

LUCIANO SZEZERBATY FERNANDES

Engenheiro Elétrico, Modalidade Eletrônica - FEE/UNICAMP

Universidade Estadual de Campinas, 1987. *Luciano*

Dennis

camp.

**"CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE SENSORES INTEGRADOS
DE FLUXO UTILIZANDO TRANSISTORES BIPOLARES"**

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da UNICAMP, como re-
quisito parcial para obtenção do título de
"Mestre em Engenharia Elétrica"

Orientador: Prof.Dr. José Antonio Siqueira Dias *J. A. S. Dias*

LED - LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA E DISPOSITIVOS
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

02/9100728

Este exemplar corresponde à redação final da
defendida por Luciano Szezerbaty
Fernandes e aprovada pela Com
Julgadora em 31 / 10 / 1989.

J. A. S. Dias Orientador

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro das seguintes entidades:

CNPq - Projeto N^o. 040 - 5834/88

FINEP - Projeto N^o. 5.2.87.0876/00

Para ADRIANA.

Agradecimentos

Ao Professor Dr. JOSÉ ANTONIO SIQUEIRA DIAS, pela orientação valiosa e pela relação amigável.

Ao Professor Pimentel, pelas várias e proveitosas discussões.

Ao pessoal do Laboratório de Fabricação: Godoy, Sílvia, Mara e Patrícia; que sempre deram o melhor de si e de boa vontade.

À Marcinha, pelos desenhos e sugestões.

À Marta, pelo paciente e criterioso trabalho de digitação no microcomputador.

E a todas as pessoas do Laboratório de Eletrônica e Dispositivos que, direta ou indiretamente, tornaram possível a realização deste trabalho.

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro das seguintes entidades:

CNPq - Projeto N^o. 040 - 5834/88

FINEP - Projeto N^o. 5.2.87.0876/00

RESUMO

Este trabalho descreve o estudo realizado sobre a fabricação de sensores integrados no Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED), utilizando-se a Tecnologia Bipolar convencional para a fabricação de circuitos integrados. São analisados dois tipos de sensores térmicos que operam em um Degrau de Temperatura Constante (DTC). Um dos sensores é baseado na detecção de diferenças de temperaturas induzidas pelo fluxo sobre a superfície aquecida de um "chip" (sensor direcional). O outro é baseado na perda de calor para o fluxo. Ambos sensores são fabricados em lâminas de Si.

São mostrados os resultados obtidos para um fluxo de Nitrogênio seco e apresentadas as curvas de calibração para o elemento sensor baseado na perda de calor. Também são discutidos os possíveis aperfeiçoamentos nos sensores desenvolvidos.

ABSTRACT

This work describes the study done about the production of integrated sensors at the Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED), using conventional Bipolar Technology for IC fabrication. Two types of thermal sensors, both operating at a Constant-Temperature Step (CTS), are analysed. One of the sensors is based on the detection of small temperature-induced differences over the heated surface of a chip (directional sensor). The other one is based on the heat loss to the flux. Both sensors are made using Silicon wafers.

Results obtained for a dry Nitrogen flux are given. Calibration measurements for the heat loss type sensor are presented and, also, possible improvements on the developed sensors are indicated.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO I - DESCRIÇÃO DOS SENSORES FABRICADOS	
I.1 - Introdução	03
I.2 - Configuração dos elementos sensores	04
I.2.1 - A primeira versão do sensor	05
I.2.2 - As versões em PROTOCHIP	09
I.3 - A fabricação dos sensores	15
I.4 - Características dos dispositivos fabricados	18
I.4.1 - O PNP lateral	18
I.4.2 - O NPN comum	22
I.4.3 - O NPN de potência	26
CAPÍTULO II - O SENSOR DIRECIONAL DE FLUXO	
II.1 - Introdução	31
II.2 - Princípio de Funcionamento.	32
II.3 - Princípio de Transdução	40
II.4 - Montagem Experimental	45
II.4.1 - Circuito de Medidas.	47
II.5 - Resultados Experimentais.	51
CAPÍTULO III - O SENSOR DTC	
III.1 - Introdução.	53
III.2 - Princípio de Funcionamento.	55
III.3 - Montagem Experimental	57
III.4 - Resultados Experimentais.	59
CAPÍTULO IV - CONCLUSÕES	64
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	66

INTRODUÇÃO

A medição de fluxos de fluidos é fundamental em diversas áreas de atuação humana: científica, industrial, médica, automotiva, aeroespacial, militar [1 - 5].

A partir da primeira metade da década de 70 verifica-se um crescente interesse pelo desenvolvimento de sistemas de medição baseados nas propriedades dos dispositivos semicondutores e em outros fenômenos de estado sólido [6 - 26].

Os sistemas fabricados a partir de tecnologias baseadas no silício mostram-se especialmente atraentes. Este material possui uma alta sensibilidade a uma ampla gama de fenômenos, ausência quase perfeita de histerese mecânica, estabilidade e rigidez [6,7]. Além disso, seu processamento para a confecção de circuitos integrados é bem dominado atualmente, possibilitando a fabricação de sensores monolíticos combinados com circuitos integrados para o processamento do sinal.

Transdutores deste tipo podem ser produzidos em larga escala, a um baixo custo e com alto desempenho e confiabilidade [6,7].

Sensores térmicos integrados para medida de fluxo são baseados na relação entre a velocidade de fluxo e a transferência de calor de um *chip* aquecido para o fluido. Dentre as vantagens destes sensores, destacam-se a alta sensibilidade a baixas velocidades de fluxo, a possibilidade de resposta rápida e a compatibilidade com métodos eletrônicos padrão de aquisição e armazenamento de dados [25].

O esfriamento diferencial de dois elementos em um fluxo gasoso, chamado "Princípio do Anemômetro de Fio Quente", tem sido a base para vários sensores integrados de fluxo. Tais transdutores usam diferentes técnicas para detectar a variação diferencial de temperatura ao longo do fluxo.

Van Putten [12,13] utilizou resistores difundidos conectados em Ponte de Wheatstone; transistores bipolares monolíticos conectados em um par diferencial foram apresentados por Huijsing et al [8,14]; Rahnamal [15] e Palla [16] usaram efeitos piroelétricos em diferentes materiais. O uso da variação da resistência em elementos termistores é apontado por Johnson et al [17].

Trabalhos anteriores já utilizavam dispositivos de estado sólido para medições de fluxo. O diferencial de temperatura entre um par de transistores discretos de Silício é a grandeza medida pela técnica apresentada por Steedman (1971) [18]; Kuklinski et al [19] utilizam um transistor como fonte de calor e medem parâmetros elétricos sensíveis à temperatura. O princípio do Anemômetro de Fio Quente com resistores difundidos em silício é utilizado por Rehn et al [20]. Este último trabalho, para aplicações automotivas, foi desenvolvido na Texas Instruments.

O objetivo deste trabalho foi realizar um estudo sobre dois tipos de sensores integrados de fluxo, que, embora utilizem o mesmo princípio de troca de calor entre o sensor e o fluido, possuem técnicas de detecção do sinal e tecnologia de fabricação completamente diferentes. Os protótipos dos sensores, construídos em tecnologia bipolar, no LABORATÓRIO DE ELETRÔNICA E DISPOSITIVOS (LED), foram confeccionados em PROTOCHIPS (*arrays* analógicos de dispositivos pré-fabricados, mas não interconectados) desenvolvidos anteriormente no próprio LED [27].

Os resultados obtidos na caracterização dos sensores fabricados permitem uma avaliação sobre as técnicas de transdução de sinais relacionados ao fluxo estudadas, bem como sugerir alternativas para melhorar seus desempenhos.

O Capítulo I contém uma descrição dos sensores desenvolvidos, onde o princípio de transdução e as características dos dispositivos fabricados são discutidos. Também é apresentado um histórico do trabalho realizado.

O Capítulo II trata da descrição do sensor direcional de fluxo, seu modelamento e os resultados obtidos com o sensor fabricado.

No Capítulo III descrevemos um sensor que opera em Degrau de Temperatura Constante (DTC), onde é feito um estudo sobre a transferência de calor de um *chip* para o fluido.

CAPÍTULO I

DESCRIÇÃO DOS SENSORES FABRICADOS

I.1 - Introdução

Uma das maneiras de se medir fluxo com um circuito integrado é manter a dissipação de potência do *chip*, que contém os dispositivos integrados, constante (independentemente de variação no fluxo, temperatura ambiente ou tensão de alimentação) e medir a temperatura do *chip* Pela Lei de Resfriamento de Newton [29], temos que:

$$Q = h \cdot A \cdot \Delta T \quad (1.1)$$

onde

Q = taxa de troca de calor por convecção [W]

h = coeficiente de convecção [W/m².K]

A = área de superfície que troca calor [m²]

ΔT = diferença de temperatura entre a superfície de troca de calor e o fluido [K]

Sendo P_D a potência dissipada pelo *chip* temos:

$$P_D = h \cdot A \cdot (T_c - T_f) \quad (1.2)$$

onde

T_c - temperatura do *chip*

T_f - temperatura do fluido

e

$$T_c = P_D/h.A + T_f \quad (1.3)$$

Se há um aumento do fluxo sobre o *chip*, o coeficiente de troca de calor aumenta e, pela equação 1.3, vemos que a sua temperatura diminuirá. Evidentemente o oposto ocorre, caso o fluxo diminua. Assim sendo, basta que o *chip* contenha dispositivos sensíveis à temperatura e poderemos ter sinais elétricos relacionados ao fluxo.

Um outro modo de operação pode ser manter constante a diferença de temperatura entre o *chip* e o fluxo. Neste caso, como mostra a equação 1.2, a potência dissipada pelo CI deverá variar com o fluxo. Desta forma, uma vez que um transistor possui uma

dissipação de potência facilmente controlável, ele passa a ser um dispositivo interessante para a detecção de fluxo.

Uma variação da técnica acima exposta consiste em forçar a temperatura efetiva do *chip* a oscilar entre dois valores estabelecidos. Como o tempo que o *chip* leva para atingir as temperaturas inferior e superior depende do fluxo, pode-se obter um sinal elétrico cuja duração é proporcional ao mesmo [11].

Dentro do princípio de manter o degrau de temperatura entre o *chip* e o fluxo constante e positivo (operação DTC-Degrau de Temperatura Constante), pode-se utilizar uma variação do princípio do Anemômetro de Fio Quente. Um dispositivo de aquecimento mantém o *chip* em DTC. (para condição de fluxo laminar sobre a superfície do *chip*) e são utilizados dois dispositivos para medir a temperatura em um dado ponto e em um outro mais abaixo, na direção do fluxo, sobre esta mesma superfície. A Figura I.1 ilustra este princípio de transdução.

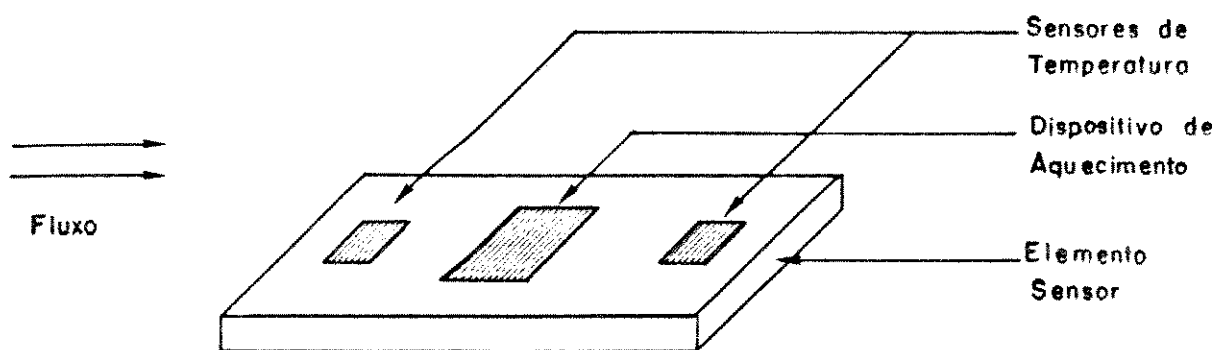


Figura I.1 - A detecção de fluxo utilizando-se o princípio do Anemômetro de Fio Quente.

Considerando a superfície do *chip* uniformemente aquecida para condição de fluxo nulo, ocorrerá um desbalanceamento de temperatura ao longo da mesma, com a passagem de fluxo laminar. A diferença de temperatura entre os dois pontos de medida pode ser esperada como sendo proporcional ao fluxo passante. Este princípio será discutido detalhadamente mais adiante, quando tratarmos do sensor direcional de fluxo.

I.2 - Configuração dos Elementos Sensores Construídos

A proposta deste trabalho envolveu a construção e caracterização de um elemento sensor de fluxo, na forma de um *chip* sensor, contendo dispositivos semicondutores

arranjados de tal modo que permitiriam um estudo mais detalhado de cada uma das técnicas acima discutidas.

Os sensores foram implementados em duas versões. A primeira delas foi uma versão dedicada, fabricada apenas uma vez, sendo substituída, em seguida, por uma versão feita no PROTOCHIP/LED.

1.2.1 - A primeira versão do sensor.

O *chip* que representa o primeiro elemento sensor fabricado está representado na Figura I.2. A área ocupada é de $2,15 \times 1,7 \text{ mm}^2$. Nele, podemos identificar dois transistores PNP laterais: um em cada extremo ao longo de seu comprimento, responsáveis pela detecção de pequenas variações de temperatura ao longo de sua superfície, devido à passagem de fluxo. Na região central, vê-se um transistor maior, com área de emissor igual a $900 \times 300 \text{ } \mu\text{m}^2$, responsável pelo aquecimento controlado do *chip* e um par de transistores NPN em paralelo conectados como diodos, para a medida da temperatura do *chip*. Conforme será explicado no Capítulo II, é necessário medir a temperatura do fluxo analisado. Para tanto, foi fabricado, ao lado de cada *chip* sensor, um transistor NPN, de idênticas proporções aos que medem a temperatura do elemento sensor.

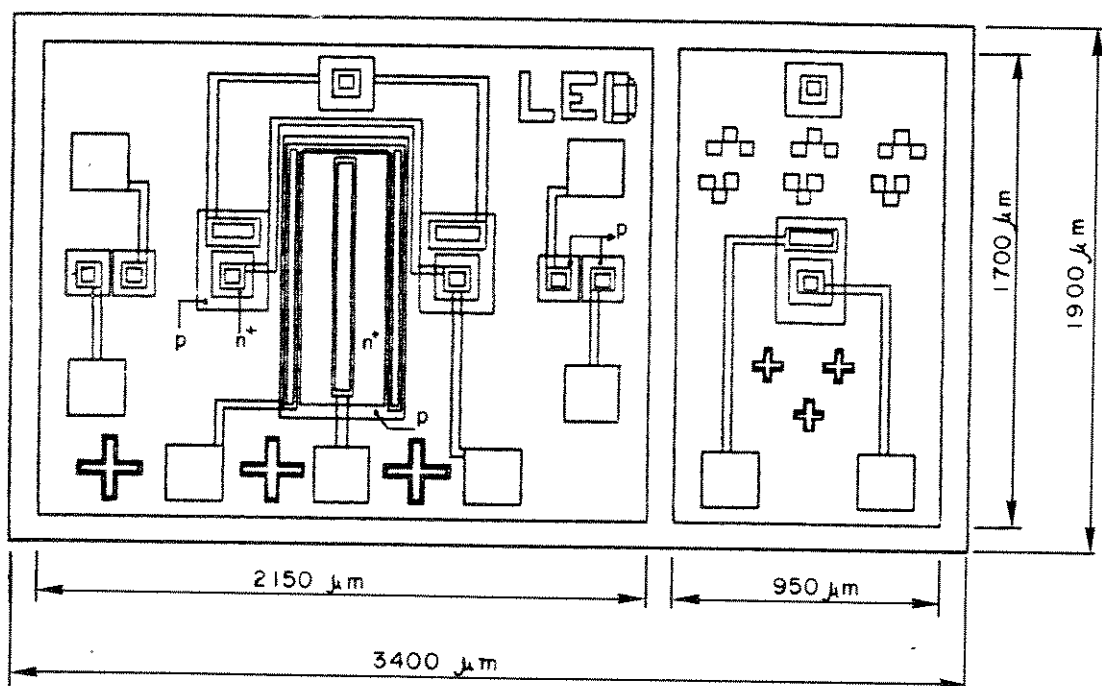


Figura I.2 - A primeira versão do elemento sensor fabricado.

Foram escolhidos transistores para a confecção dos elementos sensores pelos seguintes motivos:

- a junção base-emissor de um transistor tem resposta aproximadamente linear com a temperatura, sendo uma boa fonte de sinal para transdução da temperatura;
- o transistor tem dissipação de potência facilmente controlável;
- transistores oferecem uma fácil amplificação do sinal elétrico.

Uma vez que o *chip* foi fabricado com apenas duas difusões - uma de boro, para as regiões tipo P, e uma de fósforo, para as regiões tipo N, os dispositivos do elemento sensor são, por construção, eletricamente conectados como ilustra a Figura 1.3.

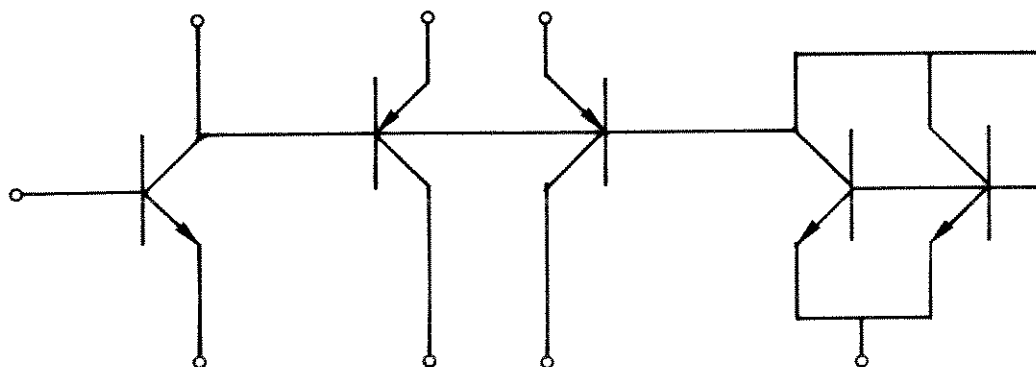


Figura 1.3 - A interconexão dos dispositivos semicondutores no elemento sensor.

As dimensões dos dispositivos (vide Figura 1.2) foram determinadas com base nas dimensões do *chip* construído por Huijsing et al [8], uma vez que decidimos iniciar nosso trabalho com base nos resultados por eles obtidos.

A fim de minimizar o tempo de geração de máscaras, estas foram confeccionadas utilizando-se o programa AUTOCAD e obtendo-se um "plotting" em filme de poliéster, ao invés de cortá-las em rubilite. Verificou-se que, devido à necessidade de se produzirem cópias de contato após a foto-redução, as bordas das regiões dos dispositivos ficaram arredondadas. Uma vez que as dimensões dos mesmos eram grandes em relação às bordas, decidiu-se prosseguir com a utilização de tais máscaras.

Os dispositivos eletrônicos do elemento sensor foram fabricados em lâminas de silício de 1,0 ohm.cm de resistividade, tipo n, orientação <111>, com 260 um de espessura. As camadas de óxido crescidas sobre as lâminas, para mascaramento das etapas de difusão ou abertura de contatos, foram feitas de forma a obter-se uma espessura de óxido de cerca de 6.000 Å. A deposição de boro foi feita utilizando-se fontes sólidas de boro (BORON+) a uma temperatura de 925 °C, com um fluxo de N₂ de 2,0 lpm durante 35 min e um fluxo de O₂ de 1,0 lpm durante os 15 min finais. O tempo total de deposição foi de 50 min. Seguiu-se a penetração do boro depositado: 50 min em uma atmosfera de N₂ a 2,0 lpm com saturação de vapor d'água para promover o crescimento do óxido de máscara e mais 10 min com N₂ para completar um tempo de penetração de 60 min. A temperatura de penetração foi de 1150 °C.

A deposição de fósforo deu-se a 950 °C, durante 45 min, a um fluxo de 1,0 lpm de N₂, mais 15 min num fluxo de 1,0 lpm de O₂ (a fim de oxidar a camada de fosforocilicato formada), num tempo total de 60 min. Em seguida, foi feita uma penetração a 1.000 °C com um fluxo de N₂ de 1,0 lpm, durante 60 minutos.

Após a abertura dos contatos sobre o óxido, foi evaporada uma camada de 1 um de Alumínio sobre as lâminas, a fim de se obterem as vias de acesso aos contatos dos dispositivos.

As difusões foram feitas de modo a se obterem profundidades de junção de 3,0 um e de 2,5 um para as difusões de boro e de fósforo, respectivamente.

A Figura 1.4 mostra uma foto do *chip* fabricado. O risco que se vê na foto corresponde a um corte posterior para verificação da profundidade de junção.

Proseguiu-se à confecção do elemento sensor uma caracterização elétrica dos dispositivos fabricados e constatou-se que apenas o transistor NPN de potência e pelo menos uma junção B-E dos transistores de medida de temperatura do *chip*, também NPN, e em paralelo, estavam funcionando.

Após inspeção visual com um microscópio, constatou-se estar ocorrendo *punch-through* lateral nos transistores PNP laterais. A região de base dos transistores havia sido seriamente estreitada em alguns pontos, devido a defeitos na máscara de difusão de base.

Optou-se, então, pela fabricação de PROTOCHIPS [27], pelos seguintes motivos:

- havia a necessidade de se estabelecer um processo padrão para a tecnologia bipolar convencional no LED;
- a disposição dos dispositivos no PROTOCHIP permitiria obter diferentes configurações para o elemento sensor de forma a se efetuarem os tipos de estudos desejados;
- um jogo de máscaras completo estava pronto para ser utilizado na fabricação de PROTOCHIPS, eliminando a necessidade de refazer uma nova máscara de base para a primeira versão do elemento sensor;
- o PROTOCHIP possui dispositivos de alta dissipação de potência, bem como simetria na localização dos dispositivos sobre sua superfície.

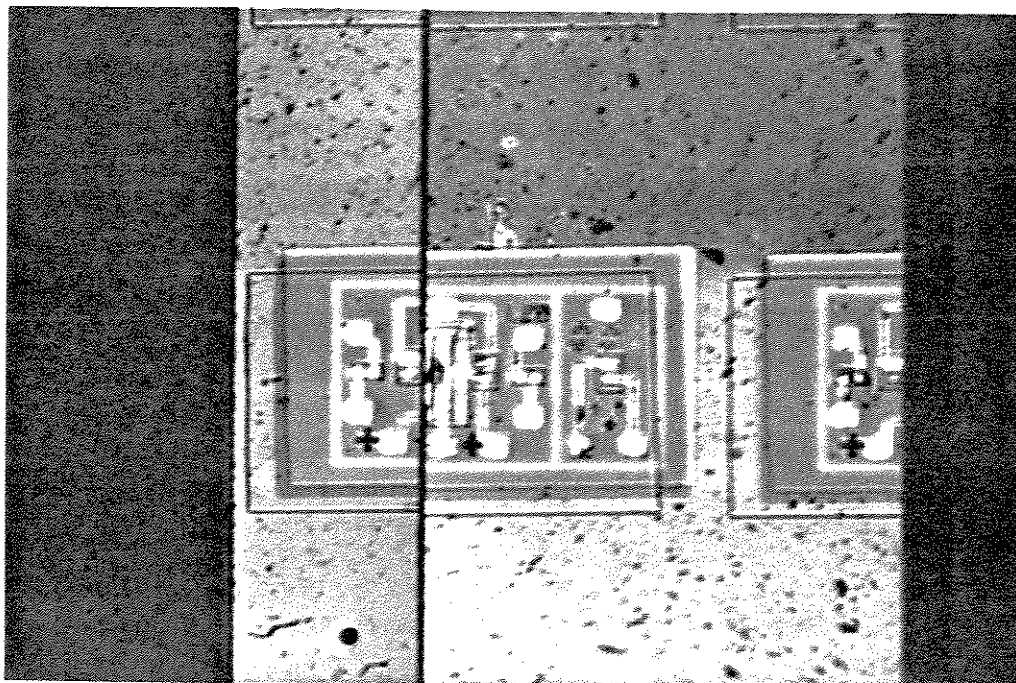


Figura I.4 - Foto do primeiro elemento sensor fabricado.

1.2.2 - As versões em PROTOCHIP

Todos os resultados apresentados neste trabalho referem-se a medidas realizadas com sensores fabricados no PROTOCHIP/LED.

O PROTOCHIP

Circuitos integrados analógicos de pequena e média complexidade podem ser confeccionados utilizando-se circuitos integrados semi-dedicados. Nesta técnica, o projetista necessita apenas efetuar as interconexões elétricas entre os dispositivos pré-difundidos na lâmina de Silício. Em um trabalho anterior [27], foi desenvolvido um projeto de um *array* analógico em tecnologia bipolar com sistema de CAD dedicado.

O PROTOCHIP consiste de um *chip* de área $3,5 \times 3,5 \text{ mm}^2$, contendo transistores NPN e PNP (Figura 1.5).

Na área central estão distribuídos três tipos de células (agrupamentos de transistores) repetidos 4 vezes cada, constituindo uma matriz 6×2 , totalizando 12 células. As células denominadas de 4P, 12N3P e 8N2P contêm, respectivamente: 4 transistores PNP (de duplo coletor); 12 transistores NPN (de aplicação geral com 4 contatos de coletor) e 3 transistores PNP; e 8 transistores NPN mais 2 transistores PNP, conforme indicado na Figura 1.6.

As 6 células de primeira coluna encontram-se refletidas na 2^a. As metades inferior e superior do *array* são, também, um espelho uma da outra, ou seja, a primeira, a 2^a. e a 3^a. linhas estão refletidas na 6^a. e 4^a. linhas respectivamente. Além disso, as células 4P e 8N2P apresentam simetria no eixo horizontal.

Na periferia, estão um par de transistores NPN de grande área, em estrutura interdigitada, para circuitos que necessitam de corrente elevada; um par de transistores NPN idênticos aos da células; 26 PADS para interconectar o circuito ao meio externo e 6 contatos de substrato.

Entre as células de transistores existem agrupamentos de resistores tipo P que variam de 200 ohm a 5,6 Kohm, perfazendo um total de aproximadamente 367 Kohm, dispostos proximamente de forma a facilitar associações.

Entre células e dispositivos existem áreas de Si sem processamento dedicadas ao roteamento de linhas de interconexão.

O Lay-out utilizado

As posições dos dispositivos no PROTOCHIP são bastante adequadas às necessidades do elemento sensor a ser fabricado: podemos utilizar os dois transistores da região central como fontes de calor para o aquecimento do *chip*. Temos transistores em simetria em relação ao eixo que passa pelos dois transistores de potência em várias posições, de forma que é viável um estudo da influência da distância entre os dispositivos na detecção do sinal diferencial de temperatura provocado por um fluxo laminar sobre o *chip*, bastando redefinir as rotas de metalização entre PADS e dispositivos. Também estão disponíveis, em várias posições, transistores que permitem a monitoração da temperatura do *chip*.

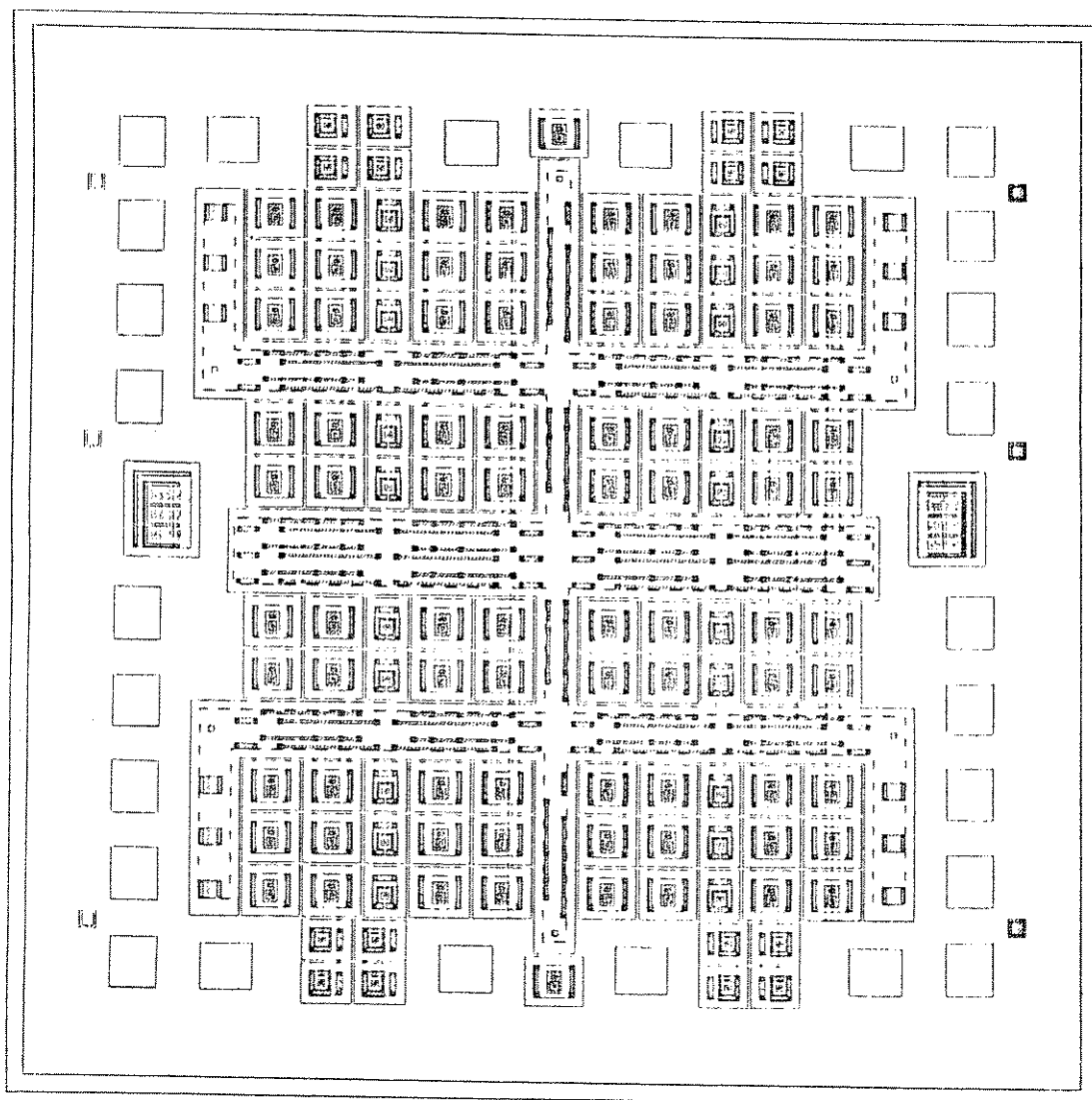


Figura I.5 - O PROTOCHIP

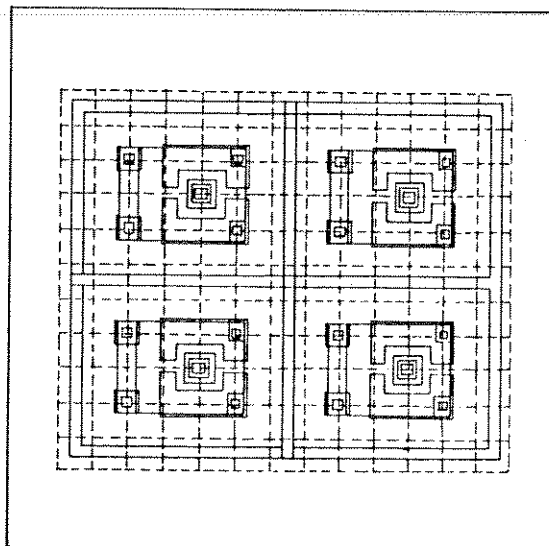


Figura I.6 (a) - Célula de transistores 4P

A Figura I.7 mostra o lay-out dos PROTOCHIP'S fabricados, bem como dos dispositivos utilizados para a confecção do elemento sensor. Note-se que não há a presença de regiões de isolamento entre os dispositivos, pois os sensores foram fabricados com apenas duas difusões de impurezas no Si: uma difusão de boro e uma difusão de fósforo.

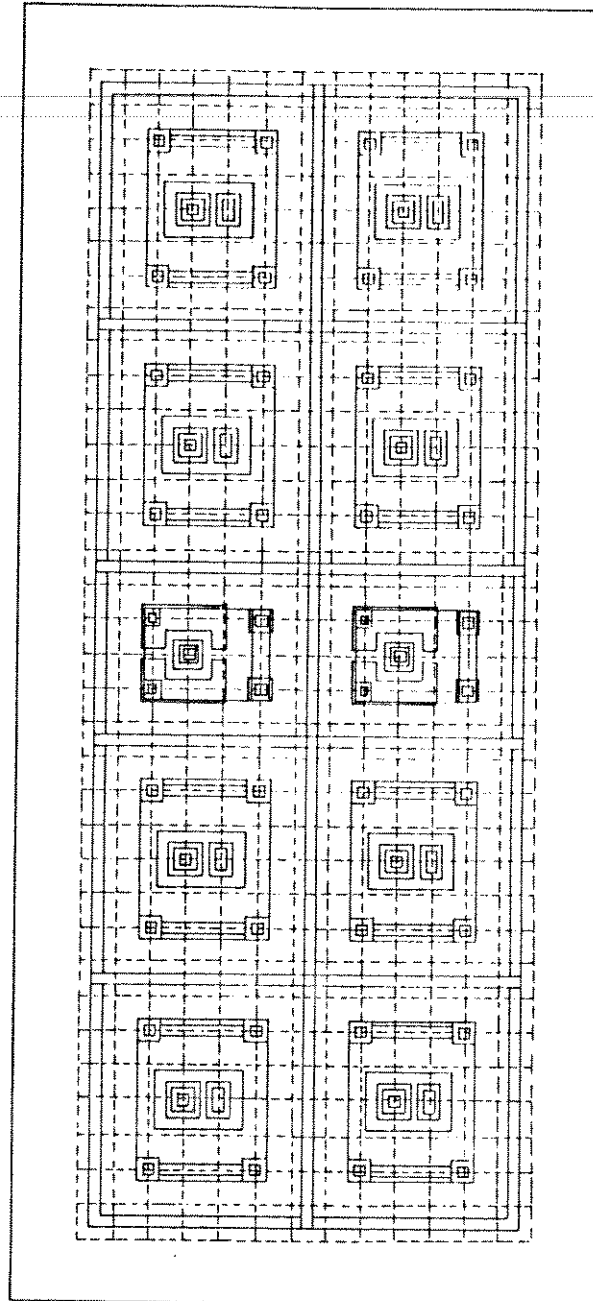


Figura 1.6 (b) - Célula de transistores 8N 2P

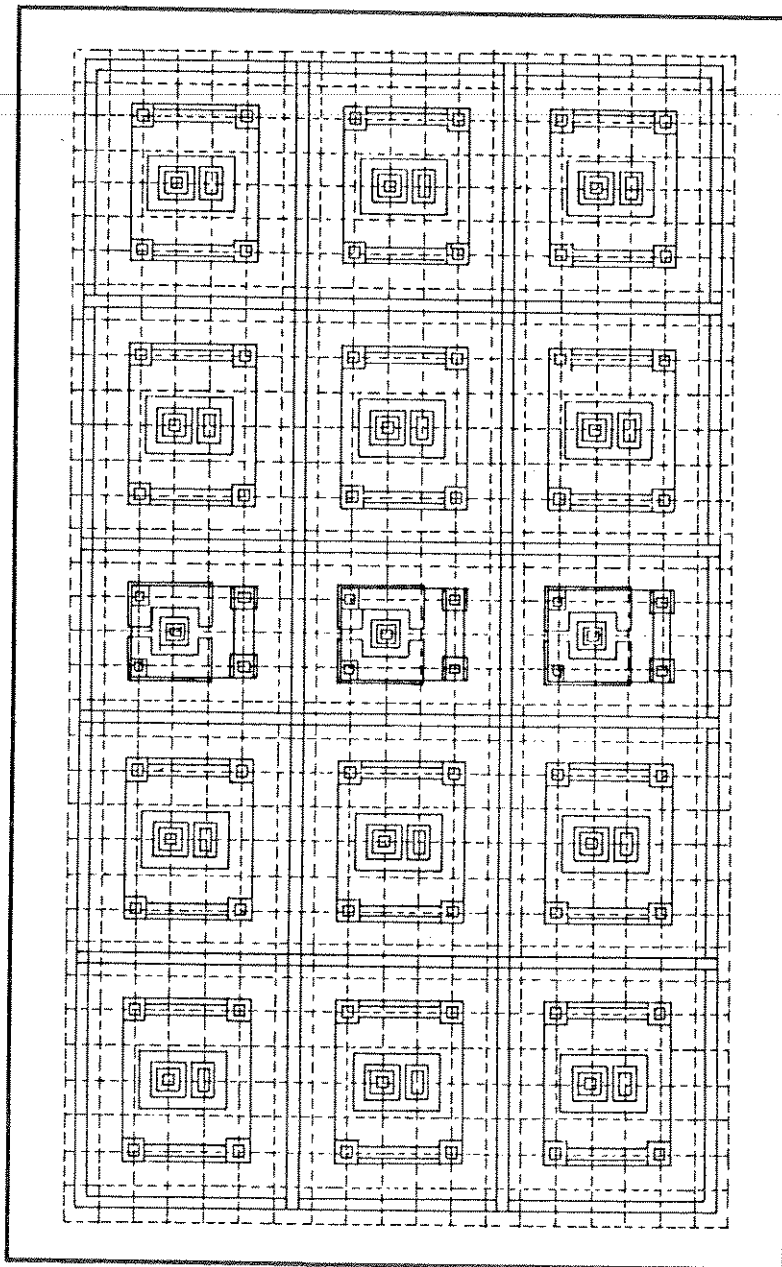


Figura I.6(c) - Célula de transistores 12N3P

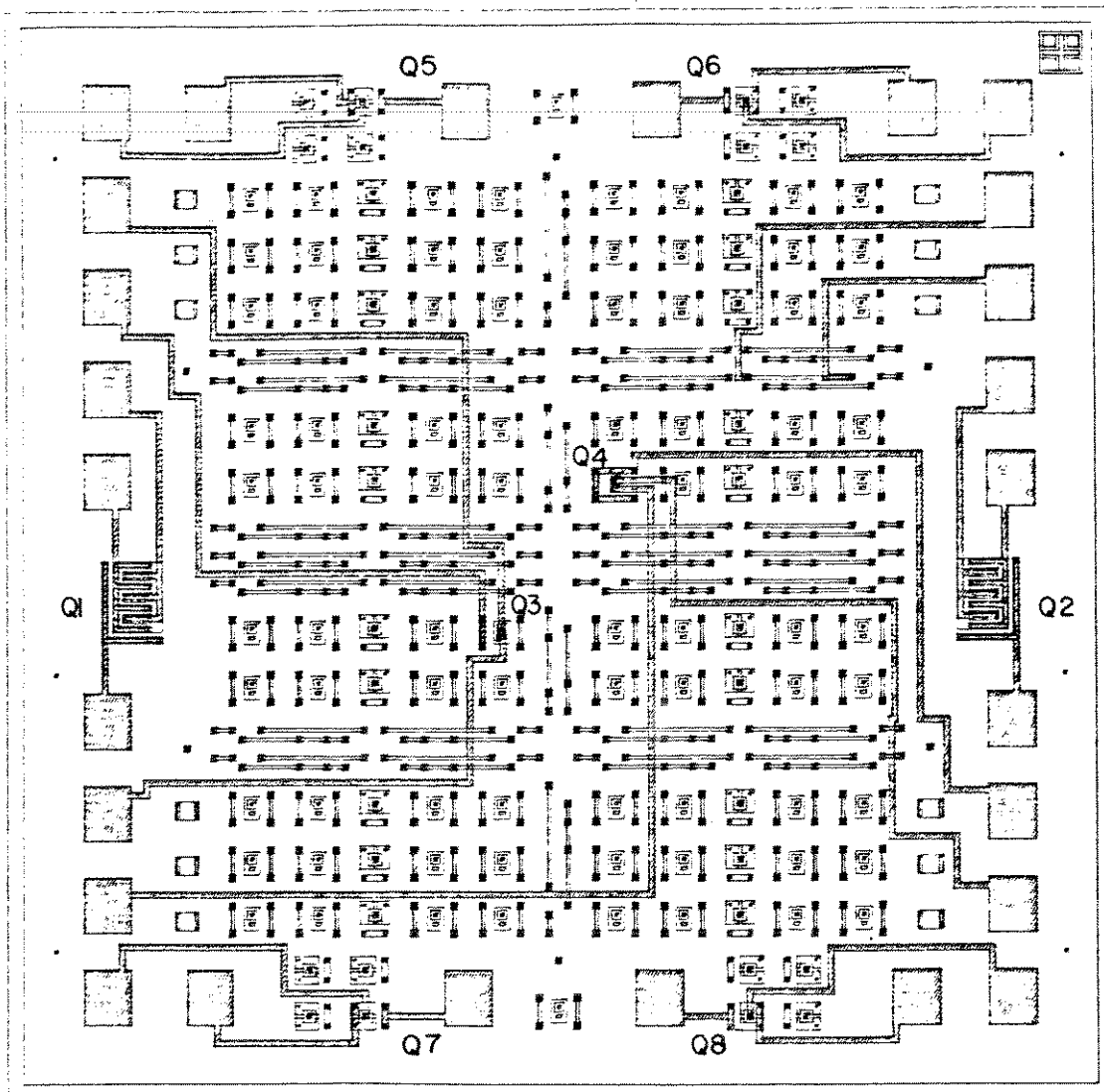


Figura I.7 - O *lay-out* utilizado no PROTOCHIP para a construção de um elemento sensor.

Uma vez que o processo de fabricação dos dispositivos em tecnologia bipolar ainda não se encontrava estabelecido no LED (não existia um processo-padrão de fabricação, pronto para ser utilizado), resolvemos construir um primeiro protótipo onde os dispositivos fossem redundantes, de forma a contornar possíveis problemas de *yield* na fabricação. Desta forma, aproveitando o número total de "PADs" disponíveis, foram escolhidos 2 NPN de potência (o que também permitiria uma maior dissipação de potência no *chip*), 2 NPN comuns para a detecção de temperatura do *chip*, colocados na região central do *chip* e ligados com 2 e 4 contatos de coletor, a fim de colaborar na aquisição de dados preliminares para o estabelecimento do Processo Bipolar do Laboratório, e 4 PNP's laterais, simetricamente dispostos, nas extremidades do *chip*, a fim de se detectar máxima manifestação do fenômeno de variação de temperatura da superfície sob fluxo laminar, uma vez que um trabalho anterior [10] indica que quanto maior a distância entre os elementos sensores, maior a sensibilidade.

I.3 - A fabricação dos sensores

Foram processadas 5 lâminas de 2", contendo um número médio de 65 PROTOCHIPS cada, num período de 8 meses.

A primeira tentativa de se fabricarem os elementos sensores obteve um relativo sucesso. De 65 *chips* fabricados que passaram numa inspeção visual, 15 continham um conjunto de dispositivos necessários à formação de um elemento sensor. Porém, vários destes dispositivos possuíam altas correntes de fuga, devido a problemas com a limpeza durante a fabricação dos *chips*.

Apenas 9 *chips* sensores resultaram da primeira fabricação. Foram efetuados testes com estes elementos sensores e, devido a problemas de várias ordens, que serão discutidos mais adiante neste trabalho, todos eles vieram a sofrer danos irreparáveis durante o processo de caracterização, tornando necessária a fabricação de novos elementos.

A segunda tentativa de fabricação não está documentada pois apresentou problemas vários de alinhamento entre os diferentes níveis de máscaras, resultando em rendimento nulo para este lote fabricado. Foram feitas duas lâminas.

Numa terceira tentativa, duas outras lâminas foram obtidas, contendo *chips* completos. A caracterização elétrica, porém, revelou que, provavelmente, houve "punch-through" da difusão de emissor na base, pois não foi obtida nenhuma junção base-emissor. Uma investigação das possíveis causas do defeito levou à conclusão de que havia um erro não-sistemático de posicionamento das barquetas contendo as lâminas a serem difundidas dentro dos fornos, provocando a execução de algumas etapas em temperaturas diferentes das previstas (acima ou abaixo do especificado). Também efetuou-se uma deposição com as fontes

fontes sólidas BORON+ em lâminas de teste (com o problema do posicionamento já resolvido) para verificar a uniformidade da mesma. Constatou-se a necessidade de se proceder a um novo processo de "aging" das fontes sólidas, conforme as especificações do fabricante. Assim sendo, as fontes foram colocadas no forno de deposição de Boro a 950°C , com um fluxo de N_2 de 2,0 lpm, e lá permaneceram por 8 horas.

A quarta tentativa de fabricação indicou relativo sucesso na obtenção dos dispositivos. De 63 *chips* fabricados (uma lâmina), 25 continham dispositivos úteis. As correntes de fuga obtidas foram baixas e observou-se uma uniformidade nas características dos dispositivos ao longo da lâmina. Porém, um problema sério verificado foi a não-abertura efetiva de contatos sobre o óxido mais espesso (contatos para os PNP laterais e base dos transistores NPN), resultando na necessidade de se aplicar uma alta tensão (cerca de 350 V) aos terminais dos dispositivos, a fim de romper o dielétrico formado pelo óxido e permitir o funcionamento do dispositivo. A Figura 1.9 mostra uma fotografia dos *chips* fabricados.

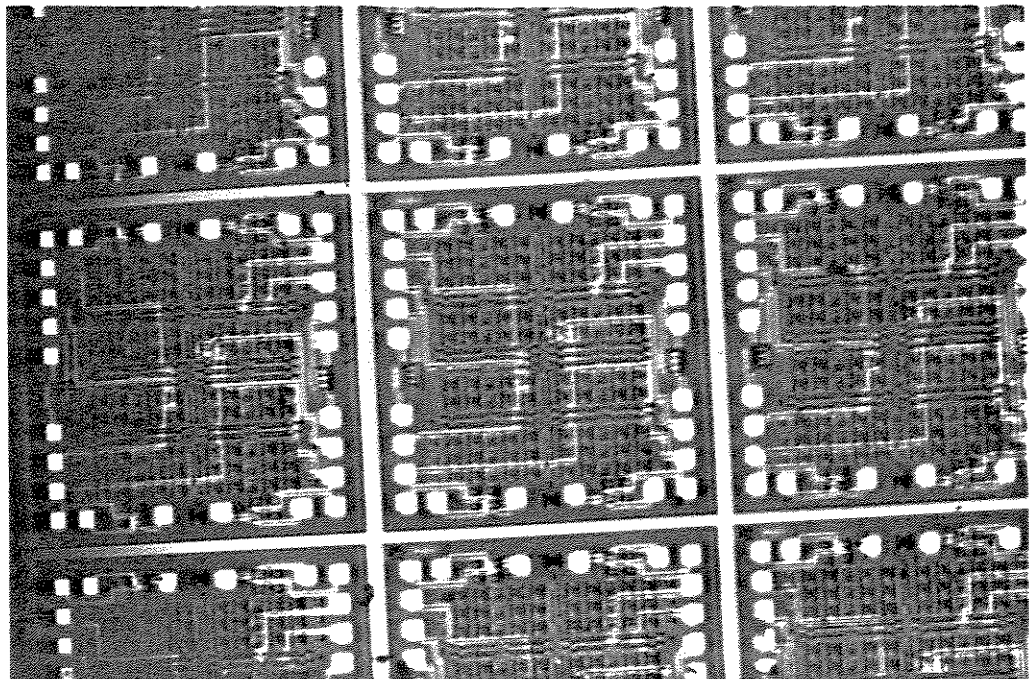


Figura 1.9 - Foto dos PROTOCHIPS fabricados.

Após a caracterização dos dispositivos das lâminas desta quarta "fornada", procedeu-se à separação dos *dies* por meio de uma riscadora com ponta de diamante. Contudo, devido a uma falha no sistema de controle de avanço lateral do braço que contém a agulha de riscagem, os *chips* desta lâmina foram cortados erroneamente, causando a separação dos transistores PNP usados para a detecção do fluxo laminar.

A Figura I.10 mostra a posição relativa do corte feito nos *chips*.

Tal ocorrido inutilizou os PROTOCHIPs fabricados para atuarem como elementos sensores direcionais de fluxo laminar.

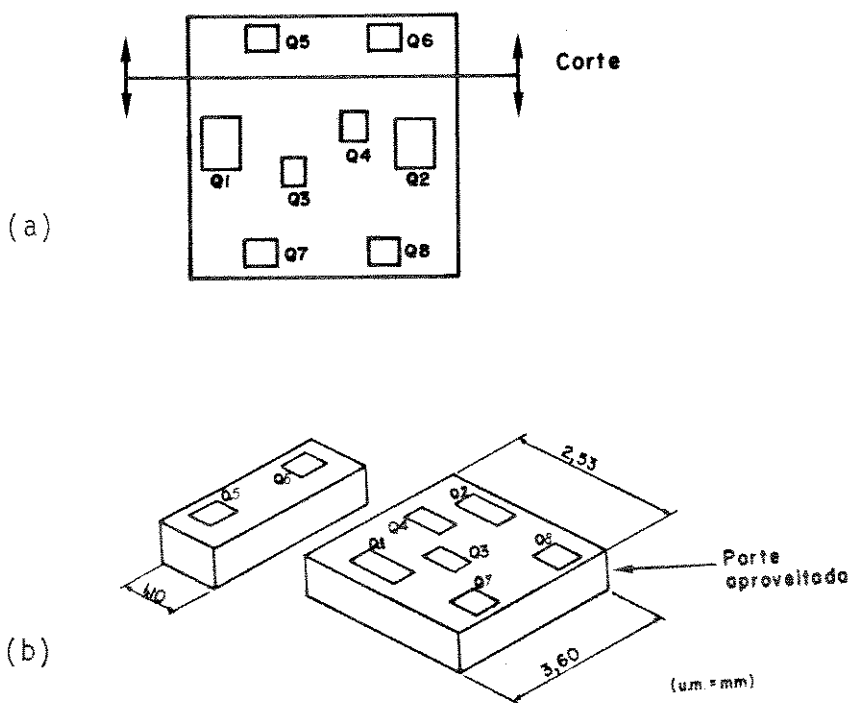


Figura I.10 - O PROTOCHIP após a riscagem. (a) Posição relativa do corte; (b) As dimensões resultantes.

Prosseguiu-se, então, a uma tentativa de se encontrar mais alguns PROTOCHIPS utilizáveis dentre os fabricados na primeira "fornada". Foram testados alguns dispositivos cujas características sugeriam estarem com alguns terminais em aberto. A aplicação de altas tensões nestes terminais, a exemplo do que foi feito para os dispositivos da última "fornada", resultou na obtenção de três PROTOCHIP utilizáveis para a caracterização de um sensor direcional de fluxo.

I.4 - Características dos dispositivos fabricados

São apresentadas algumas das principais características dos três tipos de transistores fabricados.

I.4.1 - O PNP Lateral

Os transistores PNP construídos no processo utilizado são do tipo lateral e a região de base consiste no próprio substrato da lâmina. A Figura I.11 mostra a geometria e dá as dimensões do transistor. A Figura I.12 mostra uma foto do dispositivo construído e seus PADS de contato.

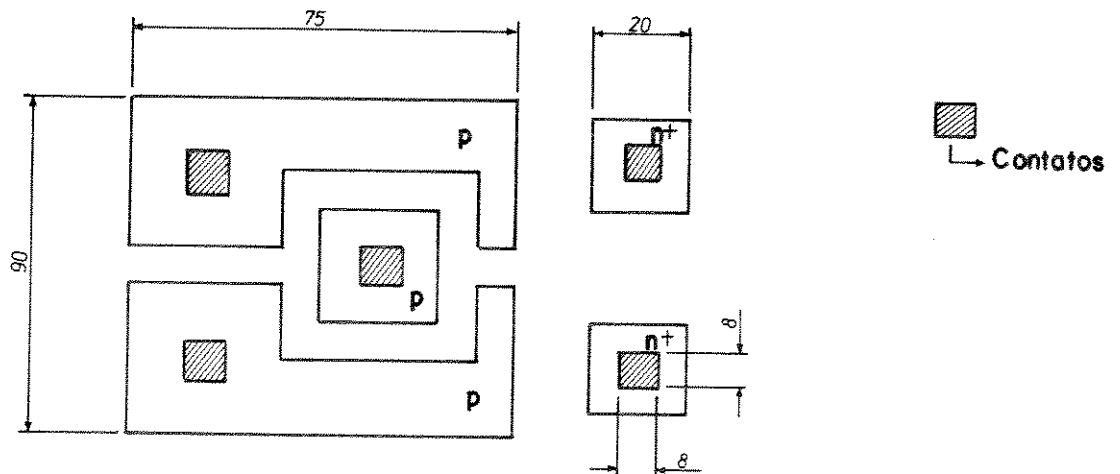


Figura I.11 - Geometria e dimensões do PNP lateral (indicações em μm).

Conforme indicado na Figura I.11, o transistor PNP é, na realidade, formado por dois PNP laterais, que têm em comum a base e o emissor.

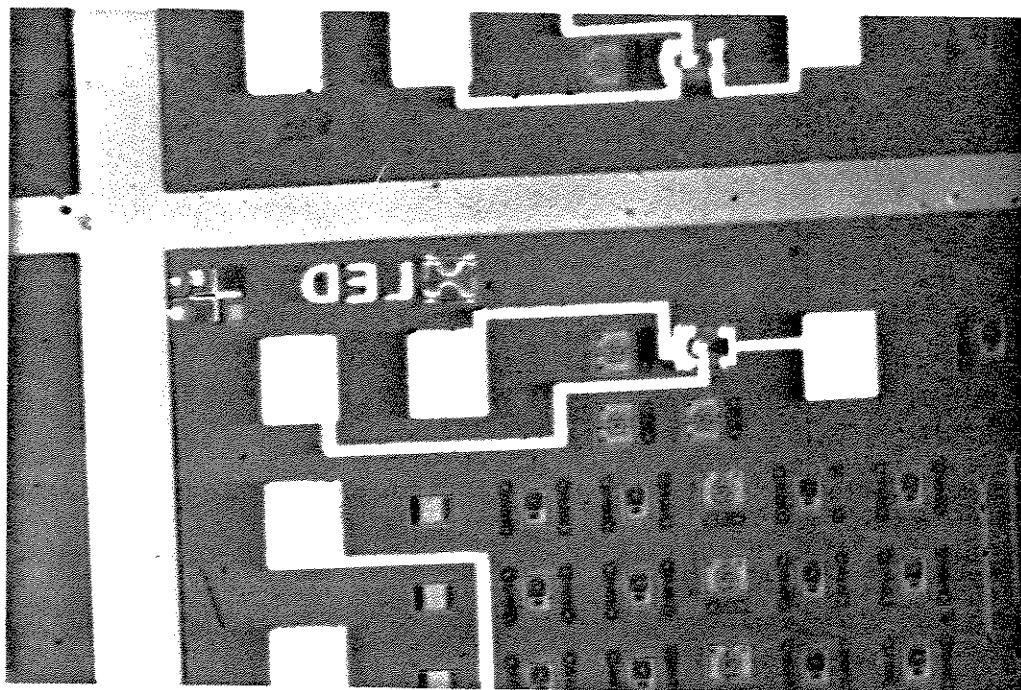


Figura. I.12 - Foto de um PNP lateral no PROTOCHIP.

A Figura I.13 mostra as curvas de $\ln I_B \times V_{BE}$ e $\ln I_C \times V_{BE}$ para o transistor PNP lateral. A Figura I.14 mostra a variação de B_F com a corrente de coletor I_C .

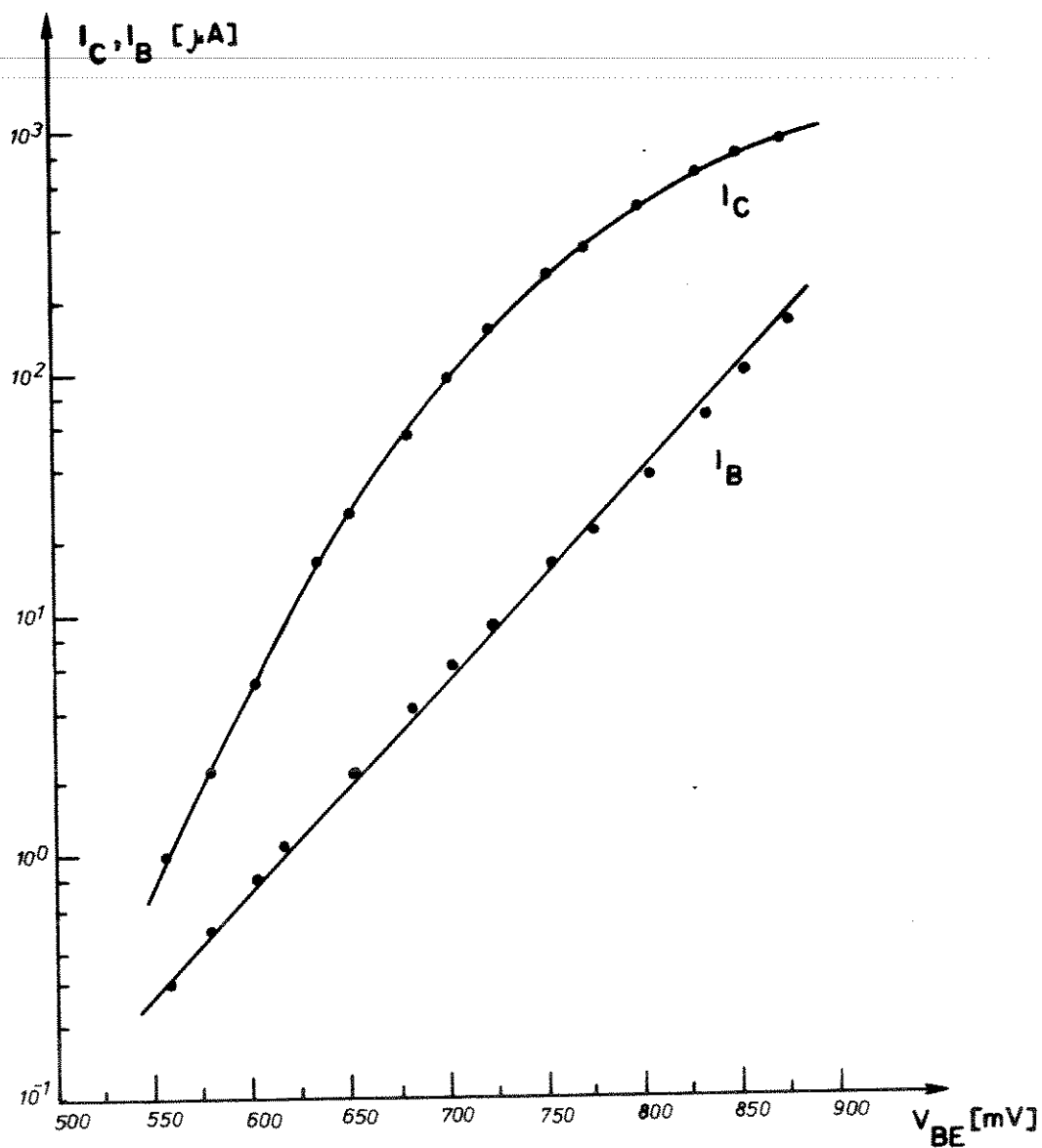


Figura I.13 - Variação das correntes de base (I_B) e de coletor (I_C) com a variação de V_{BE} para $V_{CB} = 0 V$ para o PNP lateral.

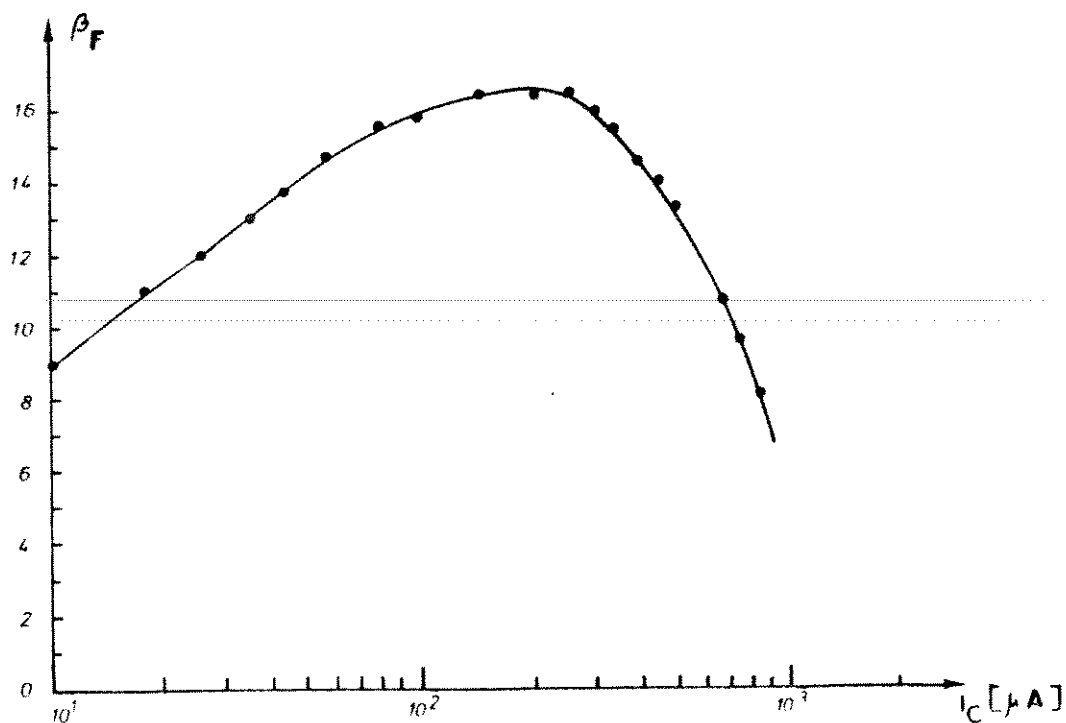


Figura I.14 - Variação do ganho de corrente estático em emissor comum com a corrente de coletor para o PNP lateral.

A tabela I.1 mostra os valores das correntes de fuga do transistor, bem como das suas tensões de ruptura (BV).

	Correntes de fuga	Tensões de ruptura	
I_{CBO}	45 nA	75 V	BVCBO
I_{CEO}	20 nA	35 V	BVCEO
I_{EBO}	18 nA	68 V	BVEBO

Tabela I.1 - Correntes de fuga e tensões de ruptura para o PNP lateral.

A Figura I.15 mostra a característica $V_{BE}(T)$ do transistor.

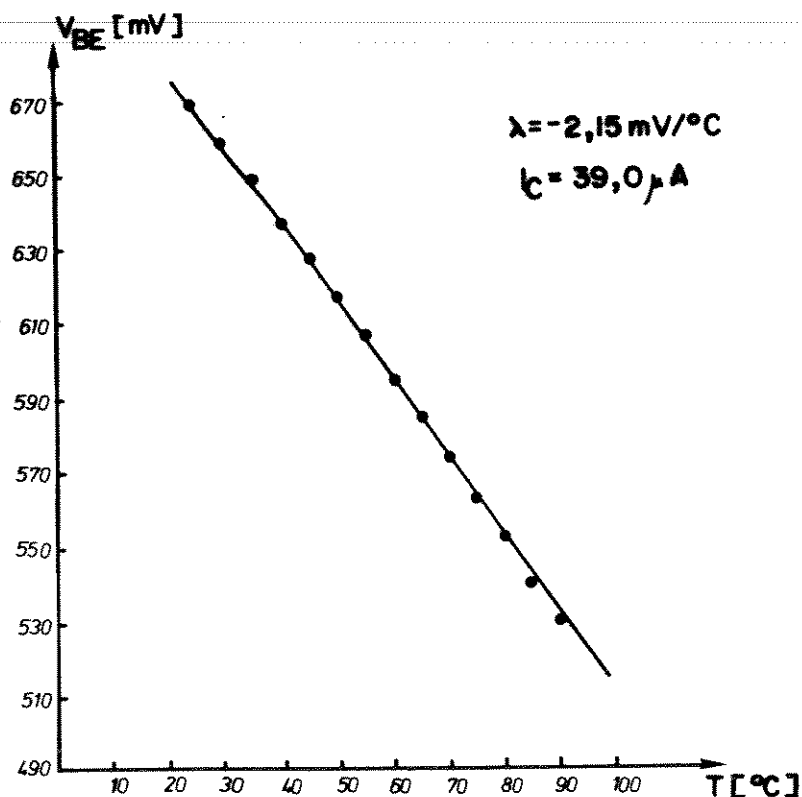


Figura I.15 - Variação do V_{BE} do transistor PNP lateral com a temperatura, quando polarizado com corrente constante de coletor.

I.4.2 - O NPN de sinal

A geometria e as dimensões do transistor NPN de sinal do PROTOCHIP são mostradas na Figura I.16.

Este transistor possui 4 contatos de coletor, o que facilita o roteamento, uma vez que as linhas de metalização podem sair por várias direções. A Figura I.17 mostra fotos dos dois tipos de conexão feitas para este tipo de dispositivo no elemento sensor fabricado.

As curvas de $\ln I_C \times V_{BE}$ e $\ln I_B \times V_{BE}$ são indicadas na Figura I.18. A Figura I.19 mostra a curva $B_F \times I_C$.

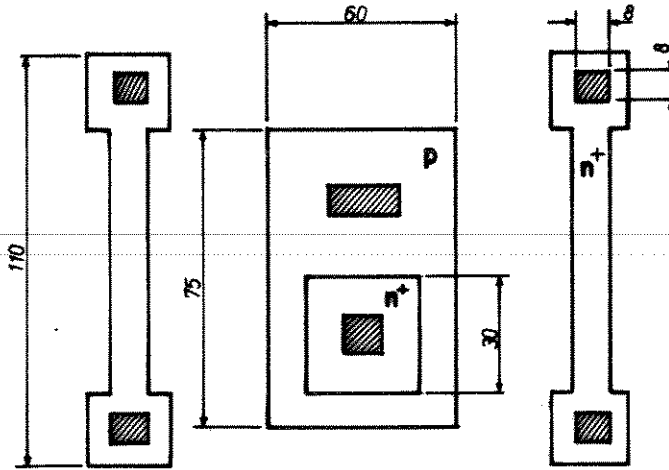


Figura I.16 - Geometria e dimensões do transistor NPN de sinal (indicações em μm).

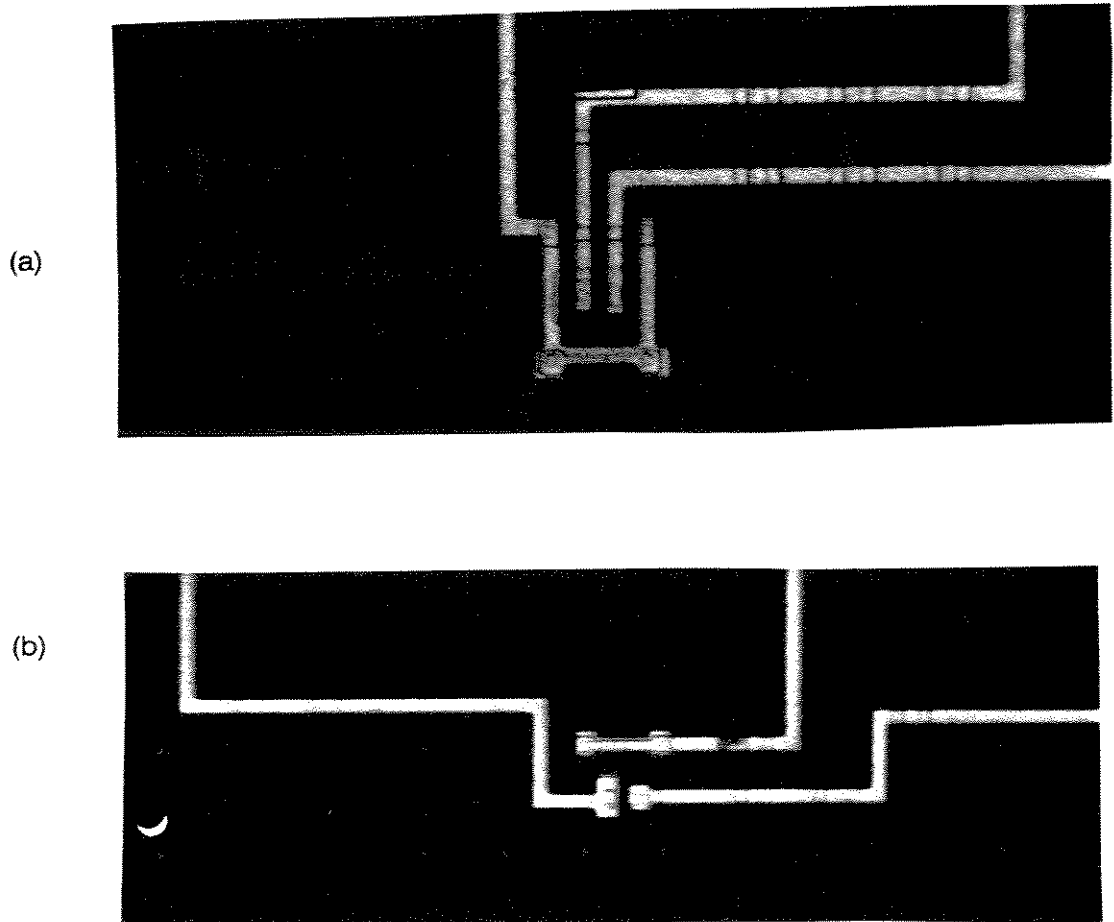


Figura I.17 - Conexões de acesso aos transistores NPN de sinal implementados no sensor (a) NPN com 4 contatos de coletor (b) NPN com 2 contatos de coletor.

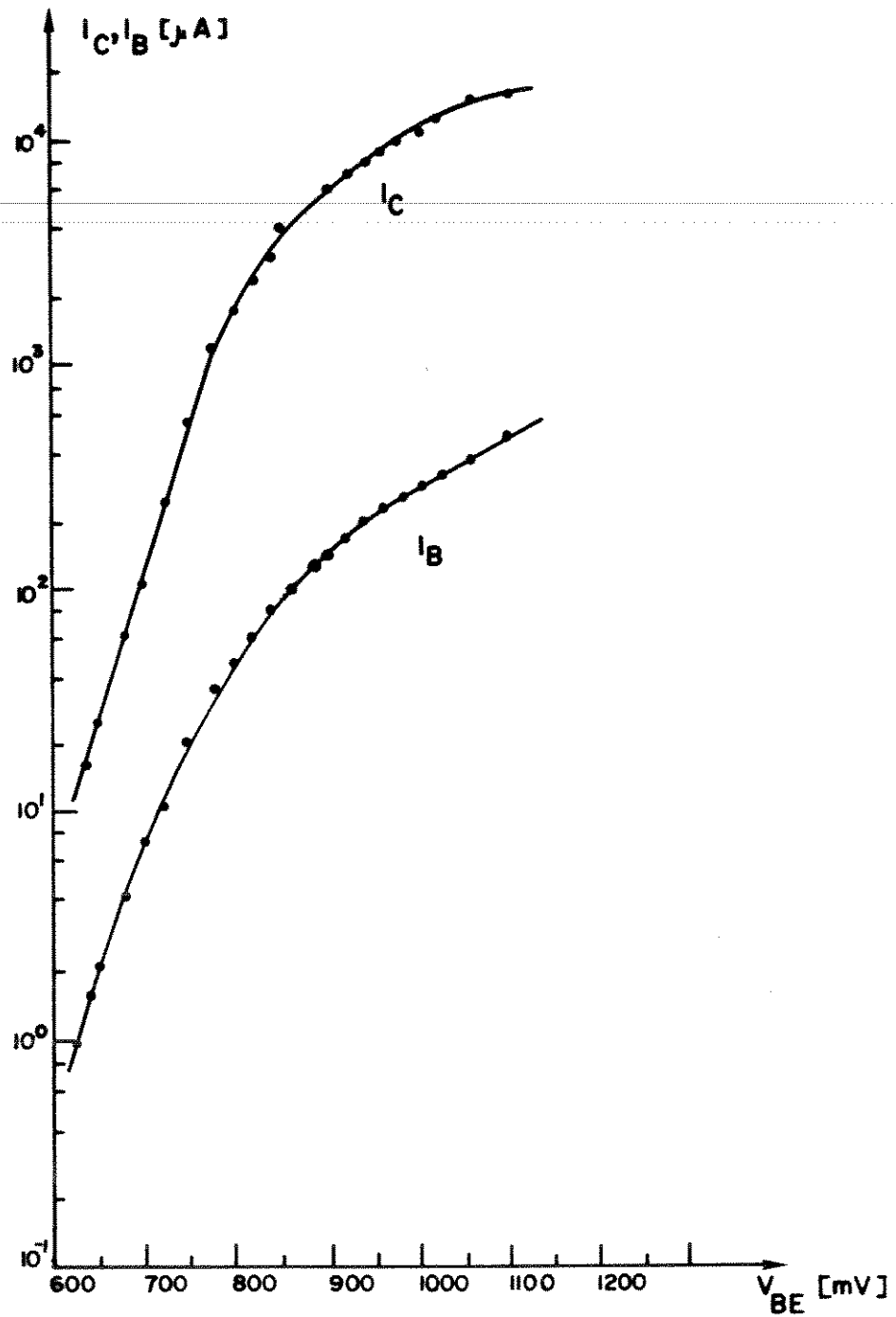


Figura I.18 - Variação das correntes de base (I_B) e de coletor (I_C) com a variação de V_{BE} para $V_{CB} = 0 V$ para o NPN de sinal.

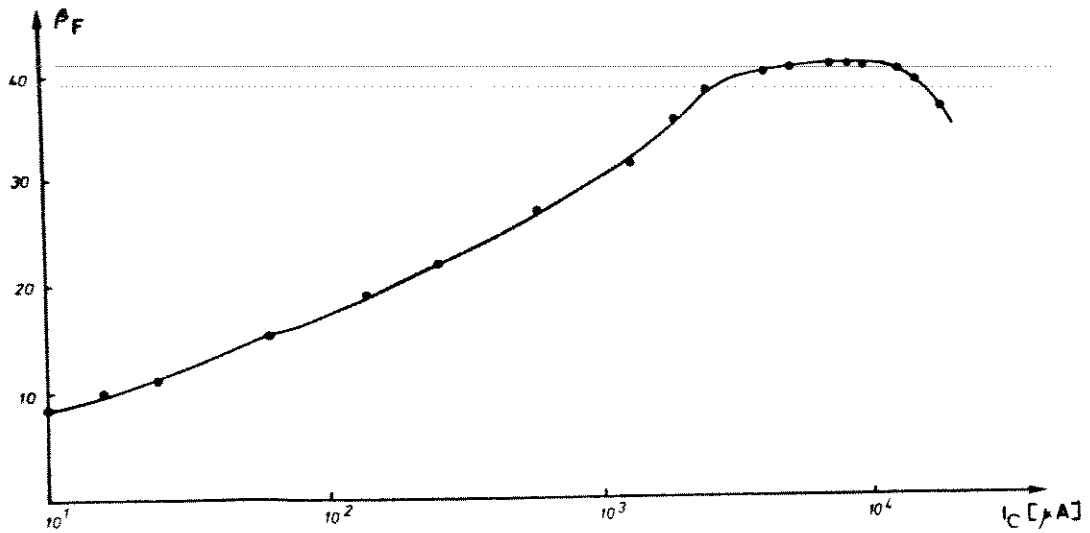


Figura 1.19 - Variação do ganho de corrente estático (β_F) emissor comum em função da corrente de coletor para o NPN de sinal.

A Tabela 1.2 indica os valores das correntes de fuga de dispositivos, bem como suas tensões de ruptura.

Correntes de fuga		Tensão de ruptura	
I_{CB0}	2,95 nA	BV_{CB0}	60 V
I_{CE0}	7,9 nA	BV_{CE0}	35 V
I_{EB0}	75 nA	BV_{EB0}	7 V

Tabela 1.2 - Tensões de ruptura e correntes de fuga para o transistor NPN de sinal.

A característica de variação de $V_{BE}(T)$ é mostrada na Figura 1.20.

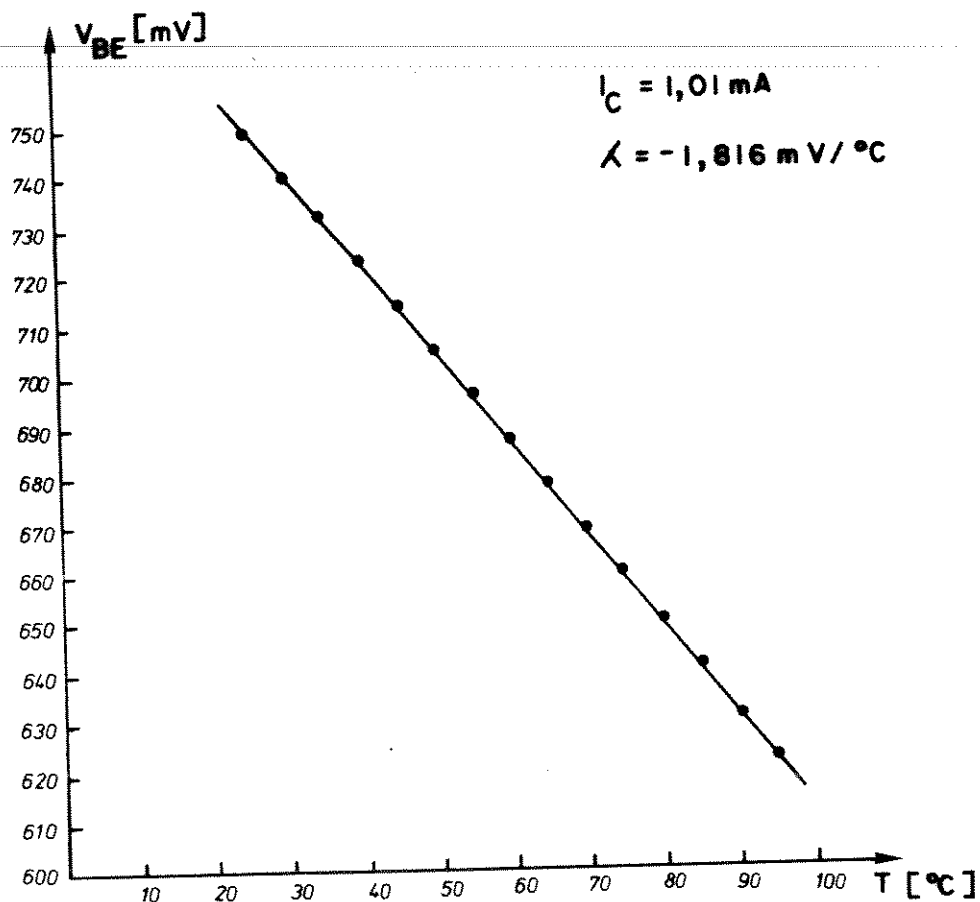


Figura 1.20 - Características V_{BE} versus temperatura, com corrente de coletor constante para o transistor NPN de sinal.

1.4.3 - O NPN de potência

A geometria e dimensões do transistor de potência estão indicadas na Figura 1.21. A Figura 1.22 mostra uma fotografia do dispositivo fabricado.

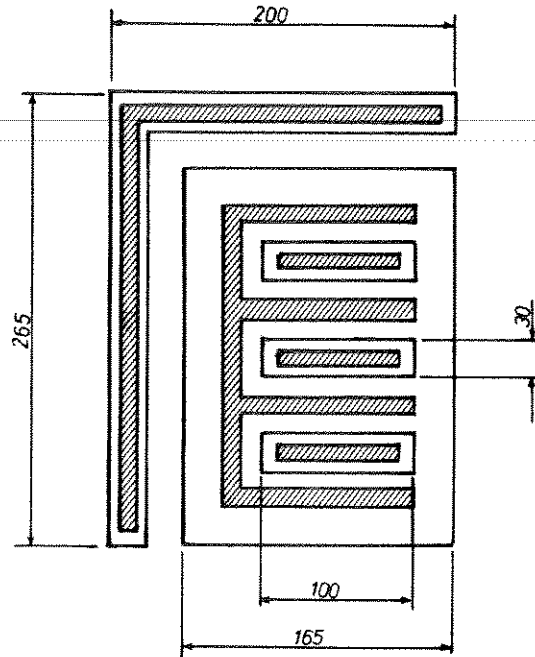


Figura I.21 - Dimensões e geometria do transistor NPN de potência (indicações em um).

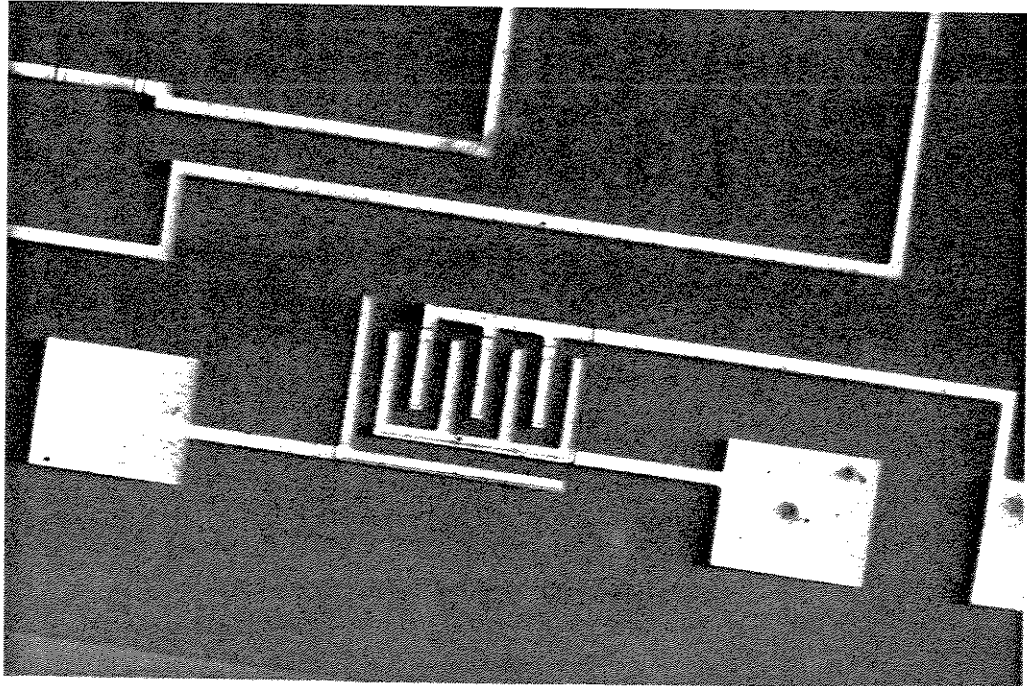


Figura I.22 - Foto de um transistor NPN de potência fabricado.

A geometria interdigitada minimiza a degradação das características de emissor em níveis altos de correntes, maximizando a razão perímetro-área [27].

A Figura I.23 mostra as curvas de $\ln I_B$ e $\ln I_C$ versus V_{BE} para este transistor. A Figura I.24 mostra a relação $B_F \times I_C$.

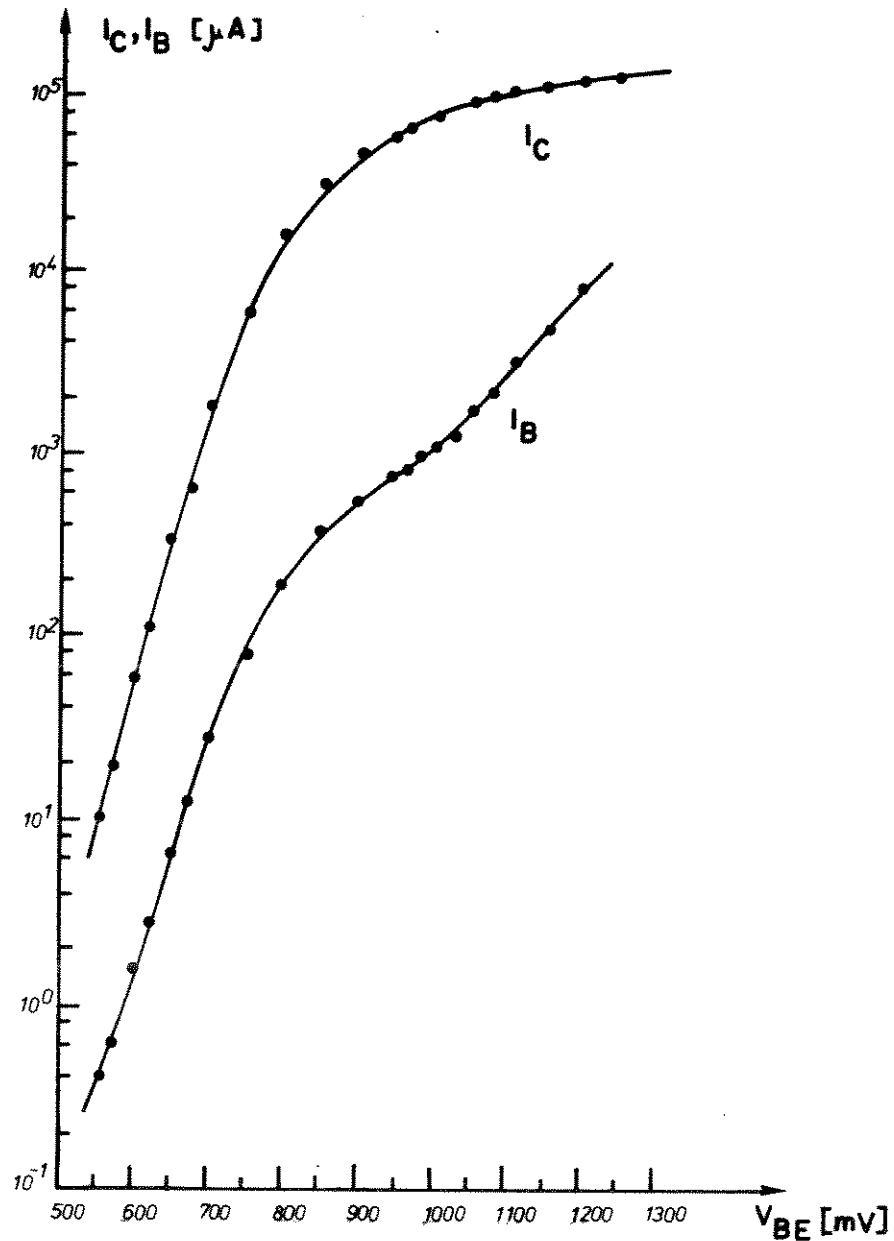


Figura I.23 - Variação da corrente de coletor (I_C) e de base (I_B) com V_{BE} para $V_{CB} = 0$ V, para o transistor de potência.

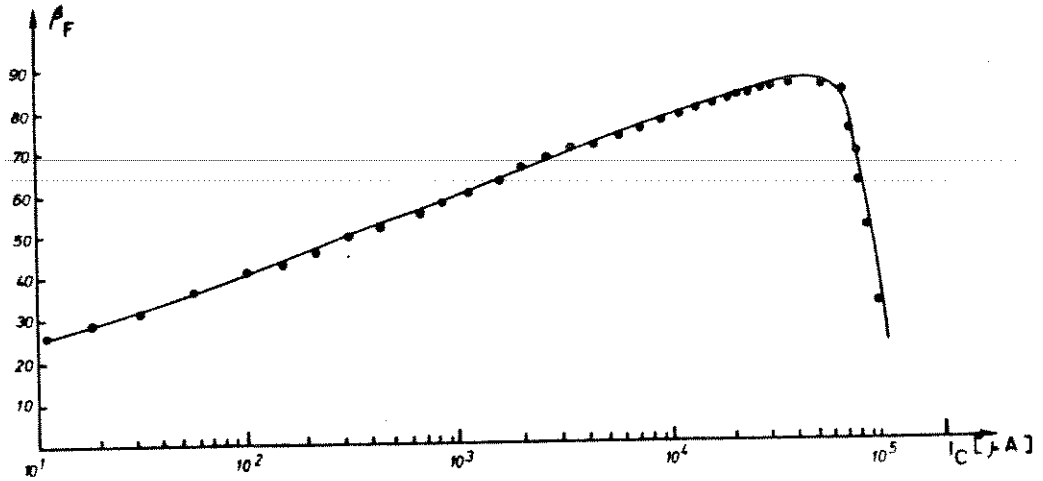


Figura I.24 - Variação do ganho de corrente estático em emissor comum (B_F) com a corrente de coletor para o transistor de potência.

Na Tabela I.3 temos os valores das correntes de fuga e das tensões de ruptura para este transistor.

Correntes de Fuga		Tensões de ruptura	
I_{CEO}	75 nA	BV_{CEO}	30,2 V
I_{CBO}	20,5 nA	BV_{CBO}	68 V
I_{EBO}	89 nA	BV_{EBO}	7,4 V

Tabela I.3 - Correntes de fuga e tensões de ruptura para o transistor NPN de potência.

A característica de variação de $V_{BE}(T)$ é mostrada na Figura 1.25.

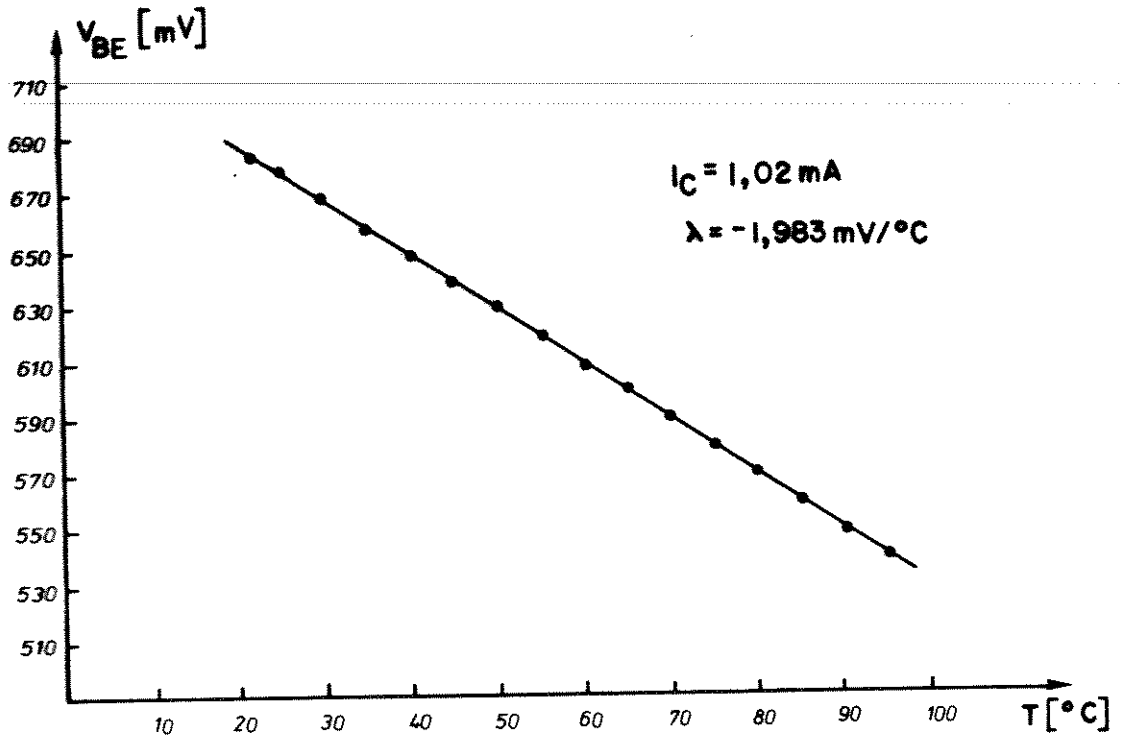


Figura 1.25 - Característica de variação da tensão base emissor com a temperatura para o transistor de potência.

CAPÍTULO II

O SENSOR DIRECIONAL DE FLUXO

II.1 - Introdução

Um dos tipos de sensores estudados é um sensor integrado monolítico, sensível não só à intensidade, mas também à direção do fluxo. Seu princípio de operação baseia-se na detecção da variação da temperatura ao longo da superfície de um *chip*, que é aquecido a uma temperatura sempre acima da do fluxo a ser medido. É utilizado um par de transistores para se fazer a detecção da variação da temperatura ao longo da superfície. Outro par de transistores de potência e um transistor para medida da temperatura do *chip* são usados para o controle de temperatura do substrato.

A Figura II.1 mostra uma foto do sensor encapsulado.

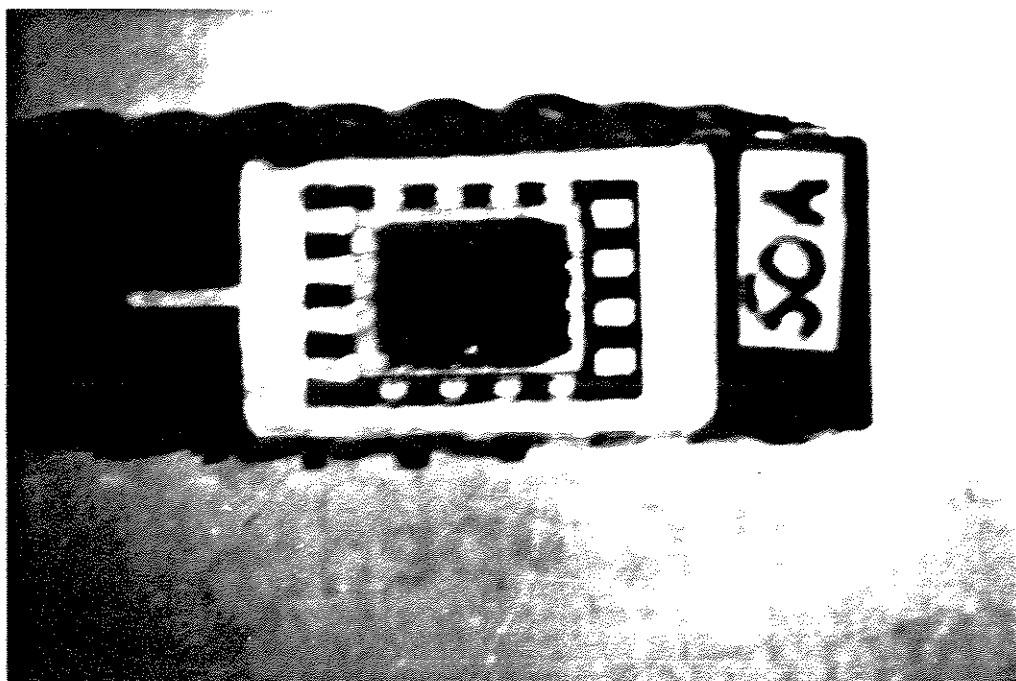


Figura II.1 - Foto do sensor direcional de fluxo no encapsulamento.

O PROTOCHIP contendo o sensor foi colocado em um *header* de 16 pinos, tipo DIP (dual-in-line package), colado a um pedaço de isolante térmico (CELERON) para permitir um melhor controle de temperatura, conforme indicado na Figura II.2.

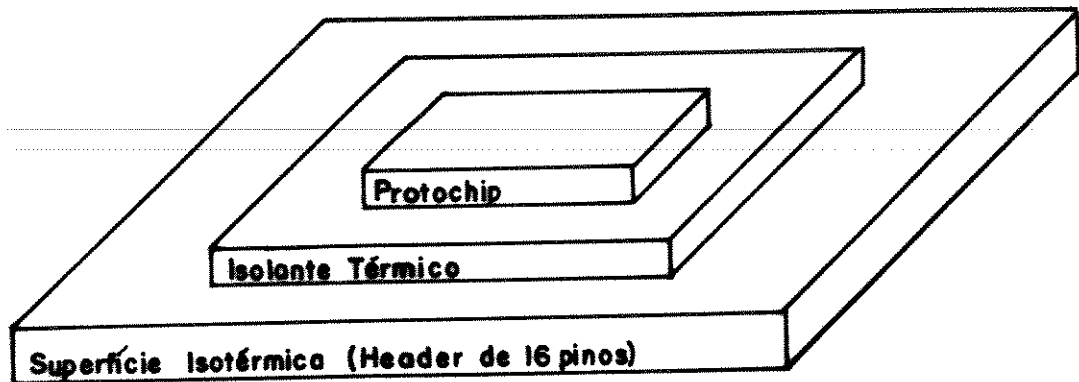


Figura II.2 - *Chip* sensor montado no encapsulamento, sobre um isolante térmico.

A compreensão do funcionamento do sensor realizado implica na necessidade de se examinar a transferência de calor entre uma placa aquecida e um fluxo laminar.

II.2 - Princípio de Funcionamento

Quando um fluido, a uma temperatura T_f , passa sobre a superfície de uma placa aquecida a uma temperatura T_c ($T_c > T_f$), conforme indicado na Figura II.3, desenvolvem-se camadas superficiais, denominadas camadas-limite, com perfis de distribuição de velocidade e de temperatura que dependem basicamente da velocidade do fluxo incidente, da diferença de temperatura entre a placa e o fluxo, e do estado do fluxo (laminar ou turbulento) [28].

As camadas-limite térmica e hidrodinâmica possuem espessura δ_T e δ_f , respectivamente.

Devido à diferença na espessura da camada-limite de temperatura, existe um gradiente de temperatura entre um extremo e outro da placa aquecida. Conforme já discutido no Capítulo I, dispositivos sensores podem ser colocados nestas posições extremas, a fim de se detectarem tais diferenças de temperatura.

Existem três equações básicas no estudo de Dinâmica dos Fluidos que determinam o comportamento dos campos de velocidade e térmico em um fluido. São as

equações de conservação de massa, de momento e de energia. O assunto tem sido tratado de forma extensiva pela Teoria Clássica da Camada Limite [28].

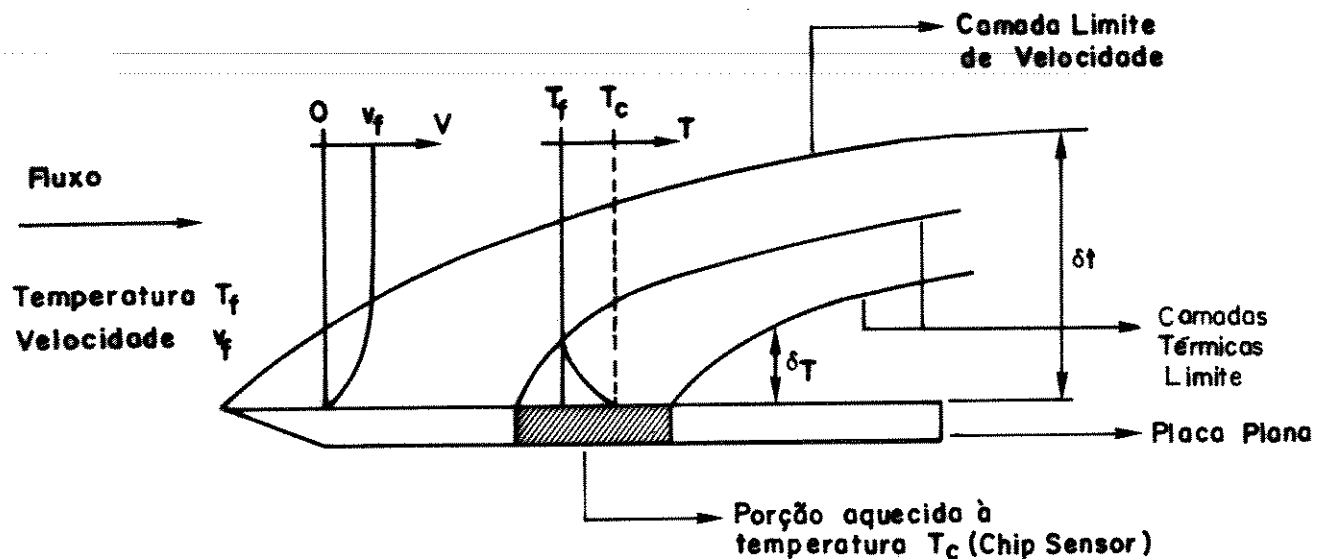


Figura II.3 - Camadas-limite desenvolvidas em uma placa aquecida mergulhada em um fluxo.

As condições assumidas no modelo clássico requerem que o fluxo incidente tenha uma velocidade constante v_f e uma temperatura inicialmente constante, T_f . Devido às propriedades de viscosidade do fluido, a velocidade na vizinhança da superfície da placa não é igual a v_f , tendo uma distribuição do tipo mostrado na Figura II.3. Se a temperatura da placa é diferente daquela do fluido, a temperatura do fluido sobre a placa também variará, e, de acordo com o caso em questão, onde a temperatura da placa (T_c) é maior que a do fluido, ela poderá ter uma distribuição como a indicada na Figura II.3 (camadas térmicas limite).

A Teoria Padrão da Camada limite requer que os gradientes de temperatura e velocidade na direção do fluxo sejam desprezíveis em relação àqueles normais a esta direção.

Considerando-se uma placa com temperatura constante ao longo de toda sua extensão, a forma dos perfis de velocidade e temperatura não varia ao longo da placa, mas a espessura da camada limite varia. Caso seja estabelecido um perfil fixo de temperatura ao longo da superfície da placa [$T_c(x)$], o perfil da camada limite de temperatura não deve ser similar.

A quantidade de calor trocada entre a placa e o fluxo é dada pela Lei de Resfriamento de Newton [29]:

$$Q = h \cdot A \cdot \Delta T_{cf} \quad (2.1)$$

onde

Q - taxa de troca de calor por convecção [W]
 A - área da superfície de troca de calor [m²]
 h - coeficiente de troca de calor [W/m².K]
 ΔT_{cf} - diferença de temperatura entre a superfície da placa e o fluido em movimento [K]

O problema fundamental para se definir a equação que rege a troca de calor ao longo da superfície, é encontrar o valor do coeficiente de convecção h , ao longo de cada ponto da superfície.

Em mecânica dos fluidos é usual relacionar o coeficiente local de troca de calor a um número adimensional, chamada número de Nusselt, dado por [28].

$$Nu_x = \frac{h_x \cdot x}{K} \quad (2.2)$$

Onde o sub-escrito x indica se tratar de uma grandeza local. O número de Nusselt médio é dado por,

$$Nu = \frac{h \cdot L}{K} \quad (2.3)$$

onde

L - comprimento da placa [m]
 K - condutividade térmica [W/m.°C]

e

$$h = \frac{\int_0^L h_x \cdot dx}{L}$$

Este coeficiente de temperatura é dependente do gradiente local de temperatura, isto é, da espessura da camada limite térmica, conforme a equação abaixo:

$$h_x = - \frac{K \cdot \left(\frac{\partial t}{\partial y} \right)_{y=0}}{t_s - t_f} \quad (2.4)$$

$$h_x = \frac{3}{2} \cdot \frac{K}{\delta_t}$$

Pode ser demonstrado [28] que

$$h_x = 0,331 \cdot K \cdot \frac{\sqrt{v_f}}{\sqrt{\gamma \cdot x}} \cdot (Pr)^{1/3} = 0,331 \cdot (Re_x)^{1/2} (Pr)^{1/3} \quad (2.5)$$

onde Re_x é o número de Reynolds, definido por:

$$Re_x = \frac{v_f \cdot x}{\gamma} \quad (2.6)$$

e Pr é o número de Prandtl dado por

$$Pr = \frac{u \cdot c_p}{K} \quad (2.7)$$

sendo que:

u - viscosidade do fluido

c_p - calor específico a pressão constante

K - condutividade térmica

γ - viscosidade dinâmica

Portanto, para diferentes velocidades de fluxo, o coeficiente h tem sempre a forma indicada na Figura II.4.

Logo, como

$$Q = h_x \cdot A \cdot \Delta T_{cf} \quad (2.8)$$

o fluxo de calor será, conseqüentemente, sempre maior na porção da placa que recebe primeiro a frente de fluxo.

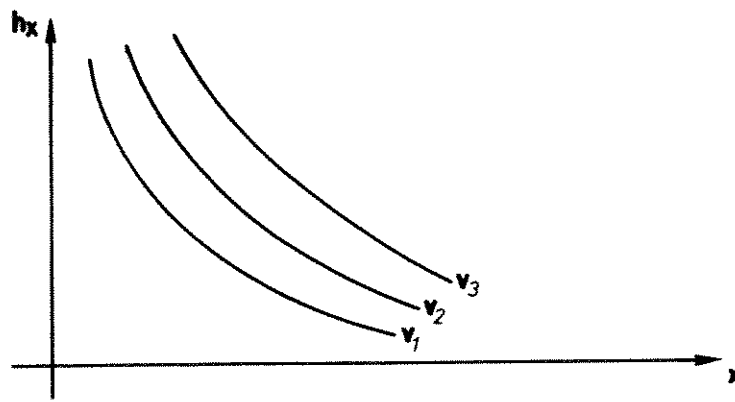


Figura II.4. Coeficiente de troca de calor em função da distância à borda de uma placa aquecida para diferentes velocidades de fluxo.

No modelo analisado até aqui supõe-se que a temperatura da superfície da placa é mantida homogênea e constante. Ou seja, assume-se que a potência sendo dissipada pela placa é distribuída uniforme e instantaneamente a todos os pontos da mesma.

A situação real, entretanto, é a de uma fonte de calor finita aquecendo uma placa que possui resistência térmica não-nula e capacitância térmica não-infinita.

Assim sendo, a temperatura real de cada ponto da superfície da placa poderá ser diferente da determinada pela(s) fonte(s) de calor no centro da mesma e, além do mais, havendo convecção forçada a temperatura local será dada pelo balanço entre a perda de calor por convecção e o fluxo de calor da fonte de potência.

Não foi possível encontrar um tratamento teórico adequado para tal questão. Ranahmal [15] já menciona o mesmo problema em seu trabalho. Cray [30] discute o assunto, mas restringe-se ao cálculo da quantidade de calor trocada ao longo da placa. Contudo, ele

considera a distribuição de temperatura na superfície arbitrária e a troca de calor também é encontrada como sendo maior na parte da placa que primeiro recebe o fluxo.

Muito recentemente, Van Oudheusden [24], publicou resultados relativos a um sensor térmico bidirecional de fluxo, onde também é utilizado o princípio de detecção de diferenças de temperatura induzidas pelo fluxo sobre uma superfície aquecida. É proposto um modelo bastante simples para explicar a questão do balanceamento térmico do sensor aquecido mergulhado em um fluxo. Porém, o modelo explica algumas dificuldades encontradas ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

O modelo térmico proposto para o sensor aquecido é mostrado na Figura II.5, representado por um circuito elétrico equivalente ao comportamento térmico do mesmo.

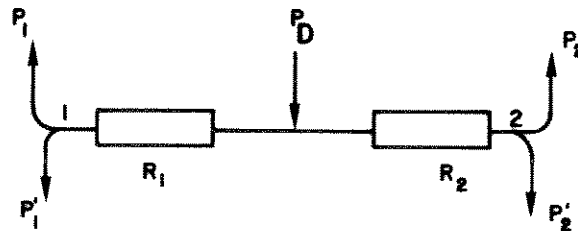


Figura II.5 - Circuito elétrico equivalente ao comportamento térmico do sensor.

As duas resistências R_1 e R_2 representam as resistências térmicas das partes esquerda e direita do sensor, respectivamente. Para simplicidade do modelo, é considerado que o calor total produzido (P_D) é concentrado no centro do *chip* e que as perdas de calor ocorrem nas bordas, e não distribuídas ao longo da superfície.

P_1 e P_2 são parcelas da troca de calor total dependentes do fluxo, e P'_1 e P'_2 são parcelas não dependentes do fluxo. Podemos escrever que:

$$PD = P_1 + P_2 + P'_1 + P'_2. \quad (2.9)$$

Vamos assumir $P_f = (P_1 + P_2)$ como sendo o fluxo total de calor dependente do fluxo e $\Delta P_f = (P_1 - P_2)$ como o fluxo diferencial de calor dependente do fluxo.

Temos que $\Delta P_f > 0$ para um fluxo para a direita e $\Delta P_f < 0$ para um fluxo para a esquerda.

Assumindo que a distribuição da troca de calor ao longo da superfície do *chip* seja independente da velocidade do fluxo, a relação

$$\frac{|\Delta P_f|}{P_f} \quad (2.10)$$

pode ser assumida como sendo constante.

Considerando, de forma similar:

$$P_o = (P'_1 + P'_2) \quad e$$

$$\Delta P_o = (P'_1 - P'_2)$$

para a troca de calor independente do fluxo, a diferença de temperatura entre os pontos 1 e 2 da Figura II.5 pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \Delta T_{12} &= T_2 - T_1 = R_1(P_1 + P'_1) - R_2(P_2 + P'_2) \\ &= 1/2 R \cdot \Delta P_f + 1/2 \cdot \Delta R \cdot P_f + 1/2 \cdot \Delta R \cdot P_o + 1/2 \cdot R \cdot \Delta P_o \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde $R = (R_1 + R_2)$ e $\Delta R = (R_1 - R_2)$.

O primeiro termo da equação (2.11) pode ser identificado como sendo a sensibilidade do sensor à troca convectiva diferencial de calor ΔP_f (correspondendo ao modo desejado de operação do sensor); o segundo e terceiro termos são devidos à assimetria ΔR do sensor e correspondem a um desajuste, que independe do fluxo. O último termo representa um desajuste, também independente do fluxo, devido à assimetria ΔP_o na troca de calor independente do fluxo.

O problema do desajuste térmico neste tipo de sensor pode ser melhor compreendido analisando-se o efeito da assimetria $\Delta R/R$ na característica térmica do mesmo.

A Figura II.6 mostra uma representação esquemática da variação de ΔT_{12} para $|\Delta P_f|/P_f = 0,1$ e $\Delta P_o = 0$, para diferentes valores da assimetria [24].

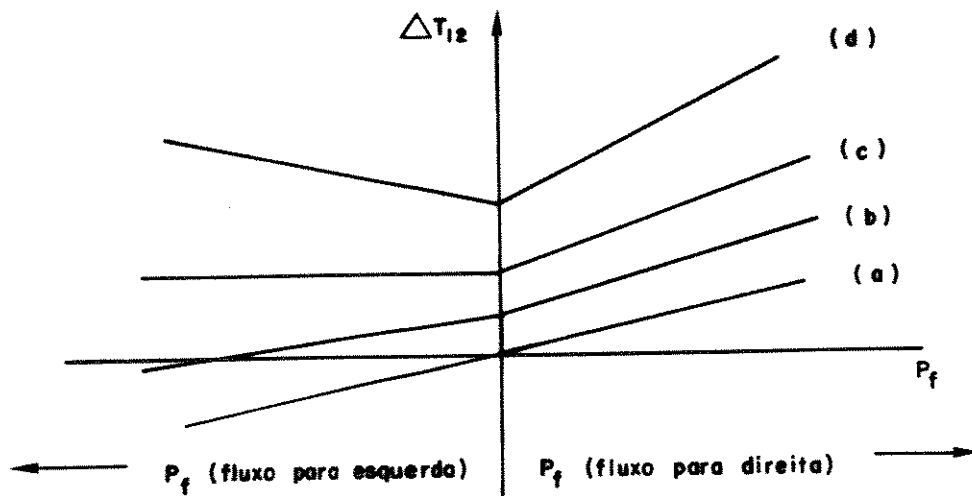


Figura II.6 - O problema do desbalanceamento térmico no sensor direcional de fluxo.
 (a) $\Delta R/R = 0$; (b) $\Delta R/R = 0,05$; (c) $\Delta R/R = 0,1$; (d) $\Delta R/R = 0,2$.

A característica (a) representa o comportamento ideal ($\Delta R/R = 0$) desejável: a curva de calibração intercepta a origem (diferença de temperatura nula na ausência de fluxo) e a sensibilidade (inclinação da curva) é a mesma tanto para fluxos para a direita quanto para a esquerda, porém, com sinal oposto. As características (b), (c) e (d) mostram o efeito do aumento da assimetria do sensor, que se manifesta de dois modos: um desvio de temperatura diferente de zero para condição de fluxo nulo e um aumento na discrepância da sensibilidade para as duas direções de fluxo.

Para valores altos da assimetria podem ocorrer situações intoleráveis, onde a sensibilidade para uma direção torna-se nula (c), ou que a sensibilidade para uma direção torna-

se igual em sinal (embora não em valor) para ambas as direções (d), de forma que não seja mais possível discriminar a direção do fluxo.

Assim sendo, podemos esperar que realmente ocorra um desbalanceamento de temperatura sobre o *chip* com a passagem do fluxo. Porém, não podemos contar com um modelamento teórico consistente para o fenômeno.

II.3 - Princípio de Transdução

A detecção de diferenças de temperatura ao longo da superfície do *chip* (elemento sensor) é realizada, no sensor estudado, através de transistores bipolares, graças à variação da tensão base-emissor destes dispositivos com a temperatura. O elemento sensor fabricado está montado no encapsulamento de 16 pinos, conforme indicado na Figura II.7. A distribuição dos dispositivos sobre o *chip* foi apresentada no Capítulo I.

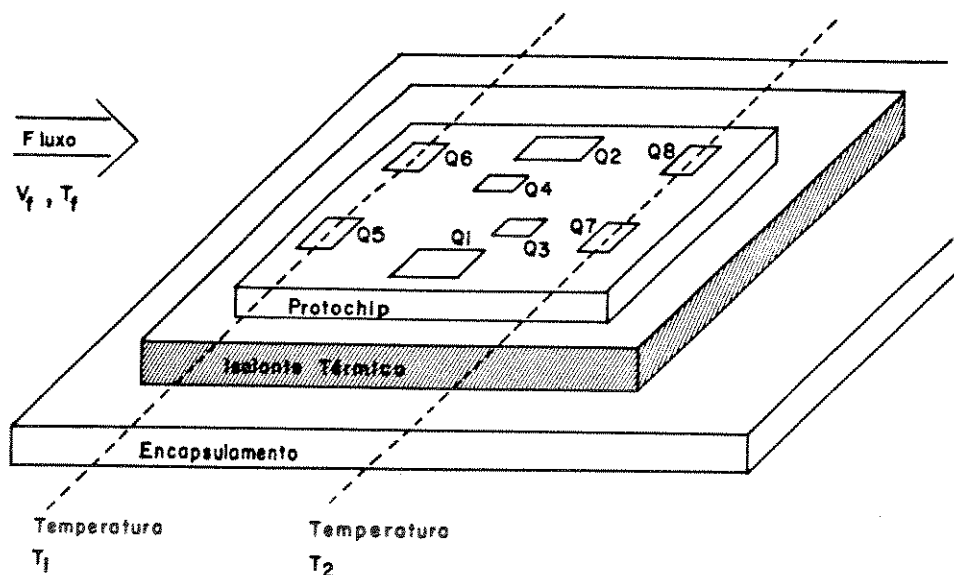


Figura II.7 - Elemento sensor montado sobre o encapsulamento. São indicadas as posições relativas dos dispositivos sobre o *chip*.

Os transistores Q5 a Q8 são usados para detecção da variação de temperatura. Conectando dois transistores em posições opostas no *chip*, numa configuração de par diferencial, conforme mostrado na Figura II.8, teremos que a corrente diferencial do coletor é bastante sensível à temperatura.

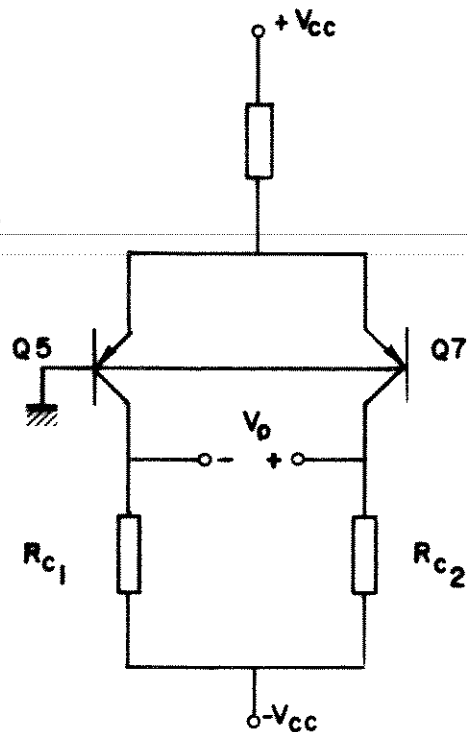


Figura II.8 - Os transistores PNP laterais para detecção do diferencial de temperatura do *chip* arranjados em um par diferencial.

A tensão diferencial de saída resultante de um desbalanceamento de temperatura pode ser calculada considerando-se o modelo eletrotérmico para o par diferencial [31].

As Figuras II.9(a) e II.9(b) mostram o amplificador em questão e o seu Modelo Eletrotérmico (MET).

A corrente de polarização do par diferencial é I_T e a temperatura média do *chip*, ou temperatura de equilíbrio é T_C , que é mantida sempre superior àquela do ambiente através de dissipação de potência do *chip*.

Admitimos que Q5 e Q7 sofram um mesmo desvio de temperatura dT em relação a T_C (a temperatura do *chip*), de tal modo que a temperatura de Q5 seja $T_C - dT$ e a de Q7 seja $T_C + dT$.

Assumindo que os transistores e resistores estejam perfeitamente casados, não há tensão diferencial de saída, se todos os componentes estão à temperatura T_C .

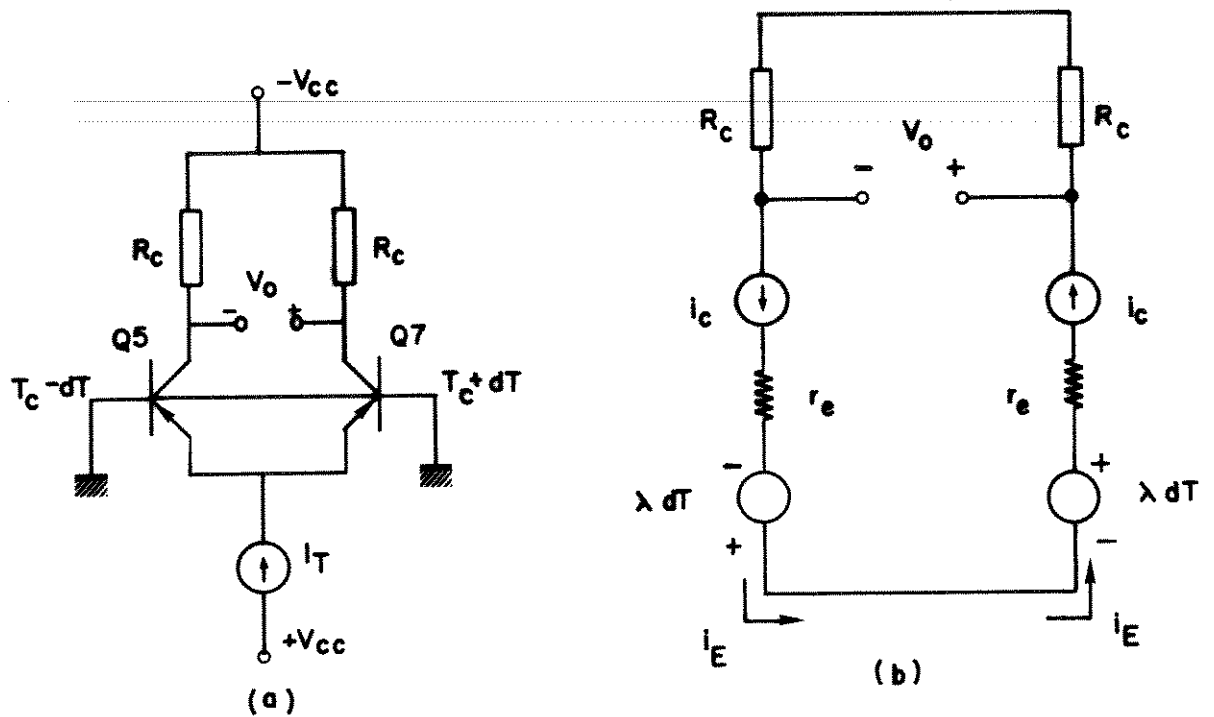


Figura II.9 - O par diferencial (a) e seu Modelo Eletrotérmico (b).

Considerando, na Figura II.9(b), que a corrente de emissor i_e seja a variável independente, podemos escrever as fontes de corrente de coletor como sendo,

$$i_c = \alpha \cdot i_e \quad (2.12)$$

Portanto,

$$V_o = R_C \cdot i_c + R_C \cdot i_c = 2 \cdot R_C \cdot i_c$$

para variações incrementais na corrente de coletor, em função do deslocamento das tensões VBE, devido à temperatura.

Considerando que

$$\lambda = dV_{BE}/dT$$

podemos aproximar

$$dV_{BE} = \lambda dT = \Delta V_{BE} \quad (2.13)$$

Temos que:

$$T_5 = T_C - dT, \text{ temperatura do sensor 5}$$

$$T_7 = T_C + dT, \text{ temperatura do sensor 7}$$

logo,

$$\Delta T_{57} = -2.dT$$

Do MET,

$$i_e = 2 \cdot \lambda \cdot dT / 2 \cdot r_e \quad (2.14)$$

onde r_e é a resistência dinâmica de emissor:

$$r_e = V_{TC} / [(I_T/2)]$$

e

V_{TC} = tensão termodinâmica à temperatura T_C

I_T = corrente de polarização do par diferencial.

Usando as relações (2.13) e (2.14) em (2.12).

$$V_O = 2 \cdot R_C \cdot \alpha \cdot \frac{\Delta V_{BE}}{r_e}$$

ou

$$V_O = \alpha \cdot R_C \cdot I_T \cdot \frac{1}{V_{T_C}} \cdot \Delta V_{BE} \quad (2.15)$$

Temos que

$$\Delta V_{BE} = V_{BE}(T_5) - V_{BE}(T_C) = V_{BE}(T_7) - V_{BE}(T_C) \quad (2.16)$$

A dependência da tensão base-emissor com a temperatura pode ser dada pelo seguinte relação, de acordo com Meijer [32].

$$V_{BE}(T) = V_{G0} + (n - m) V_{T_C} - \lambda T + (n - m)(V_T - V_{T_C} - V_T \ln T/T_C) \quad (2.17)$$

com

$$\lambda = \frac{V_{G0} + (n - m) V_{T_C} - V_{BE}(T_C)}{T_C}$$

onde

V_{G0} - tensão de *bandgap* extrapolada para 0 K [V]

n - coeficiente relacionado à variação de temperatura

m - coeficiente dependente do processo.

V_{T_C} - tensão termodinâmica à temperatura T_C

Calculando-se $V_{BE}(T_5)$ e $V_{BE}(T_C)$ de acordo com a expressão (2.17), pode-se obter o valor de ΔV_{BE} na expressão (2.15) como sendo [32]

$$\Delta V_{BE} = -[V_{BE}(T_C) - V_{G0}] \cdot \frac{dT}{T_C} \quad (2.18)$$

Assim,

$$V_o = \alpha \cdot R_c \cdot \frac{I_T}{2} \cdot \left[\frac{V_{BE}(T_c) - V_{Go}}{V_{Tc}} \right] \cdot \frac{\Delta T_{57}}{T_c} \quad (2.19)$$

Considerando $\alpha = 1$, podemos escrever:

$$V_o = R_c \cdot \frac{I_T}{2} \cdot \left[\frac{V_{BE}(T_c) - V_{Go}}{V_{Tc}} \right] \cdot \frac{\Delta T_{57}}{T_c} \quad (2.20)$$

Vemos, portanto, que a tensão de saída é proporcional à diferença de temperatura entre os dois transistores sensores, que, por sua vez é proporcional à raiz quadrada da velocidade do fluxo que passa pela superfície do *chip*.

II. 4 - Montagem Experimental.

Foram efetuadas medidas de fluxo com o elemento sensor direcional para vários graus de temperatura entre o sensor e o fluxo.

As medidas foram realizadas em dois sistemas montados para a obtenção de um fluxo laminar, conforme ilustrado na Figura II.10.

O primeiro sistema desenvolvido está ilustrado na Figura II.10(a) e consiste em um pequeno túnel de vento formado por um exaustor de ar e um tubo de PVC de 10 cm de diâmetro e 1,30 m de comprimento. Logo na saída do exaustor fica o sistema de controle de fluxo. A razão entre o diâmetro e o comprimento do tubo foi calculada de forma a garantir que o fluxo fosse laminar na saída do tubo. Ainda assim, foram colocadas telas plásticas na entrada do mesmo a fim de diminuir o percurso necessário à laminarização do fluxo.

Este sistema, contudo, apresentou alguns inconvenientes: devido ao fato do exaustor coletar ar do ambiente, não filtrado, e de utilizarmos elementos sensores (*chips*) sem camada de passivação, perderam-se vários *chips* devido ao choque de partículas de poeira com a superfície do mesmo e com os fios de "wire-bonding". Além disso, o sistema não possui um medidor de fluxo calibrado para sabermos qual o fluxo exato passando pelo tubo.

Um segundo sistema, indicado na Figura II.10(b), utiliza um fluxo de N_2 seco. As velocidades de fluxo média são indicadas por meio de um fluxímetro calibrado. A saída do sistema (onde é instalado o sensor a ser calibrado) é um tubo de polyflo com diâmetro de 1,0 cm. A velocidade média máxima obtida neste sistema é de 0,95 m/s.

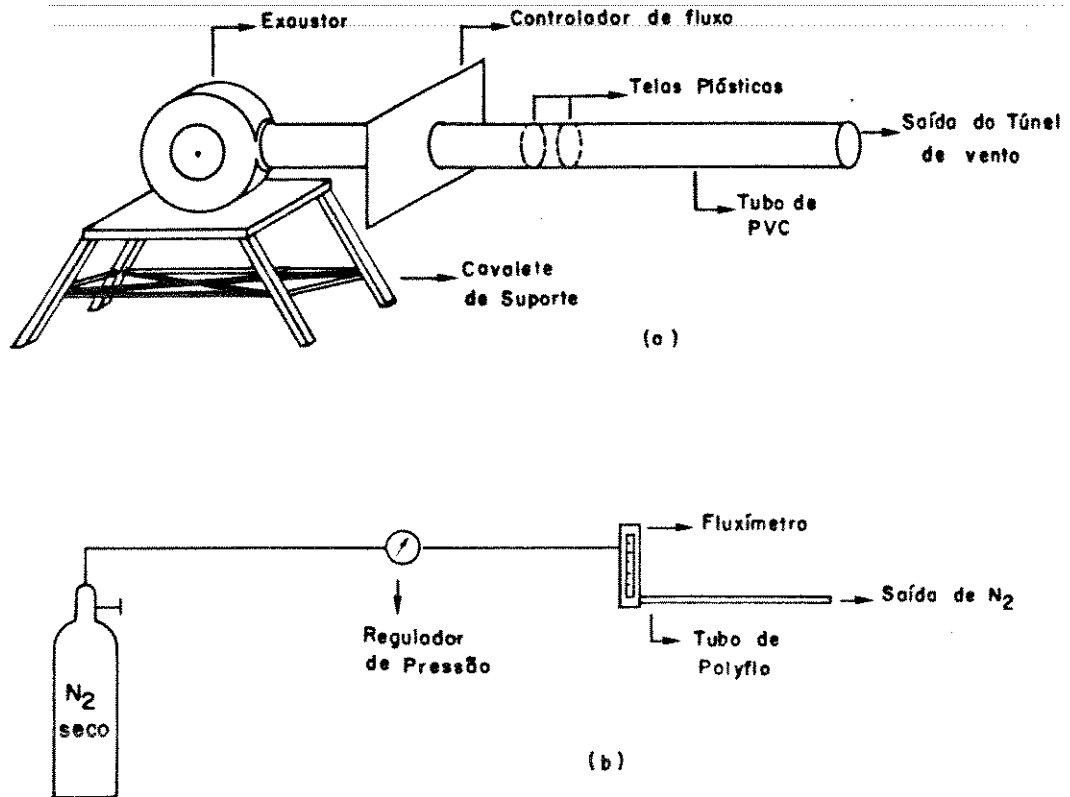


Figura II.10 - Os dois sistemas para obtenção de fluxo laminar.

(a) Túnel de vento aberto (b) Sistema utilizando Nitrogênio seco.

Para controlar a diferença de temperatura entre o *chip* e o fluxo utilizou-se um circuito externo descrito a seguir.

II.4.1 - Circuito de Medidas

O circuito completo, utilizado tanto para a detecção do sinal elétrico proporcional ao fluxo como para controle de temperatura do elemento sensor (PROTOCHIP), está ilustrado na Figura II.11.

Os transistores Q5 e Q7 possuem dimensões idênticas e estão conectados como um par diferencial. O sinal de tensão proporcional ao fluxo é V_o , tomado entre os coletores de Q5 e Q7, conforme já foi discutido. O transistor Q9 pertence ao *chip* CH2, montado no mesmo encapsulamento que o *chip* CH1, e é responsável pela detecção da temperatura do fluxo. Os transistores Q3 e Q9 são polarizados com a mesma corrente de coletor, fornecida pela fonte de corrente obtida com um "array" de transistores tipo 3046.

O *chip* CH1 é mantido a uma temperatura controlada T_C através da dissipação de potência dos transistores Q1 e Q2, controlada pela malha de realimentação formada pelo transistor Q3 (que atua como sensor da temperatura do *chip*), pelo amplificador (representado por A na Figura II.11), e pelo próprio *chip*, o qual representa o caminho de realimentação térmica entre a potência dissipada pelos transistores Q1 e Q2 e o transistor sensor Q3.

O amplificador A consiste de um operacional (CI3 - '741 na Figura II.11) configurado como um amplificador diferencial. Os amp-ops representados por CI1 e CI2, também do tipo '741, atuam como seguidores de tensão e têm a função de aumentar a impedância de entrada do amplificador diferencial. O ganho do amplificador é definido pelos resistores R3, R4, R5, R6 e, para $R3 = R5$ e $R4 = R6$, temos:

$$V_a = (V_2 - V_1) \cdot (R_6 / R_5) \quad (2.21)$$

onde V_1 e V_2 correspondem às tensões indicadas na Figura II.11, relacionadas aos V_{BE} dos transistores de medida de temperatura Q9 (CH2) e Q3 (CH1), respectivamente. Desprezando as correntes de base de Q3 e Q9 vemos que:

$$V_1 = +V_{CC} - V_{BE}(Q3) - V_{P1} \quad (2.22)$$

$$V_2 = +V_{CC} - V_{BE}(Q9) \quad (2.23)$$

onde V_{P1} representa a queda de tensão no potenciômetro P1.

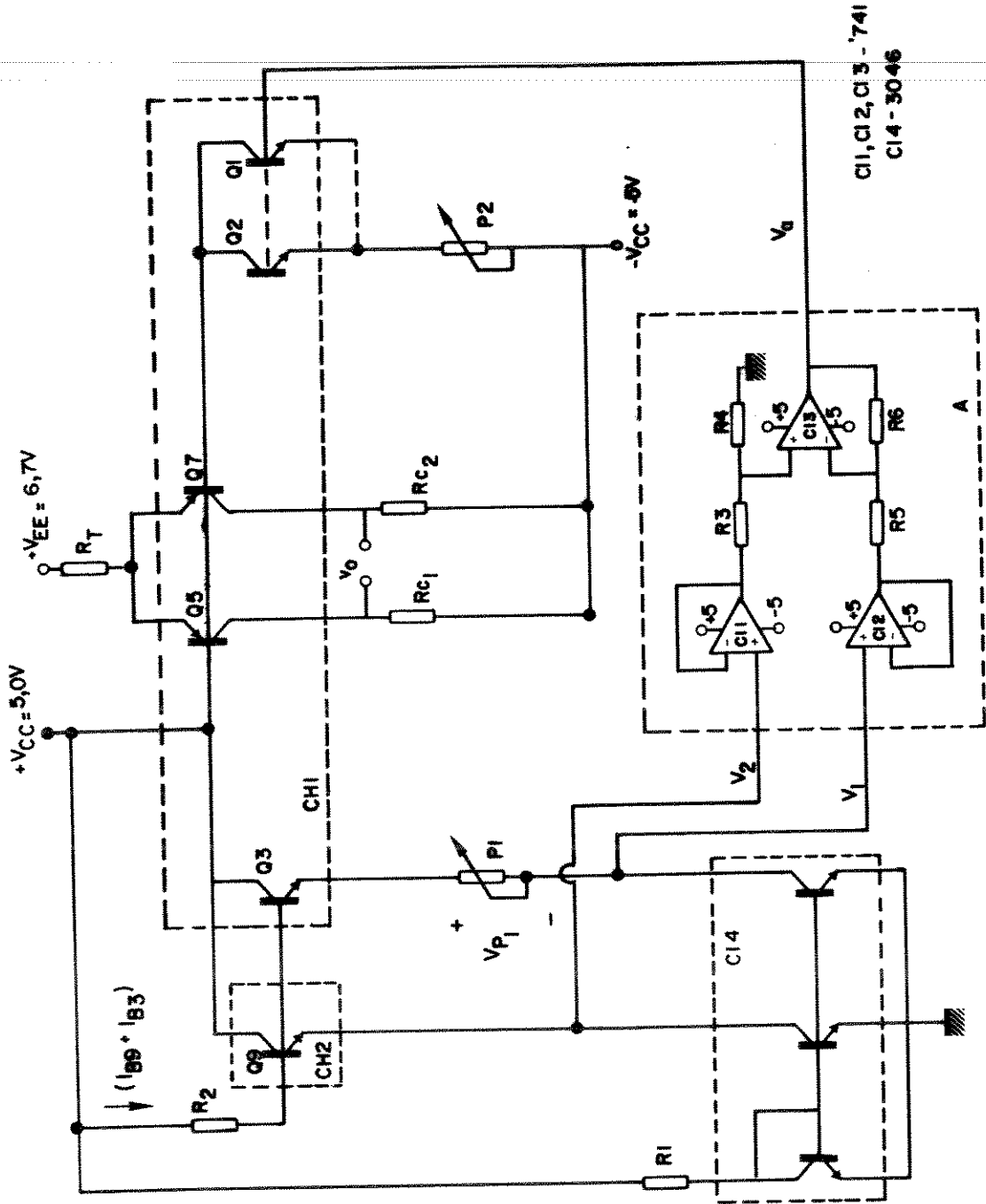


Figura II. II - Circuito utilizado para controle de temperatura do elemento sensor (CHI) e para transdução do sinal V_0 proporcional ao fluxo.

Substituindo os valores de V_1 e V_2 em (2.21), temos:

$$V_a = (R_6/R_5) \cdot [V_{BE}(Q_3) - V_{BE}(Q_9) + V_{P_1}]$$

Vemos, portanto, que o ganho do bloco amplificador A é dado pela relação entre R_6 e R_5 .

A tensão V_a controla a condução (e, portanto, a dissipação de potência) dos transistores Q_1 e Q_2 e é proporcional à diferença entre as tensões $V_{BE}(Q_3)$ e $V_{BE}(Q_9)$.

Supondo que os transistores Q_3 e Q_9 sejam casados e que possuam o mesmo V_{BE} a uma mesma temperatura, e que $V_{P_1} = 0$ V, teremos que, estando o *chip* CH1 a uma temperatura inferior à do fluxo, $V_{BE}(Q_3) > V_{BE}(Q_9)$ na equação (2.24) e $V_a > 0$, levando Q_1 e Q_2 à condução e aumentando a temperatura de CH1, até que $V_o = 0$ V.

A tensão V_{P_1} é responsável pelo ajuste do degrau de temperatura, estabelecendo uma diferença constante entre a temperatura do *chip* CH2 e a do fluxo.

Supondo $V_{BE}(Q_3) = V_{BE}(Q_9)$, tendo $V_{P_1} > 0$, teremos $V_o > 0$ e a temperatura de CH1 subirá até que $V_{BE}(Q_3)$ diminua do valor ajustado em V_{P_1} .

Da Figura 1.20 (Capítulo I), temos que o coeficiente de temperatura para os transistores Q_3 e Q_9 (NPN de sinal) é $= -1,82$ mV/°C.

Portanto, se desejamos um degrau de temperatura de, por exemplo 40 °C, devemos ajustar $V_{P_1} = 72,8$ mV.

O resistor R_1 determina uma corrente de polarização para Q_3 e Q_9 da ordem de 900 uA.

O ganho do amplificador formado pelos três amplificadores operacionais, representados por CI_1 , CI_2 e CI_3 pelos resistores R_3 a R_6 (Bloco A), foi estabelecido em 100, de forma a evitar oscilações na malha.

O potenciômetro P_2 tem a função de limitar a máxima dissipação de potência de Q_1 , Q_2 .

A polarização do par diferencial leva em conta a ordem de grandeza do sinal diferencial que desejamos detectar.

A equação (2.20) dá a relação entre a tensão de saída e o diferencial de temperatura sobre a superfície do *chip*:

$$V_o = R_c \cdot \frac{I_T}{2} \cdot \left[\frac{V_{BE}(T_c) - V_{G0}}{V_{TC}} \right] \frac{\Delta T_{57}}{T_c}$$

A referência [8] indica que devemos esperar variações de temperatura da ordem de dezenas de mK.

Supondo que o sensor trabalhe a uma temperatura em torno de $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$ acima da temperatura de um fluxo a $25\text{ }^{\circ}\text{C}$), e considerando as características $V_{BE}(T)$ para o transistor sensor da temperatura do *chip* (Q3), indicadas na Figura I.20, temos que:

$$T_C = 40\text{ }^{\circ}\text{C} = 313\text{ K}$$

$$V_{BE}(T_C) = 0,67\text{ V}$$

$$V_{T_C} = 27,0\text{ mV}$$

Considerando,

$$\Delta T_{57} = 0,05\text{ K}$$

$$V_{G0} = 1,2\text{ V}$$

teremos, na equação (2.20):

$$V_0 = R_C \cdot I_T \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{0,67 - 1,2}{27,0 \cdot 10^{-3}} \right] \cdot \frac{0,05}{40} = -0,01 \cdot R_C \cdot I_T$$

Vemos que o produto $R_C \cdot I_T$ deve ser da ordem de 10 para obtermos um sinal de saída da ordem de algumas centenas de milivolts.

Vemos, da curva característica do PNP lateral, (Figura I.13) que ele entra em alta injeção para valores de corrente de coletor em torno de $50\text{ }\mu\text{A}$. Adotando este valor como o máximo valor para a corrente de coletor dos transistores do par, podemos calcular o valor de R_C .

Da malha do par diferencial:

$$+V_{EE} - I_T R_T - V_{CE5} - I_C R_C - (-V_{CC}) = 0$$

Fazendo $V_{CE5} = 1,7\text{ V}$ para evitar saturação, teremos:

$$R_C = 180\text{ Kohm}$$

E, portanto, calcula-se

$$V_o = 180 \text{ mV}$$

II.5 - Resultados Experimentais

Foram realizadas medidas nos sistemas de geração de fluxo ilustrados na Figura II.8.

A fim de minimizar o problema da turbulência sobre a superfície de medida, foi confeccionada uma placa-suporte, conforme ilustrada na Figura II.12.

Tal suporte permite também variar a posição do sensor em relação ao fluxo e testar a sensibilidade do mesmo à direção do fluxo.

Tanto em um sistema quanto no outro, observou-se que o sinal de saída V_o variava de algumas dezenas de milivolts, não permanecendo, porém, fixo em um determinado valor, oscilando em torno de alguns milivolts. Tal comportamento foi observado para as duas direções de fluxo (a conversão de fluxo foi simulada girando-se o sensor de 180° em relação à sua posição original). Não se observou a inversão da polaridade do sinal com a inversão da direção do fluxo.

Observou-se, também, uma tensão V_o não-nula para a condição de fluxo nulo (alguns milivolts), correspondendo a um "off-set" para o sinal V_o , devido, provavelmente, a um descasamento entre os transistores Q5 e Q7 (bastante afastados) e a um desbalanceamento térmico no *chip*, discutido no item II.1, onde foi proposto um modelo térmico para o circuito.

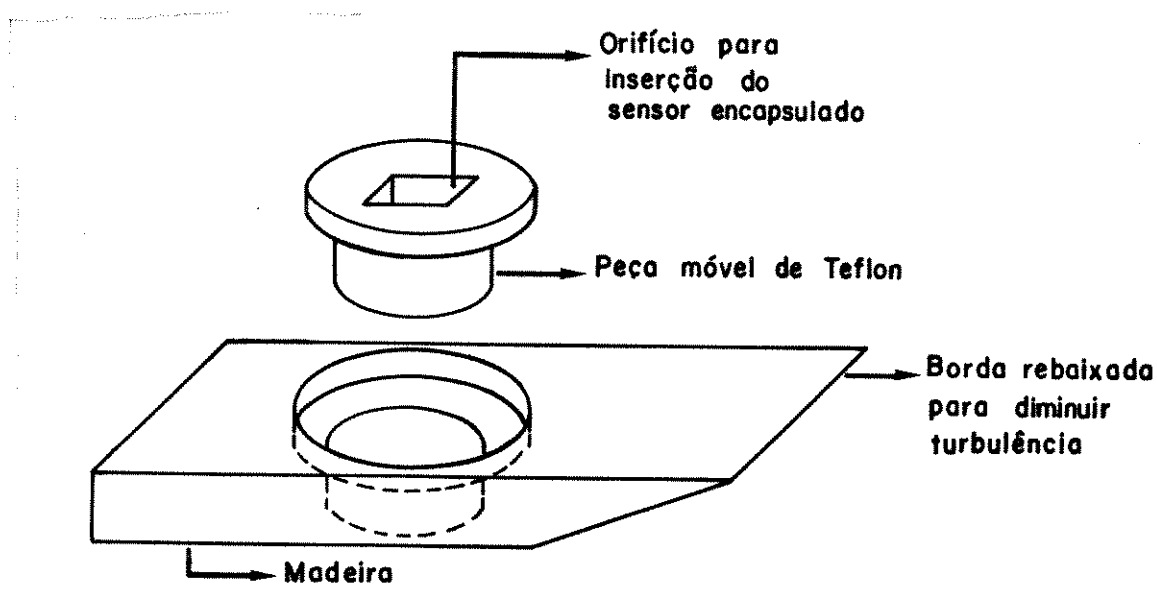


Figura II.12 - Placa-suporte para o *chip* encapsulado.

As oscilações observadas no sinal V_o provavelmente se devem à ocorrência de turbulência sobre a superfície do *chip*. Tal problema mostrou-se mais intenso no sistema a Nitrogênio seco (Figura II.10(b)), onde a saída de fluxo é um duto de polyflo com 1,0 de diâmetro interno e o encapsulamento de 16 pinos utilizado é, também, da mesma ordem de largura. Consequentemente, há maior geração de turbulência no ponto de medição de fluxo.

Em suma, tal sensor mostrou-se bastante sensível às condições de fluxo, indicando ser necessário instalá-lo com muito cuidado a fim de se obterem resultados satisfatórios.

Uma técnica para contornar o problema poderia ser, talvez, a utilizada por Huisijing et al [8]: O *chip* foi soldado de "cabeça-para-baixo" (com o lado que contém os dispositivos para baixo) sobre uma placa lisa contendo trilhas metálicas com PADS que casavam com a disposição dos PADS no *chip*. O *chip* foi então coberto por uma camada protetora de forma a se obter uma superfície muito suave para a passagem de fluxo. A troca de calor se dando, portanto entre o fluxo e a parte "traseira" do *chip*.

Tal técnica de soldagem, contudo, é complexa e não se encontrava disponível no momento da realização deste trabalho, sendo necessário restringirmo-nos à técnica de montar os *chips* sobre encapsulamento "lead-frame", conforme já indicado na Figura II.2.

CAPÍTULO III

O SENSOR DTC

III.1 - Introdução

Conforme já discutido anteriormente, um dos modos de se obter um sinal elétrico proporcional a um fluxo é medir a dissipação de potência de um elemento sensor quando se mantém uma diferença constante de temperatura entre o *chip* e o sensor (operação DTC - Degrau de Temperatura Constante).

De um modo geral, a perda de calor de um elemento sensor aquecido aumenta com a taxa de fluxo e este fenômeno tem sido a base para várias técnicas de transdução de fluxo. Sensores que relacionam o fluxo à perda total de calor são, geralmente, denominados Anemômetros Térmicos.

No Capítulo I, vimos que o quarto lote de elementos sensores fabricados atendia às especificações desejadas. Porém, no momento de riscar a lâmina para a separação dos *chips*, houve um erro de operação e tal fato inutilizou os *chips* para atuarem como sensores direcionais de fluxo, como descrito no Capítulo II.

Os PROTOCHIPS foram cortados da forma indicada na Figura III.1. Conforme indicado uma das partes ainda continha os dispositivos necessários ao aquecimento (transistores Q1 e Q2) e à detecção da temperatura do *chip*, (transistor Q4, somente, pois Q3 teve uma das trilhas de acesso ao PAD interrompida) sendo possível, ainda, estudar um elemento sensor operando em DTC. A fabricação de sensores integrados baseados na transferência de calor de um elemento aquecido para um fluido e que operam em DTC envolve a necessidade de se obter uma boa isolamento térmica entre o elemento aquecido e os elementos sensores de temperatura do fluido.

Para a fabricação de tais sensores, vários isolantes como a polyimida [34], micro-pontes com interstícios de ar [35,36] e silício poroso oxidado [37] têm sido utilizados visando otimizar o desempenho de tais sensores, que é fortemente dependente da eficiência daquela isolamento.

Em nosso trabalho, o elemento aquecedor foi isolado do elemento sensor de temperatura do fluido utilizando-se como isolante o próprio ar: o *chip* que contém o transistor de medida de temperatura do fluido foi colado sobre a mesma peça de isolante térmico que o aquecedor, conforme ilustrado na Figura III.2. Naquela figura podemos ver as duas partes do sensor montadas em um encapsulamento de 16 pinos.

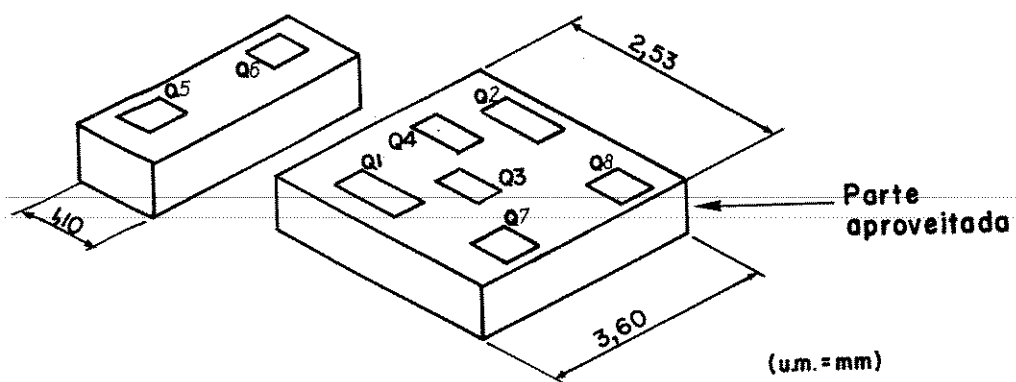


Figura III.1 - O PROTOCHIP após o corte errôneo.

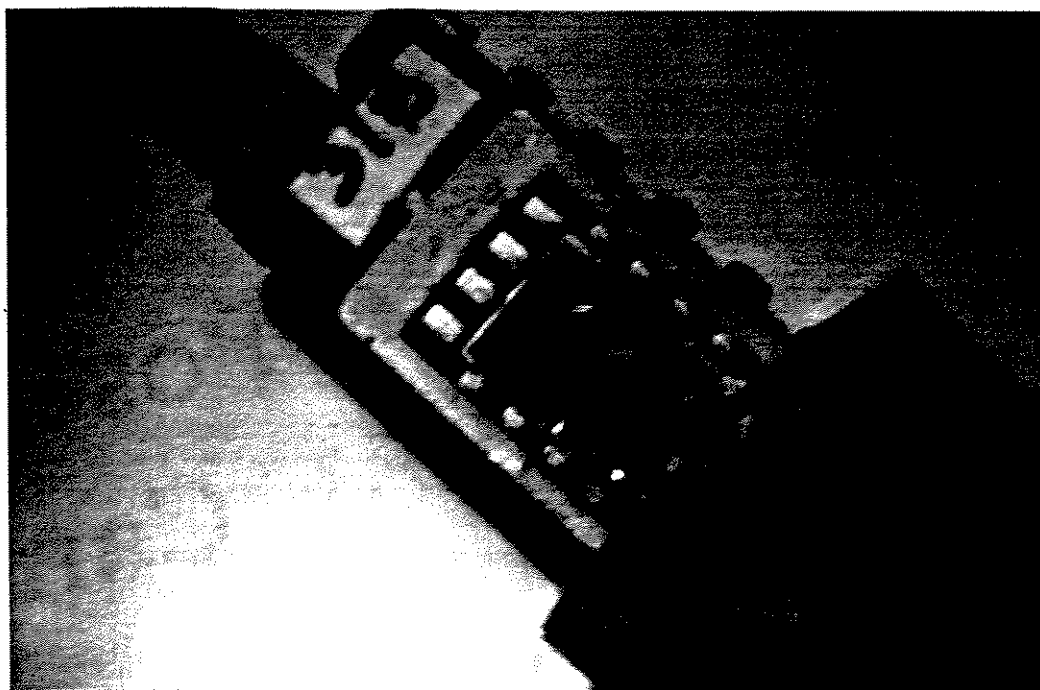


Figura III.2 - Foto do elemento sensor que opera em DTC.

III.2 - Princípio de funcionamento

De acordo com a Teoria de Transferência de Calor [28], pode ser demonstrado que, para um fluxo laminar, o consumo de potência do *chip* é proporcional à raiz quadrada da taxa de fluxo v_f e à diferença de temperatura entre o *chip* e o fluido ($T_C - T_f$):

A troca de calor entre o *chip* e o fluido passante é dada pela Lei de Resfriamento de Newton:

$$Q = h \cdot A \cdot (T_C - T_f) \quad (3.1)$$

onde h é o coeficiente médio de troca de calor para a superfície do *chip* em contacto com o fluido e A é a área desta superfície.

O coeficiente h , para uma placa aquecida mergulhada em fluxo laminar, é dado por [28]:

$$h = 0,662 \cdot K \cdot \frac{\sqrt{v_f}}{\sqrt{\gamma \cdot L}} \cdot Pr^{1/2} \quad (3.2)$$

onde

K - condutividade térmica do fluido.

γ - viscosidade dinâmica

L - comprimento do *chip* na direção do fluxo.

Em nosso sistema de testes, utilizamos ar seco (Figura II.10(a)) ou N_2 seco (Figura II.10(b)).

Para o ar seco, a $25^\circ C$ [33]:

$$K = 26,3 \times 10^{-3} \text{ W/m} \cdot ^\circ C$$

$$\gamma = 15,89 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$$

$$Pr = 0,707$$

Para o *chip* em questão:

$$A = 3,60 \times 2,53 \text{ mm}^2 = 9,11 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$L = 2,53 \text{ mm} = 2,53 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Logo,

$$h = 77,35 \, \text{vf}^{1/2} \quad (3.3)$$

para o ar.

Para o Nitrogênio seco, a 22 °C [33]:

$$K = 25,9 \times 10^{-3} \, \text{W/m} \cdot ^\circ\text{C}$$

$$\gamma = 15,86 \times 10^{-6} \, \text{m}^2/\text{s}$$

$$\text{Pr} = 0,716$$

Logo,

$$h_{\text{N}_2} = 76,574 \, \text{vf}^{1/2} \quad (3.4)$$

Assim, a potência dissipada pelo *chip*, devido à convecção forçada, é dada por:

$$P_{\text{DAR}} = 7,1 \times 10^{-4} (T_C - T_f) \, \text{vf}^{1/2} \quad (3.5)$$

$$P_{\text{DN}_2} = 7,0 \times 10^{-4} (T_C - T_f) \, \text{vf}^{1/2} \quad (3.6)$$

Ou seja, para fluxo laminar, a potência dissipada é proporcional à raiz quadrada da velocidade do fluxo e a constante de proporcionalidade é definida por características intrínsecas do fluido e pelas dimensões do *chip*.

III.3 - Montagem Experimental

O circuito de medidas utilizado para verificar o princípio de transdução para o sensor DTC está mostrado na Figura III.3

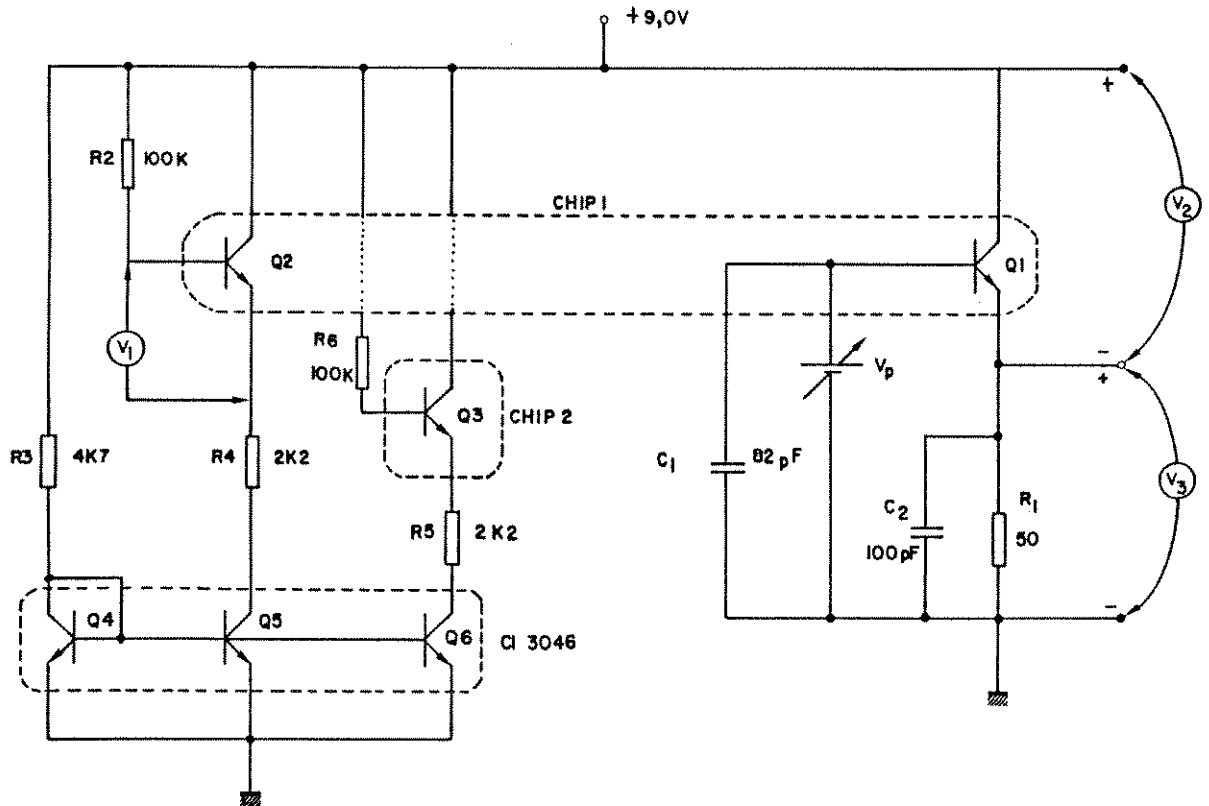


Figura III.3 - Circuito de medidas para caracterização do elemento sensor DTC.

O circuito está alimentado com uma tensão de 9 V, a fim de se atingir a dissipação de potência (pelo transistor Q1) necessária para que a temperatura do *chip* chegue a 100 °C (a faixa de degraus de temperatura escolhida para estudo foi de 10 a 100 °C).

A fonte de corrente formada pelos transistores Q4, Q5 e Q6, de um array 3046, polarizam os transistores Q2 e Q3, responsáveis pela medição de temperatura do *chip* e do fluxo respectivamente, com uma corrente constante de aproximadamente 1,8 mA. Os capacitores C₁ e C₂ são usados como filtros. A fonte de tensão V_p permite a limitação da potência dissipada pelo transistor Q1.

Para condição de fluxo zero, ajusta-se a tensão V₁ de forma a estabelecer-se o degrau de temperatura desejado, usando-se a tensão base-emissor de Q2 para medir a temperatura.

Com a passagem de um fluxo sobre o *chip*, ocorre um esfriamento do mesmo, levando a um aumento da tensão base-emissor do transistor Q2. Ajusta-se, então, a tensão V_1 de forma a restabelecer o valor de V_{BE2} que mantém o degrau de temperatura e anotam-se os valores da tensão V_{ce} do transistor Q1 e de sua corrente de coletor I_{C1} .

As medidas obtidas foram efetuadas utilizando-se a montagem para N_2 seco (Figura II.10(b)).

O circuito da Figura III.4 também pode ser usado para estabelecerem-se os degraus de temperatura de operação desejados automaticamente. Trata-se do mesmo circuito realimentado termicamente utilizado pelo sensor direcional descrito no Capítulo II.

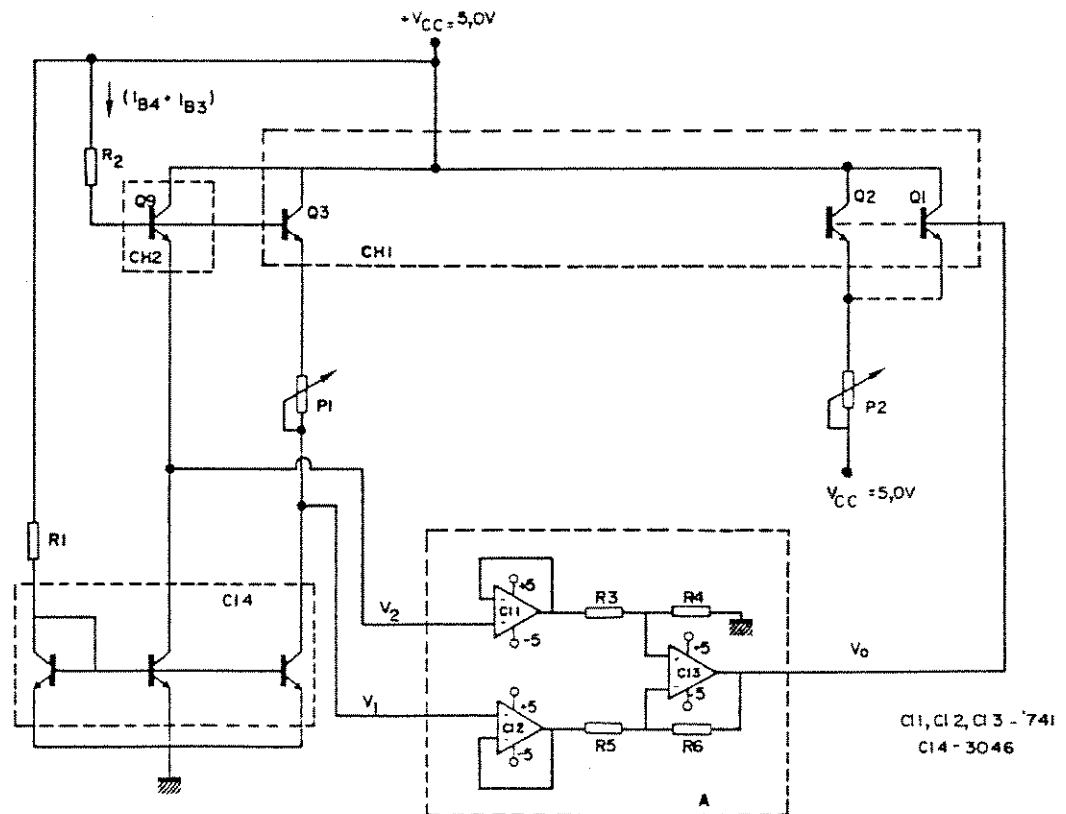


Figura III.4 - Circuito de controle de temperatura do *chip* sensor.

III. 4 - Resultados Experimentais

Os resultados das medições de potência dissipada pelo elemento sensor operando em DTC em função do fluxo de Nitrogênio seco, a 22 °C, segundo a montagem da Figura II.10(b), estão indicados nas Figuras III.5 a III.8.

As curvas da Figura III.5 mostram a variação da potência dissipada P_D com a velocidade de fluxo, para vários de degraus de temperatura.

Nas curvas correspondentes ao degrau de 80 °C aparece um ponto bastante desconcorrelacionado dos demais. Tal ponto corresponde, muito provavelmente, a uma leitura errada na medida do V_{BE} do transistor de medida de temperatura do *chip*, ou mesmo a um ajuste inadequado de vazão no fluxímetro calibrado.

O gráfico da Figura III.5 sugere uma variação da potência dissipada com uma raiz n -ésima da velocidade de fluxo, com os sinais menores em módulo sendo expandidos e os maiores sendo comprimidos.

Pode-se notar um aumento da sensibilidade do sensor para degraus maiores de temperatura. De fato, as curvas de $P_D \times v_f$ para os degraus de 10 °C e 20 °C indicam uma fraca sensibilidade da potência dissipada em relação ao fluxo.

Embora a relação de variação de P_D com v_f fosse esperada como sendo proporcional à raiz quadrada de v_f , vemos, pelo gráfico da Figura III.6, que as curvas de $P_D^2 \times v_f$ não indicam um bom ajuste com a relação linear, sugerindo uma variação de P_D com uma raiz n -ésima de v_f superior à quadrada. De fato, conforme as Figuras III.7 e III.8, que mostram a relação de $P_D^3 \times v_f$ e $P_D^4 \times v_f$, respectivamente, podemos ver que a variação de P_D tende a ser linear com $v_f^{1/3}$ ou $v_f^{1/4}$. A Tabela III.1 mostra o valor do coeficiente de correlação entre os pontos medidos para as diferentes relações de P_D com $v^{1/n}$.

Relação	Degrau	
	40 °C	50 °C
$P_D \times v_f$	0,992	0,990
$P_D^2 \times v_f$	0,995	0,994
$P_D^3 \times v_f$	0,997	0,996
$P_D^4 \times v_f$	0,999	0,998

Tabela III.1 - Valor do coeficiente de correlação r para as curvas $P_D^n \times v_f$, com $n = 1, 2, 3, 4$, para os degraus de 40 e 50 °C.

Vemos, portanto, que as curvas de calibração obtidas para o elemento sensor indicam que a melhor relação para expressar a variação da potência dissipada em função da velocidade de fluxo é do tipo

$$P_D = C.v_f^{1/4}$$

onde C é uma constante dependente das características do fluido e do degrau de temperatura.

O aumento da inclinação das retas das Figuras III.7 e III.8, indica uma maior da sensibilidade com o incremento do degrau de operação.

A dissipação de potência pelo elemento sensor é elevada em toda sua faixa de operação (40-560 mW). MacHattie [22] indica resultados da ordem de 1-5 mW para transistores de dimensões 0,5 x 0,5 mm² operando da mesma forma. O desempenho do elemento sensor fabricado pode, então, ser melhorado com relação a este aspecto, diminuindo-se sua massa térmica através de técnicas de micro-usinagem.

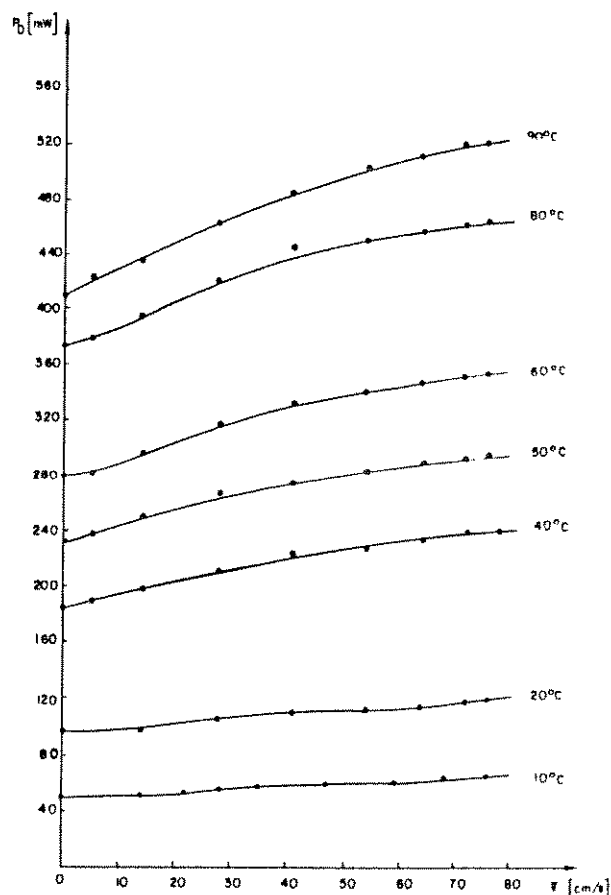


Figura III.5 - Potência dissipada versus velocidade de fluxo para o sensor DTC operando em vários degraus de temperatura.

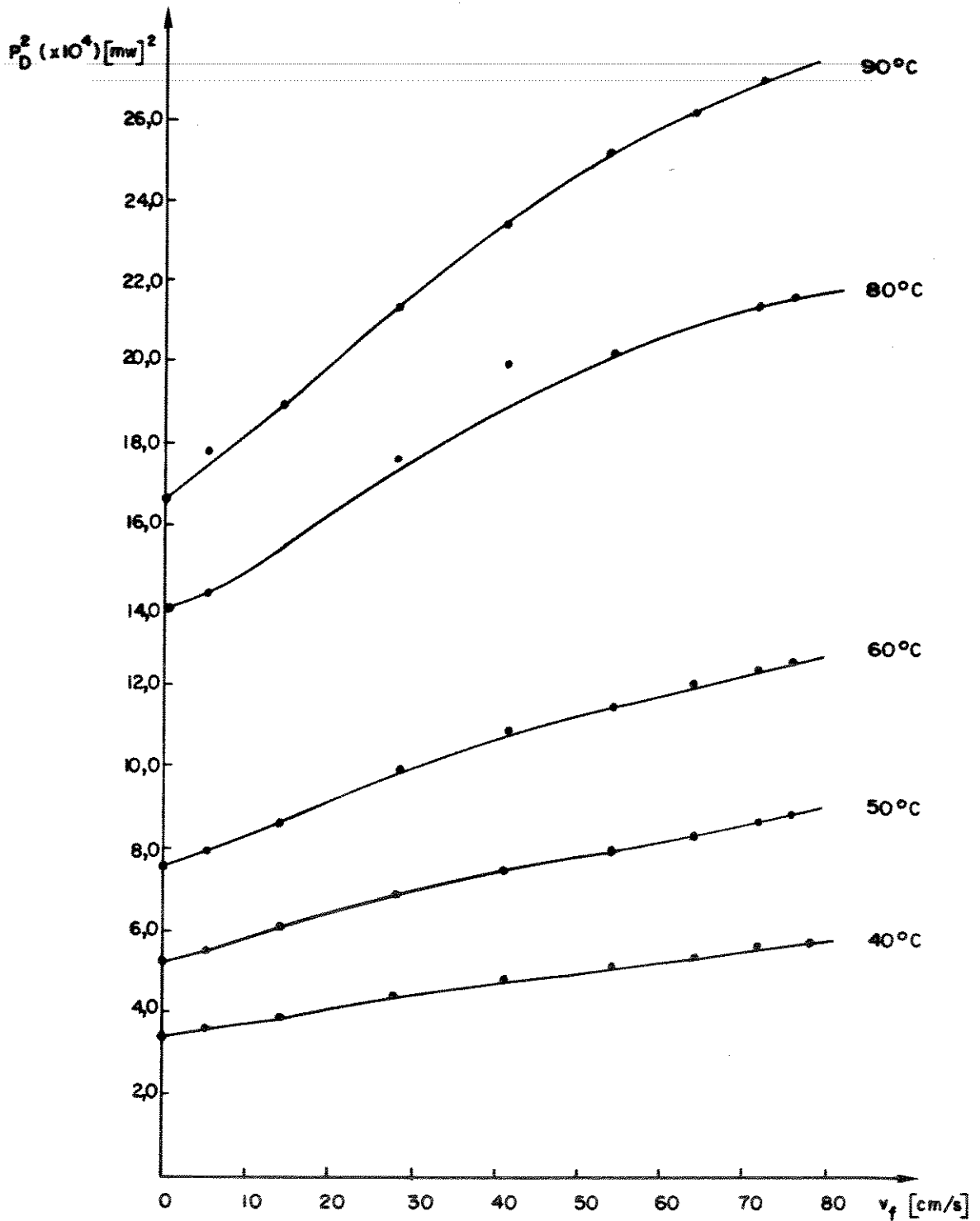


Figura III.6 - Curvas de $P_D^2 \times v_f$ para vários graus de temperatura.

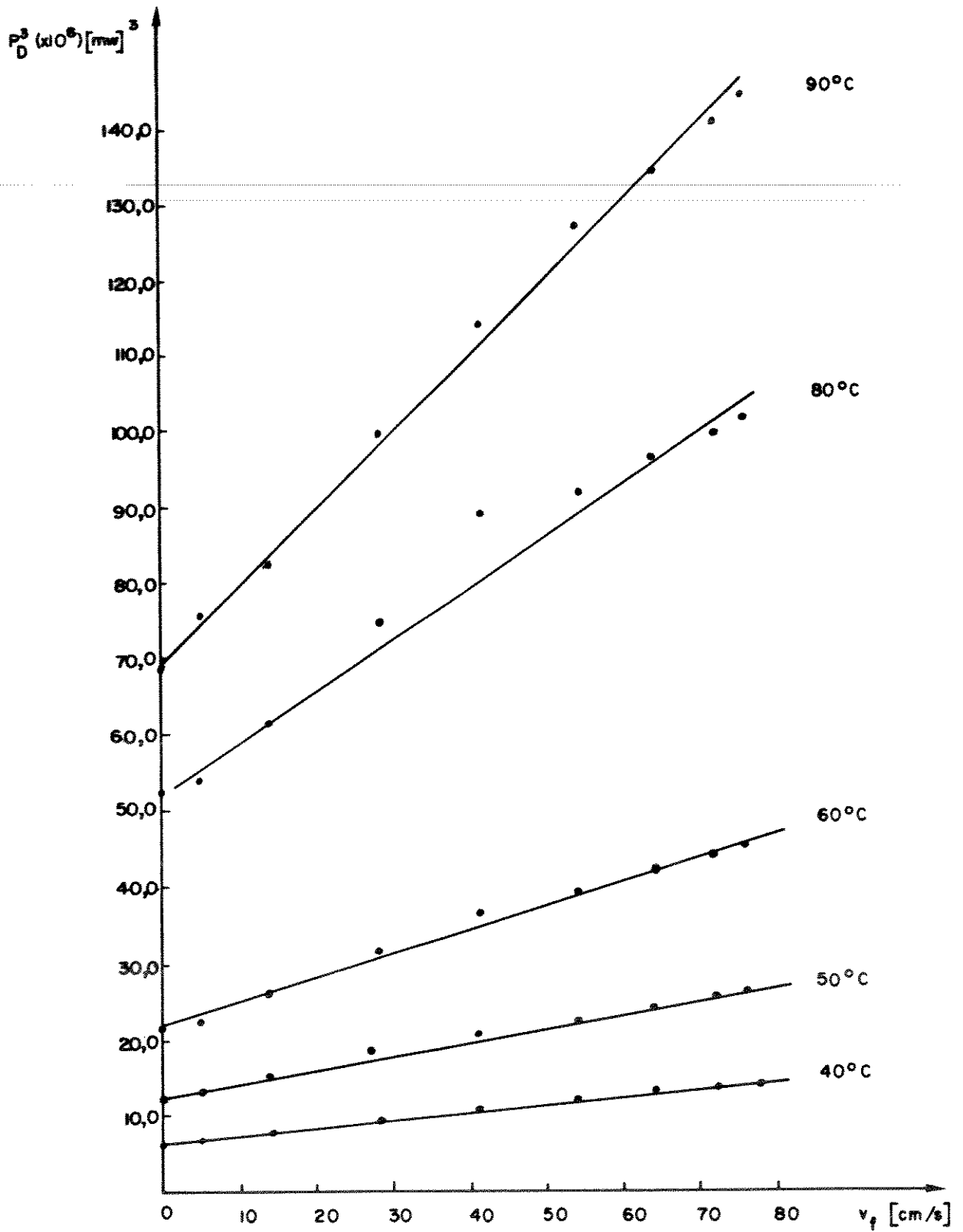


Figura III.7 - Curvas de $P_D^3 \times v_f$ para vários graus de temperatura.

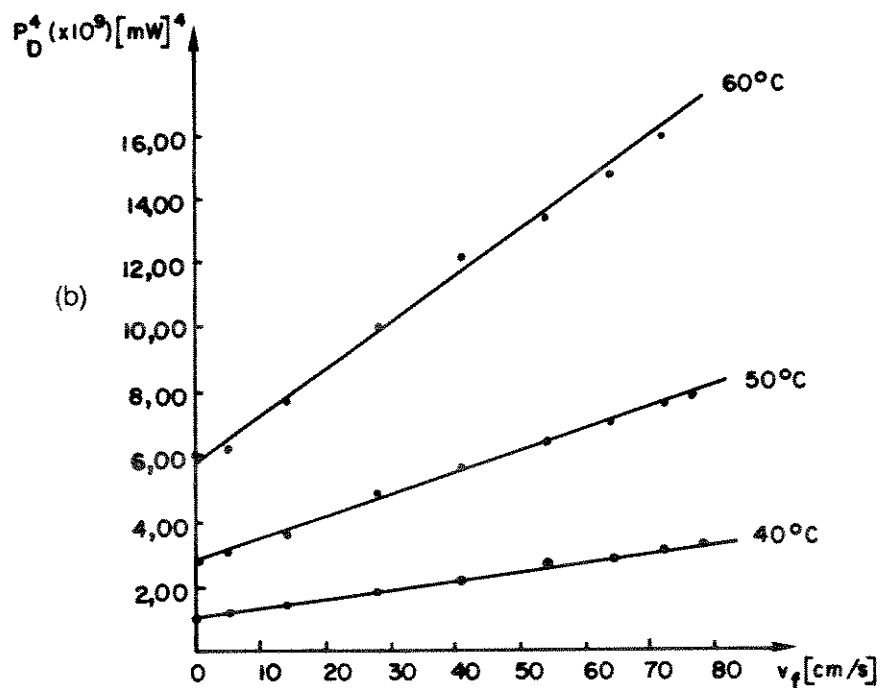
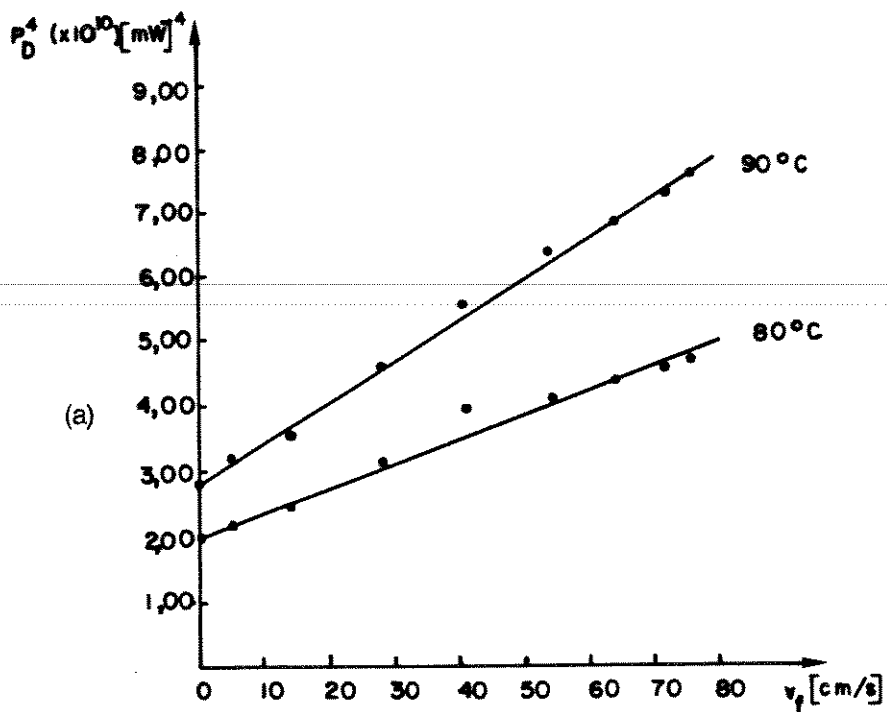


Figura III.8 - Curvas de $P_D^4 \times v_f$. (a) $T_{Cf} = 80$ e 90°C ; (b) $T_{Cf} = 40, 50$ e 60°C .

CAPÍTULO IV

CONCLUSÕES

Foram utilizadas técnicas de fabricação de circuitos integrados para construir sensores de fluxo que operam similarmente ao Anemômetro de Fio Quente.

Os métodos térmicos de transdução de fluxo possuem as vantagens de uma alta sensibilidade para baixas velocidades de fluxo, possibilidade de resposta bastante rápida e compatibilidade com as tecnologias de microeletrônica.

Neste trabalho, foram estudados dois tipos de sensores que operam em DTC, utilizando transistores bipolares fabricados com apenas duas difusões.

Descrevemos o processo de fabricação utilizado na confecção dos sensores e as características dos dispositivos construídos. Apresentamos, também, os problemas encontrados durante o desenvolvimento do trabalho, bem como as soluções adotadas ou as consequências decorrentes.

O primeiro sensor estudado foi o sensor direcional de fluxo, capaz de detectar, não só a intensidade, mas também o sentido de fluxo. Este tipo de sensor mostrou-se altamente sensível ao estado de fluxo: pequenas turbulências tornam inviável a sua utilização. Foi também detectada a possibilidade de que uma das causas da não obtenção de um sinal proporcional à velocidade de fluxo deva-se a um desbalanceamento térmico no *chip* sensor, devido à estrutura de montagem.

Foi observada, também, a necessidade de passivar a superfície de contato do *chip* com o fluido ou de isolá-lo do contato com o mesmo, a fim de se evitarem danos que inutilizem o sensor.

O segundo elemento sensor investigado, cujo princípio de detecção de fluxo baseia-se na potência elétrica fornecida a um elemento aquecedor dentro do *chip* (princípio do Anemômetro de Fio Quente), apresentou desempenho muito mais confiável. A potência dissipada pelo elemento sensor mantém uma relação proporcional à raiz quarta de velocidade fluxo, sendo que as maiores sensibilidades são obtidas para os maiores degraus de temperatura. Entretanto, existe um compromisso *sensibilidade x potência*, já que o consumo de potência pelo elemento sensor aumenta bastante para os degraus mais elevados.

A relação de proporcionalidade encontrada ($P_D \times v_f^{1/4}$) é bem diferente da teórica esperada ($P_D \times v_f^{1/2}$). Porém, devemos ressaltar que o modelo utilizado refere-se ao

sensor mergulhado em fluxo laminar e isto não foi possível de se obter nos sistemas de geração de fluxo utilizados.

O consumo de potência e o tempo de resposta do sensor podem ser reduzidos diminuindo-se a massa total do elemento, tanto através da área total do *chip* quanto da espessura do mesmo, através de técnicas de micro-usinagem.

A confecção dos sensores permitiu obterem-se resultados úteis (quanto ao consumo e desempenho) que deverão ser utilizados na evolução natural deste trabalho: a confecção de sensores inteligentes de fluxo.

Sensores inteligentes são *chips* que contêm, além dos elementos necessários à transdução do fenômeno analisado, circuitos eletrônicos para o processamento do sinal (como amplificação, linearização, conversão analógica/digital).

Os resultados obtidos indicam que a técnica baseada na detecção de variações de temperatura sobre a superfície aquecida de *chips* para medições de fluxo (sensor direcional) apresenta restrições sérias quanto às suas aplicações, posto que, em geral, o estado de fluxo normalmente encontrado nas mais diferentes aplicações é do tipo turbulento.

A outra técnica de fabricação de sensores investigada (usando a medida de potência elétrica fornecida ao *chip*) se revelou muito mais eficiente, sendo que os sensores fabricados baseados nesta técnica apresentaram bom desempenho.

Embora a tecnologia para a fabricação destes sensores com circuitos de processamento de sinal no mesmo *chip* seja muito mais complexa (é necessário isolar termicamente o elemento aquecedor dos circuitos), a nossa conclusão é que, sem sombra de dúvida, ela é a mais indicada para futuros desenvolvimentos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Goldstein, R.J. "Fluid Mechanics Measurements". Washington, Hemisphere Publ. Co., 1983.
- [2] Vieira, R.C.C., "Atlas de Mecânica dos Fluidos". São Paulo, Edgard Blucher, 1971.
- [3] Roberson, J.A., "Engineering Fluid Mechanics". Houghton Mifflin Co., Boston, 1975.
- [4] Ower, E., Parkhurst, R.C., "The Measurement of Air Flow". Oxford, Pergamon Press, 1977.
- [5] Liepman, H., e Roshko, A., "Elements of Gas Dynamics". New York, John Willey, 1957.
- [6] Allan, R., "New Applications Open up for Silicon Sensors: a Special Report". Electronics, November 6, 1980, p. 113.
- [7] Petersen, K. E. "Silicon as a Mechanical Material". Proceedings of the IEEE, Vol. 70, N^o. 5, Maio 1982 pg. 420-457.
- [8] Huijsing, J. H. et al, "Monolithic Integrated Direction-Sensitive Flow Sensor", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-29, N^o. 1, Janeiro 1982.
- [9] Tay, Y. C.; Muller, R. S. and Howe, R. T. "Polysilicon-bridges for Anemometer Applications", Proc. 3rd Int. Conf. Solid-State Sens. & Actuators (Transducers'85), 1985, pp. 354-357
- [10] Qin-yi T., Jin-Biao, H. "A Novel CMOS Flow Sensor with Constant Chip Temperature (CCTC) Operation", Sensors and Actuators, 12 (1987) 9-21.
- [11] Pan, Y.; Huijsing, J. H., "New Integrated Gas-Flow Sensor

- with Duty-Cycle Output", Electronics Letters, 28th April 1988
vol. 29, N^o. 9
- [12] Van Putten, A. F. P., Midelhoek, S., "Integrated Silicon Anemometer", Electronics Letters, 17th October 1974, Vol 10 N^o. 21.
- [13] Van Putten, A. F. P., "An Integrated Silicon Double Bridge Anemometer", Sensors and Actuators, 4(1983) 387-396.
- [14] Van Riet, R. W. M.; Huijsing, J. H. "Integrated Direction Sensitive Flow Meter", Electronics Letters, 25th November 1976, Vol. 12, N^o. 24
- [15] Rahnamal, H.; Zemel, J. N., "Pyroelectric Anemometer: Preparation and Flow Velocity Measurements", Sensors and Actuators, 2(1981/82) 3-16
- [16] Palla, D. L., et al; "Monolithic Integrated Zinc - Oxide on Silicon Pyroelectric Anemometer", Tec.Digest, IEEE International Electron Devices Meeting, 639-641, Washington D.C., (Dec. 1983)
- [17] Johnson, R. G.; Higashi, R. E.; Bohrer, P. I.; Gehman, R. W., "Design and Packing of a Highly Sensitive Microtransducer for Air Flow and Diferencial Pressure Sensing Applications", IEEE paper n^o. CH2127-9/85/OOO-O358, 1985
- [18] Steedman, R. K., "A Solid-State Oceanographic Current Meter", Journal of Physics E: Scientific Instruments, 1972, Vol. 5, pp. 1157-1162.
- [19] Kukulinsky, W. S. et al, "Integrated-Circuit Bipolar Transistor Array for Fluid Velocity Measurements", Medical and Biological Engineering and Computing, 1981, Vol. 19, pp.662-664.
- [20] Rehn, L. A.; Tarpley, R. W.; Wiemer, K. C.; and Durban, K. M. "Dual-element, Solid State Fluid Flow Sensor". SAE paper 80012:, 1981, p.705-710.

- [21] Mac Hattie, L. E., "The Transistor as an Anemometer", *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, Vol. 12, 1979. pp. 754-760.
- [22] Mac Hattie, L. E., "A Transistor Anemometer", *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, Vol. 14, 1981, pp. 80-82.
- [23] Petersen, K., Brown, I.; Reuken, W., "High Precision, High-Performance Mass-Flow Sensor With Integrated Laminar Flow Micro-Channels", IEEE paper N^o.CH2127-9/85/OOOO-0361, 1985.
- [24] Van Oudheusden, "Silicon Thermal Flow Sensor With a Two-dimensional Direction Sensivity", *Meas. Sci. Tech.* 1, (1990) 565-575.
- [25] Van Oudheusden, B. W., "Silicon Flow Sensors", *IEE Proc.- D*, Vol. 135, sept. 1988, pp.373-380.
- [26] Van Oudheusden, B. W. "The Behaviour of a Thermal-Gradient Sensor in Laminar and Turbulent Shear Flow"; *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 22(1989) 490-498.
- [27] Da Silva, M.G., "Metodologia Semi-Custom: Um Ambiente de Projeto de Circuitos Analógicos Dedicados a um "Analog-array", Tese de Mestrado, UNICAMP, 1988.
- [28] Chapman, A. I., "Heat Transfer", Macmillan Publ., New York, 1974.
- [29] Zemanski, M. W. "Heat and Thermodynamics", 5^a. Ed., Tokyo, McGraw Hill.
- [30] Crary, S. B. "Thermal Management of Integrated Microsensors", *Sensors and Actuators*, 12 (1987) 303-312.
- [31] Hamilton, D. J.; Halkias, W. G.; "Basic Integrated Circuits Engineering", McGraw-Hill Kogakusha, LTD., 1975.

- [32] Meijer, G. C. M., "Integrated Circuits and Components for Badgap References and Temperature Transducers", PhD Dissertation Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, 1982.
- [33] Incropera, F. P.; DeWitt, D. P., "Fundamentals of Heat and Mass Transfer": 2^a Ed., New York, John Wiley, 1985.
- [34] Stemme, G. N., "A Monolithic Gas Flow Sensor With Polyimide as Thermal Insulator"; IEEE Trans. Elec. Dev., Vol. Ed. 33, N^o. 10, October 1986.
- [35] Johnson, R. G. et al; "A Highly Sensitivity Silicon Chip Microtransducer for Air Flow and Differential Pressure Sensing Applications", Sensors and Actustors, 11 (1987).
- [36] Tabata, O; "Fast-Response Silicon Flow Sensor With an On-chip Fluid Temperature Sensing Element", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. Ed-33, N^o.3, March 1986.
- [37] Pimentel de Souza, C., Siqueira Dias, J. A.; "Porous Oxidized Silicon as Thermal Insulator in Gas Flow Sensors", Proceedings of the MIEL 90 Microelectronics Conference, May 14-16, 1990, Ljubljana, Yugoslavia.