicon pressure sensor using MOS ring oscillators, *Sensors and Actuators A*, vol. 7, pp. 167-176, 1985.

RINDNER, W., Resistence of elastically deformed shallow p-n junctions, *Jounal of Applied Physics*, vol. 33, pp. 2479-2480, 1962.

SMITH, C. S., Piezoresistance Effect in Germanium and Silicon, *Physical Review*, vol. 94, pp. 42-49, 1954.

SZE, S. M. (Org.) *Semiconductor sensors*. J. Wiley, New York, EUA, 1994.

TAKAO, H.; MATSUMOTO, Y; ISHIDA, M., Stress-sensitive differential amplifiers using piezoresistive effects of MOSFETs and their application to three-axial accelerometers, *Sensors and Actuators A*, vol. A65, pp. 61-68, 1998.

TIMOSHENKO S.; WOINOWSKY-KRIEGER S., *Theory of plates and shells*, McGraw-Hill, New York, EUA, 1959.

TUFTE, O. N.; STETZER, E. L. Piezoresistive properties of silicon diffused layers, *Jounal of Applied Physics*, vol. 34, pp. 313-318, 1963.

WOLTHUIS, R. A.; et al, Development of medical pressure and temperature sensors employing optical spectrum modulation, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BE-38, pp. 974-80, 1991.

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.

WORTMAN, J. J.; HAUSER, J. R.; BURGER, R. M., Effect of mechanical stress on p-n junction device characteristics, *Jounal of Applied Physics*, vol. 35, pp. 2122-2131, 1964.

YAMADA, M.; WATANABE, K. A Capacitive Pressure Sensor Interface Using Oversampling-Demodulation Techniques, *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, vol. 46, No. 1, February 1997.