

**Pedro Cuervo Diaz**

Ingeniero Electrónico  
Universidad de Buenos Aires, 1986

## "Sensor Monolítico de Temperatura Compatível com Microprocessadores"

Este exemplar corresponde à redação final da tese

defendida por Pedro Cuervo Diaz

em defesa pública pela Comissão

Julgadora em 22 05 92.

C. I. E. Mammana  
Orientador

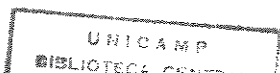
Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP como requisito parcial para a obtenção do título de "Mestre em Engenharia Elétrica"

Orientador:

C. I. E. Mammana  
I. E.  
Prof. Dr. Carlos Ignacio Zamitti Mammana

Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP  
Faculdade de Engenharia Elétrica - FEE  
Departamento de Semicondutores, Instrumentação e Fotônica - DSIF

22 de Maio de 1992



A meu pai Pedro, minha  
esposa Alicia e meu filho  
Pablo.

## **Agradecimentos:**

Ao Prof. Dr. Carlos Ignacio Zamitti Mammana pela orientação e organização dada ao trabalho, pela sua amizade e seus conselhos. À Professora Alaide pelo apoio que me ofereceu durante minha estada em Campinas e em especial suas gestões para que o CNPq fornecesse seu apoio ao presente projeto.

Ao Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq) pelo apoio fornecido ao projeto.

Aos amigos, pesquisadores e funcionários do CTI em Campinas, que contribuíram de forma decisiva para a realização e conclusão deste trabalho, em especial o Frank, Ricardo e Suseta.

Aos Eng. Andres Dmitruk e Daniel Lupi do CITEI/INTI pela sua confiança em meu trabalho, e aos amigos, pesquisadores e funcionários do Sector Instrumentación y Control Electrónico do CITEI / INTI em Buenos Aires, em especial à Liliana com quem comecei a trabalhar na área.

À Escuela Bralíreño-Argentina de Informática (EBAI) que me deu a possibilidade de me iniciar no projeto de circuitos integrados, em particular ao Armando e Viviana que ajudaram de forma concreta na minha decisão de fazer o mestrado. Ao Programa Nacional de Informática e Eletrônica, em especial a Manuel e Enrique.

## RESUMO

Este trabalho descreve um sensor de temperatura com saída compatível com microprocessadores em uma ampla faixa de temperaturas, sem necessidade de outro componente externo. Sua saída em frequência proporcional à temperatura, pode-se obter em dois níveis de corrente ou dois níveis de tensão, permitindo sua montagem em um encapsulamento com três terminais.

No Capítulo 1, com o objetivo de posicionar o trabalho no universo dos sensores, o circuito integrado projetado, são apresentados três estudos. O primeiro, um estudo comparativo a respeito dos sensores monolíticos de silício, sensores inteligentes e sensores compatíveis com microprocessadores, tentando concluir algumas definições a respeito dos mesmos.

Um segundo estudo mais pontual a respeito dos sensores monolíticos de temperatura, obtendo uma classificação em três tipos, de um transistor, de tipo PTAT e com referência intrínseca. E um terceiro estudo, que faz uma análise comparativa dos sensores de temperatura comerciais.

No Capítulo 2 é feito um estudo do comportamento térmico dos componentes usados, que constituem a base teórica do projeto do circuito integrado apresentado neste trabalho. Também são estudados alguns efeitos que influenciam de maneira considerável neste tipo de sensores, como o efeito Seebeck e de Dissipação de Potência na pastilha.

No capítulo 3 é apresentado o projeto do circuito integrado, que é o sensor de temperatura com saída em frequência mencionado no início, partindo da descrição do processo de fabricação usado, a descrição dos circuitos até o layout do mesmo.

No capítulo 4, são apresentados os resultados experimentais e as medições feitas sobre os protótipos, com o objetivo de caracterizar o funcionamento do sensor e validar algumas considerações teóricas feitas durante o projeto do mesmo.

No final no Capítulo 5 são analisados os resultados obtidos, como também alguma aplicação e são propostas algumas idéias e trabalhos de interesse nesta área, que surgem como consequência do presente trabalho.

## Introdução

<b>1.</b>	<b>Sensores monolíticos de temperatura</b>	
1.1	Sensores monolíticos e sensores inteligentes	1 - 1
1.2	Sensores compatíveis com microprocessadores.	1 - 4
1.3	Tipos de sensores de temperatura monolíticos	1 - 6
1.3.1	Sensor de temperatura de um único transistor	1 - 8
1.3.2	Sensor de temperatura PTAT	1 - 9
1.3.3	Sensor de temperatura com referência intrínseca	1-12
1.4	Sensores comerciais	1-16

---

<b>2.</b>	<b>Comportamento térmico dos componentes</b>	
2.1	Introdução	2 - 1
2.2	Transistor NPN bipolar	2 - 2
2.3	Transistor PNP bipolar	2 - 8
2.4	Resistores integrados	2-10
2.4	Capacitores integrados	2-14
2.6	Efeito Seebeck	2-16
2.7	Efeito da dissipação de potência na pastilha	2-18
<b>3.</b>	<b>Sensor de temperatura com saída em frequência</b>	
3.1	Introdução	3 - 1
3.2	Descrição do processo de fabricação usado	3 - 3
3.3	Princípio de funcionamento	3 - 5
3.4	Transdutor de temperatura - corrente	3 - 6
3.5	Conversor corrente em frequência	3 - 9
3.6	Tensão de referência	3-11
3.7	Estágio de saída	3-14
3.8	Simulação e ajuste de valores	3-16
3.9	Layout	3-18
3.10	Circuito de proteção	3-23
<b>4.</b>	<b>Resultados experimentais</b>	
4.1	Introdução	4 - 1
4.2	Frequência em função da temperatura	4 - 3
4.3	Medição da tensão de referência	4 - 6
4.4	Medição do capacitor interno MOS	4 - 8
4.5	Resposta dinâmica do sensor	4-13
<b>5.</b>	<b>Conclusões e propostas futuras</b>	
5.1	Análises dos resultados obtidos	5 - 1
5.2	Algumas aplicações	5 - 6

**5.3 Conclusões e tendências**

**5 - 7**

**Apêndice A: Melhora no coeficiente de temperatura do fator de transferência de corrente dos espelhos PNP**

**Abreviações**

**Referências**



## INTRODUÇÃO

---

Desde os primeiros tempos da microeletrônica usaram-se as junções bipolares para a medição da temperatura (1.58) e, a partir de lá, trabalhou-se na busca de soluções para as diferentes aplicações, pensando em vários tipos de sinais de saída que permitam medir a temperatura.

Alguns destes sinais são altamente influenciados pelo meio onde o sensor encontra-se imerso, e precisam de componentes adicionais ao próprio sensor, quando o valor de temperatura for um dado necessário dentro de um sistema digital.

Dentro da confecção de transdutores eletrônicos algumas especificações, tais como reduzidas dimensões, baixo custo, reduzido número de terminais, não necessidade de componentes externos, compatibilidade com sistemas digitais e alta imunidade ao ruído, são de especial interesse.

O sensor de temperatura descrito neste trabalho cumpre satisfatoriamente com ditas características, e pode-se considerar como um passo inicial na obtenção de um sensor inteligente ("smart sensors"), pois o sinal obtido pode ser tomado diretamente por um simples microprocessador sem necessidade de nenhum outro componente externo.

O sinal de saída do sensor pode ter dois níveis de tensão ou dois níveis de corrente, cuja frequência é proporcional à temperatura medida. O encapsulamento do circuito integrado pode ser realizado com três ou dois terminais.

O sensor foi medido e caracterizado numa faixa de  $-50^{\circ}\text{C}$  até  $150^{\circ}\text{C}$ , obtendo-se um fator de conversão da ordem de  $300\text{Hz} / ^{\circ}\text{C}$ .

O circuito foi projetado com tecnologia bipolar linear de baixa tensão e difundido dentro do Primeiro Projeto Multiusuário Brasileiro Bipolar (PMUBIP). Essa tecnologia foi escolhida devido às vantagens que a mesma apresenta para o projeto de transdutores de temperatura (1.77) e tensões de referência (1.82).

## **SENSORES MONOLÍTICOS DE TEMPERATURA**

---

### **1.1 SENSORES MONOLÍTICOS E SENSORES INTELIGENTES**

Como no caso do sensor convencional, o sensor microeletrônico é o laço de conexão entre o ambiente e a eletrônica, convertendo uma entrada não elétrica ( neste caso temperatura ) em uma grandeza elétrica compatível com o sistema eletrônico que processará o sinal.

A ampla faixa de aplicação de sensores de baixo custo levou ao interesse em melhorar sua performance. Sensores integrados vêm sendo desenvolvidos, desde os começos da década de oitenta, com o objetivo de facilitar o projeto de sistemas mais simples que usem estes sensores (1.81).

O uso do silício em uma grande variedade de sensores levou naturalmente à integração dos transdutores e da eletrônica relacionada aos mesmos. Isto significou obter sensores com uma certa facilidade de se relacionar com sistemas digitais, ou até sensores com uma certa capacidade de decisão.

Pode-se afirmar, inicialmente, que um sensor integrado não necessariamente é um sensor inteligente e viceversa. Com o fim de definir a nomenclatura apropriada, um sensor no presente trabalho consiste de tres elementos:

- o elemento sensor ou transdutor
- o condicionador de sinal
- e o encapsulamento.

A seguir, analisam-se algumas definições de sensores monolíticos e sensores inteligentes. Sensores monolíticos ou integrados são sensores que têm eletrônica junto ao elemento transdutor, e oferecem vantagens com respeito à diminuição na dimensão e à possibilidade de usar transdutores de pequeno sinal. A eletrônica que acompanha o transdutor permite discriminar pequenos sinais e obter sinais com melhor relação sinal / ruído.

Estes sensores integrados precisam especial atenção com respeito ao encapsulamento, pois o circuito eletrônico que acompanha ao sensor também deve suportar as condições do ambiente. Em particular, os sensores de silício apresentam menor confiabilidade e performance pobre em altas temperaturas. São aplicados, em geral na faixa de - 50°C até 150°C.

No tratamento do tema de sensores inteligentes, o primeiro obstáculo é a obtenção de uma definição precisa dos mesmos. Pode-se considerar duas definições: uma é que qualquer sensor com eletrônica integrada é inteligente, e outra, que o determinante para ser inteligente é que contenha funções lógicas e/ou realize algum tipo de decisão.

Considerando a segunda opção, deduz-se que aqueles sensores integrados que só contenham condicionadores de sinal que permitam obter uma saída analógica em tensão não são inteligentes. E outro ponto, que já foi mencionado, é que, para ser inteligente não precisa ser integrado, pelo que um sensor com um microprocessador externo usado, por exemplo, para comunicação, pode-se considerar inteligente.

Segundo Giachino ( 2.86 ) os critérios para determinar se um sensor é inteligente é que cumpra ao menos um dos seguintes requisitos:

- realize uma função lógica.
- implemente comunicação em dois sentidos.
- tome algum tipo de decisão.

Atualmente, as empresas fabricantes de sensores e atuadores têm suas expectativas na digitalização completa do sensor como passo prévio ao chamado "sensor inteligente", em função das vantagens e facilidades que oferecem os sistemas digitais, tanto no processamento do sinal como para sua fabricação microintegrada junto à porção ativa do sensor propriamente dito.

Além disso, os sensores integrados monolíticos com interface eletrônica na própria pastilha são a solução mais econômica para aplicações que não requerem uma estreita tolerância em seus parâmetros. (2.82)

## **1.2 SENSORES COMPATÍVEIS COM MICROPROCESSADORES**

A contínua queda de preços dos microprocessadores e dos microcomputadores monolíticos, aliada à diminuição progressiva dos preços dos sensores ( especialmente os sensores baseados em silício) implicam uma importante redução nos custos dos sistemas de controle.

Muito se conhece a respeito do uso de microprocessadores e microcomputadores monolíticos aplicados à vida moderna. Tanto nos sistemas de comunicação, quanto no procesamento de dados, elementos de consumo massivo, controle de procesos industriais, medicina, transporte, etc

Se forem comparados os custos relativos de um sistema de controle típico da era prévia ao microprocessador, observa-se que a unidade de controle ou o equipamento eletrônico propriamente dito representava aproximadamente o 70% do custo total, sendo que a interface com o mundo real era a porção minoritaria. Atualmente, não só o preço da unidade completa diminuiu, como também a estrutura de custos mudou totalmente durante a década de oitenta, atingindo valores da ordem de 10% para o sistema eletrônico e restando 90% para o conjunto de sensores e atuadores necessários à sua operação.

Disto pode-se concluir que, com a estrutura de custos acima, o esforço principal para redução de custos deve recair sobre o desenvolvimento da interface com o meio ambiente, sendo necessária uma mudança de conceito nas funções desempenhadas pelos sensores e atuadores. O aparecimento de microsensores integrados no mercado, em especial de sensores de efeito Hall e sensores de pressão piezoresistivos, confirmam este raciocínio. ( 2.86 )

A Fig. 1.1 mostra as diferenças qualitativas dos custos entre os transdutores convencionais e os microintegrados, em função do volume produzido. No caso dos

transdutores convencionais, passada a primeira etapa de amortização do desenvolvimento e das instalações especiais para sua fabricação, obtém-se uma rápida estabilização de custos, mas em níveis mais altos que os alcançados pelos do tipo integrado para o mesmo volume de produção. ( 1.83 )

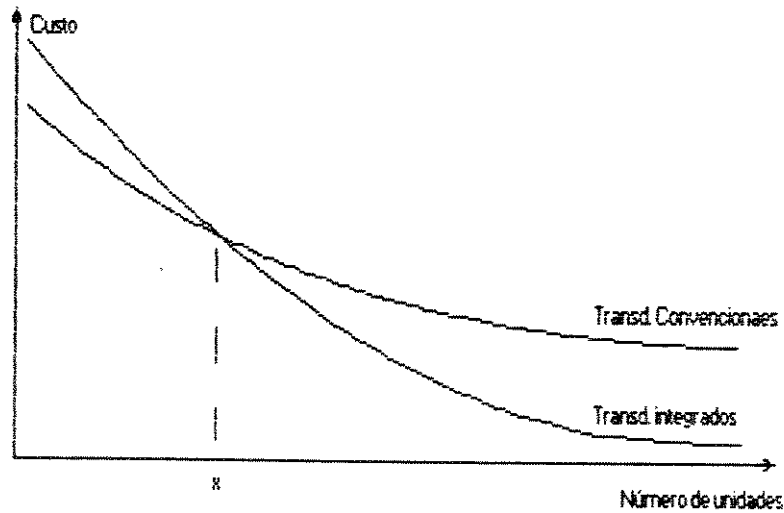


Fig. 1.1 Estructura de custos de sensores.

Neste sentido existe uma quantidade de unidades  $x$  onde o custo dos sensores é equivalente. Este valor vai depender, por um lado, da curva de custos do sensor convencional e, por outro, da tecnologia, metodologia (custom ou semi-custom) e montagem com que vai-se realizar o sensor integrado, o que determina basicamente sua curva de custos.

Os sensores integrados apresentam altos custos para baixos volumes de produção, em especial se eles precisam de uma nova tecnologia. Com respeito a este ponto, o uso de uma tecnologia de fabricação de circuitos integrados convencional e disponível comercialmente permite reduzir os custos iniciais, dado que desta forma não se precisa amortizar os custos de um transítório inicial de implantação e otimização do processo. ( 1.90 )

Outro fator importante é a diminuição da dimensão do sensor que, em alguns casos, pode ser de muito interesse. Neste sentido, os sensores microintegrados otimizam este ponto. Por outra parte os mesmos fatores que contribuem à redução constante dos preços dos circuitos integrados em silício, são os que permitem melhor rendimento econômico para os sensores fabricados em silício.

### 1.3 TIPOS DE SENSORES DE TEMPERATURA MONOLÍTICOS

Os transistores são bem conhecidos na implementação de sensores de temperatura na faixa  $-50^{\circ}\text{C}$  a  $150^{\circ}\text{C}$ , especialmente quando baixo custo, alta precisão, a boa estabilidade no tempo e alta sensibilidade são requeridos.

Existem vários métodos para determinar a temperatura da junção emissor-base por meio da tensão  $V_{BE}$ . Estes métodos podem ser extraídos da Fig. 1.2, a qual mostra a tensão base-emissor de dois transistores operando a diferentes níveis de corrente de emissor em função da temperatura.

Dependendo do método escolhido para determinar a temperatura, podemos distinguir três tipos de sensores:

- O sensor de temperatura de um único transistor, no qual a tensão  $V_{BE}$  é usada como uma medida da temperatura.
- O sensor de temperatura PTAT (Proportional to Absolute Temperature), no qual a diferença  $dV_{BE}$  entre as tensões da base-emissor de dois transistores é usada como medida da temperatura.
- O sensor de temperatura com referência intrínseca, no qual uma combinação da tensão  $V_{BE}$  e da derivada  $dV_{BE}$  é usado como a medida da temperatura.



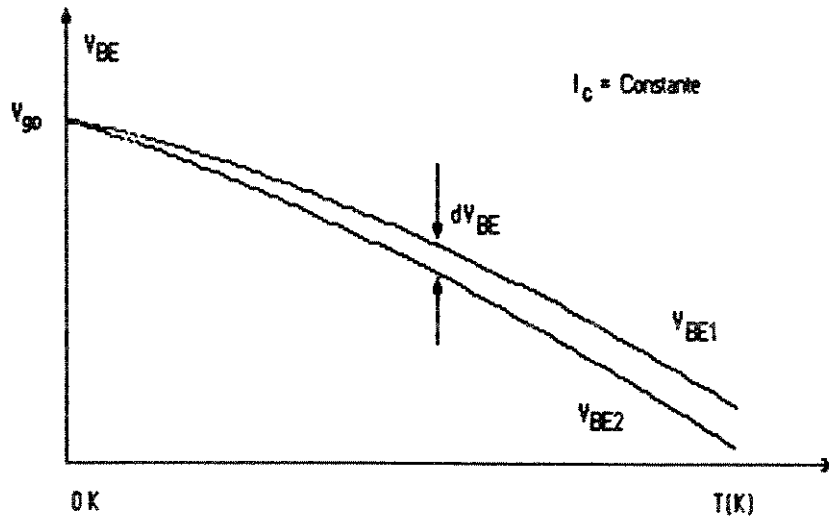


Fig. 1.2 Tensões base-emissor de dois transistores em função da temperatura para  $V_{BC} = 0V$

Os sensores de temperatura monolíticos têm muito boa performance em algumas especificações, tais como:

- Exatidão e estabilidade a longo prazo
- Linearidade
- Faixa de temperatura
- Dissipação de potência
- Faixa de tensões de alimentação
- Varias opções para o tipo de sinal de saída (corrente, tensão e frequência)
- Simplicidade na calibração.

### 1.3.1 Sensor de temperatura de um único transistor

O valor da tensão base-emissor de um transistor operando a uma corrente de coletor constante é uma medida indireta da temperatura da junção. Um medidor de temperatura com estas especificações pode ser implementado como mostra a Fig. 1.3. O transistor é polarizado numa corrente  $I_C$  por meio de uma fonte de corrente e o amplificador operacional A.

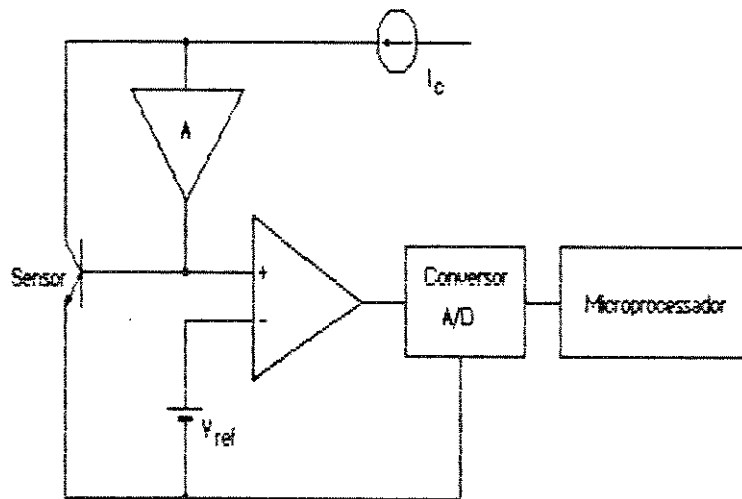


Fig. 1.3 Medidor de temperatura usando um único transistor como sensor.

Para corrente de coletor constante tem-se uma equação como a seguinte, cuja demonstração é apresentada no Capítulo 2

$$T = T_r \cdot \{ V_{g0} - V_{BE}(T) + n \cdot (kT/q) \cdot \ln(T_r/T) \} / (V_{g0} - V_{BE}(T_r)) \quad 1.1$$

$T_r$  : Temperatura de referência

$n$  : Fator dependente das características do transistor

$V_{g0}$  : Tensão de bandgap a zero °K

Usando esta equação, a temperatura  $T$  do sensor pode ser calculada a partir do valor digitalizado da tensão base-emissor, utilizando um microprocessador.

Uma desvantagem do uso da tensão base-emissor é que não é muito desejável para ser usada como sinal de entrada para o conversor A/D, porque o conversor precisaria ter uma alta resolução. Para detectar uma mudança de temperatura de 0.1K por exemplo, considerando o caso  $T = 300K$  com  $V_{BE} = 600mV$  e  $dV_{BE} / dT = -2 mV/K$ , a resolução requerida é de 3000:1, necessitando-se de um conversor de 12 bits.

Para pequenas faixas de temperatura e resolução não muito alta, pode-se usar de forma satisfatória o esquema da Fig. 1.3. O sistema é calibrado medindo a tensão base-emissor a uma temperatura de referência arbitrária, que é armazenada em memória junto aos valores de  $V_{90}$  e  $n$  que são fornecidos inicialmente, e dependem do processo de fabricação. O sistema de medição pode ser simplificado ajustando a corrente de coletor para um valor de  $V_{BE}(T_r)$  à temperatura de medição, com o qual o valor de  $V_{BE}(T_r)$  pode-se armazenar numa memória PROM.

Com este tipo de sensor pode-se ter uma precisão de 0.05°C para uma faixa de temperatura de -20°C até 100°C. A estabilidade a longo prazo depende da tensão de referência. Sua principal vantagem é o baixo custo do sensor, mas o processamento é complexo e caro.

### 1.3.2 Sensor de temperatura PTAT

Como foi dito anteriormente, o sinal básico deste tipo de sensor é a diferença  $dV_{BE}$  entre as tensões base-emissor de dois transistores operando com uma razão constante (diferente de um) de suas densidades de corrente de emissor. Esta tensão é denominada tensão PTAT.

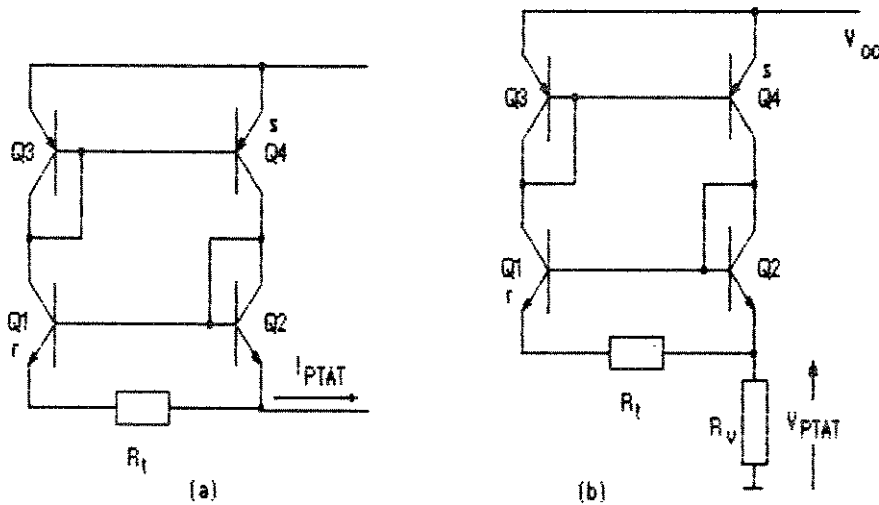


Fig. 1.4 (a) Sensor PTAT com saída em corrente. (b) Sensor PTAT com saída em tensão.

A configuração básica deste tipo de sensor é mostrada na Fig. 1.4a e Fig. 1.4b observam-se, respectivamente, uma corrente e uma tensão proporcional à temperatura. Em sensores de temperatura integrados como os fabricados pela Analog Devices (1.76) e National Semiconductor (1.79), a tensão básica é amplificada.

As seguintes equações relacionam as diferentes variáveis disponíveis no circuito:

$$V_{BE1} = kT/q \cdot \ln(I_{C1} / I_{S1}) \quad 1.2$$

$$V_{BE2} = kT/q \cdot \ln(I_{C2} / I_{S2}) \quad 1.3$$

$$dV_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = kT/q \cdot \ln(I_{C2} / I_{S2} \cdot I_{S1} / I_{C1}) \quad 1.4$$

onde:

K: constante de Boltzman

T: temperatura absoluta

q: carga do elétron

IC: corrente de coletor

IS: corrente de saturação

Sendo:

$$I_{C2} = s \cdot I_{C1} \quad 1.5$$

$$I_{S1} = r \cdot I_{S2} \quad 1.6$$

$$dV_{BE} = kT/q \cdot \ln(s \cdot r) \quad 1.7$$

$$\begin{aligned} I_{PTAT} &= (s+1) \cdot (dV_{BE} / R_T) \\ &= ((s+1) / R_T) (k/q) \cdot \ln(s \cdot r) \cdot T \end{aligned} \quad 1.8$$

onde a corrente  $I_{PTAT}$  indicada na Fig. 1.4a é, em primeira aproximação, proporcional à temperatura, pois existe também uma dependência da resistência  $R_T$  com a temperatura. Para eliminar a dependência mencionada anteriormente prefere-se ter a saída em tensão proporcional à temperatura como indica a Fig. 1.4b, na qual mede-se a tensão nos extremos do resistor  $R_V$ . Sendo a equação correspondente:

$$\begin{aligned} V_{PTAT} &= R_V \cdot I_{PTAT} \\ &= (R_V / R_T) (s+1) (k/q) \cdot \ln(s \cdot r) \cdot T \end{aligned} \quad 1.9$$

onde os valores das resistências podem ser expressas como:

$$R_V = R_{V0} (1 + \alpha \cdot T) \quad 1.10$$

$$R_T = R_{T0} (1 + \alpha \cdot T) \quad 1.11$$

sendo  $\alpha$  o coeficiente de variação da resistência com a temperatura, com o qual cancelam-se a dependência com a temperatura introduzidas pelos resistores.

Existem configurações deste tipo de sensores mais elaboradas, as quais têm as características indicadas na Tabela 1.1.

A este tipo de sensor também pode-se agregar a conversão A/D, para permitir a transmissão da informação de temperatura (contida na tensão ou corrente PTAT) à distância sem influência do ruído do meio.

	AD590 I	AD590 J	AD590 K	AD590 L	AD590 M	Unidade
Nº de terminais	2	2	2	2	2	
Sensibilidade	1	1	1	1	1	$\mu\text{A/K}$
Erro de calibração	$\pm 10$	$\pm 5$	$\pm 2.5$	$\pm 1$	$\pm 0.5$	$^{\circ}\text{C}$
Erro absoluto						
- sem calib. ext.	$\pm 20$	$\pm 10$	$\pm 5.5$	$\pm 3$	$\pm 1.7$	$^{\circ}\text{C}$
- com calib. ext.	$\pm 5.8$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 1.6$	$\pm 1$	$^{\circ}\text{C}$
Não linearidade	$\pm 3$	$\pm 1.5$	$\pm 0.8$	$\pm 0.4$	$\pm 0.3$	$^{\circ}\text{C}$
Repetibilidade @	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$^{\circ}\text{C}$
Variação						
a longo prazo	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$^{\circ}\text{C}$

@ depois de ciclar entre  $-55^{\circ}\text{C}$  e  $150^{\circ}\text{C}$

Tabela 1.1 Especificações de uma fonte de corrente PTAT.

### 1.3.3 Sensor de temperatura com referência intrínseca

Por muitos anos os sensores com sinal de saída PTAT solucionaram muitos dos problemas de medição de temperatura. Uma importante especificação dos mesmos é não só a linearidade de seu sinal de saída com as mudanças da temperatura, como também sua calibração econômica por meio de um resistor de ajuste ("trimming") na pastilha.

Como vimos no sensor de um único transistor, para detectar uma mudança na temperatura de 0.1K em 300K precisa-se de uma resolução de 3000:1. Com um sinal de saída em uma escala de °C, a resolução requerida cai a 270:1. Este exemplo mostra que quando a faixa de temperatura de interesse é pequena, é vantajoso ter sensores com seu "zero" ou ponto de referência na faixa de temperatura de interesse.

O esquema mostrado na Fig. 1.5 foi implementado com um sensor de temperatura PTAT, uma tensão de referência e um amplificador diferencial.

Esta solução, do ponto de vista do sistema é cara, pois um grande número de componentes de precisão, e passos de calibração são requeridos durante o processo de produção e manufatura do sistemas, mas visto como um circuito integrado tem a mesma complexidade que o sensor PTAT visto no ponto anterior.

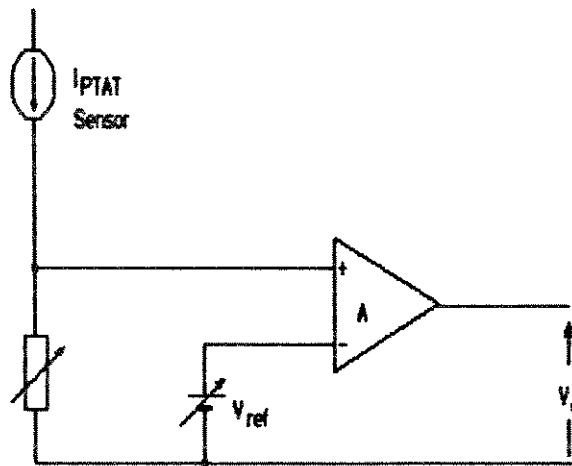


Fig. 1.5 Sistema de medição de temperatura com escala de saída variável.

O circuito básico do sensor com referência intrínseca é mostrado na Fig. 1.6, onde uma fonte de corrente gera uma corrente  $I = V_{PTAT} / R_2$ . A corrente de polarização do transistor  $Q1$  é fornecida por um espelho de corrente formado pelos transistores pnp  $Q2$  e  $Q3$ . O amplificador operacional  $A_1$  de alto ganho força a corrente de coletor de  $Q1$  para que seja igual a corrente do espelho, além de diminuir a impedância de saída.

A tensão de saída é dada pelas seguintes equações:

$$V_o = V_{BE} - V_{PTAT} \cdot (R1 / R2) \quad 1.12$$

o primeiro termo da equação 1.12 mostra em primeira aproximação um decrescimento linear com a temperatura

$$V_{BE} = V_{90}^* - Cte \cdot T \quad 1.13$$

onde  $V_{90}^*$  é a extrapolação linear da tensão "bandgap" a zero K.



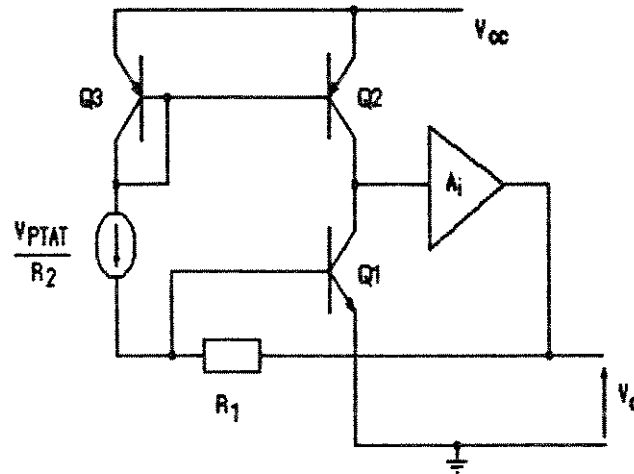


Fig. 1.6 Circuito básico do sensor de temperatura com referência intrínseca.

Quando a tensão de saída  $V_o$  é zero a uma temperatura  $T_2$ , a equação da tensão de saída resulta:

$$V'_{g0} - Cle. T = V_{PTAT} \cdot (R1 / R2) \quad 1.14$$

e para  $T = 0\text{K}$  obtemos:

$$Cle. = V'_{g0} / T_2 \quad 1.15$$

considerando as equações 1.14 e 1.15 obtém-se a seguinte expressão para a tensão de saída

$$V_o = -((T - T_2) / T_2) \cdot V'_{g0} \quad 1.16$$

A calibração do sensor se realiza através do ajuste de  $R1$  para obter o valor desejado de  $V_o(T_0)$  da tensão de saída. Com este simples ajuste, a tensão de saída é calibrada numa ampla faixa de temperaturas.

Cabe ressaltar que, para a implementação precisa do transdutor deve-se considerar a não linearidade de  $V_{BE}(T)$  e a dependência de temperatura dos resistores.

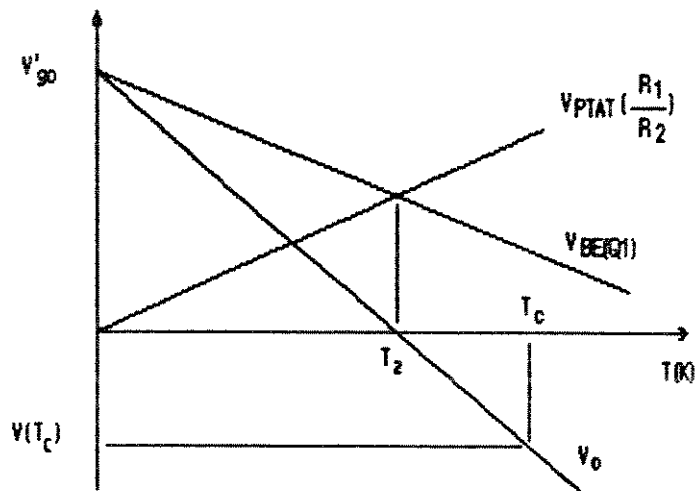


Fig. 1.7 Aproximação linear da tensão de saída  $V_0$  e seus componentes em função da temperatura.

Para muitas aplicações em circuitos integrados prefere-se a utilização de sensores PTAT pela sua simplicidade. Mas quando necessita-se alta precisão e estabilidade a longo prazo, utiliza-se uma referência de tensão "bandgap" intrínseca. (3.88)

#### 1.4 SENSORES COMERCIAIS

Existem várias maneiras de se classificar os sensores monolíticos. Uma delas é de acordo com o efeito físico empregado no sensor ou o tipo do sinal no qual está contida a informação desejada. Pode-se realizar a seguinte classificação simplificada:

- a.- Sinais radiantes: fotoresistores, fotodiodos, fototransistores e CCD's.
- b.- Sinais mecânicos: sensores de pressão, aceleração, posição, medidores de fluxo.
- c.- Sinais magnéticos: magnetoresistores, magnetodiodos, magnetotransistores.
- d.- Sinais químicos: ISFET (ion-sensitive FET), Palladium - gate MOSFET, dispositivos de silício cobertos com polímeros, sensores de umidade, sensores de oxigênio.
- e.- Sinais térmicos: termopares, resistências, diodos, transistores, dois transistores e circuitos integrados transdutores.

Quase todos os tipos mencionados possuem versões comerciais, mas vamos mencionar especificamente os relacionados com temperatura e, em particular, os que podemos considerar como sensores monolíticos comerciais, tomando três das principais empresas na área de componentes integrados.

A empresa Motorola fornece uma família de transistores selecionados especificamente para aplicações de sensoramento de temperatura. Esta família consiste de três tipos de transistores, que fornecem uma precisão desde  $\pm 2^{\circ}\text{C}$  até  $\pm 5^{\circ}\text{C}$ , numa faixa de  $-40^{\circ}\text{C}$  até  $150^{\circ}\text{C}$ . (1.78)

A empresa Analog Devices fornece o AD 590 que é um transdutor de temperatura de dois terminais, o qual fornece uma saída em corrente proporcional à temperatura absoluta. Para uma tensão de alimentação entre +4V e +30V o dispositivo funciona como um regulador de corrente com alta impedância, fornecendo  $1\mu\text{A/K}$ . O mesmo é fabricado com uma tecnologia bipolar, que permite a realização de resistores de filme fino, posteriormente calibrados com laser. (1.84)

A empresa National Semiconductor fornece a série LM 35 que opera como um zener. Este sensor possui uma tensão de ruptura diretamente proporcional à temperatura absoluta, fornecendo  $+10\text{mV/K}$ . Com menos de  $1\text{ohm}$  de impedância dinâmica, o dispositivo opera numa faixa de  $400\mu\text{A}$  até  $5\text{mA}$  com pouca variação de performance. (3.84)

Por fim, pode-se descrever as principais propriedades dos sensores, dando uma visão dos dispositivos típicos com a mesma ordem de exatidão, cuja comparação observa-se na Tabela 1.2.

	Transistor único MTS 102	CI de 2-Pin AD 592 BN	CI de 3-pin LM 35 C
Sensibilidade	-2.2 mV / K	1 $\mu$ A / K	10 mV / K
Offset em 300 K	270 K	300 K	27 K
Erro de calibração	$\pm 1.5$ °C	$\pm 1$ °C	$\pm 1$ °C
Repetibilidade	$\pm 0.1$ °C	$\pm 0.1$ °C	$\pm 0.1$ °C
Não linearidade <sup>@</sup>	$\pm 0.4$ °C	$\pm 0.25$ °C	$\pm 0.5$ °C
Erro total (sobre a faixa)	$\pm 2$ °C	$\pm 2$ °C <sup>B</sup>	$\pm 2$ °C <sup>&amp;</sup>
Principal vantagem	econômico	insensível a mudanças na alimentação	insensível a mudanças na alimentação
Desvantagem	Sensível à mudanças de polarização.	alta impedância de saída	baixa impedância de saída
Precio (u\$) <sup>⌘</sup>	1.50	11	4.50

<sup>@</sup> faixa de 0°C até 100°C

<sup>B</sup> testado 100%

<sup>&</sup> sem testar 100%

<sup>⌘</sup> para pequenas quantidades

Tabela 1.2 Comparação das propriedades dos sensores monofíticos de temperatura. (2.78) (2.84) (1.79)

## COMPORTAMENTO TÉRMICO DOS COMPONENTES

---

### 2.1 INTRODUÇÃO

As considerações deste capítulo, fornecem a base teórica para a realização do projeto do circuito apresentado no capítulo seguinte. O mesmo apresenta o comportamento e a interação térmica e elétrica dos componentes usados no projeto, como também a análise de alguns efeitos que influenciam no comportamento dos circuitos integrados, como o efeito Seebeck e o stress mecânico.

## 2.2 TRANSISTOR NPN BIPOLAR

Nesta parte considera-se o comportamento de corrente direta do transistor bipolar NPN em modo ativo direto, com ênfase nas dependências de suas propriedades com a temperatura. Nas aplicações de circuitos para sensores, os transistores são usualmente operados em baixa tensão e baixa corrente, com o objetivo de minimizar a dissipação de potência e melhorar a precisão.

A principal propriedade dos transistores usados em tensões de referência e sensores de temperatura, é apresentada pela bem conhecida equação da corrente de coletor:

$$I_C = I_S \cdot \exp ( q \cdot V_{BE} / k \cdot T) \quad 2.1$$

onde  $T$  é a temperatura absoluta em graus kelvin,  $V_{BE}$  a tensão base emissor,  $q$  a carga do elétron,  $k$  a constante de Boltzmann e  $I_S$  dada pela seguinte equação:

$$I_S = q^2 \cdot n_{iB}^2 \cdot A_E \cdot D_B / Q_B \quad 2.2$$

com  $n_{iB}$  sendo a concentração de portadores intrínseca na base,  $A_E$  a área de junção base emissor,  $D_B$  a constante de difusão efetiva de portadores minoritários na base, e  $Q_B$  a carga representada pelo número de átomos dopantes na base neutra por unidade de área.

A carga  $Q_B$  pode ser calculada como a integral de  $N_B$  entre os limites da base e as regiões neutras de emissor e do coletor respectivamente, vezes a carga do elétron. Sendo  $N_B$  a densidade do dopante na base. Os limites de integração dependem da tensão da junção, que causa o efeito da modulação da base.

No que diz respeito à corrente de base, esta é basicamente dada pela injeção de lacunas da base no emissor.

$$I_B = (q \cdot n_{iE}^2 \cdot A_E \cdot D_E / G_E) \cdot \exp ( q \cdot V_{BE} / k \cdot T) \quad 2.3$$

onde  $n_{iE}$  é a concentração de portadores intrínseca no emissor,  $G_E$  é uma constante conhecida como número efetivo de Gummel do emissor, e  $D_E$  é a constante de difusão de portadores minoritários no emissor.

No que se refere à dependência da temperatura da tensão base - emissor  $V_{BE}$  consideraremos os termos das equações 2.1 e 2.2, temos (1.80):

$$n_i^2 = Cte. T^3 \exp (- q \cdot V_g / k T) \quad 2.4$$

$$D_B = (k T / q) \mu_B \quad 2.5$$

onde  $\mu_B$  é o valor efetivo da mobilidade do elétrons na base, e  $V_g$  é a tensão de "bandgap" do material da base.

A carga na base  $Q_B$  também depende da temperatura, no que se refere aos limites da base do transistor, que dependem da temperatura, mas pode ser considerada desprezível.

A mobilidade  $\mu_B$  e a tensão de "bandgap"  $V_g$  apresentam uma relação não linear com a temperatura. Consideraremos a seguinte aproximação

$$\mu_B = Cte. T^{-n} \quad 2.6$$

$$V_g = V_{g0} - L T \quad 2.7$$

onde  $n$  e  $L$  são constantes e  $V_{g0}$  a tensão de bandgap extrapolada à temperatura de 0 K. Substituindo a equação 2.6 e 2.7 em 2.1 e 2.2, e desprezando o efeito Early obtemos:

$$I_C = Cte. T^n \exp ( q ( V_{BE} - V_{g0} ) / k T) \quad 2.8$$

onde como nas equações anteriores  $Cte.$  representa uma constante e  $n = 4 - n$ . Considerando os valores empíricos  $V_{g0} = 1166\text{mV}$  e  $n = 3.72$ , medidos por Meijer (2.80).

Para desenvolver a equação para  $V_{BE}(T)$  consideraremos duas temperaturas: uma arbitrária  $T$  e a outra de referência  $T_r$ , e aplicando a equação 2.8, obtemos a seguinte:

$$V_{BE}(T) = V_{g0}(1 - T/T_r) + (T/T_r) V_{BE} - n(kT/q) \ln(T/T_r) + (kT/q) \ln(I_C(T)/I_C(T_r)) \quad 2.9$$

Considerando a corrente de coletor proporcional a uma potência da temperatura,  $I_C = Cte. T^m$ , o que representa para  $m = 0$  uma corrente independente da temperatura (NPO) ou para  $m = 1$  uma corrente PTAT (Proporcional to Absolute Temperature). Substituindo a equação 2.9 e reagrupando os termos obtemos:

$$V_{BE}(T) = V_{g0} + (n - m)(kT_r/q)(1 - T/T_r) - L \cdot T + (n - m)(k/q)(T - T_r - T \ln(T/T_r)) \quad 2.10$$

sendo:

$$L = (V_{g0} + (n - m)(kT_r/q) - V_{BE}(T_r)) / T_r \quad 2.11$$

Na equação 2.10 observa-se o valor de  $V_{BE}(T)$  como soma de um termo constante, um termo proporcional à temperatura e um termo de maior ordem, sendo que o termo linear mostrado na equação 2.11 representa a tangente à curva de  $V_{BE}(T)$  no ponto  $T = T_r$  como mostra a Fig. 2.1.

Para se obter uma idéia (1.82) da grandeza dos diferentes termos das equações 2.10 e 2.11 pode-se substituir  $V_{g0} = 1166 \text{ mV}$ ,  $n = 3.72$ ,  $T_r = 323 \text{ K}$ ,  $V_{BE}(T_r) = 630 \text{ mV}$  e considerar o caso de  $I_C$  independente da temperatura, seja  $m = 0$ .



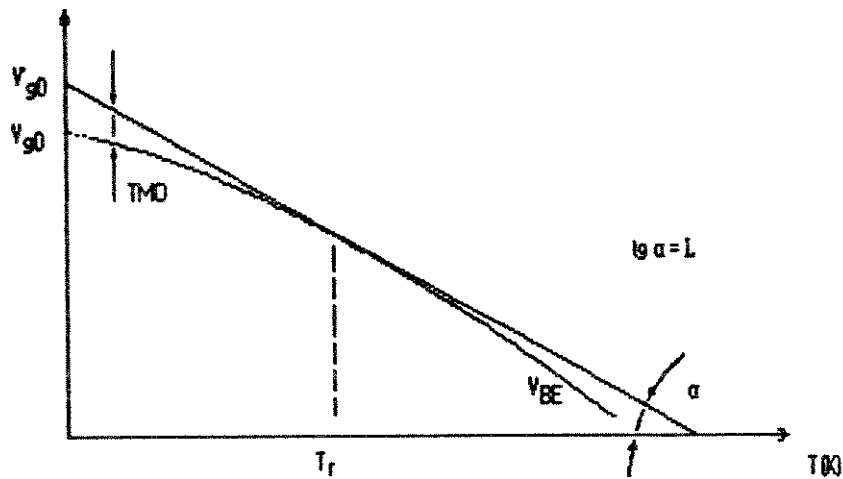


Fig. 2.1 Tensão base - emissor  $V_{BE}$  em função da temperatura  $T$ .  
A curvatura encontra-se ampliada com a finalidade de individualizar os diferentes pontos.

Obtendo para o termo constante um valor de tensão de 1269.5 mV, para o termo linear  $L = 1.98 \text{ mV / K}$ .

Por último a não linearidade de  $V_{BE}(T)$  está representada pelo último termo da equação 2.10 e é apresentada na Fig. 2.2 para diferentes tipos de corrente, o que significa na equação variar o valor de  $m$ .

O ganho de corrente  $h_{FE}$  também varia com a temperatura, sendo uma configuração com emissor comum, e considerando que a concentração intrínseca de portadores no emissor  $n_{IE}$  varia exponencialmente com a tensão de "bandgap" numa forma similar à concentração intrínseca de portadores na base  $n_{IB}$  como mostra a equação 2.2, obtemos:

$$h_{FE} = I_C / I_B \quad 2.12$$

$$h_{FE} = Cte. n_{IB} / n_{IE} = Cte. \exp \{ -q. dV_g / kT \} \quad 2.13$$

Dado que o emissor é mais fortemente dopado que a base, a tensão da banda proibida no emissor é  $dV_g$  menor que a tensão de banda proibida na base.

Considerando  $dV_g = 40 \text{ mV}$  (valor para dopagem típico de base e emissor 1.82) obtém-se  $(dh_{FE} / dT) / h_{FE} = 0.5\%/^{\circ}\text{C}$ , o que significa uma variação do 50% para uma faixa de temperaturas de  $100^{\circ}\text{C}$ .

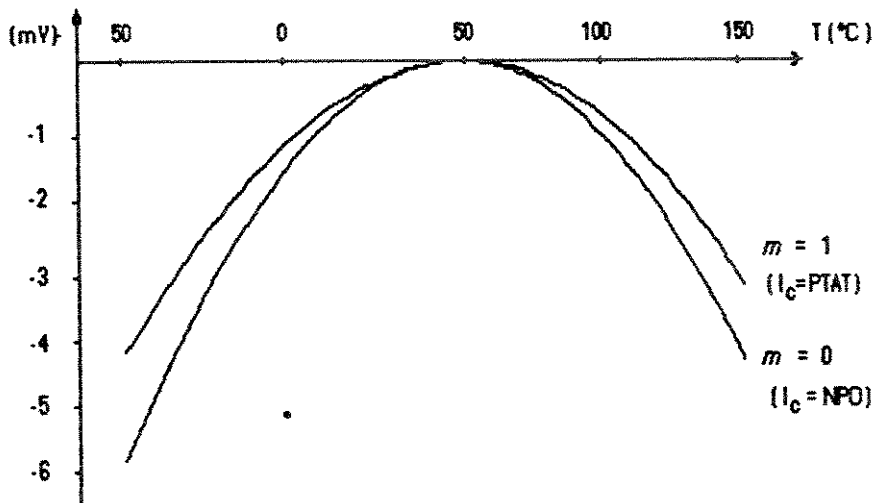


Fig. 2.2 Não linearidade  $(n-m)(k/q)(T - T_f - T \ln(T/T_f))$  de  $V_{BE}$  para diferentes correntes de coletor  $I_C$  em função da temperatura.

Outro ponto de interesse, considerando principalmente as aplicações em espelhos de corrente, é o casamento entre duas correntes de coletor de dois transistores iguais, ou supostamente iguais.

As principais causas de descasamento dos transistores são:

- Variações no perfil de dopagem, o que causa descasamentos na carga da base como também descasamentos na resistência de "bulk".
- Variações na geometria do transistor devido ao processo de fotolitografia, principalmente causa o descasamento das áreas de emissor.
- Gradientes de temperatura e variações devido ao "stress" mecânico da pastilha.
- Variações nas correntes de fuga.

Estes problemas podem ser minimizados com cuidados no layout, por exemplo aproximando o mais possível as estruturas comprometidas, ou aumentando as geometrias dos mesmos para minimizar os problemas de litografia no perímetro da difusão de emissor.

A relação das correntes de coletor de um par de transistores operando a igual tensão de polarização também depende da temperatura. Em altos níveis de corrente ( $I_C > 200\mu A$ ) esta dependência, dá-se principalmente por descasamentos nas áreas de emissor e na resistência do corpo da base.

A baixos níveis de corrente ( $I_C < 100nA$ ), o fato que as correntes de fuga não são iguais produz também uma dependência da temperatura da razão de correntes de coletor mencionadas no paragrafo anterior.

Das medidas realizadas em altos e baixos níveis de corrente, poder-se-ia calcular as influências dos dois fenômenos em um nível médio de correntes ( $1\mu A < I_C < 100\mu A$ ), mas a dependência da temperatura é maior que a calculada com base nos efeitos de variação na resistência de corpo da base e nas correntes de fuga, alcançando valores da variação da relação das correntes de coletor de  $\pm 600$  ppm para uma faixa de  $0^\circ C$  até  $100^\circ C$  (1.82).

## 2.3 TRANSISTOR PNP BIPOLAR

Considera-se inicialmente o transistor PNP lateral. Pela sua construção a dopagem de emissor P é menor que no caso da dopagem de emissor N do transistor NPN, isto faz com que a diferença de dopagem entre base-emissor do transistor PNP seja menor e por conseguinte o  $dVg$  seja menor, produzindo menor dependência do ganho de corrente  $h_{FE}$  com a temperatura quando comparado com o transistor NPN.

Tipicamente o valor de  $(dh_{FE} / dT) / h_{FE}$  é de 0.1%/°C, podendo chegar em baixas correntes ( $I_E < 10\mu A$ ) a 0.05%/°C, o que significa uma ordem de grandeza menor que no caso dos transistores NPN.

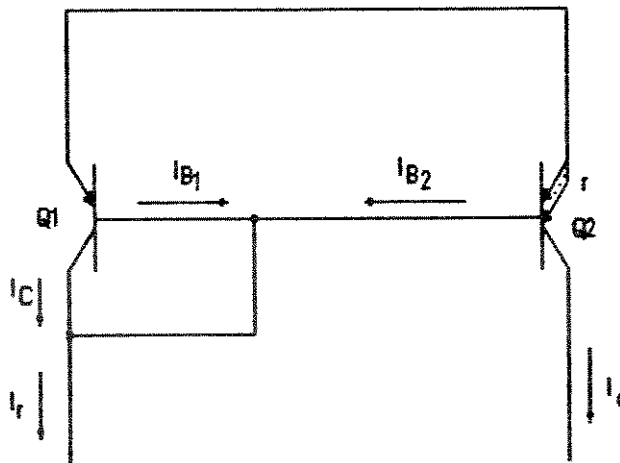


Fig. 2.3 Esquema básico do espelho de corrente PNP.

Por outro lado, o ganho de corrente é baixo como também sua tensão de Early, a frequência de corte  $f_T$  e a tensão de ruptura  $BV_{CE}$  dominada principalmente pelo efeito "punch - through". Além disso, a curva característica  $I_C (V_{BE})$ , está influenciada

principalmente pelo mecanismo de alto nível de injeção e a influência da corrente de corpo do emissor.

Com tudo isso, sua utilização em espelhos de corrente é conveniente, especialmente em baixos níveis de corrente. Nestas condições, o ganho de corrente pode ser a metade do ganho do transistor NPN, mas a variação deste ganho com a temperatura do PNP é a décima parte da variação do ganho do NPN. Como consequência, o fator de transferência de corrente tem uma menor variação com a temperatura.

Na Fig. 2.3 observa-se o esquema básico de um espelho de corrente PNP. O fator de transferência de corrente ( $W$ ) dado pela seguinte equação:

$$W = I_2 / I_1 \quad 2.14$$

e supondo igual tensão base-colector para os transistores  $Q1$  e  $Q2$ , e uma relação de áreas de emissor  $r$ .

$$W = r / (1 + (r + 1) / h_{FE}) \quad 2.15$$

Pode-se calcular a influência da temperatura de  $W$  com a seguinte equação

$$(d(W) / dT) / W = (1 / W) (d(W) / dh_{FE}) (dh_{FE} / dT) \quad 2.16$$

$$(d(W) / dT) / W = ((r + 1) / (h_{FE} + r + 1)) \cdot (dh_{FE} / dT) / h_{FE} \quad 2.17$$

Por exemplo, considerando  $(dh_{FE} / dT) / h_{FE}$  de  $0.05\%/^{\circ}\text{C}$ ,  $h_{FE}$  de 20 e  $r = 2$

$$(d(W) / dT) / W = 65 \text{ ppm} / ^{\circ}\text{C}$$

Esta variação com a temperatura pode-se diminuir colocando o transistor  $Q3$  (no Apendice figura A.1) como fornecedor das correntes de base, neste caso obtém-se

$$(d(W) / dT) / W = r / ( ( 1 + (r+1) (h_{FE} (h_{FE3} + 1)) ) ) \quad 2.18$$

Como está demonstrado no Apêndice A com o transistor Q3 pode-se obter

$$(d(W) / dT) / W = 1.8 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

No caso do transistor PNP de substrato, a variação do ganho de corrente com a temperatura, é similar ao PNP lateral, mas o valor absoluto do ganho de corrente é cerca de quatro vezes maior que o do PNP lateral. Na prática, o transistor Q3 trabalha com um nível de corrente uma ordem de grandeza menor que os outros transistores, e sua tensão de ruptura  $BV_{CE}$  é muito maior que no caso do PNP lateral o que permite uma aplicação com maiores tensões de alimentação.

Por construção, este transistor tem sempre seu coletor ligado ao substrato, o que torna difícil sua aplicação nos circuitos, a não ser como buffer para as correntes de base nos espelhos de corrente.

## 2.4 RESISTORES INTEGRADOS

Tanto nos sensores como nas referências de tensão, o comportamento das resistências têm especial importância na performance do circuito, como também na calibração dos mesmos. Os resistores disponíveis na tecnologia bipolar convencional são: resistores difundidos tipo P e

tipo N, resistores implantados, e em particular algumas tecnologias dispõem de resistores de filme fino sobre silício.

No que se refere aos resistores difundidos, sua utilização é muito interessante pois são disponíveis em tecnologias de circuitos integrados convencionais, o que garante baixo custo de produção. Segundo o trabalho de Schoeff ( 2.79 ), possuem uma excelente estabilidade a longo prazo.

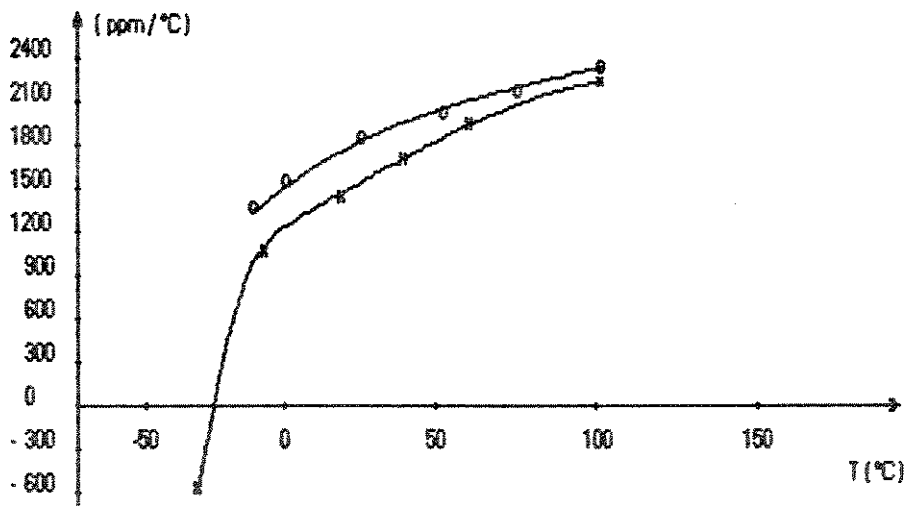


Fig. 2.4 Coeficiente de temperatura de resistores difundidos em função da temperatura. (1.82)

As principais desvantagens são sua alta dependência com a temperatura, a tensão, e sua limitada capacidade de ajuste. A resistência de folha depende do processo utilizado.

O coeficiente de temperatura  $d_T = (dR/dT) / R$  é também dependente da temperatura no caso dos resistores difundidos, com resistências da ordem de 500 ohm/quadrado. A Fig. 2.4 ilustra como varia o coeficiente de temperatura com a temperatura, onde valores de dois processos de fabricação diferentes são apresentados (1.82).

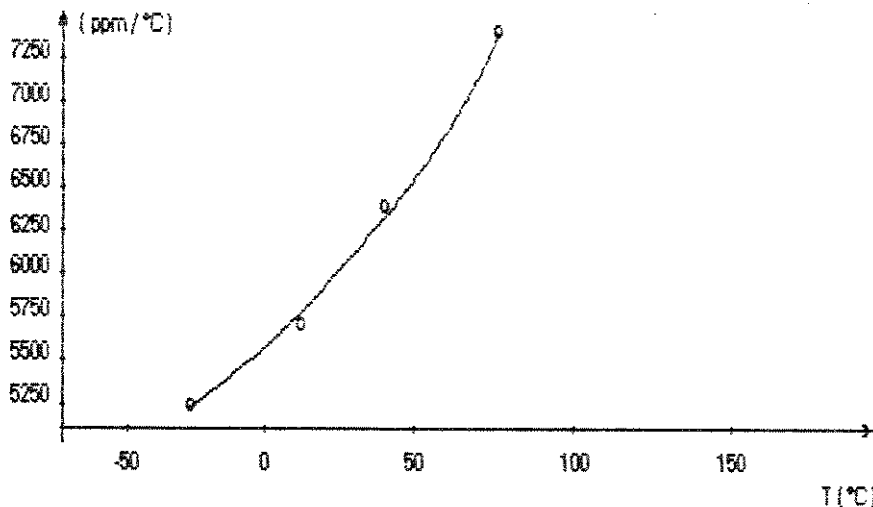


Fig. 2.5 Coeficiente de temperatura de resistências implantadas em função da temperatura. (1.82)

Os resistores implantados geralmente possuem maior valor de resistência por quadrado, e também o coeficiente de variação com a temperatura é maior que o dos resistores difundidos. Na Fig 2.5 observa-se o comportamento com a temperatura, do coeficiente de variação da resistência com a temperatura, para resistores implantados com resistência da ordem 5 Kohm / quadrado(1.82)

Os resistores de filme fino sobre silício têm a facilidade de ajuste e medida dos mesmos na própria lâmina de silício. Sua utilização aumenta o custo do processo de fabricação. No que diz respeito à sua dependência com a temperatura, o comportamento é



linear e o coeficiente de temperatura é cerca de duas ordens de grandeza menor que no caso dos resistores difundidos<sup>(1.82)</sup>

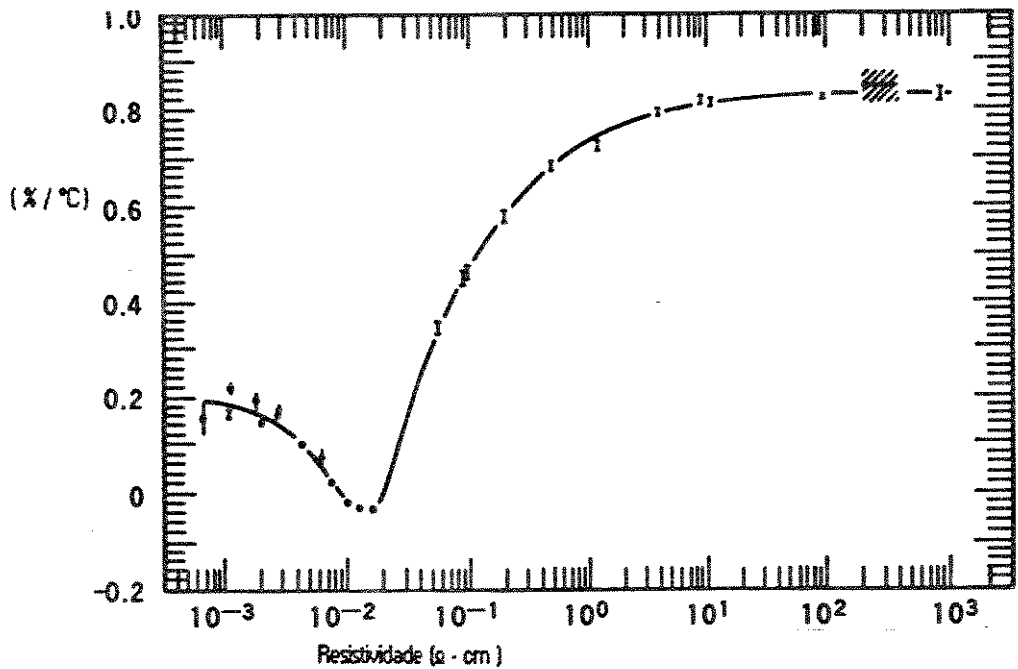


Fig. 2.6 Coeficiente de temperatura de resistores difundidos tipo-n em função da resistividade. (5.82)

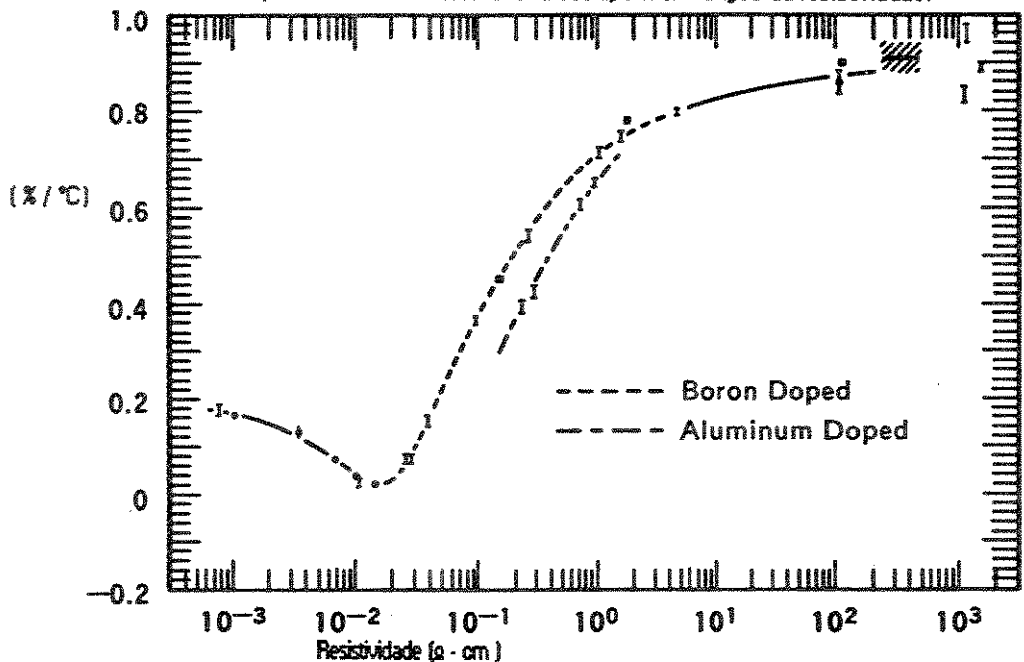


Fig. 2.7 Coeficiente de temperatura de resistores difundidos tipo-p em função da resistividade. (5.82)

Uma vantagem das resistências difundidas, como foi dito, é a estabilidade a longo prazo, mas não existe muita informação quantitativa a respeito na bibliografia. Outro ponto de interesse é que o valor do coeficiente de variação das resistências difundidas com a temperatura (5.82) depende também do tipo e da quantidade de dopantes, como pode-se observar nas Fig 2.6 e Fig 2.7 , onde se apresentam os valores do coeficiente de temperatura em função da resistividade, para resistores difundidos tipo N e tipo P.

## 2.5 CAPACITORES INTEGRADOS

Existem basicamente dois tipos de capacitores integrados disponíveis em circuitos monolíticos: de junção e de estrutura MOS.

No caso dos capacitores de junção polarizada em forma reversa a expressão do valor da capacitância é a seguinte:

$$C_o = (q \epsilon / 2 V_o + V_R) (N_A N_D / (N_A + N_D))^{1/2} \quad 2.19$$

sendo  $C_o$  a capacitância por unidade de área,  $q$  a carga do elétron,  $\epsilon$  a permeabilidade do silício =  $1.04 \times 10^{-12}$  F/cm,  $N_A$  e  $N_D$  a concentração de impurezas do lado p e do lado n,  $V_o$  é a tensão de barreira e  $V_R$  a tensão reversa aplicada à junção.

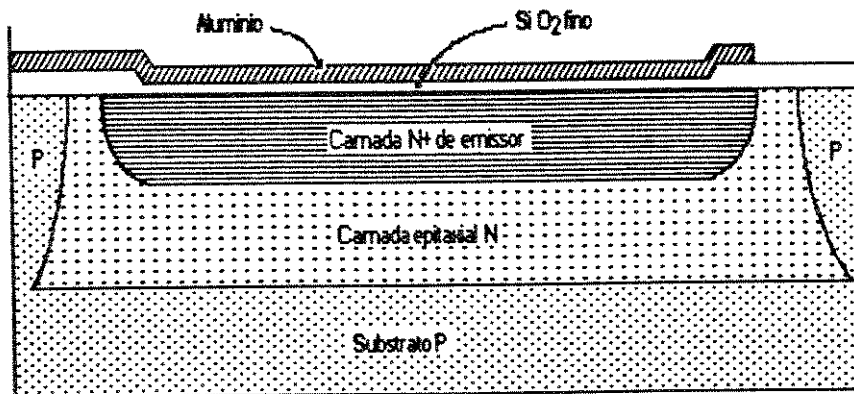


Fig. 2.8 Estrutura do capacitor MOS.

Onde pode-se observar que na medida em que  $V_0$  têm um coeficiente de variação com a temperatura negativo, assim a capacitância terá um coeficiente positivo com a temperatura.

A estrutura do capacitor MOS é apresentada na Fig. 2.8, na sequência de fabricação mais uma máscara é adicionada para indicar a região sobre a região de emissor na qual será crescido uma fina camada de dióxido de silício. A metalização de alumínio é usada como um dos lados do capacitor e o outro lado é a difusão  $N^+$  de emissor, esta última é a difusão com menor resistividade.

Este capacitor é extremamente linear e possui baixo coeficiente de temperatura, no caso de capacitor de óxido fino ( $SiO_2$ ) têm um coeficiente por volta de  $\pm 20$  ppm/ $^{\circ}C$  (4.84).

Uma desvantagem desta estrutura é que sempre existe um capacitor parasita, que pode ter um valor considerável, formado entre o lado N e o substrato P o qual está sempre ligado à tensão mais negativa do circuito. Como poderá se observar nas medidas apresentadas no Capítulo 4, o coeficiente de temperatura da estrutura total vai depender também das capacitâncias parasitas presentes.

## 2.6 EFEITO SEEBECK

No desenho do layout de circuitos integrados precisos o efeito Seebeck deve ser levado em conta, em especial naqueles onde espera-se a existência de gradientes térmicos. O efeito Seebeck acontece quando duas junções entre dois materiais encontram-se a diferentes temperaturas  $T_1$  e  $T_2$ , como mostra a Fig. 2.9.

A diferença de tensão  $V_s$  entre a junção  $J_1$  e a junção  $J_2$  é proporcional a diferença de temperaturas entre elas, logo pode-se escrever:

$$V_s = C_s (T_1 - T_2) \quad 2.29$$

onde  $C_s$  é o coeficiente de Seebeck

Consideremos por exemplo o caso de um resistor difundido onde os contatos encontram-se a diferentes distâncias de um transistor da mesma pastilha que dissipa uma potência  $P_1$  como mostra a Fig. 2.9.

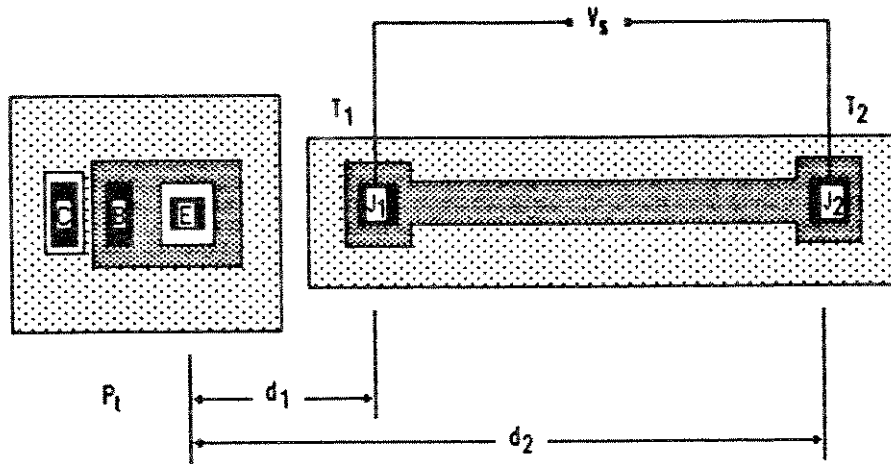


Fig. 2.9 Exemplo de um resistor e um transistor dissipando potência na pastilha

A diferença de temperaturas entre os contatos do resistor está dada pela seguinte equação:

$$T_1 - T_2 = (P_1 / 2 \parallel K_S) \cdot (d_1^{-1} - d_2^{-1}) \quad 2.21$$

onde:

- $K_S$  : condutividade térmica do silício.
- $P_1$  : potência dissipada pelo transistor.
- $d_1$  e  $d_2$  : distâncias até os respectivos contatos.

logo a expressão da tensão Seebeck resulta

$$V_S = C_S \cdot (P_1 / 2 \parallel K_S) \cdot (d_1^{-1} - d_2^{-1}) \quad 2.22$$

Por exemplo  $d_1 = 30\mu\text{m}$ ,  $d_2 = 1000\mu\text{m}$ ,  $P_f = 15\text{mW}$ , sendo para a junção silício P e alumínio  $C_s = 950\ \mu\text{V/K}$  e a condutividade térmica do silício  $K_s = 0.14 \cdot 10^6\ \text{W/K}$ , logo aparece uma diferença de temperatura de 0.6 K e uma tensão Seebeck  $V_s = 0.57\ \text{mV}$ .

No caso desta diferença de tensão ser inaceitável, precisa-se tomar cuidado no desenho do layout, como por exemplo colocar as partes sensíveis do circuito longe dos pontos de dissipação de potência e juntar o mais possível os contatos dos resistores, colocando-os no sentido das isoterma estimadas do circuito.

## 2.7 EFEITOS DA DISSIPACÃO DE POTÊNCIA NA PASTILHA

A dissipação de potência na pastilha traduz-se como um aumento de temperatura em certos pontos do mesmo, o qual influencia de duas formas: uma é a contribuição direta para o erro absoluto do sensor de temperatura e a outra é a criação de gradientes térmicos.

As referências "bandgap" são insensíveis a mudanças uniformes de temperatura na pastilha, mas estes circuitos como também os transdutores de temperatura, são muito sensíveis a gradientes térmicos, os quais podem ser facilmente gerados por dissipação de potência na pastilha.

Para modelar este efeito, definido como um autoaquecimento, pode-se recorrer a um modelo simples como o da Fig.2.9, onde  $R_{JS}$  é a resistência térmica entre a junção emissor-base e o substrato,  $R_{SE}$  é a resistência térmica entre o substrato da pastilha e o encapsulamento,  $R_{EA}$  é a resistência térmica entre o encapsulamento e o ambiente que envolve ao circuito integrado,  $C_{DH}$  é a capacitância térmica da pastilha e  $C_C$  é a capacitância térmica

do encapsulamento. A potência dissipada é representada pela fonte de corrente  $P$  e a temperatura ambiente pela fonte de tensão  $T_A$ .

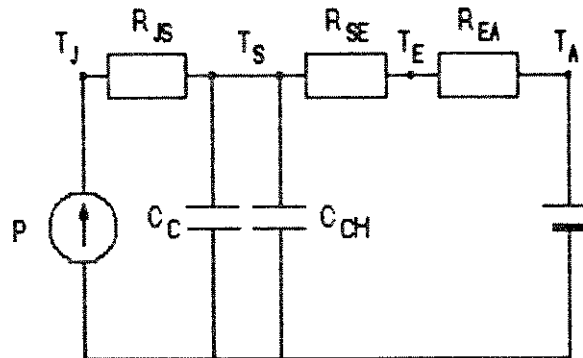


Fig. 2.9 Modelo simples de temperatura

A obtenção dos parâmetros deste modelo têm por objetivo:

- a) Prever as variações com a temperatura da pastilha no caso estacionário, para o qual podemos omitir as capacitâncias  $C_{CH}$  e  $C_C$ .
- b) Prever a resposta no tempo do sensor no caso de rápidas variações de temperatura, para o qual pode-se utilizar o modelo completo da Fig.2.9.

Estes valores dependem das dimensões da pastilha de silício, a forma de fixá-la, o tipo de encapsulamento e a velocidade do ar que envolve o encapsulamento. Na Tabela 2.1 pode-se observar valores de resistências térmicas para o mencionado modelo em condições de ar sem convecção, e na Tabela 2.2 aparecem os valores de  $R_{JA}$  para diferentes sensores comerciais. Na mesma pode-se perceber a importante influência da convecção sobre a resistência térmica.

No que diz respeito à capacitância  $C_{CH}$ , esta depende diretamente do volume de silício. No caso de sensores de resposta rápida, é realizado um "etching" do silício para minimizar este volume, além de encapsular o mesmo de maneira especial para obter boa proteção mecânica e química sem perder velocidade na resposta térmica do mesmo, no caso do circuito integrado AD590 o valor dado é de  $0.04 \text{ W} \cdot \text{s} / \text{°C}$ , mas o valor da capacitância  $C_C$  é variável, pois a mesma depende do tipo de medida realizada, desde que esta inclui qualquer coisa que esteja em contato direto com o encapsulamento.

°C/W	RCA Tran.Array		Philips comp.	
	CA3046 14-DIL Plast.	CA3045 14-DIL Ceram.	G887 16-DIL Plast.	G887S0T T0-74 Kovar
RJS	62	62	62	62
RSE	72	50	124	40
REA	18	14	17	35
RJA	152	126	203	137

Tabela 2.1 Resistências térmicas ( RJS , RSE, REA e RJA ) de diferentes CI comerciais.

°C/W	AD590H T0-52	AD598F F2A Flat	AD592 T0-92 Plastic	LM35 T0-46 Metal	LM35 T0-92 Plastic
Velocidade 2.7 m/s	115	190	60	120	100
Sem convecção	400	650	175	400	200

Tabela 2.2 Resistência térmica ( RJA ) de diferentes CI comerciais no ar. (2.84) (1.79)



Uma forma de achar a capacitância térmica é realizar um modelo simplificado da Fig. 2.9 onde:

$$R_{JA} = R_{JS} + R_{SE} + R_{EA} \quad 2.23$$

$$C_T = C_{CH} + C_C \quad 2.24$$

Considerando que a resposta térmica em função do tempo seja exponencial, então dito comportamento fica caracterizado por uma constante ( $T$ ) que denominamos constante de tempo térmica. Este tempo  $T$  é definido como o tempo requerido para alcançar 63.2% do valor de temperatura final interno, supondo uma mudança instantânea de temperatura externa.

$$T(t) = T_f + (T_i - T_f) \cdot (1 - e^{-t/T}) \quad 2.25$$

sendo  $T_i$  a temperatura inicial e  $T_f$  a temperatura final.

Por último conhecendo a constante de tempo térmica e a resistência térmica total, e aplicando a Eq. 2.26 podemos obter o valor da capacitância térmica total.

$$C_T = T/R_{JA} \quad 2.26$$

Na Tabela 2.2 podemos observar os valores da resistência térmica ( $R_{JA}$ ) e na Tabela 2.3 os valores da constante de tempo térmica  $T$  para os mesmos circuitos comerciais, o qual permite obter na Tabela 2.4 os valores da capacitância térmica ( $C_T$ ) desejados.

seg.	AD598H TO-52	AD598F F2A Flat	AD592 TO-92 Plastic	LM35 TO-46 Metal	LM35 TO-92 Plastic
Velocidade 2.7 m/s	13.5	10	3	8	4
Sem convecção	60	30	12	40	20

Tabela 2.3 Constante térmica de tempo ( $T$ ) de diferentes CI comerciais no ar. (2.84) (1.79)

Cabe destacar que para poder alcançar um 98% do valor final de temperatura, é preciso um intervalo de tempo equivalente a quatro constantes de tempo térmicas, o que significa no caso do AD590F um tempo de 4 minutos, valor que pode ser grande na resposta dinâmica de alguns sistemas rápidos.

$\frac{mW \cdot s}{^{\circ}C}$	AD590H T0-52	AD590F F2A Flat	AD592 T0-92 Plastic	LM35 T0-46 Metal	LM35 T0-92 Plastic
Velocidade 2.7 m/s	117	52	58	66	48
Sem convecção	125	46	68	188	188

Tabela 2.4 Capacitância térmica ( $C_T$ ) de diferentes CI comerciais no ar. (2.84) (1.79)

Considerando agora simplesmente o regime estático, com os valores do modelo pode-se obter, por exemplo, o aumento de temperatura na pastilha devido à dissipação de potência interna, o qual representa um erro no valor real da temperatura ambiente, considerando:

$$E_{Tmin} = T_J - T_A = P_{min} \cdot R_{JA} \quad 2.27$$

sendo a condição de dissipação de potência mínima para os circuitos integrados deste análise igual a 1.2 mW, para uma temperatura ambiente de 25°C, pode-se observar na Tabela 2.5 os resultados em unidades de graus centígrados.

$^{\circ}C$	AD590H T0-52	AD590F F2A Flat	AD592 T0-92 Plastic	LM35 T0-46 Metal	LM35 T0-92 Plastic
Velocidade 2.7 m/s	0.1	0.2	0.1	0.1	0.1
Sem convecção	0.6	0.8	0.2	0.5	0.2

Tabela 2.5 Aumento de temperatura na pastilha por dissipação de potência interna, de diferentes CI comerciais no ar. (2.84) (1.79)

## PROJETO DO SENSOR DE TEMPERATURA COM SAÍDA EM FREQUÊNCIA

---

### 3.1 INTRODUÇÃO

É requisito do sensor seu funcionamento na faixa de  $-25^{\circ}\text{C}$  a  $105^{\circ}\text{C}$ , mantendo a precisão da medição, durante a transmissão. Para este fim a informação de temperatura deve-se codificar adequadamente. Em um bom sistema de transmissão, a frequência é um bom portador da informação, dado que a mesma não é influenciada durante a transmissão.

Usando um coeficiente de temperatura de  $300\text{Hz}/^\circ\text{C}$ , para a temperatura inferior de funcionamento ( $-25^\circ\text{C}$ ) a frequência equivalente é de  $27\text{KHz}$ , logo à temperatura superior de funcionamento ( $105^\circ\text{C}$ ), a frequência equivalente corresponde a  $66\text{KHz}$ , isso permite a leitura direta da temperatura só com um contador.



Fig. 3.1 Princípio do transdutor de temperatura.

O princípio de aplicação do transdutor de temperatura é apresentado na Fig. 3.1. O circuito integrado consiste em um sensor integrado (o qual converte o valor de temperatura em um valor de corrente), um conversor de corrente em frequência, e uma etapa de saída, a mesma permite que a frequência seja lida facilmente por um microprocessador ou microcomputador, o qual pode processar a informação recebida e/ou mostrar em um display os valores lidos, dependendo dos requisitos da aplicação.

As propriedades dos circuitos integrados bipolares são aplicadas em transdutores de temperatura (1.77) e tensões de referência do tipo "bandgap" (1.82), baseando-se em que a tensão base emissor de um transistor bipolar é altamente previsível com a temperatura, e

independente no tempo . Por esta razão a tecnologia bipolar tem sido selecionada para fabricar o sensor.

### **Especificações do sensor:**

- Faixa de temperatura de funcionamento	-25° a 105°C
- Faixa de frequências de funcionamento	10kHz a 100Kz
- Sensibilidade	> 200 Hz/°C
- Tensão de alimentação	5v a 12v
- Tipo de sinal de saída	Onda quadrada de frequência proporcional à temperatura
- Consumo máximo de potência	20mW
- Área de silício	2.5mm x 1.25mm
- Tecnologia de fabricação	Bipolar

### **3.2 DESCRIÇÃO DO PROCESSO DE FABRICAÇÃO USADO**

O processo usado na implementação do protótipo apresentado neste trabalho é do Primeiro Projeto Multiusuário Bipolar, que é uma tecnologia bipolar linear de baixa tensão.

As máscaras usadas são as seguintes:

- Camada enterrada
- Isolação de ilha

- Difusão P+
- Difusão N de emissor
- Contato
- Metal
- Janela de PAD
- Implantação iônica
- Capacitor de óxido fino

Para caracterizar suas dimensões podemos considerar os seguintes valores expressados em MIL ( milésimo de polegada, que para fins práticos face-se equivaler a 25 $\mu$ )

- |                                |               |
|--------------------------------|---------------|
| - Menor distância definível    | 0.1 mil       |
| - Menor contato                | 0.4 x 0.4 mil |
| - Menor área de transistor NPN | 3.1 x 4.5 mil |

Para projetar as máscaras considerou-se a mínima divisão das regras de desenho e definiu-se o  $\lambda = 0.1$  mil. Uma limitação do projeto foi a área disponível 100mil x 50mil, dispondo-se de uma área útil de 93mil x 46,5mil, o que resulta de descontar a área do scribe line e a separação para scribe-line.

Para este processo não foram fornecidas pelo fabricante as características térmicas dos dispositivos, e por isto todas as considerações a respeito da dependência com a temperatura são baseadas em bibliografia a respeito da tecnologia bipolar.

### 3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A Fig. 3.2 mostra a estrutura interna do sensor monolítico de temperatura. O circuito integrado consiste em uma fonte de corrente dependente da temperatura  $I(T)$ , que junto a uma tensão de referência bandgap controla um oscilador, dando uma frequência proporcional à corrente de controle, finalmente uma etapa de saída em corrente e tensão, permite obter uma onda quadrada de corrente e uma onda quadrada de tensão, ambas com frequência proporcional à temperatura.

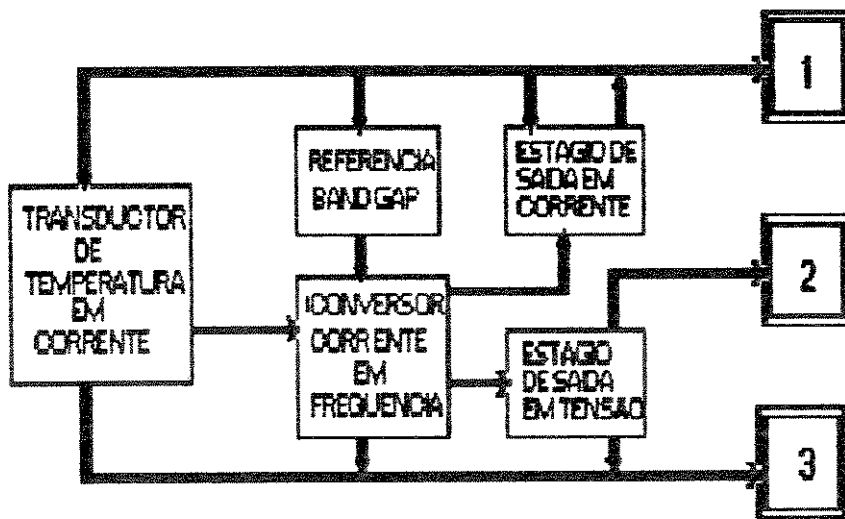


Fig. 3.2 Diagrama em blocos do sensor monolítico de temperatura.

O circuito considera a possibilidade de duas formas de operação, um modo de operação é a configuração em três terminais, conectando o PAD1 à fonte de alimentação, o PAD3 à terra e tomando a saída no PAD2 com dois níveis de tensão como mostra a Fig. 3.3a. O segundo modo, com a configuração em dois terminais é conectando o PAD1 à tensão de

alimentação e o PAD3 à terra, sendo que a informação de temperatura encontra-se codificada na frequência da corrente de alimentação, a qual varia entre dois níveis como mostra a Fig. 3.3b.

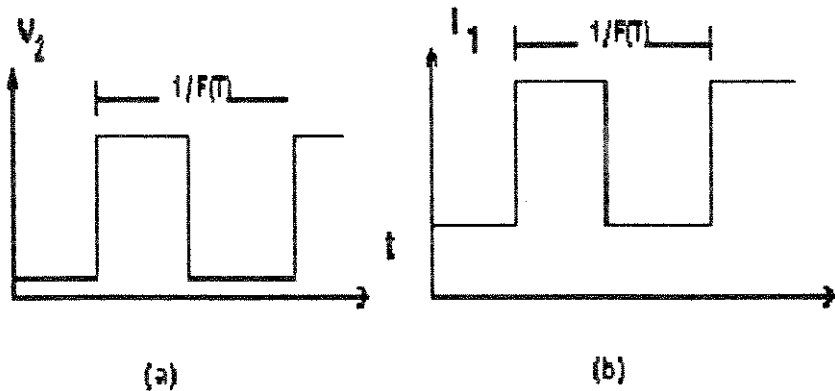


Fig. 3.3 (a) Tensão de saída para a configuração em três terminais.  
(b) Corrente de alimentação para a configuração em dois terminais.

### 3.4 TRANSDUTOR DE TEMPERATURA EM CORRENTE $I_T$

Quando duas junções de silício têm diferente densidade de corrente e a mesma temperatura, aparece uma diferença de tensão entre elas, que é previsível, aproximadamente linear e proporcional à temperatura absoluta. A Fig. 3.4a mostra o circuito básico de  $I_T$ , a relação das áreas entre  $Q1/Q2$  e  $Q4/Q3$  é expressa pelas letras  $a$  e  $b$ .



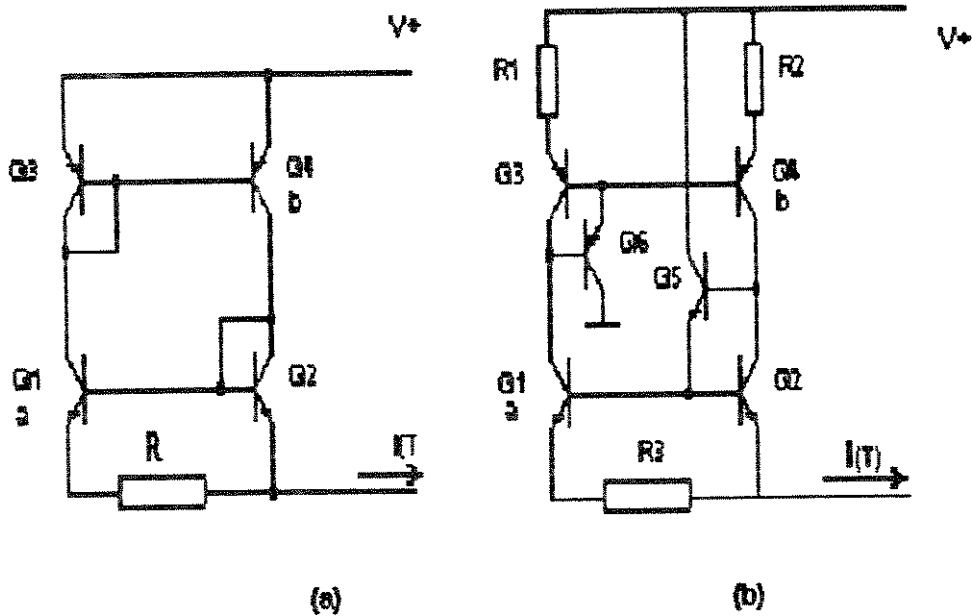


Fig. 3.4 (a) Circuito básico da fonte de corrente. (b) Circuito completo da fonte de corrente  $I(T)$

Sem considerar a influência das correntes de base e lembrando a conhecida equação para a tensão base emissor

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln(I_C / I_S) \quad 3.1$$

onde  $T$  é a temperatura absoluta,  $q$  a carga do elétron,  $k$  a constante de Boltzmann,  $I_C$  a corrente de coletor e  $I_S$  a corrente de saturação.

O sinal básico é a tensão  $V_{PTAT}$  sobre o resistor  $R$ , esta tensão é a diferença entre as tensões base-emissor dos dois transistores operados em uma relação constante de suas densidades de corrente de emissor.

Quando os dois transistores trabalham à mesma temperatura  $T$ , encontra-se

$$V_{PTAT} = kT/q \cdot \ln(I_{C2}/I_{S2} \cdot I_{S1}/I_{C1}) \quad 3.2$$

substituindo  $I_{C2}/I_{C1}$  pela relação das áreas de emissor  $b$  do espelho de corrente  $Q3$ ,  $Q4$ , e  $I_{S1}/I_{S2}$  pela relação das áreas de emissor  $a$  dos transistores  $Q1$  e  $Q2$  obtemos

$$V_{PTAT} = kT/q \cdot \ln(a \cdot b) \quad 3.3$$

sendo a corrente através do resistor  $R$

$$I_{PTAT} = kT/qR \cdot \ln(a \cdot b) \quad 3.4$$

considerando esta última equação, o valor da corrente  $I_{PTAT}$  está dado pela seguinte equação, sendo a mesma proporcional à temperatura

$$I_{PTAT} = (b + 1) \cdot (k / qR) \cdot \ln(a \cdot b) \cdot T \quad 3.5$$

teoricamente esta corrente é linearmente proporcional à temperatura, mas na prática aparece uma série de problemas, como é a influência das correntes de base, descasamento nas áreas de emissor dos transistores, influência da resistência de corpo dos transistores, correntes de fuga, variação do ganho de corrente  $\beta$  com a temperatura, efeito Early ou modulação do largo da base e a variação dos resistores de difusão. Esta variação no caso dos resistores varia entre -600ppm/°C em -50°C e +2000ppm/°C em 150°C, mas dado o interesse de realizar o sensor em forma monolítica foi necessário usar este tipo de resistores (1.86).

Com o objetivo de reduzir alguns dos efeitos mencionados, são colocados os transistores  $Q5$  e  $Q6$  mostrados na Fig. 3.4b, estes transistores diminuem a influência da

corrente de base, e os resistores R1 e R2 diminuem a influência das variações da tensão de alimentação.

### 3.5 CONVERSOR DE CORRENTE EM FREQUÊNCIA

Um oscilador controlado por corrente, do tipo acoplado por emissor, como o apresentado por Gilbert (2.76), pode ter excelente linearidade e é altamente imune as variações da tensão de alimentação. Seu princípio de funcionamento mostra-se na Fig. 3.5. A1 e A2 são dois estágios seguidores de emissor que fornecem alto ganho de corrente e o deslocamento de níveis de tensão necessário.

Esta configuração que fixa as tensões de coletor transfere uma tensão de referência precisa  $V_r$  para os terminais do capacitor temporizador através dos transistores Q7 e Q8. Esta tensão é fornecida pelo circuito bandgap, e permite um controle linear do período em função da corrente  $I_T$ .

O modo de funcionamento do circuito pode seguir-se com auxílio dos sinais da Fig. 3.5, supondo Q7 em condução, sua corrente de emissor é  $2 \cdot I_T$ , e a corrente  $I_T$  vai da esquerda à direita no capacitor.

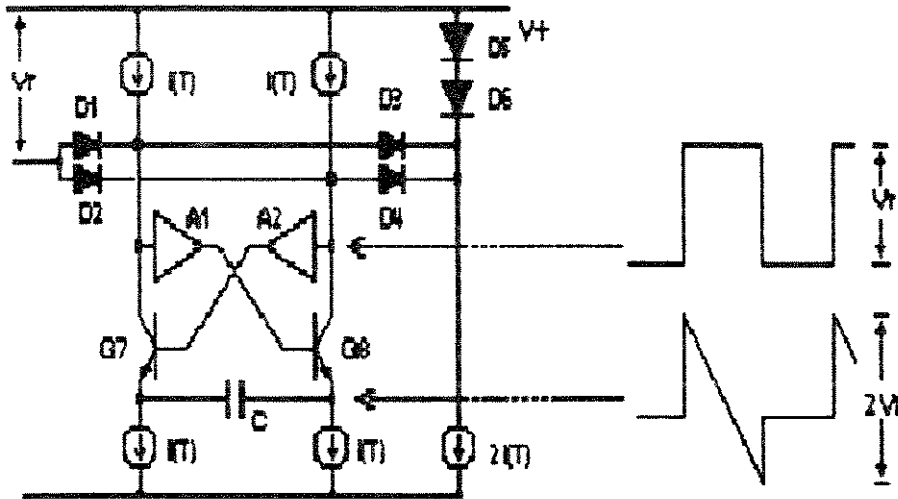


Fig. 3.5 Circuito básico do oscilador controlando por corrente.

O diodo  $D1$  está em condução, fixando o coletor de  $Q7$  em  $V_+ - (V_r + V_j)$ , onde  $V_j$  é a tensão base-emissor do diodo ligado como transistor com uma corrente  $I(T)$ . O transistor  $Q8$  está em corte, pelo qual seu coletor está fixado pelo diodo  $D4$  e desde os diodos iguais  $D5$  e  $D6$  todos com uma corrente  $I(T)$ , o coletor de  $Q8$  tem uma tensão  $V_+ - V_j$ . Então aparece uma diferença de tensão com o exato valor de  $V_r$  através do coletor, independente do valor da corrente, da temperatura e do valor absoluto da tensão de alimentação  $V_+$ .

Esta situação ideal é alterada pelos descasamentos das áreas de emissor dos transistores e a carga que apresentam  $A1$  e  $A2$ . No circuito de emissor, o capacitor temporizador descarrega-se até que o transistor  $Q8$  começa a conduzir. Neste momento comuta a tensão sobre o capacitor, e muda o sentido da corrente, começando a segunda metade do ciclo.

$$2. V_r = (I(T) / C) (T / 2)$$

3.6

temporizador descarrega-se até que o transistor Q8 começa a conduzir. Neste momento comuta a tensão sobre o capacitor, e muda o sentido da corrente, começando a segunda metade do ciclo.

$$2. V_r = (I_{(T)} / C) (T / 2) \quad 3.6$$

onde T é o período, pelo qual a frequência de oscilação pode-se calcular como a inversa do período

$$I_{(T)} = I_{(T)} / 4 C V_r \quad 3.7$$

considerando o valor da corrente  $I_{(T)}$  na equação 3.5, obtem-se a seguinte expressão da frequência em função da temperatura

$$I_{(T)} = (b+1) \cdot (k / qR) \cdot \ln(a \cdot b) \cdot (0.25 / C V_r) \cdot T \quad 3.8$$

nesta expressão aparecem dois novos elementos C e  $V_r$ , dado que pode ser de interesse ter uma dependência linear com a temperatura, C e  $V_r$  não devem variar com a temperatura.

O interesse de obter um sensor monolítico, leva à necessidade de integrar o capacitor temporizador. Para isto existem duas considerações a levar em conta: a primeira é que o mesmo é um capacitor flutuante, ou seja nenhum de seus terminais está ligado à tensão de alimentação ou à terra. Usando uma estrutura MOS pode-se obter a configuração desejada, com alguns efeitos de segunda ordem que serão analisados posteriormente.

Uma segunda consideração é a limitação da área, isto obrigou à redução do valor do capacitor até 250pF, por mais que nos resultados obtidos em simulação, um aumento no valor deste capacitor, melhora algumas características do oscilador controlado por corrente, em especial relação linear entre frequência e temperatura.

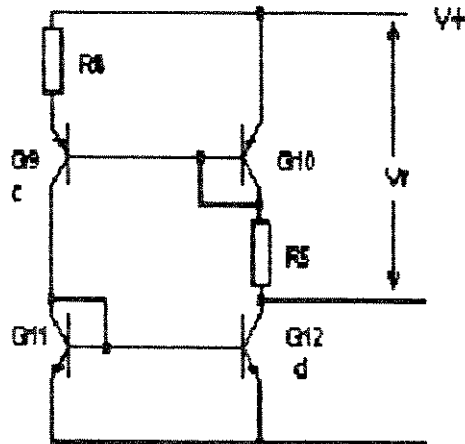


Fig. 3.6 Tensão de referência "bandgap".

Multiplicando esta corrente por um fator  $d$ , que é a relação de áreas do espelho  $Q1 / Q2$ , obtem-se uma diferença de tensão  $I_{PTAT} \cdot d \cdot R5$ , e do circuito formado por  $V_r$ ,  $Q10$  e  $R5$  pode-se calcular a tensão

$$I_{PTAT} = \frac{kT}{qR4} \cdot \ln(c \cdot d) \quad 3.9$$

$$V_r = V_{BE} + I_{PTAT} \cdot d \cdot R5 \quad 3.10$$

estes valores são plotados na Fig. 3.7.

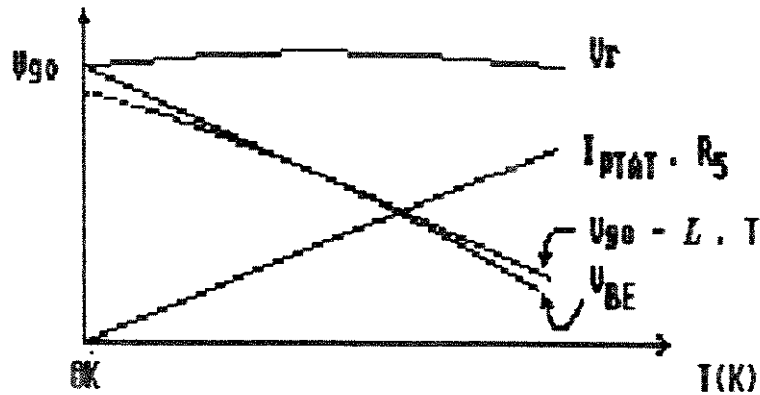


Fig. 3.7 Tensão de referência bandgap em função da temperatura.

A tensão base-emissor do transistor bipolar  $V_{BE}$  apresenta uma diminuição aproximadamente linear com a temperatura (1.80), este comportamento pode-se aproximar por

$$V_{BE} = V'_{90} - L \cdot T \quad 3.11$$

onde  $L$  é uma constante que depende da densidade de corrente na junção e dos parâmetros do processo, e  $V'_{90}$  é o valor extrapolado da tensão  $V_{BE}$  em 0 K.

Substituindo  $V_{BE}$  na equação 3.10

$$V_r = V'_{90} - L \cdot T + (k/qR_4) \ln(c \cdot d) \cdot R_5 \cdot T \quad 3.12$$

sendo  $L = (k/qR_4) \ln(c \cdot d) \cdot R_5$  então  $V_r = V'_{90}$ .

Na prática, erros no valor de  $L$  e a não linearidade de  $V_{BE(T)}$  dificultam obter por simulação valores que coincidam com o comportamento real do circuito.

### 3.7 ESTÁGIO DE SAÍDA

O estágio de saída é um par diferencial que permite transformar as tensões da base de  $Q41$  e  $Q42$  em um sinal quadrado entre 0 volt e o valor da tensão de alimentação.

O circuito é apresentado na Fig. 3.9, o par diferencial é implementado usando transistores PNP o que permite obter o deslocamento de níveis de tensão necessários. O espelho de corrente  $Q43$  e  $Q44$  aumenta o ganho e faz com que o sinal apresentado na base do transistor  $Q45$  seja mais quadrado.

O transistor  $Q45$  e o resistor  $R42$  possibilitam obter uma modulação no consumo de corrente do circuito. Um dos níveis é o consumo normal do chip completo neste caso transistor  $Q45$  está cortado, em quanto que transistor  $Q45$  conduz o consumo de corrente  $I_{delta}$  aumenta segundo a seguinte equação:

$$I_{delta} = V_{cc} / R42 \quad 3.13$$

onde  $V_{cc}$  é a tensão de alimentação do chip.

Neste sentido os dois tipos de saída em frequência mencionados, dois níveis de tensão e dois níveis de corrente, com frequência  $f(T)$  proporcional à temperatura estão disponíveis para serem usados no mesmo chip.



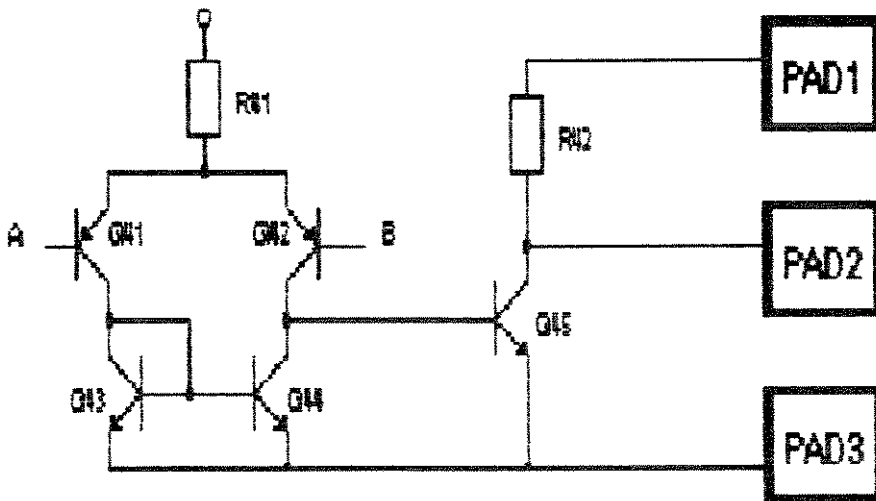


Fig. 3.9 Estágio de saída.

A grande vantagem de se usar a modulação de corrente da alimentação é que só é preciso ligar dois fios ao chip,  $V_{CC}$  e terra, sendo principalmente bom no caso do sensor estar longe da unidade de medida de temperatura, na própria unidade de medida é fácil voltar a converter estes dois níveis de corrente em níveis de tensão, usando uma simples configuração de um resistor e um transistor.

A vantagem adicional é que a informação modulada em corrente não é afetada pelo ruído elétrico.

### **3.8 SIMULAÇÃO E AJUSTE DE VALORES**

Os valores dos resistores e das áreas dos transistores foram ajustados usando o simulador analógico SPICE, os parâmetros dos modelos usados foram fornecidos nas regras de projeto do PMU Bipolar, no entanto alguns dados, em especial coeficientes de variação com a temperatura foram analisados no Capítulo 2.

As simulações dos casos extremos são apresentados nos gráficos do Capítulo 5, onde são comparados com os resultados das medidas reais. Os parâmetros dos transistores são classificados segundo sua transcondutância estática, em mínimos, típicos e máximos.

Para uma simulação onde estão presentes transistores NPN e PNP, considerou-se que se o transistor NPN tem transcondutância estática máxima, o transistor PNP tem transcondutância estática mínima e vice-versa, sendo que os dois estão sendo fabricados na mesma pastilha. A razão disto é que caso a profundidade de difusão de base numa pastilha seja maior do que a típica, isto se reflete de duas formas: para o transistor NPN equivale a um aumento da largura da base pelo qual sua transcondutância diminui. No caso do transistor PNP lateral isto se reflete como uma diminuição da largura da base pelo qual aumenta sua transcondutância.

Os valores dos componentes do circuitos determinados por simulação são apresentados na Fig. 3.10. As simulações foram realizadas por cada bloco, considerando o circuito equivalente de sua carga, em especial na simulação da tensão de referência, onde a carga influencia de maneira considerável no comportamento das mesmas.

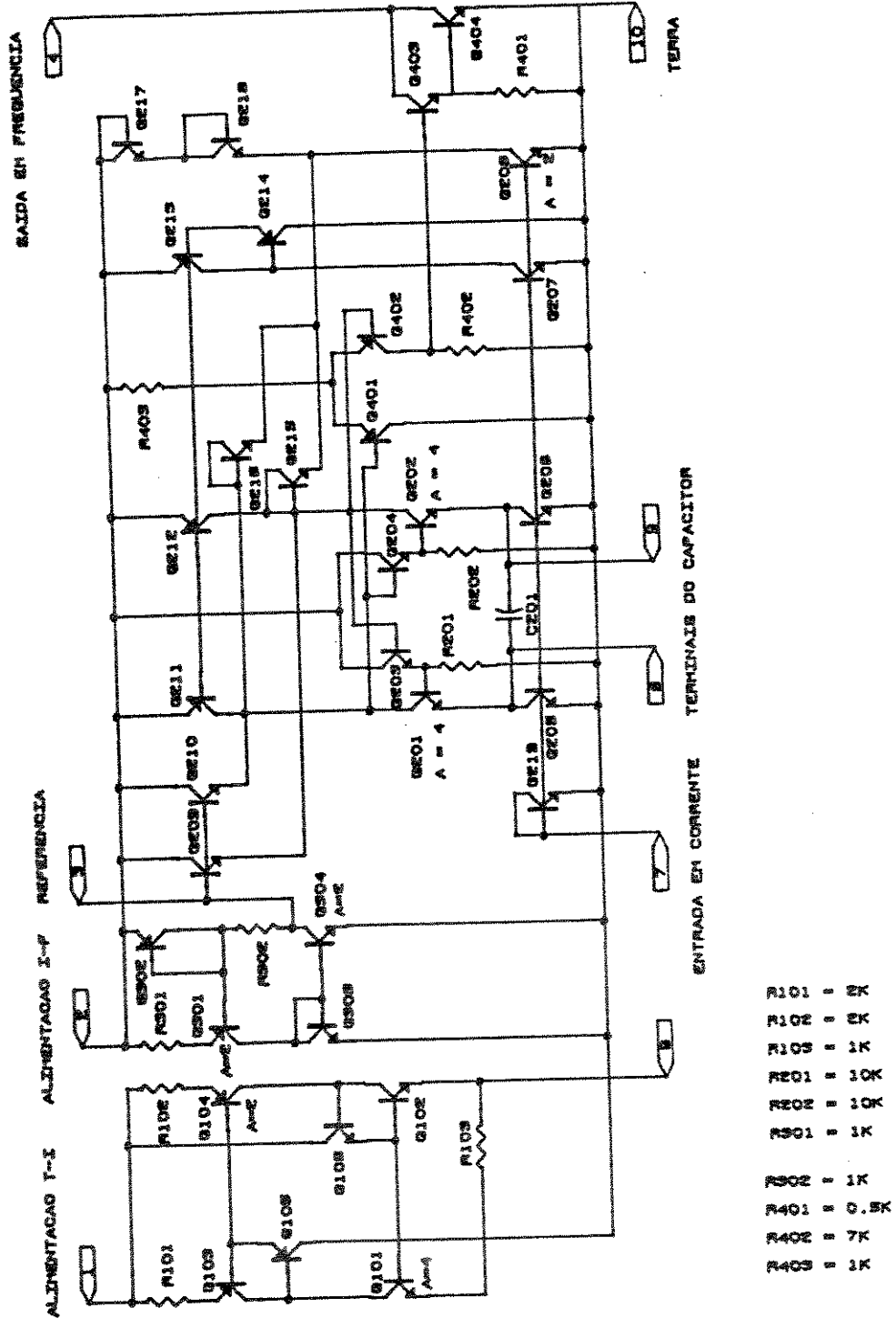


Fig. 3.10 Diagrama esquemático completo do sensor monolítico de temperatura com saída em frequência.

### **3.9 LAYOUT**

Um protótipo do circuito foi fabricado em um processo com tecnologia bipolar convencional. O chip tem uma dimensão de 2.5mm x 1.25mm, o desenho das máscaras do chip mostra-se na Fig.3.11, na qual destaca-se o capacitor interno na área central, que separa a fonte de corrente PTAT  $I_{(T)}$  do conversor de corrente em frequência.

A separação do próprio sensor de temperatura do conversor de corrente em frequência diminui o problema do aumento da temperatura interna devido à potência dissipada pelo conversor.

Na Fig. 3.12 observa-se em maior detalhe a fonte de corrente PTAT, onde se observa que para obter a relação de correntes de saturação de quatro usa-se um transistor mínimo e outro transistor contendo quatro áreas de emissor mínimas.

No que diz respeito ao layout do conversor de corrente em frequência, dado o interesse de obter um sensor monolítico sem componentes externos obrigou a integrar o capacitor dentro da própria pastilha. Inicialmente as simulações determinavam capacitor na faixa 500pF a 1nF, valores elevados para se conseguir integrar.

Pelo qual ajustaram-se alguns valores de área de transistores e resistências para trabalhar com um capacitor da ordem de 300pF. Foi assim que para aumentar o ganho dos transistores que produzem a comutação do oscilador aumentou-se a área de emissor como mostra a figura 3.13.

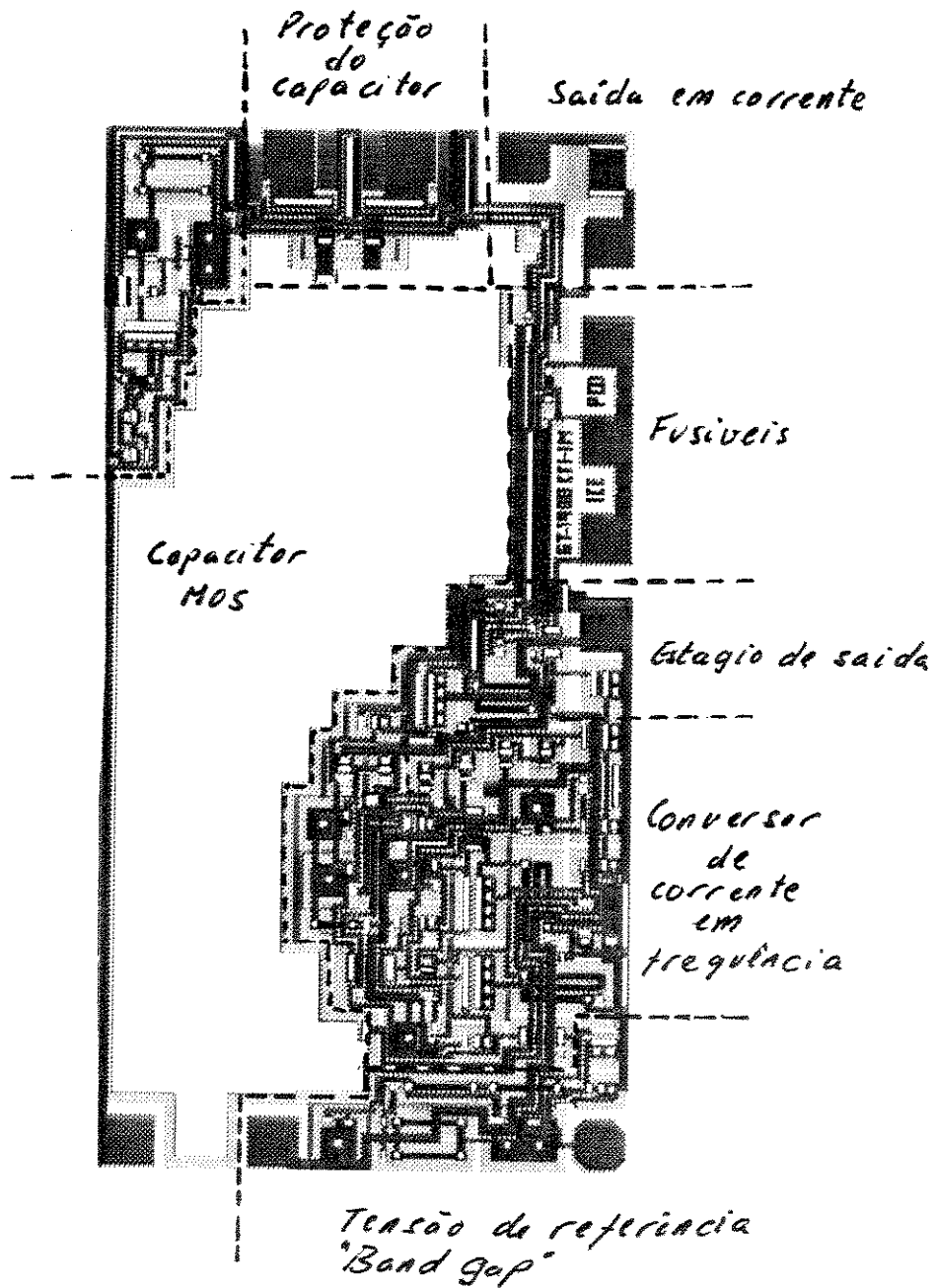


Fig. 3.11 Layout completo do sensor monolítico de temperatura com saída em frequência.

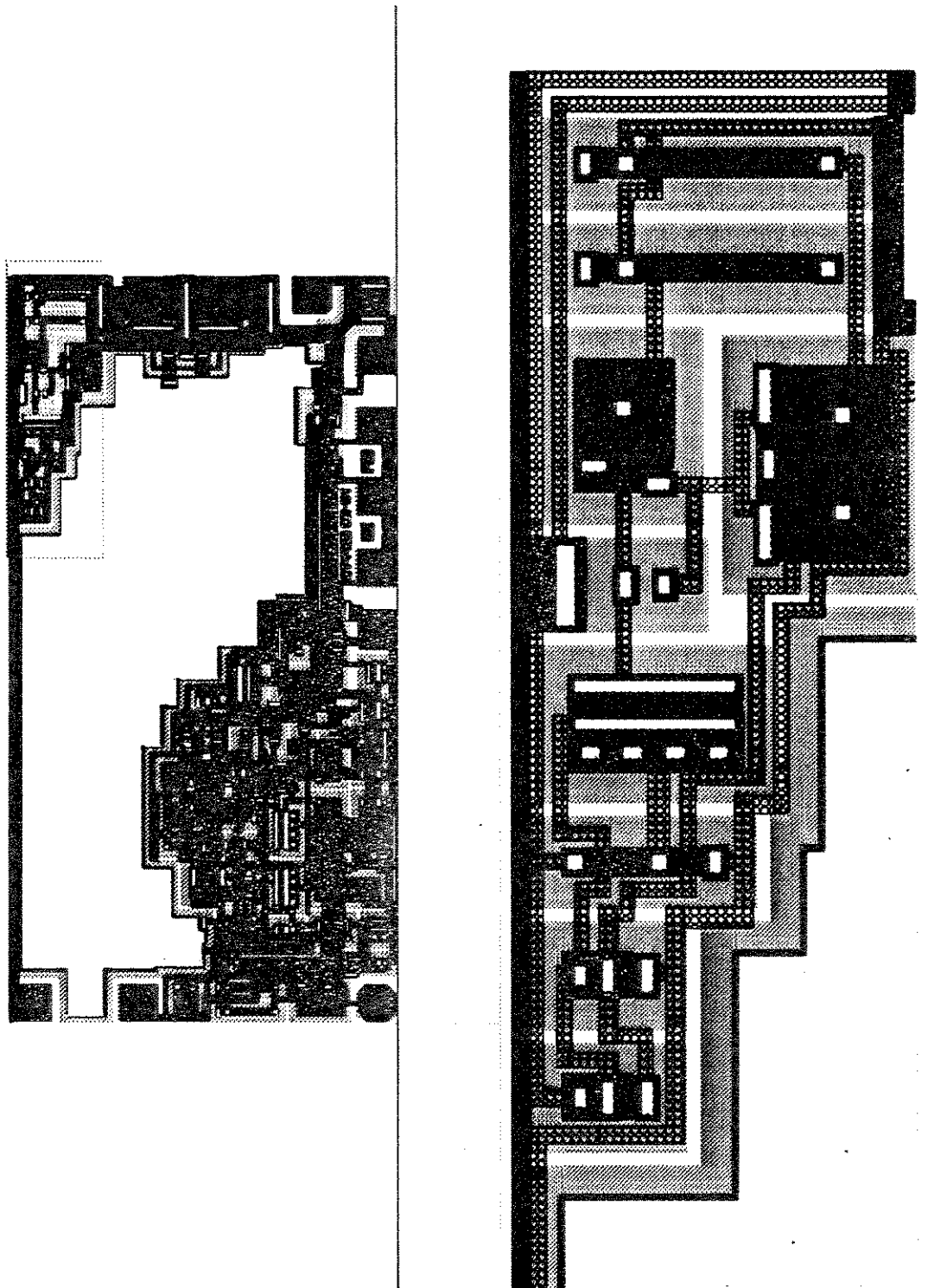
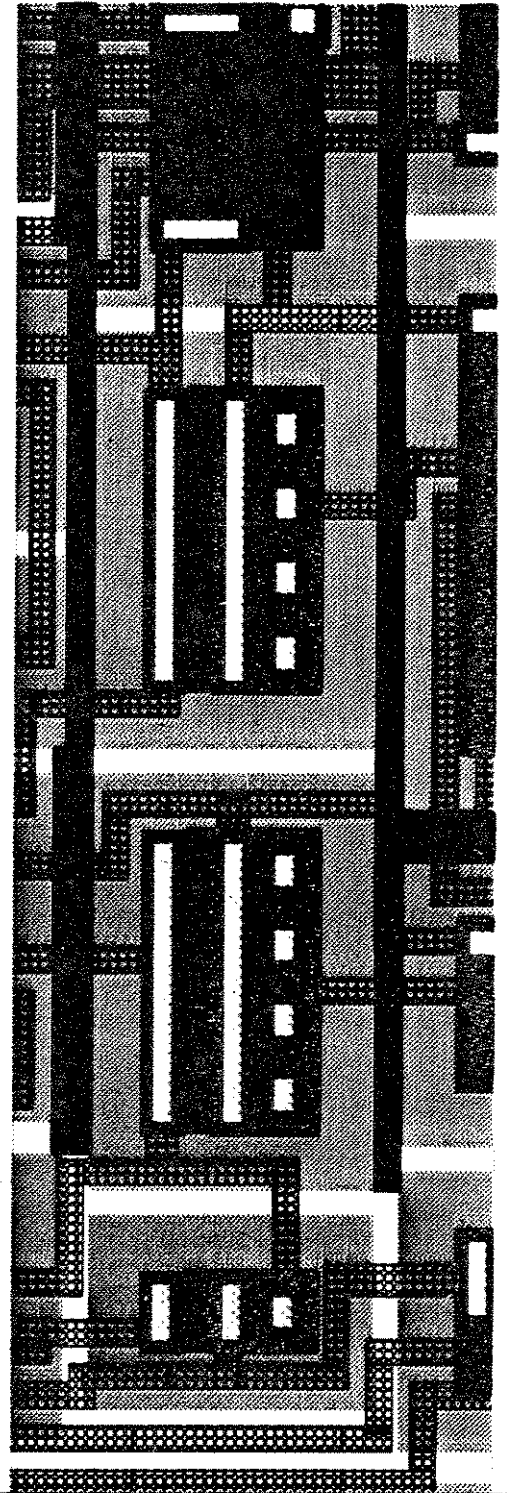
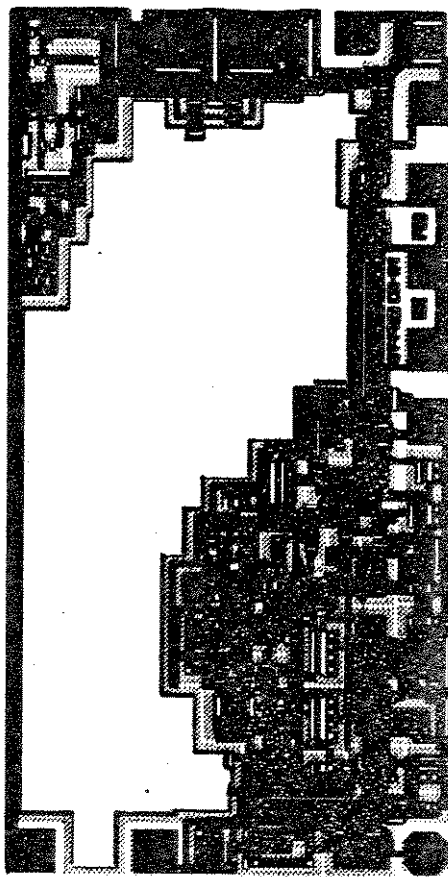


Fig. 3.12 Layout da fonte de corrente PTAT.



to diagonal of area to be magnified.  
y:17 dx: -76 dy:4 width:1600 cell:sensor\_de Temperatura:089  
PCB:THA5BASE\MI\IMP\CURS\ET W I PADLGrIFGr-ICORCR

Fig. 3.13 Layout do conversor de corrente em frequência.

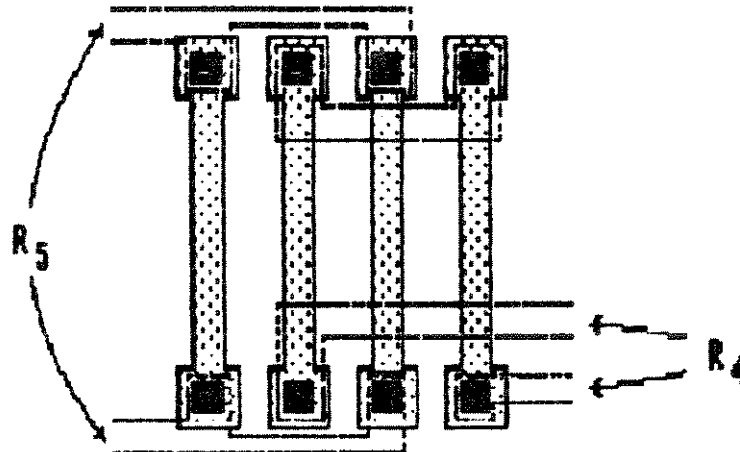


Fig. 3.14 Detalhe do layout de  $R_4$  e  $R_5$  da tensão de referência..

Algumas considerações do layout, como por exemplo o projeto de transistores com casamento crítico com áreas superiores à mínima, ou a configuração concêntrica dos mesmos no sentido de diminuir os efeitos dos gradientes térmicos, aumentam a performance do circuito (1.82).

Na tensão de referência do circuito mostrado na Fig. 3.8, a relação entre os valores de  $R_4$  e  $R_5$  deve ser quatro, dentro da faixa de temperaturas de utilização. Para isto são feitas com o mesmo material, e cada uma delas tem dois resistores, conectados em série no caso de  $R_4$  e em paralelo no caso de  $R_5$ , como mostra a Fig.3.14.



### 3.10 CIRCUITO DE PROTEÇÃO

Normalmente o problema de descarga eletroestática em circuitos bipolares não é crítico na medida que algumas considerações sejam levadas em conta, como por exemplo não passar trilhas de metal conectadas a um PAD sobre difusões  $n^+$  de emissor, quando não existe um caminho de baixa impedância (menor de 1Kohm) da trilha de metal para a fonte ou terra.

Considerando que o circuito contém um capacitor interno MOS, sendo necessário o acesso a suas duas placas, tanto para sua medição no protótipo, como no caso de colocar um capacitor externo com o objetivo de diminuir a frequência de operação em algumas aplicações, deve-se proteger as saídas das placas para o exterior como mostra a Fig. 3.15.

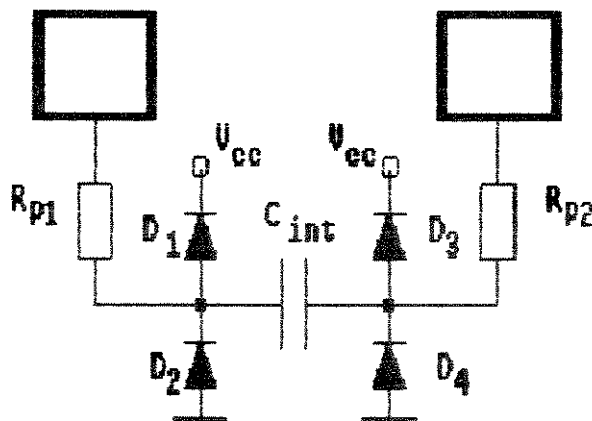


Fig. 3.15 Circuito de proteção do capacitor interno MOS

Este circuito permite proteger o óxido fino do capacitor contra descargas eletrostáticas e indução eletromagnética. A Fig. 3.16 mostra o layout do circuito de proteção de uma das placas, que por razões de melhoramento de interconexão, o diodo-resistência distribuído é usado também como "crossunder" das trilhas de metal que levam outros sinais.

Os diodo D2 e D4 encontram-se em baixo do próprio PAD, e a própria junção da ilha N e o substrato P, dos lados do PAD foram contatadas difusões ligadas à terra, de forma de coletar as cargas injetadas pela ilha no momento que a proteção começa a funcionar.

A ilha do diodo foi feita em baixo do PAD e contatada a traves de uma difusão de emissor como mostra a figura 3.16

Os diodos D1 e D3 foram realizados com uma junção de base P e a ilha N, sendo que a ilha fica ligada a  $V_{CC}$ .

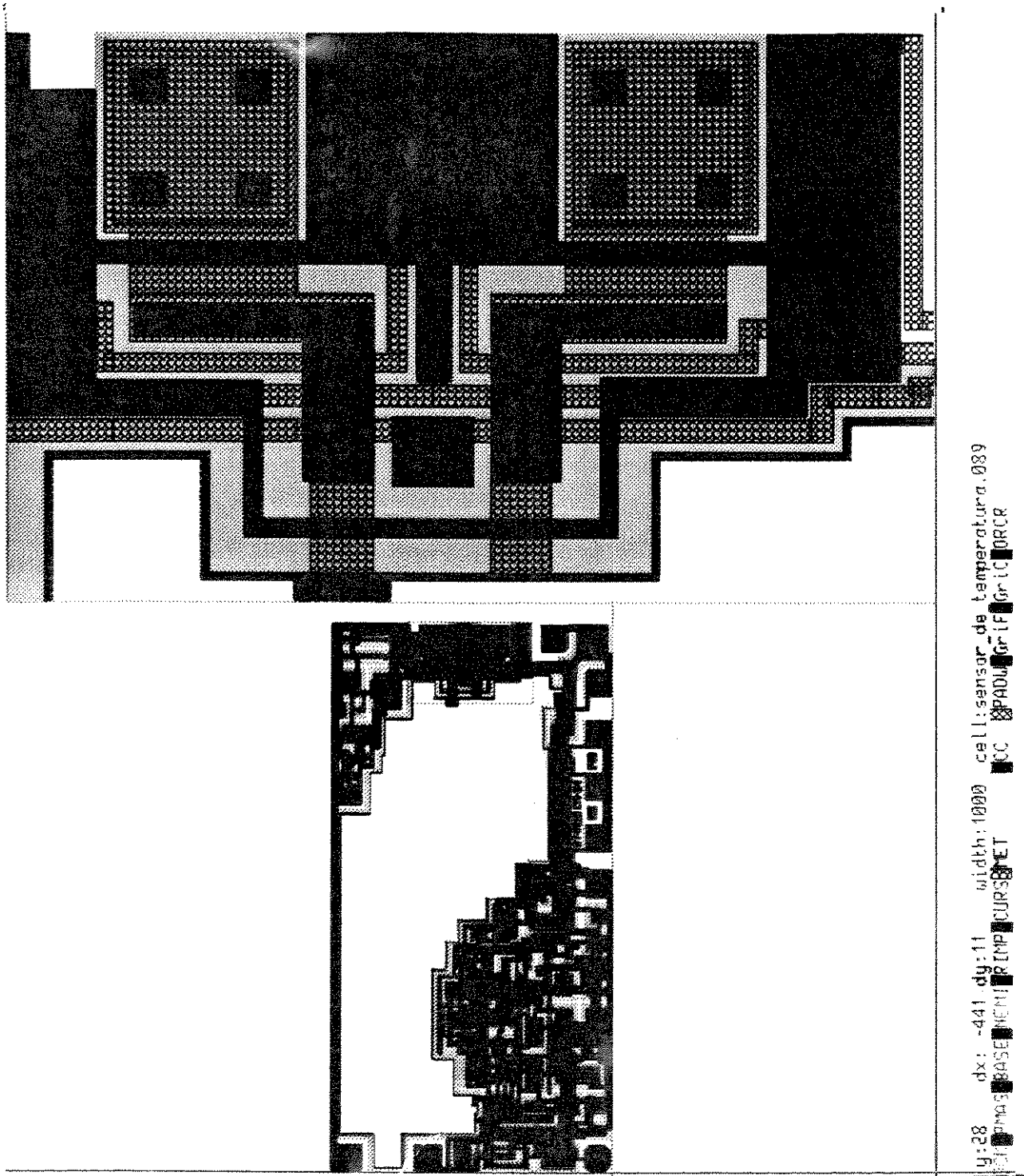


Fig. 3.16 Layout do circuito de proteção do capacitor interno MDS

## RESULTADOS EXPERIMENTAIS

---

### 4.1 INTRODUÇÃO

As primeiras medições feitas orientaram-se no sentido de validar as especificações consideradas nos capítulos anteriores. Realizou-se medições de frequência, capacitância, corrente e tensão em função da temperatura, contando-se para isto com uma câmara climática TENNEY Modelo T6RS.

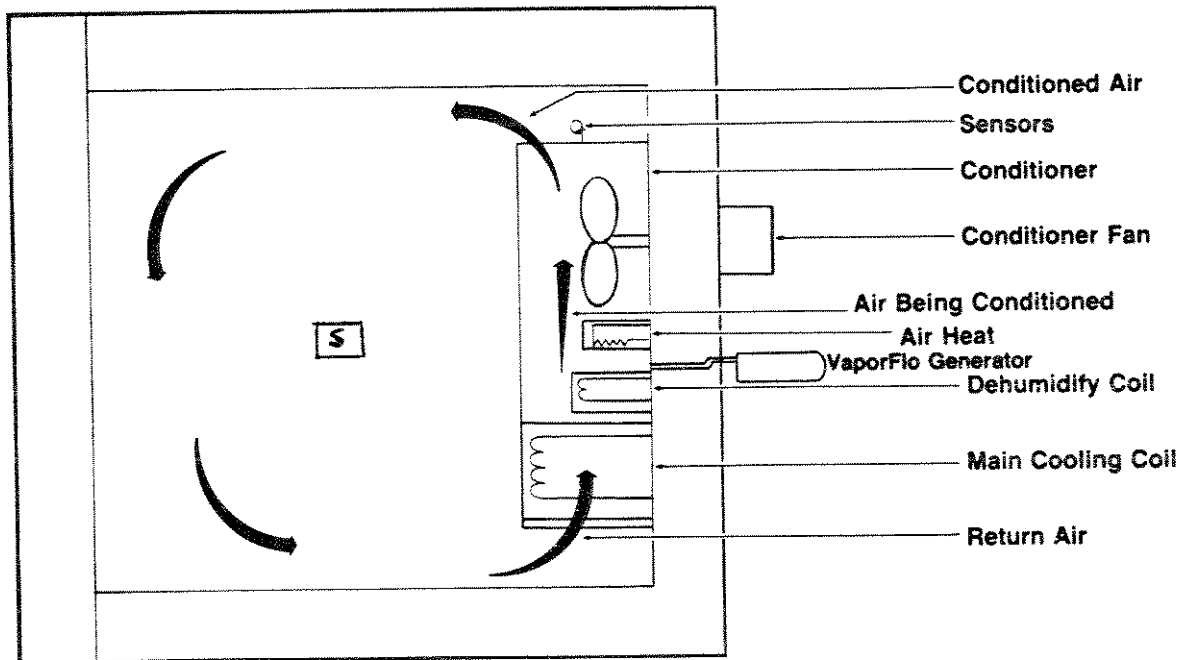


Fig. 4.1 Esquema da câmara térmica onde realizaram-se as medições,

(s) representa a posição do integrado na câmara.

O comportamento da câmara foi caracterizado, o que levou a tomar um tempo de 30 minutos como tempo necessário para o estabelecimento do equilíbrio na temperatura desejada.

Além disso, a câmara contém um sistema de convecção interno para homogeneizar a temperatura e uma faixa para fazer medidas entre  $-50^{\circ}\text{C}$  e  $150^{\circ}\text{C}$  como mostra a Fig. 4.1. A própria câmara contém um sensor de temperatura, o qual mede com uma precisão de  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ .

Para ter certeza que a temperatura da câmara era homogeneia colocou-se no lugar onde estariam os chip a serem medidos, indicado como (S), um Termômetro Digital ECB Modelo MDT 2000 com termopar tipo K, que mede temperatura com uma precisão de  $\pm 1.1^{\circ}\text{C}$ .

e a diferença da temperatura medida na própria câmara depois de um tempo de 30 minutos no pior caso (na faixa de 0°C até 100°C) é de  $\pm 2^\circ\text{C}$ .

Sendo que a diferença ( $2^\circ\text{C}$ ) é menor que a soma dos erros dos dois medidores ( $2.1^\circ\text{C}$ ), pode-se considerar que o erro total da medida, considerando o fator de erro introduzido pela não homogeneidade da câmara é de  $\pm 2^\circ\text{C}$ .

## 4.2 FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA

Da Fig. 4.2 pode-se observar que a equação 3.7 considerada no Capítulo 2, não é totalmente real, pois a mesma considera a forma de onda ideal, que é diferente da real (Fig. 4.2). Isto deve-se principalmente às capacitâncias parasitas que mudam a forma do sinal.

Estas capacitâncias parasitas aparecem devido às junções reversas, e o valor de capacitância destas junções também varia com a temperatura (como pode-se observar no capítulo 4.4), tornando complexo o equacionamento do problema.

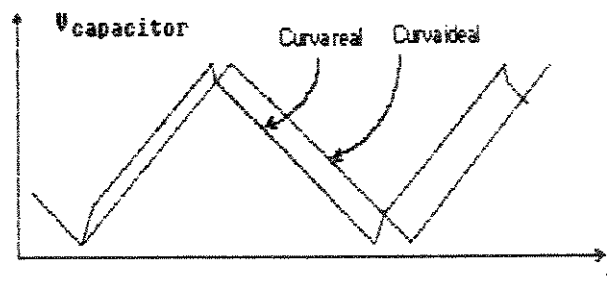


Fig. 4.2 Curva real: Forma da onda nos terminais do capacitor.

Curva ideal: curva considerada na equação 3.7

O sinal de saída é desenhado a partir da imagem apresentada pelo osciloscópio na Fig. 4.3, medido para uma capacitância de carga de 40pF. A frequência deste sinal contém a informação da temperatura.

Cinco protótipos foram montados numa placa para garantir uma maior homogeneidade na temperatura e permitir a comparação dos resultados medidos para cada sensor. Isto levou à necessidade de se realizar uma filtragem de cada um dos sinais de saída dos protótipos, dado o fato de ter vários circuitos osciladores, oscilando quase à mesma frequência não permitia realizar as medidas em forma precisa.

Na medida em que conseguiu-se isolar a frequência fundamental, foi possível diminuir os problemas de interferência.

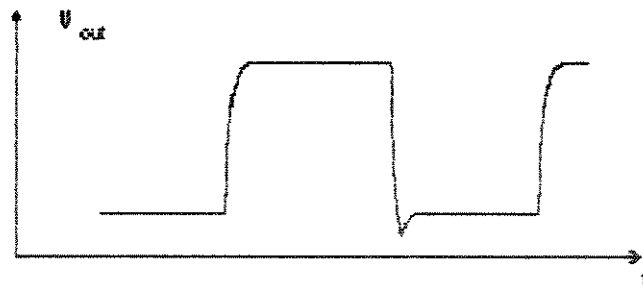


Fig. 4.3 Sinal de saída medido do sensor.

A Fig. 4.4 apresenta as curvas experimentais de frequência em função da temperatura onde se observa seu comportamento não linear, principalmente para temperaturas menores que - 25°C, e maiores que 100°C, estas se devem a fenômenos diferentes.

No que diz respeito das temperaturas baixas, o aumento da frequência deve-se principalmente a uma diminuição no valor do capacitor MOS, dentro do chip. Quanto às altas

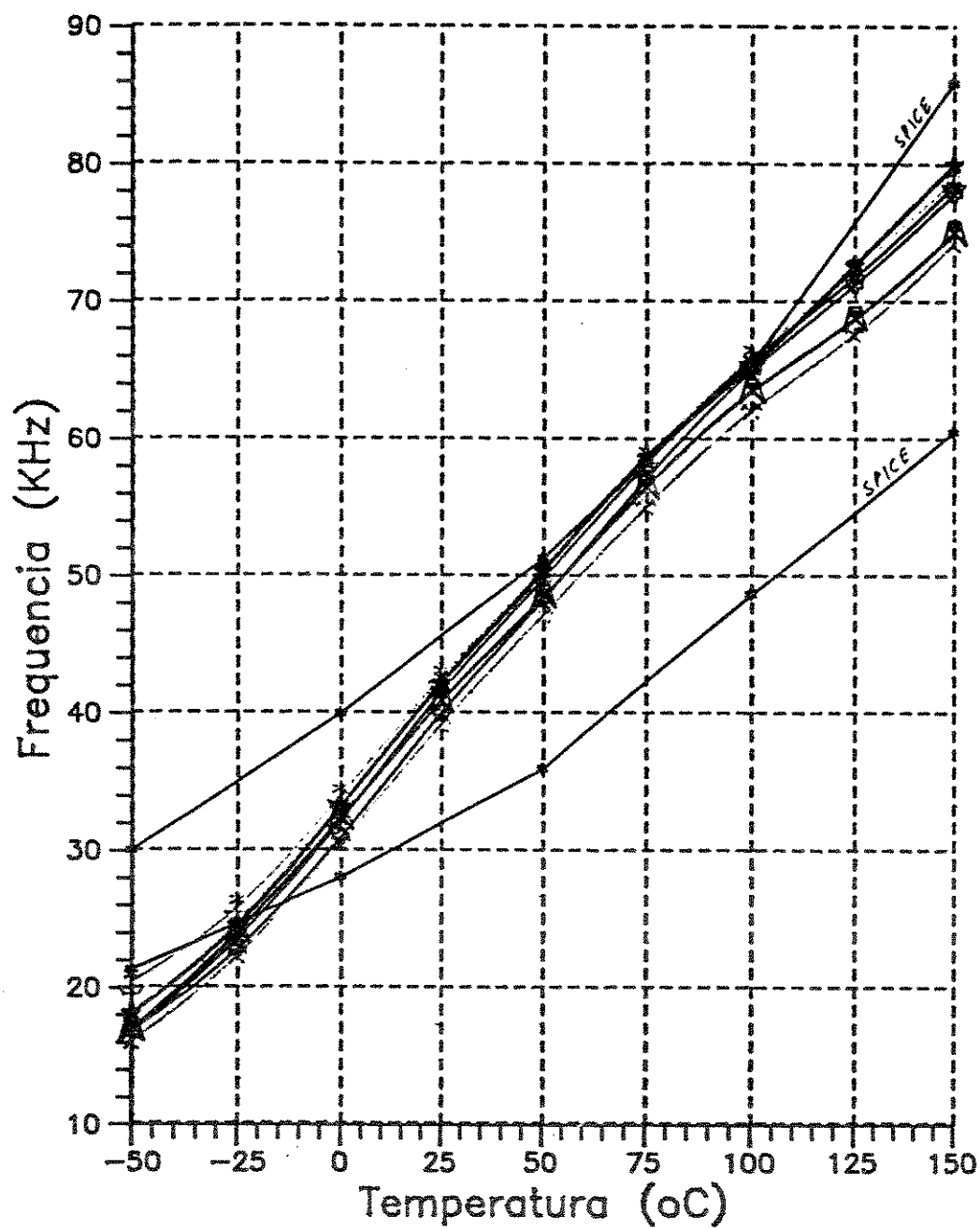


Fig. 4.4 Frequência do sinal de saída do sensor em função da temperatura.



Fig. 4.4 Frequência do sinal de saída do sensor em função da temperatura.

Estas medidas foram realizadas com um Contador Universal HP 5316A, tendo uma precisão de  $\pm 10\text{Hz}$ . Inicialmente foram considerados 5 protótipos, mas um deles deixou de funcionar na metade das medidas. O microscópio mostrou que os contatos no chip estavam desalinhados em relação ao metal, sendo que o metal de um deles fundiu.

Também na Fig. 4.4 pode-se observar as curvas limite de pior caso simuladas com SPICE, sendo que observa-se nas medidas que o sensor tem uma sensibilidade maior com a temperatura que a esperada por simulação. As razões são analisadas no Capítulo 5.

Dos quatro protótipos considerados para uma temperatura de  $25^\circ\text{C}$  a frequência média é de  $4170\text{ Hz}$  com um desvio padrão de  $650\text{Hz}$ .

### 4.3 MEDIÇÃO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA

O conversor de corrente em frequência usa uma tensão de referência do tipo "band-gap". O comportamento desta tensão em função da temperatura é apresentado na Fig. 4.5 para os quatro protótipos medidos.

Dos valores apresentados obtém-se que o coeficiente de variação da tensão com a temperatura é da ordem de  $-200\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , sendo que não foi feito nenhum tipo de ajuste nos

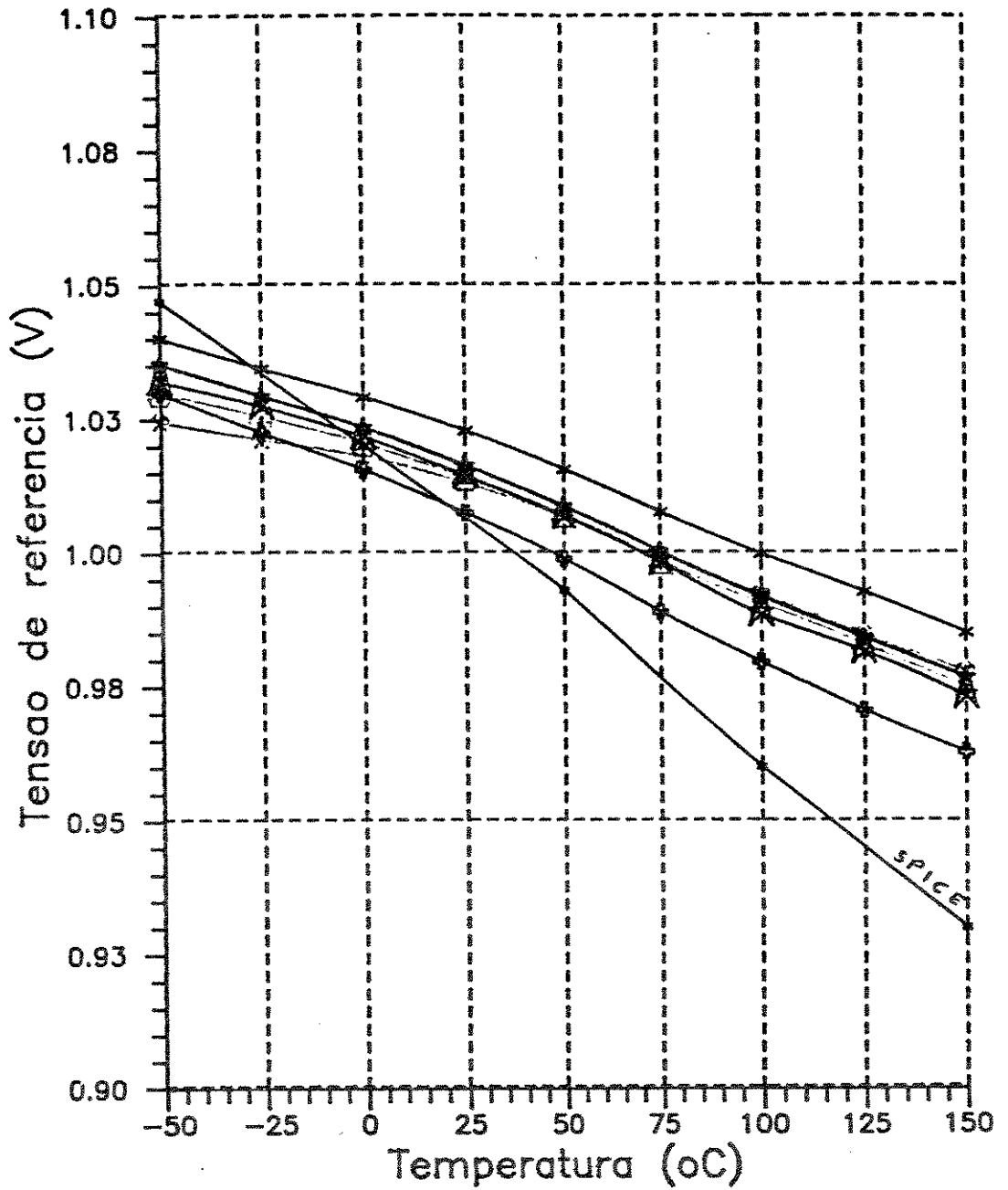


Fig. 4.5 Tensão de referência "band-gap" do sensor em função da temperatura.

Devido ao interesse de não usar componentes externos para o funcionamento do sensor, e por não existir informação dos coeficientes de variação com a temperatura dos componentes no processo de fabricação usado, preferiu-se garantir que a tensão de referência "band-gap" esteja polarizada numa região com coeficiente negativo de variação com a temperatura.

Isto têm duas vantagens: a primeira é que a resolução do sensor é aumentada pois a frequência de saída, como foi visto anteriormente, varia em forma inversamente proporcional com esta tensão.

A segunda vantagem é que alguma não linearidade apresentada pela fonte de corrente proporcional à temperatura é compensada, especialmente para valores acima de 100°C.

Na Fig. 4.5 também pode-se observar a curva obtida por simulação com programa SPICE. Na simulação do pior caso a variação da tensão de referência com a temperatura é maior que no caso dos protótipos medidos.

As medidas foram feitas com um Multímetro HP 3478A com um erro de  $\pm 1\text{mV}$ , obtendo-se a 25°C uma tensão de 1017mV e um desvio padrão de 4 mV

#### **4.4 MEDIÇÃO DO CAPACITOR INTERNO MOS**

A Fig. 4.7 apresenta os resultados da medição do capacitor interno MOS, que considera as capacitâncias parasitas de difusão como mostra o circuito equivalente da Fig. 4.6

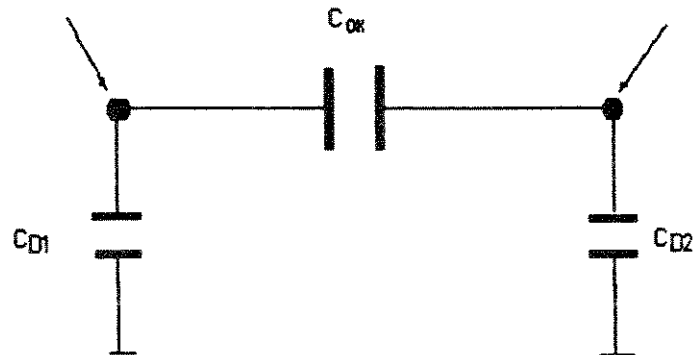


Fig. 4.6 Circuito equivalente das capacitâncias parasitas associadas ao capacitor MOS interno.

O capacitor  $C_{D1}$  é basicamente a capacitância entre a difusão de emissor N+ e o substrato, e a capacitância parasita  $C_{D2}$  deve-se basicamente ao diodo de proteção do PAD de acesso ao terminal de metal do capacitor, projetado para proteger o óxido de silício no caso em que se deseja ter acesso ao capacitor quando o circuito for encapsulado.

Na Fig. 4.7 pode-se observar que na faixa de temperaturas de  $-50^{\circ}\text{C}$  até  $150^{\circ}\text{C}$  o capacitor interno têm um coeficiente de variação de  $-400\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ . No entanto, se considerarmos uma faixa reduzida de temperaturas (de  $-25^{\circ}\text{C}$  até  $105^{\circ}\text{C}$ ), a variação diminui consideravelmente, sendo de  $-30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ .

As figuras Fig. 4.8 e Fig. 4.9 mostram os valores das capacitâncias parasitas medidas para  $C_{D1}$  e  $C_{D2}$  respectivamente, para cada valor da temperatura.

As medidas do capacitor MOS nas quatro amostras apresento um valor medio de  $319\text{pF}$  e um desvio padrão de  $2.3\text{pF}$ , para uma temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$ , sendo que o desvio padrão no processo de fabricação usado é de  $5.7\text{pF}$ .

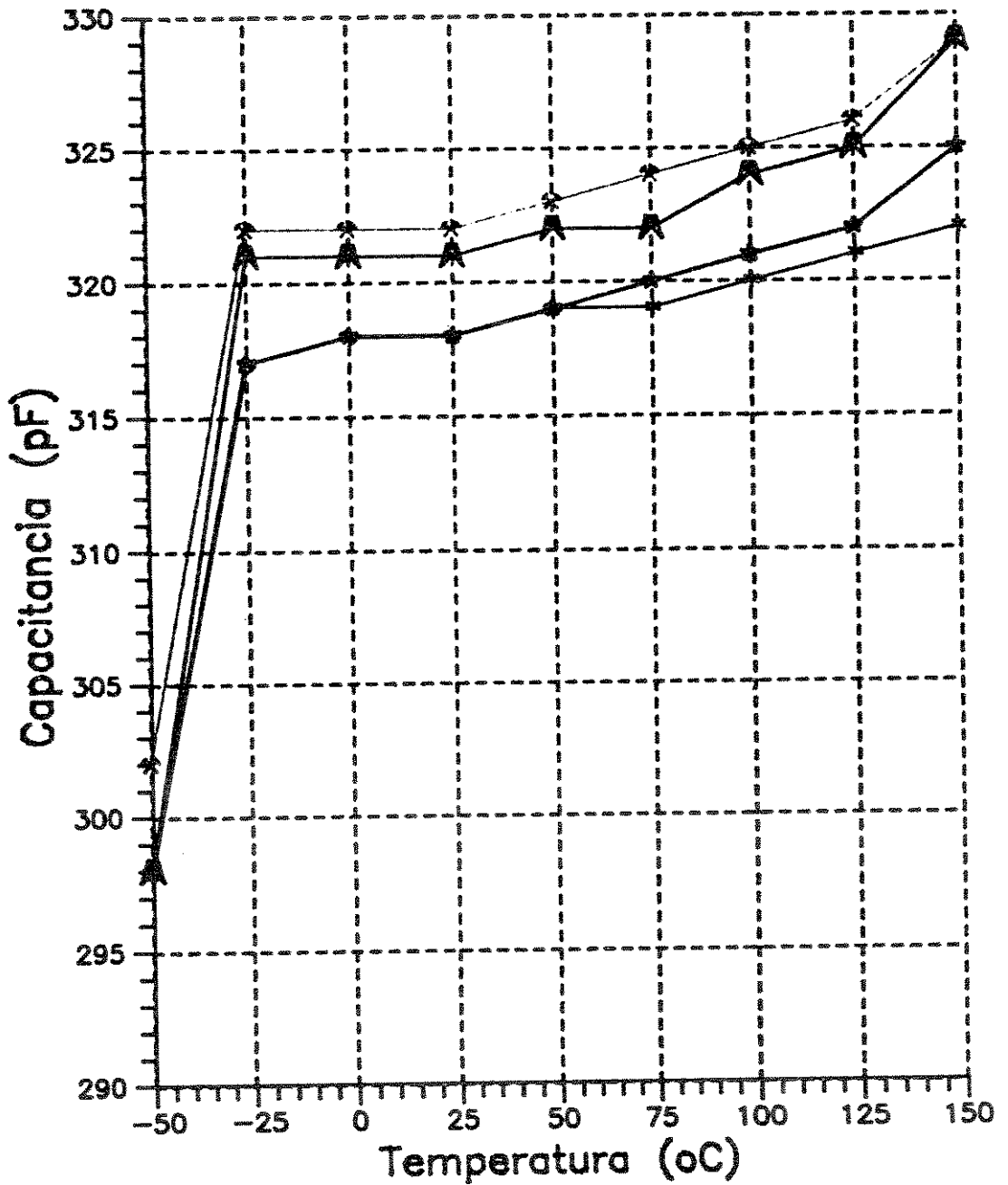


Fig. 4.7 Capacitância do capacitor interno MDS em em função da temperatura.

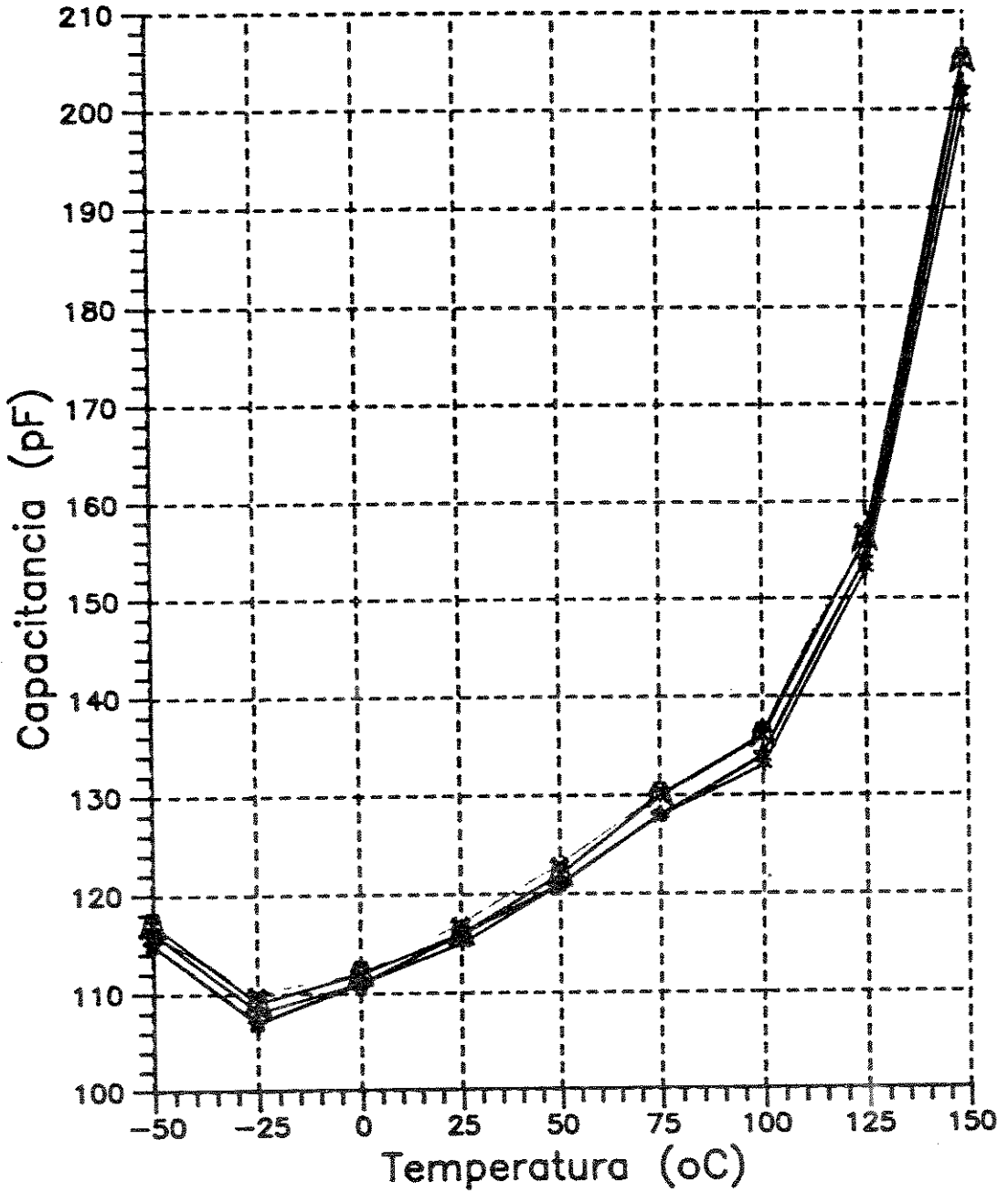


Fig. 4.8 Capacitância parasita  $C_{D1}$  em função da temperatura.

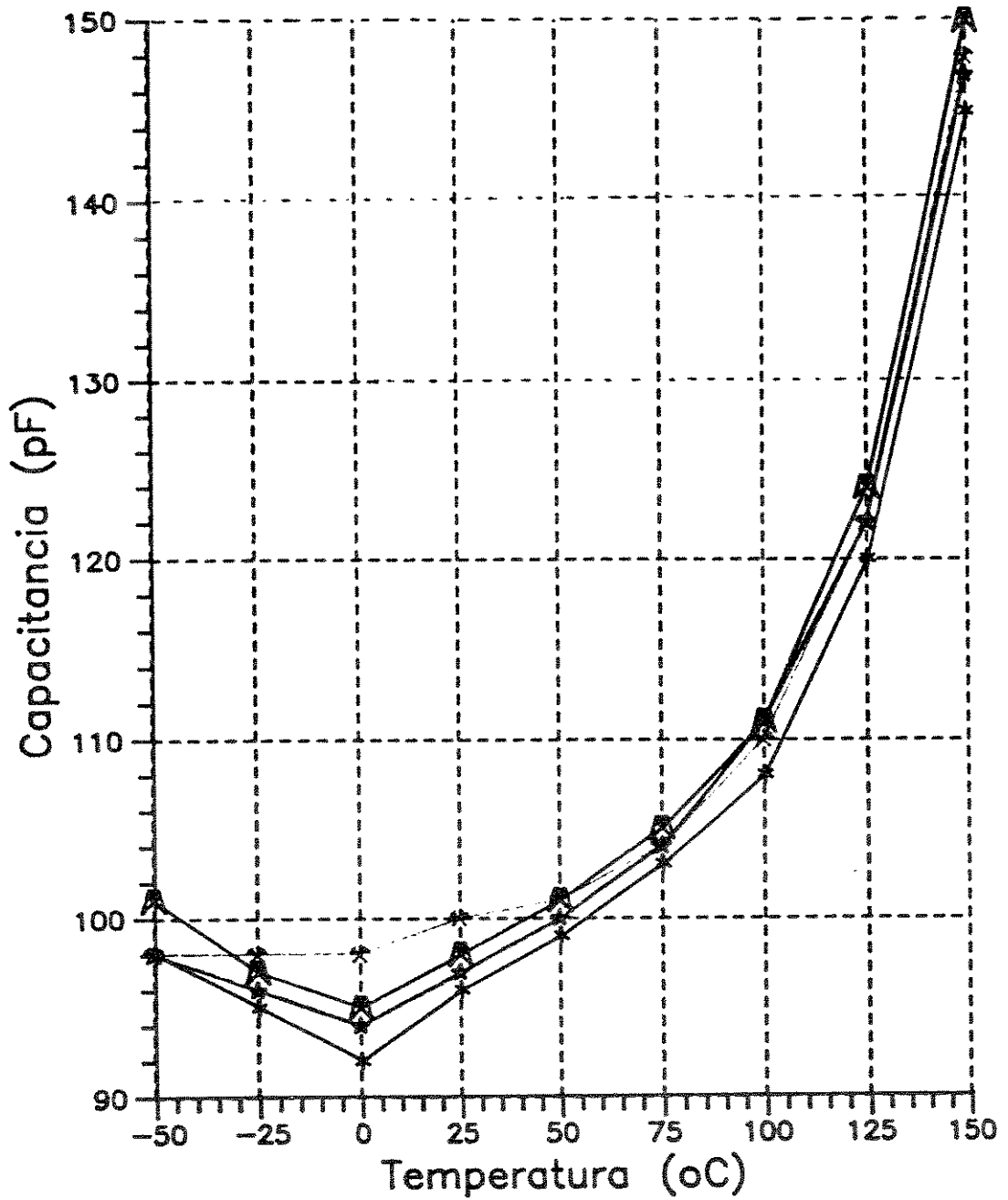


Fig. 4.9 Capacitância parasita  $C_{D2}$  em função da temperatura.

As medidas foram feitas usando um frequencímetro "Multifrequency LCR Meter HP" com uma precisão de  $\pm 1\text{pF}$ .

#### **4.5 RESPOSTA DINÂMICA DO SENSOR**

Da mesma forma como foi analisado no ponto 2.7 do capítulo 2, o efeito da dissipação de potência na pastilha, produz uma variação local da temperatura com respeito à temperatura ambiente, significando que uma variação de temperatura ambiente é registrada pelo sensor no silício um certo tempo depois dependendo das características térmicas dos materiais que compõem o sensor de forma completa.

Este tempo está relacionado com o tipo de encapsulamento do sensor. No caso do encapsulamento cerâmico Frit-Seal de 24 pinos, a tampa do mesmo pode ser retirada para se realizar medições em contato direto com o ar, diminuindo a resistência térmica entre a temperatura ambiente e a parte superior da pastilha de silício onde encontrasse o sensor.

Em relação ao encapsulamento cerâmico de 16 pinos o mesmo tem menor capacitância térmica que o de 24 pinos.



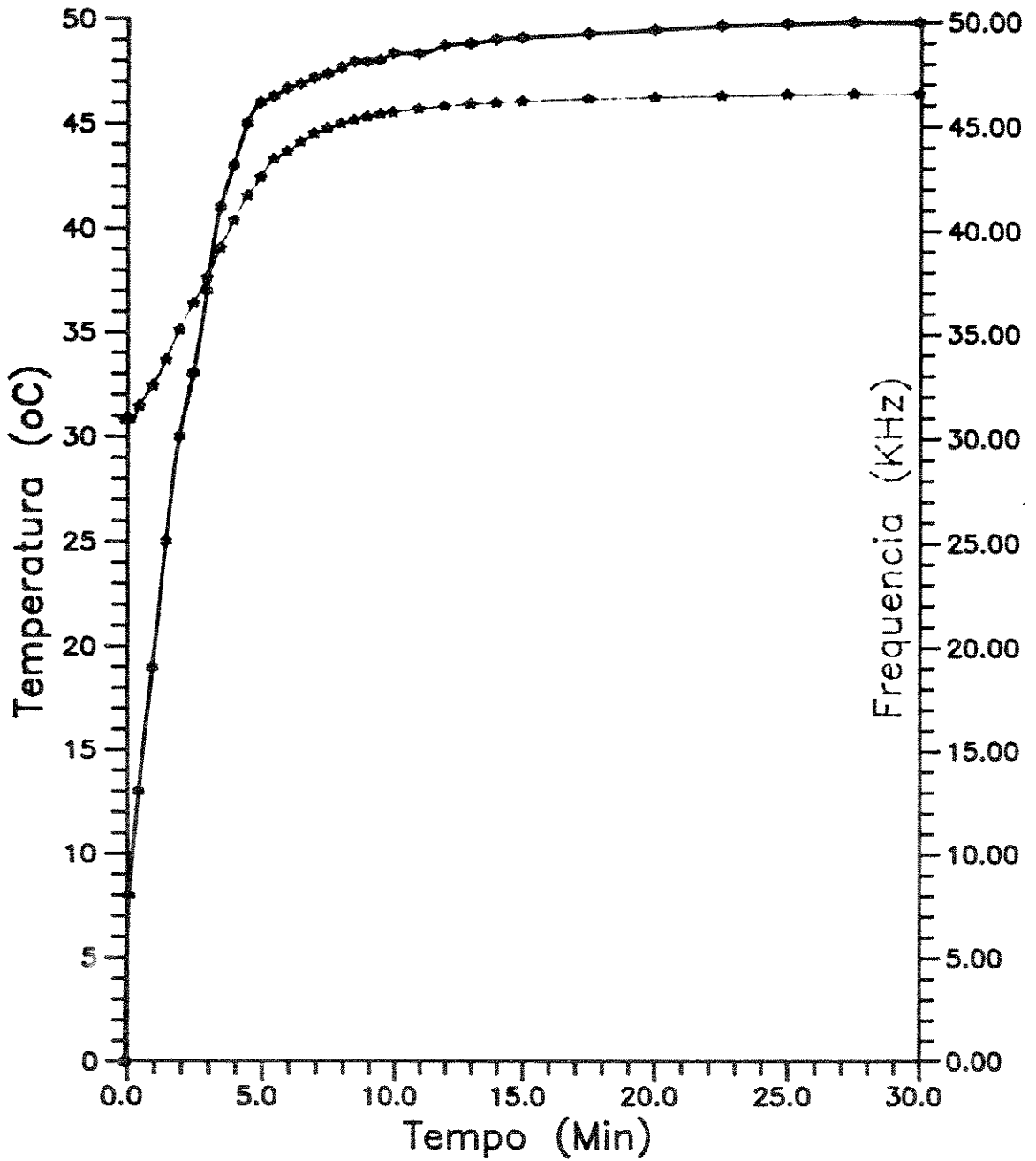


Fig. 4.11 Frequência de saída do sensor e temperatura ambiente em função do tempo.

Para o encapsulamento cerâmico de 24 pinos foi feita a medição da resposta dinâmica do sensor. Foi colocado na câmara térmica um degrau de temperatura entre 0°C e 50°C, medindo-se a frequência de saída do sensor. Os valores obtidos de frequência e temperatura ambiente, em função do tempo, são apresentados de forma gráfica na Fig. 4.11. Nesta curva os primeiros 21 pontos são medidos em intervalos de meio minuto e os restantes cada um minuto.

No caso apresentado, a temperatura ambiente é ascendente pelo que a curva real está por baixo da reta, se fosse a temperatura ambiente descendente, a curva de pontos estaria por cima da reta, completando assim um laço de histerese térmica.

Por fim, observamos que a constante de tempo térmica, como foi definida no capítulo 2, é de 4 minutos, para o encapsulamento cerâmico de 24 pinos, conforme é apresentado na Fig. 4.12.

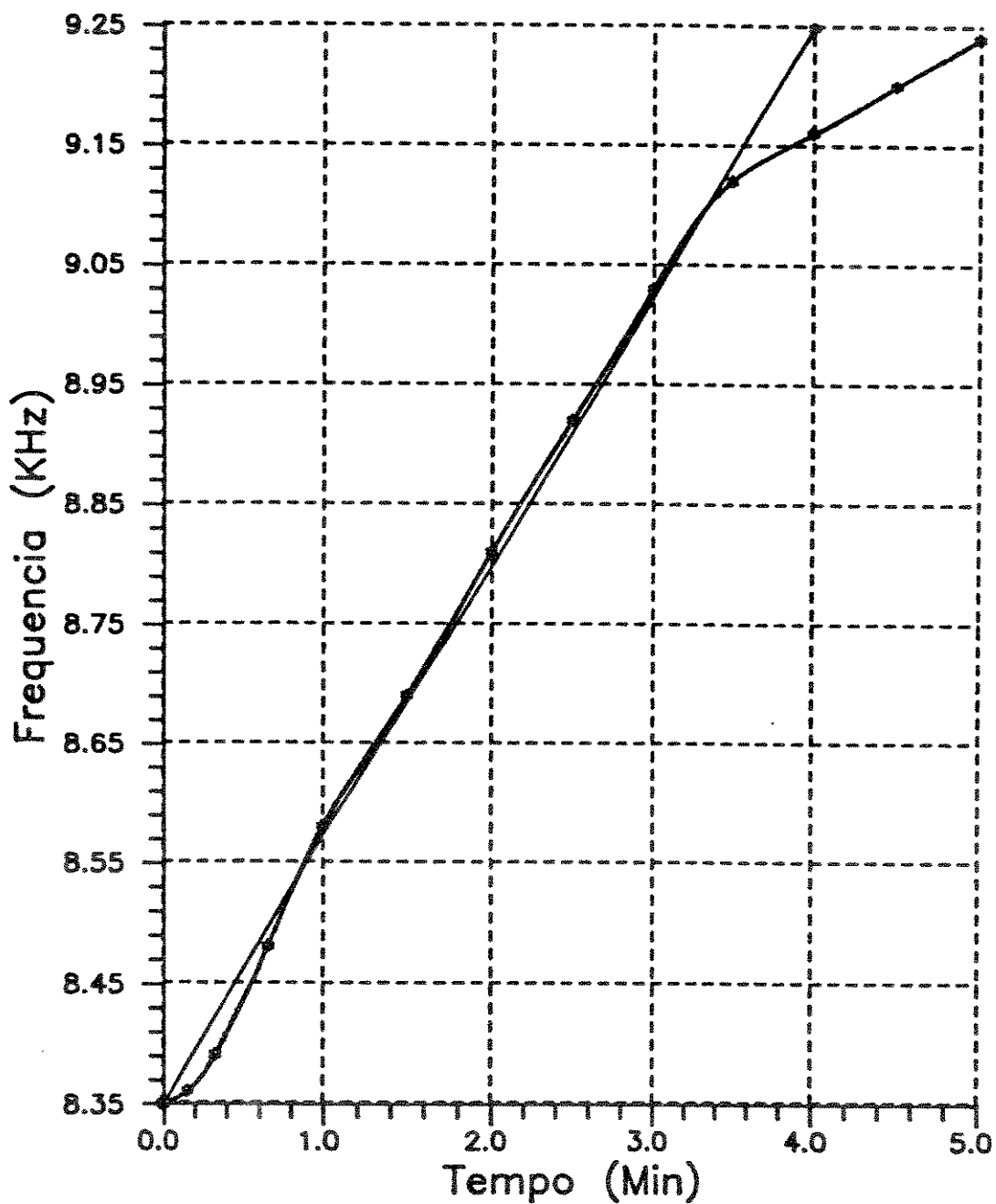


Fig. 4.12 Constante de tempo térmica para o encapsulamento cerâmico de 24 pinos.

# CONCLUSÕES E PROPOSIÇÕES FUTURAS

---

### 5.1 ANÁLISES DOS RESULTADOS OBTIDOS

Independentemente do fato do sensor apresentado neste trabalho ter como principal característica sua compatibilidade com microprocessadores, pode-se analisar algumas características próprias dos sensores monolíticos. A tabela 5.1 mostra de forma comparativa as propriedades dos sensores monolíticos comerciais (2.84) (1.79) , e o sensor apresentado neste trabalho (SMT) .

Uma vantagem importante deste sensor é a imunidade à interferência magnética e elétrica, isto se devendo ao fato que a informação de temperatura é codificada em frequência. Quando a saída é em dois níveis de tensão, oferece baixa impedância de saída e portanto imunidade à interferência elétrica. Quando a saída é em dois níveis de corrente oferece alta impedância de saída e imunidade a interferência magnética.

	AD592AN	LM335	SMT
Sensibilidade	1 $\mu$ A/K	10mV/K	300Hz/K
Não linearidade	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 1.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 1^{\circ}\text{C}$
Erro de temperatura (sem calibrar)	$\pm 3.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 9^{\circ}\text{C}$	$\pm 7^{\circ}\text{C}$
Erro de temperatura (calibrado)	$\pm 2.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 2^{\circ}\text{C}$	$\pm 2.5^{\circ}\text{C}$

Tabela 5.1 Comparação das propriedades dos sensores monolíticos comerciais e o SMT.

Considerando uma aproximação linear da curva de frequência em função da temperatura do sensor, onde para 40kHz a temperatura é de 25°C e a inclinação da reta é de 330Hz/°C, as curvas de erro dos sensores medidos em relação da aproximação linear descrita anteriormente, sem nenhum tipo de ajuste são apresentadas na Fig. 5.1

Observa-se que, dependendo da faixa de temperatura considerada no uso do sensor, pode-se obter os seguintes erros:

-	-25°C até 105°C	+8° a -10°C	7,7%
-	-25°C até 85°C	$\pm 8^{\circ}\text{C}$	6,8%

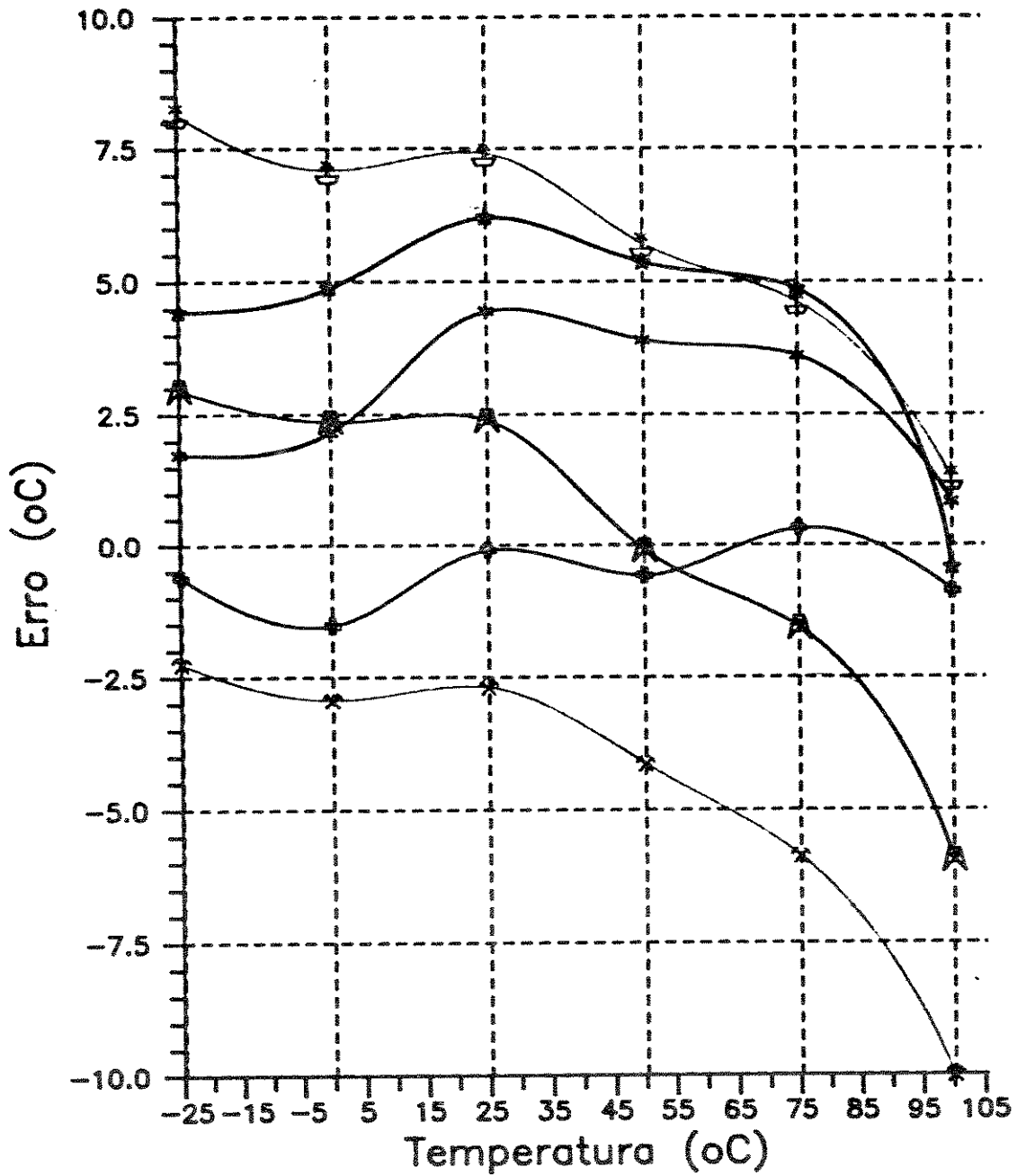


Fig. 5.1 Curvas de erro em relação à aproximação linear em função da temperatura.

Considerando-se a possibilidade de ajuste do sensor com erro igual a zero para uma temperatura de 25°C, o que significa que a curva de aproximação linear vai passar pela frequência do sensor a uma temperatura de 25°C. Como mostra a Fig. 5.2 os valores de erro obtidos em relação à aproximação linear são os seguintes:

-	-25°C até 105°C	+2 a -9°C	6,9%
-	-25°C até 85°C	+2 a -5°C	4,5%

Se além disso selecionarmos os circuitos integrados, poderíamos chegar aos seguintes valores, descartando aqueles com maior erro:

-	-25°C até 105°C	± 3°C	2,3%
-	-25°C até 85°C	± 2°C	1,8%

Se além de ajustar o ponto a 25°C, ajustamos a inclinação da curva pode-se obter erros inferiores a 1,5°C, na faixa de -25°C até 105°C, o que representa um erro percentual de 1% sobre toda a faixa.

Dado que o circuito integrado apresentado foi pensado para usar-se junto com um microprocessador, pode-se realizar aproximações mais precisas da curva de frequências em função da temperatura de forma simples, com equações ou tabelas, obtendo-se assim importantes melhoras no desempenho deste sensor.

As principais causas do funcionamento não linear do circuito, baseiam-se principalmente na variação do valor absoluto do capacitor interno, o qual tem um coeficiente de variação de - 83 ppm/°C e pela tensão de referência que tem um coeficiente de variação de - 300 ppm/°C. O fato de que a tensão de referência diminua com a temperatura faz com que aumente a sensibilidade do sensor em relação aos valores simulados com SPICE.

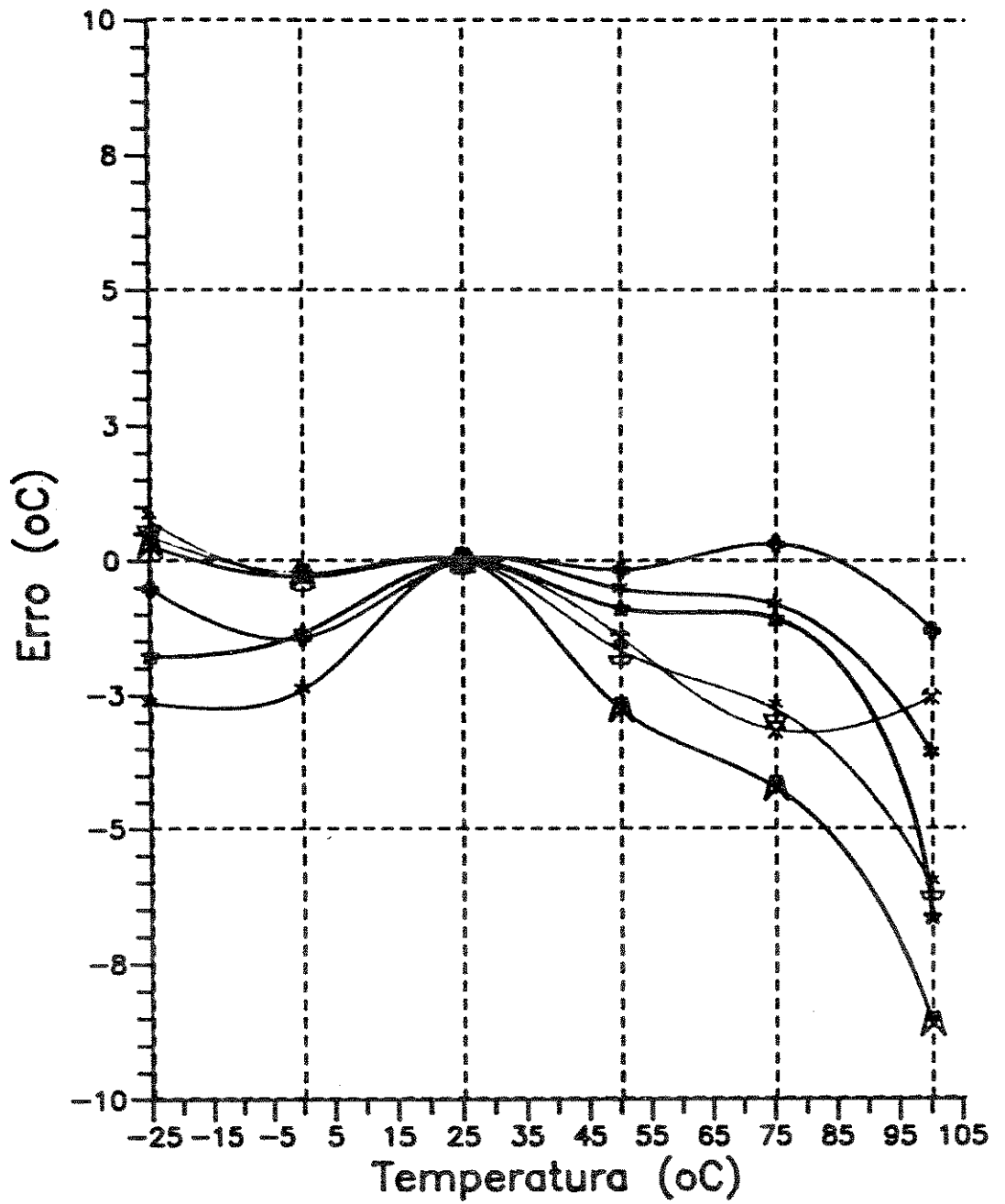


Fig. 6.2 Curvas de erro em relação à aproximação linear com ajuste a 25°C



No que diz respeito ao consumo de potência do chip, usando uma tensão de alimentação de 5 volt, o consumo de potência é inferior a 6mW. A tensão de alimentação pode variar entre 3 e 15 volts. Dependendo do tipo de encapsulamento, a resposta dinâmica depois de ligado varia entre 10 e 30 segundos, a partir do qual pode-se realizar as medidas.

Considerando as especificações iniciais do sensor apresentadas no Capítulo 3 pode-se observar nos resultados apresentados que o erro de linearidade aumenta nas regiões de altas temperaturas ( $>100^{\circ}\text{C}$ ), devido principalmente ao aumento das capacitâncias de difusão que aparecem referidas ao terra no capacitor principal, as quais aumentam em forma considerável, segundo foi apresentado, para temperaturas acima dos  $100^{\circ}\text{C}$ , o que se traduz em um aumento da capacitância total e uma diminuição da frequência de oscilação.

Para baixas temperaturas ( $<-25^{\circ}\text{C}$ ) uma diminuição na capacitância do óxido, produz um aumento da frequência de oscilação, e por tanto um aumento do erro em relação à aproximação linear.

Isto leva a que a faixa de temperaturas inicialmente especificada ( $-50^{\circ}\text{C}$  a  $150^{\circ}$ ) seja mais reduzida ( $-25^{\circ}\text{C}$  a  $105^{\circ}\text{C}$ ). No entanto o resto das especificações como consumo de potencia máxima, faixa de frequências de trabalho, área de silício, tensão de alimentação, e sinal de saída cumprem-se satisfatoriamente.

## 5.2 ALGUMAS APLICAÇÕES

A aplicação do sensor em sistemas digitais é simples, permitindo uma implementação compacta. Além disso, fornece alta imunidade ao ruído em uma ampla faixa de temperatura.

permitindo sua aplicação em telemetria. O sensor é um dispositivo de três terminais com a interface para o microprocessador no próprio CI.

O sensor está sendo aplicado em um protótipo de registrador de temperaturas do tipo usado no controle do transporte de produtos de alimentares. O mesmo contém o sensor, um microprocessador e uma memória, e periodicamente registra o valor de temperatura ou o afastamento em temperatura do valor prefixado. Posteriormente, através de uma interface os dados são transmitidos a um computador do tipo PC, para posterior análise.

Por outro lado, a aplicação dos econômicos microprocessadores em automatização e técnicas de medição depende essencialmente do desenvolvimento de dispositivos periféricos de baixo custo. Os sensores integrados monolíticos em tecnologia de silício planar convencional tem excepcional importância neste sentido, além de sua alta sensibilidade e estabilidade a longo prazo.

### **5.3 CONCLUSÕES E TENDÊNCIAS**

Atualmente, a aplicação de sensores necessita de um importante conhecimento do princípio de funcionamento do sensor. Isto impede explorar as potenciais vantagens do microprocessamento em produtos tradicionalmente não eletrônicos, ou a utilização dos sensores por engenheiros de sistemas. Este problema pode ser minimizado com algum tipo de processamento do sinal do sensor no próprio chip, no sentido que a informação seja codificada em um tipo de saída padrão.

Uma combinação dos pontos anteriores da origem aos "Sensores Monolíticos Inteligentes", os quais com suas saídas em frequência, pulso ou relação de frequências apresentam uma importante vantagem.

Sensores com saída em frequência ou pulso podem ser utilizados em pequenos sistemas com um único processador, mas também podem ser usados como uma parte em um sistema mais elaborado, no qual uma grande parte do processamento da informação se realiza no próprio sensor. Independentemente da aplicação, é clara a necessidade de diversos sensores inteligentes com saída em frequência ou pulso.

Uma revisão da literatura técnica na área dos últimos 25 anos, mostra um grande conhecimento em sensores de silício, e em particular em sensores de temperatura, os quais estão intrinsecamente relacionados com o análise circuital do projeto de circuitos integrados. Proporcionalmente a informação relativa aos sensores inteligentes é muito menor e concentra-se na última década.

Considerando-se que as áreas de instrumentação e controle se beneficiam atualmente, dos algoritmos utilizados em processamento de sinais, particularmente de forma digital, é imprescindível dispor de elementos sensores que forneçam informações de fácil utilização pelos mencionados sistema. Desta forma, o desenvolvimento de sensores monolíticos inteligentes é uma necessidade urgente e portanto merece uma crescente atenção e consideração.

## APÊNDICE A

### Melhora no coeficiente de temperatura do fator de transferência de corrente dos espelhos PNP

---

A Fig. A.1 mostra um espelho de corrente com transistor de saída multiemissor, e com fornecimento das correntes de base por meio do transistor  $Q3$ . O ganho de corrente  $h_{FE3}$  do transistor  $Q3$  é diferente de  $Q1$  e  $Q2$  dado os diferentes níveis de correntes.

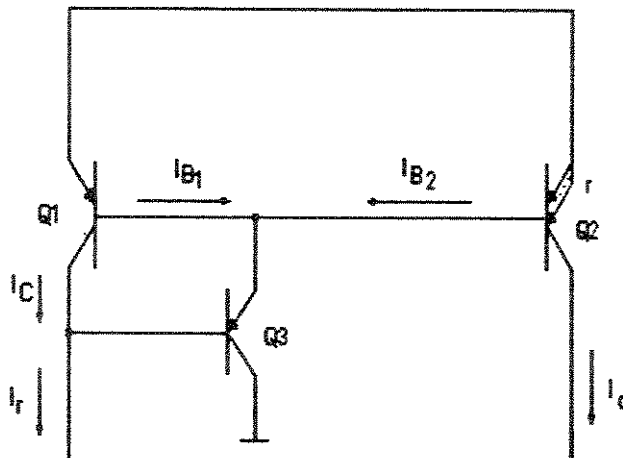


Fig A.1 Espelho de corrente PNP com fornecimento de correntes de base.

O fator de transferência de corrente pode-se escrever segundo a equação A.1

$$W = I_o / I_r \quad \text{A.1}$$

o qual pode-se escrever considerando as correntes da Fig A.1

$$W = r I_c / ( (I_c / (h_{FE3} + 1) \cdot h_{FE}) + (r I_c / (h_{FE3} + 1) h_{FE}) + I_c ) \quad \text{A.2}$$

simplificando as correntes de coletor  $I_c$  o que é válido supondo que os dois transistores Q1 e Q2 tem a mesma tensão base-emissor

$$W = r / ( (1 / (h_{FE3} + 1) \cdot h_{FE}) + (r / (h_{FE3} + 1) h_{FE}) + 1 ) \quad \text{A.3}$$

finalmente pode-se escrever

$$W = r / ( 1 + ((r+1) / (h_{FE3} + 1) \cdot h_{FE}) ) \quad \text{A.4}$$

peço qual a variação com respeito a temperatura

$$\frac{dW}{dT} = \frac{(h_{FE3} + h_{FE} + 1)(r+1)r}{(1 + ((r+1) / (h_{FE3} + 1) h_{FE}))^2 \cdot (h_{FE3} + 1) h_{FE}^2} \quad \text{A.5}$$

e finalmente obtemos a expressão do coeficiente relativo a temperatura

$$\frac{1}{W} \frac{dW}{dT} = \frac{(h_{FE3} + h_{FE} + 1)(r+1)}{((h_{FE3} + 1) h_{FE} + r+1) (h_{FE3} + 1)} \cdot \frac{1}{h_{FE}} \frac{dh_{FE}}{dT} \quad \text{A.6}$$

Para o seguinte caso em que para Q1 e Q2  $h_{FE} = 20$ ,  $r = 2$  e  $(dh_{FE}/dT) h_{FE} = 0.05\%$ , e Q3 é também um transistor PNP lateral e sendo  $h_{FE}$  vezes menor seu nível de corrente, seu  $h_{FE3}$  será menor, neste caso  $h_{FE3} = 10$ .

$$\left( \frac{dW}{dT} \right) / W = 19 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

Considerando o caso prático onde Q3 é um transistor PNP de substrato seu  $h_{FE}$  será da ordem de 60, pelo que a variação do fator de transferência de corrente será bem melhor.

$$\left( \frac{dW}{dT} \right) / W = 1.8 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

O qual é muito bom comparado com o espelho de corrente do transistor NPN que no melhor caso pode ter  $\left( \frac{dW}{dT} \right) / W = 6 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ , devido a sua maior variação do  $h_{FE}$  com a temperatura.

## ABREVIações

---

$A_E$  : Area de junção base emissor

$BV_{CE}$  : Tensão de ruptura

$dV_{BE}$  : Diferença de tensões base-emissor

$D_B$  : Constante de difusão efetiva de portadores minoritários na base

$D_E$  : Constante de difusão de portadores minoritários no emissor

$G_E$  : Numero efetivo de Gummel do emissor

$I_C$  : Corrente de coletor

$I_S$  : Corrente de saturação

$I_{PTAT}$  : Corrente proporcional à temperatura absoluta

$k$  : Constante de Boltzman

- $m$  : Potencia da temperatura da corrente forçada no colector do transistor
- $n$  : Potencia da temperatura da equação da corrente de colector do transistor NPN
- $n$  : Fator dependente das características do transistor
- $N_B$  : Densidade de dopante na base
- $n_B$  : Concentração de portadores intrínseca
- $n_E$  : Concentração de portadores intrínseca no emissor
- $q$  : Carga do eletrón
- $Q_B$  : Carga representada pelo número de átomos dopantes na base neutra por unidade de área
- $r$  : Relação das correntes de saturação dos transistores
- $s$  : Relação de correntes de coletor dos transistores
- $T$  : Temperatura absoluta
- $T_r$  : Temperatura de referência
- $V_{BC}$  : Tensão base-colector
- $V_{BE}$  : Tensão base-emissor
- $V_g$  : Tensão de bandgap
- $V_{g0}$  : Tensão de bandgap a zero K
- $V'_{g0}$  : Extrapolação linear da tensão "bandgap" a zero K
- $W$  : Fator de transferência de corrente
- $z$  : Coeficiente de variação da resistência com a temperatura
- $\mu_B$  : Valor efectivo da mobilidade do eletrón na base



## REFERENCIAS

---

- ( 1.90 ) C. I. Z. Mammana, "Relação Processo \* Projeto de Circuitos Integrados", Processos de Microeletrônica, Cap. 7, 1990.
- ( 1.88 ) G.C.M. Meijer, A.J. Boomkamp and R.J. Dugesnoy, "An Accurate Biomedical Temperature Transducer with On-Chip Microcomputer Interfacing", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.23, N° 6,pp.1405-1410, Dec. 1988.
- (1.87) S. Middelhoek, P.J. French, J. H. Huijsing and W. J. Lian, "Sensors with Digital or Frequency output", Delft University of Technology, Netherlands, 1987.
- ( 1.86 ) G.C.M. Meijer, "Thermal Sensors Based on Transistors", Sensors and Actuators, 10, pp.103-125,1986.
- ( 2.86 ) J. M. Giachino, "Smart Sensors", Sensor and Actuators, 10, pp.239-248, 1986.

- (1.85) A.J.M. Boomkamp and G.C.M. Meijer, "An Accurate Biomedical Temperature Transducer with On-Chip Microcomputer Interfacing", Dig. Tech. Papers European Solid-State Circuits Conf. , pp. 214-217 Sep. 1985.
- ( 1.84 ) J. Doscher and M. Gerstenhaber, "Current Output Preserves Temperature IC's Accuracy", Electronic Design, pp.147-152, Apr. 1984.
- ( 2.84 ) "AD 592 Low Cost Precision IC Temperature Transducer", Analog Devices databook, Norwood, U.S.A. 1984.
- ( 3.84 ) J. Proctor, "Temperature Transducer IC is linear over Wide Range", Electronic Design, pp.133-140, Apr.1984.
- ( 4.84 ) A. B. Grebene, "Bipolar and MOS Analog Integrated Circuits", John Wiley & Sons, Inc. , 1984.
- ( 1.83 ) D. O. Lupi, "Sensores en el Camino del Sistema Integrado", Revista Telegrafica Electronica, pp. 1282 - 1288, Nov. 1983.
- ( 1.82 ) G.C.M. Meijer "Integrated Circuits and Components for Bandgap References and Temperature Transducers", Ph.D. Disstertation, dell University of Technology, The Netherlands, 1982
- ( 2.82 ) W. Henning, "Semiconductor Microelectronic Sensor", Festkörperprobleme XXII, pp 189-200, 1982.
- (3. 82) D. Van Maaren, J. Klijn and G.C.M. Meijer , "An Integrated Micropower Low-Voltage Temperature-Controlled Oscillator", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.sc-17, N° 6,pp.1014-1021, Dec.1982.

- (4.82) A. Ohle, M. Yamagata and K. Akiyama, "Precision Silicon Transistor Thermometer", *Temperature*, 1982.
- (5.82) ASTM, 1916 Race Street, Philadelphia, PA. 19103
- (1.81) S. Middelhoek and D. J. W. Noorlang, "*Silicon Micro-Transducers*", *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. 14, 1981.
- (1.80) Y.P. Tsvividis, "*Accurate Analysis of Temperature Effects in  $I_C$ - $V_{BE}$  Characteristics with Application to Bandgap Reference Sources*", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. sc-15, N° 6, pp.1076-1084, Dec.1980.
- (2.80) G. C. M. Meijer and K. Yingerling "*Measurement of Temperature Dependence of the  $I_C$  ( $V_{BE}$ ) Characteristics of Integrated Bipolar Transistors*", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-15, N° 2, Apr. 1980.
- (3.80) G.C.M. Meijer, "*IC Temperature Transducers with Intrinsic Reference and Their Application in Thermocouple Cold-Junction Compensation*", *Solid-State Sensors*, pp.67-77, Kluwer Technische Coeken, Deventer, The Necherlands, Dec. 1980.
- (1.79) "*LM 135 Precision Temperature Sensors*", National Semiconductor databook, Santa Clara, CA, Mar. 1979.
- (2.79) J. A. Schoeff, "*An Inherently Monolithic 12 Bit DAC*", *IEEE Journal of Solid State Circuit*, Vol. sc-14, pp. 904-911, Dec 1979.
- (1.78) P. O'Neill and C. Derrington, "*Transistors - a Hot Tip for Accurate Temperature Sensing*", *Electronic Design*, pp.82 - 86, 1978.
- (2.78) "*Silicon Temperature Sensors MTS 102 and 105*", Motorola databook DS 2536, Phoenix, AZ, 1978.

- ( 1.77 )      A. Ohle and M. Yamagata, "*A Precision Silicon Transistor Thermometer*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.IM-26, N°4, pp.335-341, Dec.1977
- ( 1.76 )      M.P. Timko, "*A Two-Terminal IC Temperature Transducer*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.sc-11, N° 6, pp. 784-788, Dec.1976.
- ( 2.76 )      B. Gilbert, "*A Versatile Monolithic Voltage-to-Frequency Convert*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.sc-11, N° 6, pp.852-864, Dec.1976.
- (3.74)      A.P. Brokaw, "*A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.sc-9, N° 6, pp.368-393, Dec.1974.
- ( 1.68 )      A.G. McNamara, "*Semiconductor Diodes and Transistors as Electrical Thermometers*", The Review of Scientific Instruments, Vol.33, N°3, pp.330-333, Mar.1962.