

BC
a/PDF
3ª restrição

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Sensor Polimérico de Umidade Relativa com Circuito Condicionador de Sinais Integrado

Autor: Donato Manzan Junior

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho

Tese de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Eletrônica, Optoeletrônica e Microeletrônica.**

Banca Examinadora

Carlos Alberto dos Reis Filho, Prof. Dr. DSIF/FEEC/UNICAMP
Marco-Aurélio De Paoli, Prof. Dr. LPCR/IQM/UNICAMP
José Carlos Petoilho, Dr. FEEC/UNICAMP

Campinas, SP
Novembro/2005

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por **DONATO MANZAN JUNIOR** e aprovada pela Comissão julgada em **28/11/2005**.
Orientador

BIBLIOTECA CENTRAL
DESENVOLVIMENTO
COLEÇÃO
UNICAMP

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

M319s Manzan Junior, Donato
Sensor polimérico de umidade relativa com circuito
condicionador de sinais integrado / Donato Manzan Junior. -
-Campinas, SP: [s.n.], 2005.

Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Higrometria. 2. Polímeros condutores. 3. Circuitos
eletrônicos - Projetos. 4. Circuitos integrados. 5.
Microeletrônica. 6. Semicondutores. I. Reis Filho, Carlos
Alberto dos. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título.

Titulo em Inglês: Polymeric relative humidity sensor with integrated signal
conditioning circuit

Palavras-chave em Inglês: Humidity sensing, Conductive polymer, CMOS

Área de concentração: Eletrônica, Optoeletrônica e Microeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Marco-Aurélio De Paoli e José Carlos Petoilho

Data da defesa: 28/10/2005

Resumo:

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um sensor de umidade relativa que tem como elemento sensor um polímero (poli(óxido de etileno-co-epicloridrina)84:16), cuja condutividade varia com a umidade. O polímero foi depositado por *casting* sobre um substrato cerâmico sobre o qual, por sua vez, foram depositados dois eletrodos em forma interdigitada aos quais é aplicada uma corrente alternada com forma de onda quadrada e amplitude DC nula. Este sinal de excitação é produzido por um circuito integrado que também realiza a leitura da tensão nos terminais do eletrodo. Além disto, o circuito contém um sensor de temperatura cuja informação é necessária para a correta leitura da umidade. Amostras do circuito integrado, cujo projeto é parte deste trabalho, foram fabricadas em tecnologia CMOS 0,35 μ m e caracterizadas juntamente com o elemento sensor.

Os resultados mais relevantes da caracterização do sensor desenvolvido são:

| | |
|-----------------------------------|------------------------------------|
| Faixa de medição: | máx 90%RH para evitar condensação; |
| Sensibilidade do elemento sensor: | 188,83 Ω /%RH a 55%RH; |
| Histerese: | 3,4% a 55%RH; |
| Temperatura de operação: | 0 a 60°C; |
| Tempo de resposta: | +/-30s. |

A principal contribuição deste trabalho reside na proposição de um sensor de umidade que é composto de um elemento sensor polimérico e de um circuito integrado que realiza o condicionamento e leitura dos sinais envolvidos, constituindo deste modo uma solução robusta e de baixo custo.

Abstract:

This work describes the development of a relative-humidity sensor, which uses as sensing element a polymer (poly(ethylene oxide-co-epichlorohydrin)84:16) whose conductivity varies with humidity. The polymer was deposited by casting over a ceramic substrate, on which two interdigitized electrodes were previously deposited. An integrated circuit, also developed as part of the work, provides a square wave current with no DC component as excitation signal to the electrodes and reads the voltage across them. The developed integrated circuit also includes a temperature sensor, whose produced signal is used to yield the correct humidity measurement. Samples of the integrated circuit were fabricated in 0.35 μ m CMOS technology and were characterized together with the sensing element. The most relevant characteristics of the developed humidity sensor are:

| | |
|-----------------------------|---------------------------------|
| Measuring range: | 90%RH max, to avoid condensing; |
| Sensor element sensitivity: | 188,83 Ω /%RH at 55%RH; |
| Hysteresis: | 3,4% at 55%RH; |
| Operating temperature: | 0 to 60°C; |
| Response time: | +/-30s. |

The main contribution of this work is the proposition of a humidity sensor, which is based on a compound of a polymeric sensing element that operates in conjunction with an integrated circuit. The developed integrated circuit performs the necessary conditioning of the involved signals, in addition to include a temperature sensor. The developed humidity sensor has proven to be robust and can be produced at a relative low cost.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à minha família, meus pais, Ana Alice de Sousa Manzan e Donato Manzan e meu irmão Cesar Augusto Manzan, por todo o incentivo e apoio que me foram dados em toda a minha vida.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho, pela oportunidade de realizar este mestrado e pelo conhecimento que me foi compartilhado. Ao Prof. Dr. Marco-Aurélio De Paoli, à Viviane Carvalho Nogueira e à Profa. Dra. Ana Flávia Nogueira, pela dedicação e paciência que tiveram comigo, pois sem eles a realização deste trabalho não teria sido possível.

Ao CCS, especialmente à Mara, Márcia e Daniel, ao Antônio Augusto de G. von Zuben, do Instituto de Física e ao Aristides do CenPRA, pela confecção dos substratos.

Ao Wellington e Saulo, do CenPRA, pelo auxílio na elaboração do circuito integrado.

Ao José Arnaldo Bianco Filho, pela elaboração do sistema de aquisição de dados dos sensores.

Ao pessoal do laboratório, João Paulo, Dulce, Ana Flávia, Paulo, Ricardo, Rogério, Fernando Castaldo, Vilson, José Arnaldo, Everton, Beto, André Fortunato, Alexandre, Matthieu e Pablo, que além de termos compartilhado a amizade, de alguma forma todos me ajudaram durante a realização deste trabalho.

Sumário

| | |
|---|-----------|
| Introdução | 1 |
| 1 – Medida de Umidade | 3 |
| 1.1 – Definição de Umidade | 3 |
| 1.2 – Dificuldades na Medição de Umidade | 4 |
| 2 – Soluções Existentes | 6 |
| 3 – Desenvolvimento do Sensor | 8 |
| 3.1 – P(EO-EPI) como sensor de umidade relativa | 8 |
| 3.2 – Caracterização do sensor baseado em P(EO-EPI) | 17 |
| 3.3 – Modelo matemático do sensor | 26 |
| 4 – Circuito Condicionador de Sinais | 31 |
| 4.1 – O Circuito de Excitação | 32 |
| 4.2 – O Transcondutor | 34 |
| 4.3 – Dimensionamento dos componentes do transcondutor | 40 |
| 4.4 – Circuito completo do amplificador de transcondutância e <i>layout</i> | 47 |
| 4.5 – Oscilador e gerador de fase de <i>clock</i> | 50 |
| 4.6 – Circuito de polarização | 52 |
| 4.7 – Sensor de temperatura | 53 |
| 4.8 – O protótipo integrado | 57 |
| 5 – Testes e Resultados | 60 |
| 5.1 – Teste do circuito de polarização | 60 |
| 5.2 – Teste do circuito de excitação | 61 |

| | |
|--|-----------|
| 5.3 – Teste do circuito transconductor | 62 |
| 5.4 – Teste do circuito sensor de temperatura | 65 |
| 5.5 – Resultados do conjunto sensor e circuito integrado | 67 |
| Conclusões | 73 |
| Apêndice | 74 |
| Bibliografia | 76 |

Índice de Figuras:

| | |
|---|----|
| Figura 3.1 – Set up para medida de resistência | 9 |
| Figura 3.2 – Resistência versus umidade relativa do P(EO-EPI) a 30°C | 10 |
| Figura 3.2 – Resistência versus umidade relativa do P(EO-EPI) dopado | 12 |
| Figura 3.3 – Circuito para medida de resistência do P(EO-EPI) | 14 |
| Figura 3.4 – Resistência versus RH, com campo elétrico inferior a 3000V/m | 15 |
| Figura 3.5 – Resposta ao degrau de 70%RH a 84%RH | 16 |
| Figura 3.6 – Eletrodos Interdigitados | 17 |
| Figura 3.7 – Resistência versus RH, Sensor 1 | 18 |
| Figura 3.8 – Resistência versus RH, Sensor 2 | 19 |
| Figura 3.9 – Resistência versus RH, Sensor 3 | 19 |
| Figura 3.10 – Resistência versus RH, Sensor 4 | 20 |
| Figura 3.11 – Resistência versus RH, Sensor 5 | 20 |
| Figura 3.12 – Resistência versus RH, Sensor 6 | 21 |
| Figura 3.13 – Resistência versus Temperatura, Sensor 1 | 22 |
| Figura 3.14 – Resistência versus Temperatura, Sensor 2 | 22 |
| Figura 3.15 – Resistência versus Temperatura, Sensor 3 | 23 |
| Figura 3.16 – Resistência versus Temperatura, Sensor 4 | 23 |
| Figura 3.17 – Resistência versus Temperatura, Sensor 5 | 24 |
| Figura 3.18 – Resistência versus Temperatura, Sensor 6 | 24 |
| Figura 3.19 – Resistência versus Temperatura a 60%RH | 27 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.20 – Resistência versus Temperatura a 70%RH | 28 |
| Figura 3.21 – Resistência versus Temperatura a 85%RH | 28 |
| Figura 3.22 – $r(rh)$ a 30°C | 30 |
| Figura 4.1 – Diagrama de blocos do circuito condicionador de sinais | 32 |
| Figura 4.2 – Circuito de excitação | 33 |
| Figura 4.3 – Circuito do amplificador de transcondutância simplificado | 35 |
| Figura 4.4 – Circuito do transcondutor com compensação do off-set | 39 |
| Figura 4.5 – Detalhe de um dos amplificadores | 41 |
| Figura 4.6 – Circuito usado para simulações AC | 44 |
| Figura 4.7 – Gráficos de resposta em frequência dos amplificadores de tensão não compensados | 45 |
| Figura 4.8 – Circuito amplificador com compensação em frequência | 46 |
| Figura 4.9 – Resposta em frequência dos amplificadores tensão compensados | 47 |
| Figura 4.10 – Circuito completo do amplificador de transcondutância | 48 |
| Figura 4.11 – Layout do amplificador de transcondutância | 49 |
| Figura 4.12 – Oscilador e gerador de fases | 51 |
| Figura 4.13 – Componentes externos do oscilador | 51 |
| Figura 4.14 – Circuito de polarização | 52 |
| Figura 4.15 – Layout do circuito de polarização | 53 |
| Figura 4.16 – Circuito sensor de temperatura | 55 |
| Figura 4.17 – Layout do sensor de temperatura | 57 |
| Figura 4.18 – Layout completo do chip | 58 |
| Figura 4.19 – Foto do chip | 59 |
| Figura 5.1 – Forma de onda no sensor | 61 |
| Figura 5.2 – Detalhe dos sinais nos terminais IexA e IexB | 61 |
| Figura 5.3 – Set up para caracterizar o circuito trancondutor | 63 |
| Figura 5.4 – Função de transferência medida do transcondutor | 63 |
| Figura 5.5 – Forma de onda de Iout | 65 |
| Figura 5.6 – Gráfico da corrente de saída versus temperatura | 66 |
| Figura 5.7 – Resposta da câmara climática ao degrau de rh a 30°C | 68 |
| Figura 5.8 – Resposta do sensor ao degrau de rh a 30°C | 69 |

| | |
|--|----|
| Figura 5.9 – Resposta ao degrau do sistema circuito/sensor | 69 |
| Figura 5.10 – Detalhe da resposta ao degrau | 70 |

Índice de Tabelas:

| | |
|--|----|
| Tabela 3.1 – Resistência de folha do P(EO-EPI) em função de RH, a 30oC | 10 |
| Tabela 3.2 – Resistência de folha do P(EO-EPI) dopado, a 30oC | 12 |
| Tabela 3.3 – Tensões desenvolvidas no P(EO-EPI) | 13 |
| Tabela 3.4 – Histerese | 16 |
| Tabela 3.5 – Dimensões dos eletrodos | 17 |
| Tabela 3.6 – Histerese a 55%RH dos sensores | 21 |
| Tabela 3.7 – Resistência versus RH do sensor 6 a 30oC | 29 |
| Tabela 4.1 – Polarização e dimensões dos transistores dos amplificadores | 42 |
| Tabela 4.2 – Identificação da pinagem do chip | 59 |
| Tabela 5.1 – Sensibilidade do sensor à umidade relativa | 71 |
| Tabela 5.2 – Sumário das especificações obtidas do sensor de rh baseado em P(EO-EPI) e do circuito condicionador de sinais | 71 |
| Tabela 5.3 – Dados do sensor HS12P da General Electric | 71 |

Introdução

O monitoramento e o controle de umidade ambiental têm recebido bastante atenção ultimamente. O uso de sistemas de controle de umidade tem melhorado a qualidade de processos de produção e de produtos em diversos tipos de indústrias, como a de produtos eletrônicos, de instrumentos de precisão, têxteis e alimentícias, além de aplicações domésticas, onde sensores de umidade são usados no controle da climatização ambiental.

Não obstante o expressivo mercado local, não se produzem sensores de umidade no Brasil!

Este trabalho relata o desenvolvimento e a fabricação de protótipo de um sensor de umidade relativa, que tem como elemento sensor um polímero condutor e um circuito integrado que vai anexo, com a finalidade de medir a temperatura ambiente, gerar um sinal de excitação para o polímero sensor e condicionar o sinal deste sensor. Os blocos constituintes do circuito foram simulados em ambiente de projeto *Mentor Graphics* e foi implementado em tecnologia CMOS.

Este trabalho está organizado em 5 capítulos, enfocando em cada um deles os seguintes temas:

O Capítulo 1 apresenta definições das várias formas de expressão da umidade e a exposição das dificuldades de medição, incluindo o efeito da temperatura e poluição.

No Capítulo 2 são mostradas as diversas soluções existente para se medir umidade e uma breve apresentação das técnicas de medição. É ressaltado o uso de sensores de filme, sendo traçada uma relação entre os materiais cerâmicos e poliméricos.

O Capítulo 3 é dedicado ao desenvolvimento do sensor de umidade, utilizando o P(EO-EPI) como elemento sensor. São apresentados os ensaios de caracterização deste polímero depositado sobre eletrodos interdigitados, em umidade relativa e em temperatura. A partir dos dados extraídos destes ensaios, uma relação matemática é proposta para prever o comportamento do sensor em função da umidade relativa e da temperatura.

O Capítulo 4 descreve o projeto do circuito integrado. Inicialmente é apresentado um diagrama de blocos do sistema sensor-circuito integrado e em seguida é feita a descrição do funcionamento de cada bloco. Detalhes dos projetos e a descrição do *layout* do circuito integrado também são apresentados neste capítulo.

Por fim, o Capítulo 5 mostra os testes feitos no circuito integrado fabricado e apresenta os resultados, que são comparados com os resultados de simulação. Também sumariza os resultados obtidos do sensor desenvolvido e do conjunto sensor-circuito integrado e faz uma comparação com as características de um sensor comercial.

Capítulo 1

Medida de Umidade

1.1 – Definição de Umidade

Num espaço hermeticamente fechado que contenha um recipiente com água pura, a concentração de moléculas de água na fase gasosa deste sistema aumentará na medida em que a água evapora. Por fim, um equilíbrio será alcançado quando o número de moléculas de água que escapam da fase líquida se igualar ao número de moléculas que retornam à fase líquida. Diz-se, neste momento, que a fase gasosa está saturada. O termo *saturação* se refere, portanto, à máxima quantidade de moléculas de água presentes na fase gasosa. Se a temperatura do líquido for aumentada a energia cinética das moléculas aumentará, mais água escapará da fase líquida e um novo equilíbrio será atingido.

No equilíbrio, a concentração ou densidade de vapor será maior quanto maior for a temperatura da água. Esta densidade de vapor de equilíbrio, alcançada entre água (líquida) e vapor de água em um sistema fechado, é conhecido como *densidade de saturação de vapor*, dada uma temperatura específica do sistema.

Umidade relativa (rh) é a razão da densidade de vapor do ambiente (p_v) pela densidade de saturação de vapor (p_s), em uma temperatura específica. A umidade relativa é geralmente multiplicada por 100, e expressa em porcentagem:

$$rh = \frac{P_v}{P_s} \cdot 100\% \quad (1.1)$$

Já a *umidade absoluta* é definida como a razão da massa de vapor de água pela massa da fase gasosa seca.

O *ponto de orvalho* é um parâmetro que também pode ser usado para determinar a densidade de vapor do ambiente. É definido como a temperatura na qual o ar pode ser resfriado para que haja saturação [1] [2], ou seja, quando o vapor começa a condensar.

1.2 – Dificuldades na Medição de Umidade Relativa

A detecção de umidade não é um problema trivial, tendo em vista a grande variedade de ambientes em que água pode ser detectada e também devido à interação de outras variáveis como temperatura e componentes gasosos no ar. Medidas de umidade podem ser feitas em diferentes tipos de gases, líquidos ou sólidos, requerendo em geral procedimentos específicos [3].

Diferentemente de outras grandezas como temperatura, a medida de umidade relativa não pode ser feita de maneira direta. Uma variação de umidade provoca algum efeito secundário como variação de condutividade, capacitância ou impedância de um material, uma deformação mecânica de uma estrutura (como o alongamento de um cabelo ou o envergamento de uma membrana de silício/poli-silício), entre outras variações. São medidos estes efeitos secundários e suas variações são então relacionadas com a umidade relativa.

Além disso, considerando que sensores de umidade relativa têm aplicações tão amplas, nem sempre os sensores conseguem atingir as especificações necessárias como:

- A sensibilidade desejada sobre a faixa de umidade e de temperatura de operação;
- Tempo de resposta abaixo do desejado;
- Alta repetibilidade e histerese desprezível;
- Alta durabilidade;
- Resistência à contaminantes;
- Dependência da temperatura insignificante;
- Baixo custo.

Para manterem um bom contato com a natureza, os sensores em geral operam expostos ou com apenas uma grade metálica protetora para evitar que sejam danificados por partículas presentes no ambiente. Entretanto, em ambientes que contenham poeira em excesso, assim como fumaça, óleos, álcool ou solventes podem facilmente atravessar a grade protetora, atingir o sensor e, ao longo do tempo, cobrir a superfície sensora e degradar sua resposta.

Sensores de umidade baseados em filmes cerâmicos ou poliméricos são em geral sensores frágeis. No caso de sensores cerâmicos, a exposição prolongada a um ambiente úmido leva à formação de OH^- na superfície, causando uma variação progressiva da resistência elétrica [4]. Para reestabelecer a propriedade sensitiva original, tais íons hidroxila devem ser removidos por aquecimento periódico, com temperaturas geralmente acima de 400°C .

Já o sensor polimérico apresenta maior resistência à contaminantes. No entanto, o mais sério problema do sensor polimérico é a solubilidade em água, não podendo ser exposto, durante muito tempo, em umidade próxima de 100%RH ou em ambientes em que possa haver condensação.

Capítulo 2

Soluções Existentes

Muitas propriedades físicas de materiais são influenciadas por umidade. Assim, uma grande variedade de materiais tem sido proposta para implementar transdutores de umidade. Consequentemente, devido ao vasto campo de aplicação envolvendo sensores de umidade, há uma grande variedade de sensores. Tais sensores fazem uso de propriedades mecânica, termodinâmica, elétrica, óptica e química de materiais orgânicos e inorgânicos [5].

O primeiro sensor de umidade foi feito no século XVIII e era baseado no alongamento de fios de cabelo sob o efeito de umidade [3]. Hoje, os cabelos foram substituídos por fios plásticos na implementação de sensores baratos que, no entanto, têm desempenho pobre: baixa precisão, resposta lenta e necessitam de manutenção freqüente. Operam na faixa de 15 a 85%RH, em no máximo 50°C. Este tipo de higrômetro é bastante usado em museus e depósitos, no monitoramento da umidade local.

Um sensor mais preciso, de 2 a 3%RH, o termômetro de bulbo molhado, ou psicrômetro, foi inventado no século seguinte. A umidade era determinada a partir da comparação da temperatura de dois termômetros, um dos quais era exposto ao ambiente e o outro, mantido úmido por um feltro de trapo dentro de um reservatório de água [5].

Em 1938, um novo higrômetro foi inventado. Era baseado na variação de condutividade de uma solução de cloreto de lítio, LiCl, como função da concentração do sal. Dois fios finos de cobre, conectados a um potencial alternado são enrolados em um tudo de vidro, sobre o qual há um tecido embebido com a solução de LiCl. A corrente que circula através da solução a aquece e provoca a evaporação da água. Quando o LiCl se torna seco a corrente cessa, o tecido esfria e começa a absorver água do ambiente. No equilíbrio, a temperatura da solução de LiCl é medida e relacionada com a umidade relativa.

A partir de então, vários tipos de higrômetros surgiram. Dentre eles destacam-se os higrômetros baseados em gravimetria, em ondas acústicas de superfície (SAW), no método do espelho resfriado (óptico), em semicondutores (FET), entre muitas outras técnicas. Na década de 60 sensores de filme cerâmicos passam a ser utilizados e mais tarde foram introduzidos polímeros como transdutores.

De todas estas soluções, somente as baseadas em semicondutores, filmes cerâmicos ou poliméricos permitem o desenvolvimento de sensores miniaturizados. Isso é possível por dois motivos:

- Evolução da tecnologia de fabricação de filmes e de processamento de semicondutores;
- Os materiais em questão, exploram variações de parâmetros elétricos, ora impedância, ora capacitância.

Essa segunda característica permite que circuitos de condicionamento de sinais sejam agregados ao próprio sensor, reduzindo ainda mais o seu tamanho e adicionando ainda a vantagem de entregar um sinal já processado.

Capítulo 3

Desenvolvimento do Sensor

3.1 – P(EO-EPI) como sensor de umidade relativa

O Poli(óxido de etileno-*co*-epicloridrina)_{84:16}, é um polímero comercial, produzido pela Daiso Co. do Japão, cuja principal aplicação é a produção de dispositivos eletroquímicos como baterias, capacitores, células fotoeletroquímicas. É constituído por monômeros de óxido de etileno e de epicloridrina na proporção de 84% e 16%. Por simplicidade, o polímero será abreviado por P(EO-EPI).

Os trabalhos conduzidos por W. A. Gazotti et al [6] e por A. F. Nogueira [7] mostraram que o P(EO-EPI) apresenta variação de condutividade em função da umidade relativa. Porém, não foi avaliado se a variação é repetitiva.

Foi preparada então uma amostra para verificar a sensibilidade de sua resistência elétrica à umidade relativa e, portanto, a possibilidade de uso deste polímero como elemento sensor. Alguns miligramas de P(EO-EPI) diluídos em acetona foram depositados sobre uma placa de fibra de vidro de circuito impresso contendo dois eletrodos de cobre polidos, medindo 25mm de largura e distante 0,2mm um do outro. Esta amostra foi posta para secar em vácuo durante dois dias, formando um filme de aproximadamente 100µm de espessura.

A amostra foi colocada dentro de uma câmara climática e excitada com um sinal de corrente de onda quadrada de 1kHz com amplitude de $10\mu\text{A}$ e média igual a zero por uma fonte de corrente Valhalla Scientific 2500EP modulada por um gerador de sinal HP33120A. Esta forma de onda foi aplicada porque o P(EO-EPI) é um polímero condutor iônico e, assim, um valor médio diferente de zero no sinal de excitação provocaria um campo elétrico constante e forçaria, ao longo do tempo, os íons a migrarem para as interfaces polímero-eletrodo, causando a gradativa diminuição da condutividade da amostra. A fim de determinar a resistência da amostra, foi medida a tensão eficaz nas extremidades da amostra com um voltímetro digital HP3458A, nas umidades de 25, 40, 55, 70 e 85%RH, com temperatura constante de 30°C .

O sistema acima descrito está esquematizado na figura 3.1. A figura 3.2 mostra as curvas de resistência versus umidade relativa, obtidas de quatro varreduras de umidade, onde as setas indicam o sentido de variação de umidade. Antes de cada medida, foram esperados 50 minutos para que a umidade se difundisse pela amostra e o equilíbrio entre esta e o ambiente interno da câmara se estabelecesse. A deriva entre as curvas da 1ª e 2ª varreduras é devida provavelmente à acomodação do polímero ao ambiente, já que ele permaneceu em secagem à vácuo por dois dias. Além disso, esta deriva não é tão expressiva entre as curvas das varreduras seguintes.

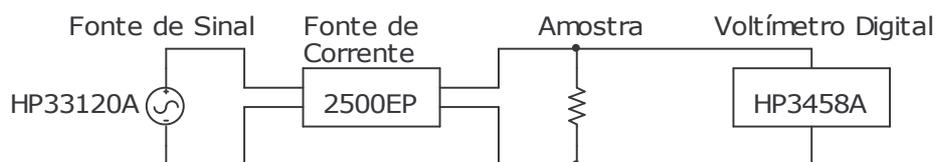


Figura 3.1: Medição de resistência.

De acordo com a figura 3.2, o P(EO-EPI) apresentou uma variação de resistência de aproximadamente uma ordem de grandeza entre 25 e 85%RH, revelando boa sensibilidade à umidade relativa, especialmente em baixa umidade.

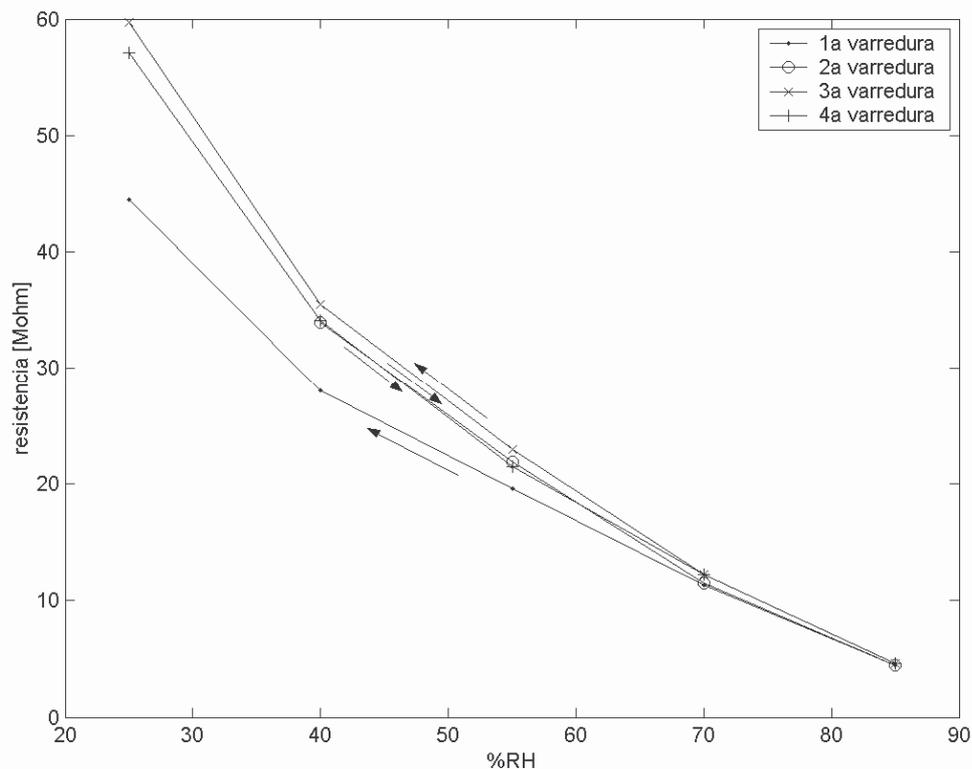


Figura 3.2: Resistência versus umidade relativa do P(EO-EPI) a 30°C.

No entanto, a amostra possui resistência de folha elevada, conforme se pode ver na tabela 3.1. Isto inviabilizaria a implementação do circuito de condicionamento de sinais em tecnologia CMOS 0,35 μ m, pois seria bastante complicado gerar uma corrente de excitação extremamente baixa para que a máxima tensão desenvolvida no sensor não ultrapassasse o limite de tensão determinada pela tecnologia.

| %RH | 1ª varredura [GΩ/□] | 2ª varredura [GΩ/□] | 3ª varredura [GΩ/□] | 4ª varredura [GΩ/□] |
|-----|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| 25 | 5,56 | - | 7,46 | 7,13 |
| 40 | 3,58 | 4,24 | 4,44 | 4,26 |
| 55 | 2,50 | 2,74 | 2,88 | 2,69 |
| 70 | 1,45 | 1,44 | 1,53 | 1,52 |
| 85 | 0,56 | 0,56 | 0,58 | 0,58 |

Tabela 3.1: Resistência de folha do P(EO-EPI) em função da umidade relativa, à 30°C.

Apesar do P(EO-EPI) revelar uma sensibilidade significativa à umidade relativa, havia dois problemas a serem resolvidos: Primeiro, o alto valor da resistência de folha e, segundo, a não repetibilidade das quatro varreduras.

Devido ao fato do P(EO-EPI) ser um condutor iônico, o problema da resistência de folha elevada poderia ser facilmente resolvido ao aumentar a quantidade de portadores iônicos através de uma dopagem com sal. A dopagem traria também a vantagem de reduzir a sensibilidade da amostra às impurezas do ambiente, que poderiam adicionar ao longo do tempo íons à amostra e como consequência, alterar o valor de resistência em uma dada umidade.

Uma nova amostra foi preparada, contendo 11% em massa de NaI, que foi submetida ao mesmo ensaio, também à temperatura constante de 30°C. Foram efetuadas cinco varreduras, cujos resultados estão mostrados na figura 3.3. A adição do dopante provocou a redução da resistência do P(EO-EPI), o que também pode ser verificado comparando-se os valores de resistência de folha da tabela 3.2 com a tabela 3.1.

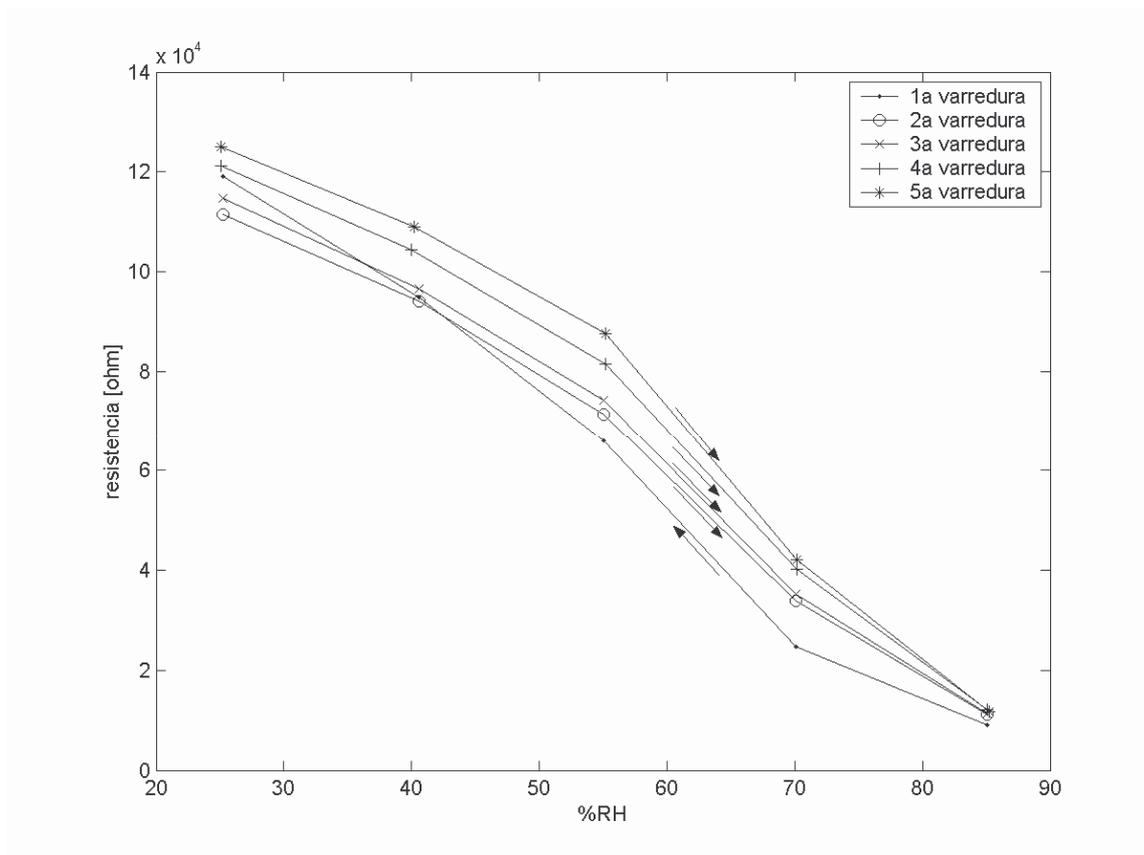


Figura 3.2: Resistência versus umidade relativa do P(EO-EPI) dopado.

| %RH | 1ª varredura [MΩ/□] | 2ª varredura [MΩ/□] | 3ª varredura [MΩ/□] | 4ª varredura [MΩ/□] | 5ª varredura [MΩ/□] |
|-----|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| 55 | 8,24 | 8,93 | 9,28 | 10,18 | 10,95 |

Tabela 3.2: Resistência de folha do P(EO-EPI) dopado, a 30°C.

Mas, ainda persistia o problema da não-repetibilidade dos valores. A cada nova varredura de umidade, os valores das resistências eram sempre maiores do que os da varredura anterior. Num primeiro momento pensou-se que o aumento da resistência fosse devido à oxidação dos eletrodos de cobre, que poderia estar reduzindo a qualidade do contato elétrico com o polímero. O aumento do valor da resistência, no entanto, da ordem de 3,1kΩ, é elevado demais para ser causado pela oxidação em um tempo tão curto como o necessário para as cinco varreduras.

O polímero poderia estar se degradando por excesso de campo elétrico já que não é recomendado submeter o P(EO-EPI) a um campo maior do que 3000V/m. Considerando o formato do substrato, e que a área efetivamente sensora do polímero tem um comprimento de 200 μ m, o campo elétrico é dado pela tensão medida dividida por 200 μ m. A tabela 3.3 mostra as tensões medidas no polímero em função da umidade e pode-se verificar que o campo elétrico ultrapassa o limite de 3000V/m em todos os pontos acima de 55%RH.

| %RH | 1ª varredura [V] | 2ª varredura [V] | 3ª varredura [V] | 4ª varredura [V] | 5ª varredura [V] |
|-----|------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 25 | 1,190 | 1,114 | 1,147 | 1,212 | 1,250 |
| 40 | 0,948 | 0,941 | 0,965 | 1,044 | 1,090 |
| 55 | 0,659 | 0,714 | 0,742 | 0,814 | 0,876 |
| 70 | 0,247 | 0,339 | 0,352 | 0,403 | 0,421 |
| 85 | 0,091 | 0,112 | 0,113 | 0,121 | 0,118 |

Tabela 3.3: Tensões desenvolvidas no P(EO-EPI).

Para verificar se a causa do aumento da resistência é devida ao campo elétrico, bastaria reduzir a intensidade da corrente para um valor tal que a máxima tensão não ultrapassasse 0,6V, que deveria ser de, no máximo, $0,6V/125k\Omega = 4,8\mu A$.

Infelizmente o conversor tensão-corrente disponível, o 2500EP, que não foi projetado para operar com correntes abaixo de 10 μ A, passou a apresentar *off set* e distorção harmônica e o *set up* foi modificado para o da figura 3.3, substituindo o 2500EP. Este circuito permite um melhor controle da tensão sobre a amostra, pois copia a tensão gerada na fonte de sinal para a amostra. Um voltímetro mede a tensão sobre os três resistores e a resistência da amostra pode ser determinada. Do circuito, tem-se:

$$v_o = (2R + r)i \quad (3.1)$$

$$i = \frac{v_i}{r} \quad (3.2)$$

A resistência da amostra é, deste modo, determinada pela seguinte fórmula:

$$r = \frac{2 \cdot R}{\frac{v_o}{v_i} - 1} \quad (3.3)$$

onde R é um resistor de 68kΩ de 1% e v_i é a tensão em forma de onda quadrada de 1kHz, amplitude 0,3V e valor médio igual a zero, aplicada à amostra.

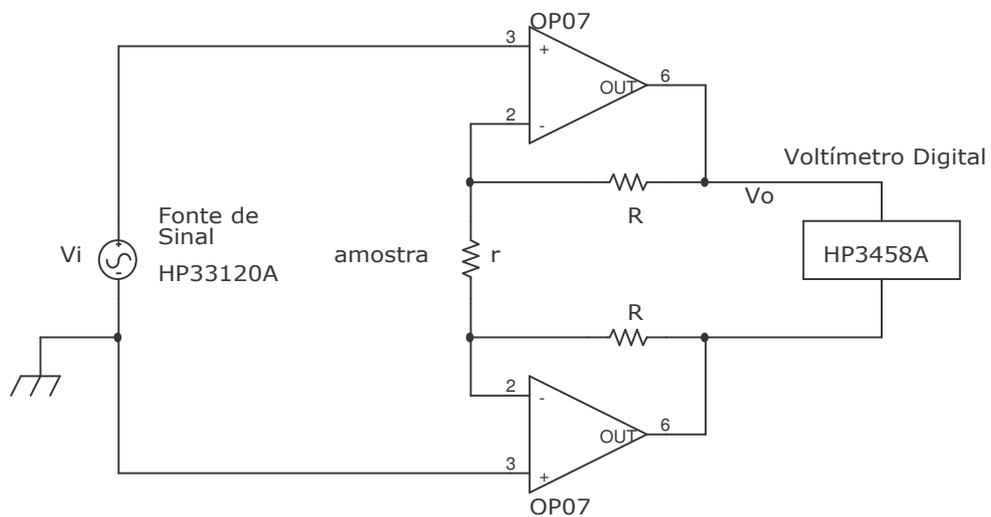


Figura 3.3: Circuito para medida de resistência do P(EO-EPI).

Mais quatro ensaios com a mesma amostra foram feitos. Porém, em vez de varreduras de 85 a 25%RH ou de 25 a 85%RH, foram feitos ciclos completos de umidade, partindo de 85%RH em direção a 25%RH e, em seguida, retornando a 85%RH. Os resultados destes ensaios são apresentados na figura 3.4.

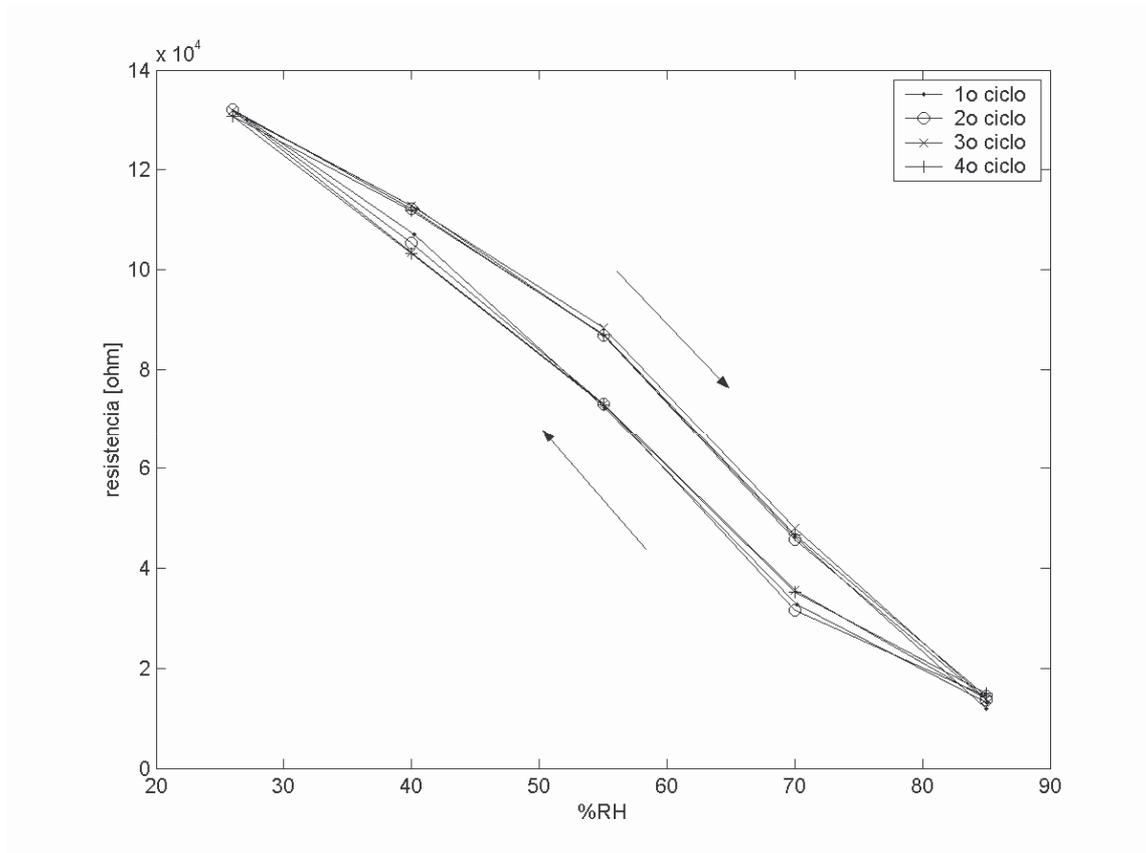


Figura 3.4: Resistência versus umidade relativa, com campo elétrico inferior a 3000V/m.

A amostra apresentou uma repetibilidade razoável de seus valores, revelando que o campo elétrico realmente estava degradando o P(EO-EPI).

O gráfico revelou também a histerese do material com relação à umidade. Este desvio, ε , foi calculado a partir da fórmula (3.4) e o resultado referente a cada ciclo está apresentado na tabela 3.4. Esta amostra, da forma como foi preparada até o momento, apresenta histerese bastante elevada, e, assim como está, o seu uso como sensor seria inviabilizado.

$$\varepsilon = \left(\frac{r_{55\%}^{\text{sobe}} - r_{55\%}^{\text{desce}}}{r_{\text{max}} - r_{\text{min}}} \right) \cdot 100\% \quad (3.4)$$

| %RH | 1º ciclo | 2º ciclo | 3º ciclo | 4º ciclo |
|-----|----------|----------|----------|----------|
| 55 | 12,28% | 11,53% | 13,00% | 12,10% |

Tabela 3.4: Histerese.

Vale lembrar que o filme tem espessura de 100µm, o que retarda a difusão da água absorvida no polímero e eleva o tempo de resposta. Acredita-se que o alto valor de histerese seja devido ao tempo necessário para a água deixar o polímero quando a umidade do ambiente diminui.

O tempo de resposta de um degrau de umidade de 70 a 84%RH foi medido e mostrado na figura 3.5. Neste teste, o tempo é de aproximadamente 16 minutos para atingir 90% do valor de regime.

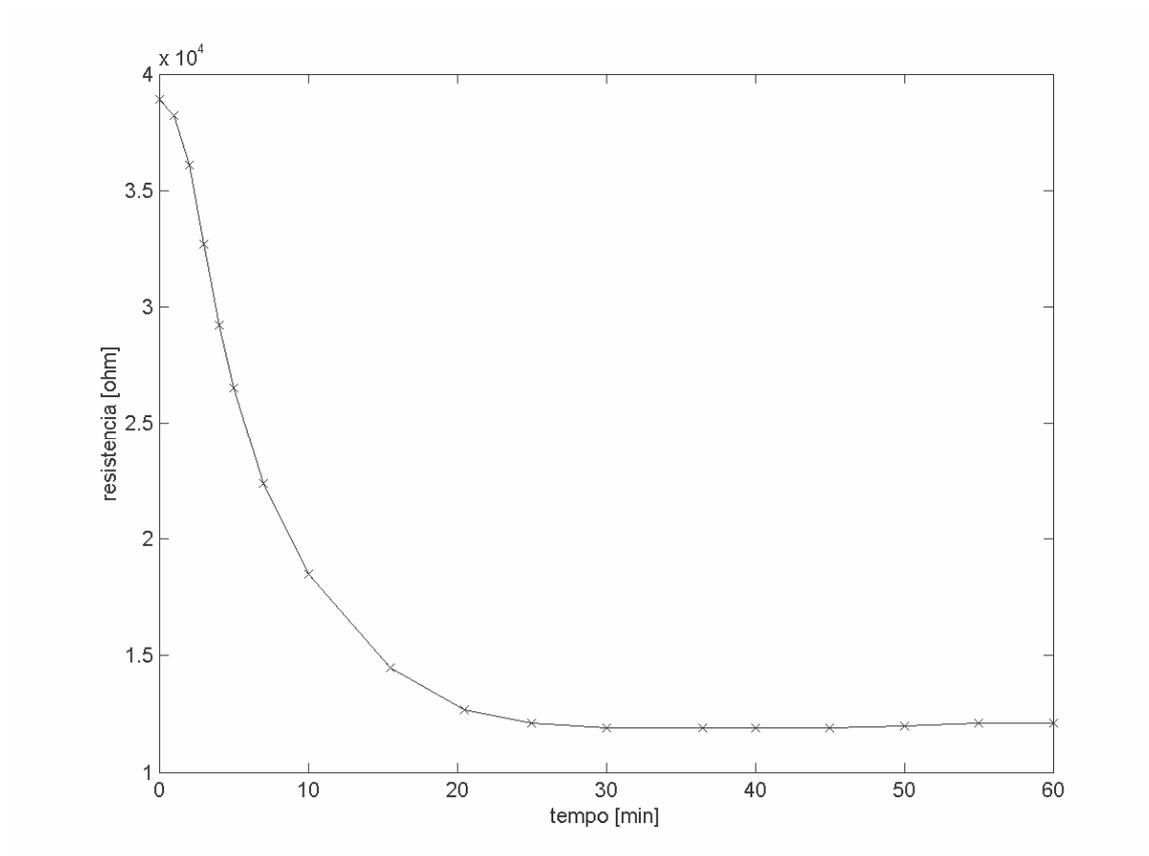


Figura 3.5: Resposta ao degrau de 70% RH a 84% RH.

Os resultados obtidos até aqui mostraram que o P(EO-EPI) dopado com 11% de NaI é promissor como sensor de umidade. O próximo passo seria reduzir a espessura do filme para minimizar a histerese e o tempo de resposta do sensor.

3.2 – Caracterização do sensor baseado em P(EO-EPI)

Foram gravados seis padrões de eletrodos de ouro interdigitados sobre um substrato de alumina polida, cujas dimensões e formato estão mostrados na tabela 3.5 e na figura 3.6. Neste substrato foi depositado por *casting* um filme de 10,4 μ m de espessura de P(EO-EPI) dopado para formar seis sensores que foram identificados por números de 1 a 6. O cálculo da quantidade de polímero e sal necessários para formar o filme na espessura desejada se encontra no apêndice.

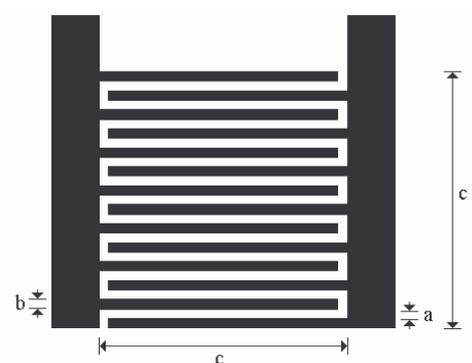


Figura 3.6: Eletrodos Interdigitados.

| | Sensor 1 | Sensor 2 | Sensor 3 | Sensor 4 | Sensor 5 | Sensor 6 |
|---------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| a [mm] | 0,2 | 0,1 | 0,2 | 0,1 | 0,2 | 0,1 |
| b [mm] | 0,2 | 0,1 | 0,2 | 0,1 | 0,2 | 0,1 |
| c [mm] | 5 | 5 | 7,5 | 7,5 | 10 | 10 |

Tabela 3.5: Dimensões dos eletrodos.

Os sensores foram então submetidos a sucessivos ciclos do mesmo teste de variação de umidade relativa, nas temperaturas constantes de 10, 20, 30, 40 e 50°C. As figuras 3.7 a 3.12 mostram os resultados dos ciclos de umidade relativa para 30°C. A histerese em 55%RH dos sensores é mostrada na tabela 3.6, calculada segundo a fórmula 3.4. As figuras 3.13 a 3.18 mostram a dependência dos sensores com a temperatura, nas umidades relativas especificadas nas legendas.

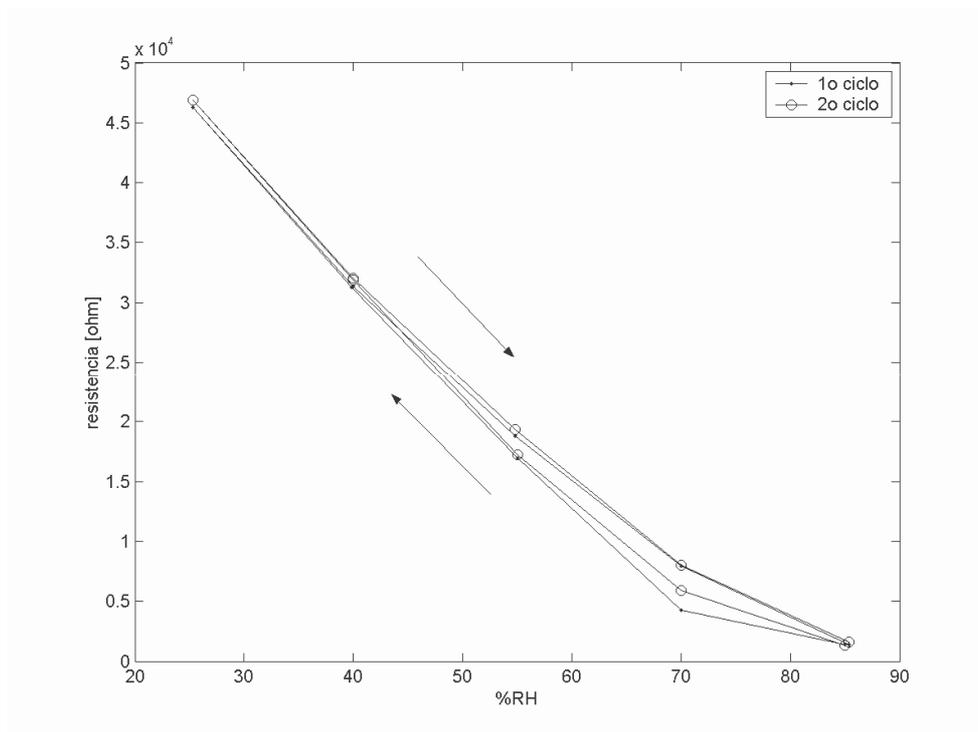


Figura 3.7: Resistência versus Umidade, Sensor 1.

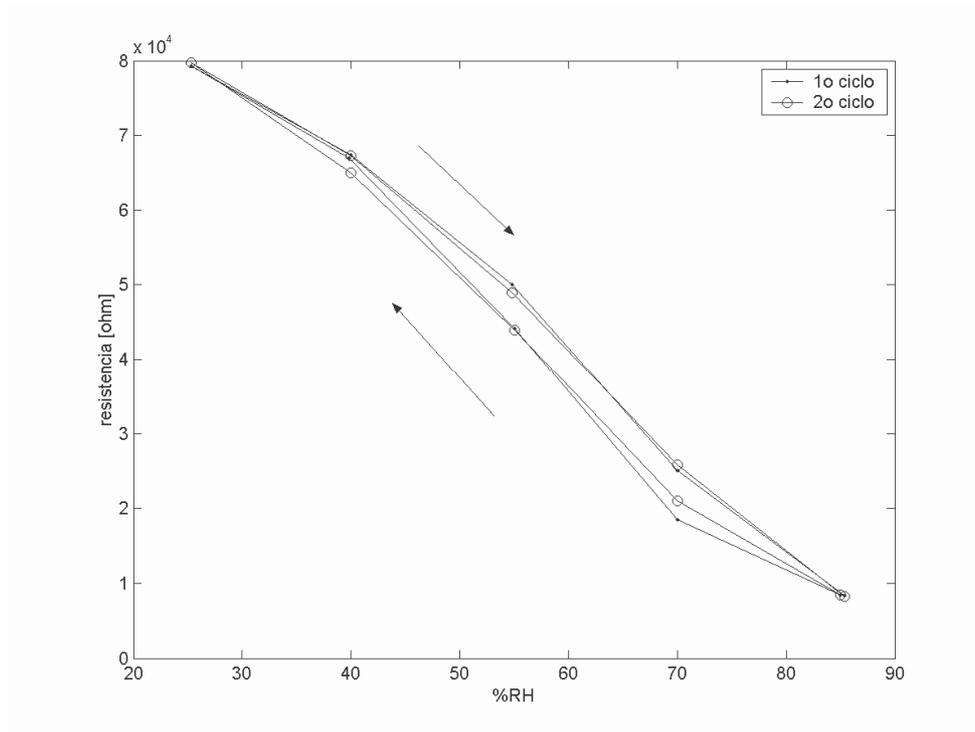


Figura 3.8: Resistência versus Umidade, Sensor 2.

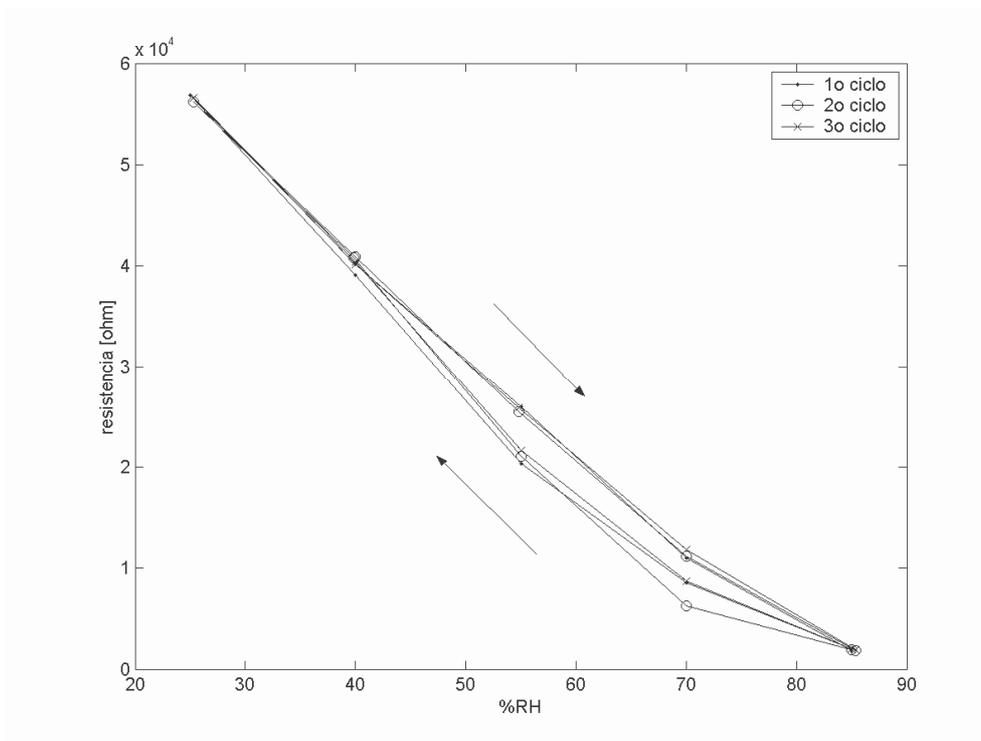


Figura 3.9: Resistência versus Umidade, Sensor 3.

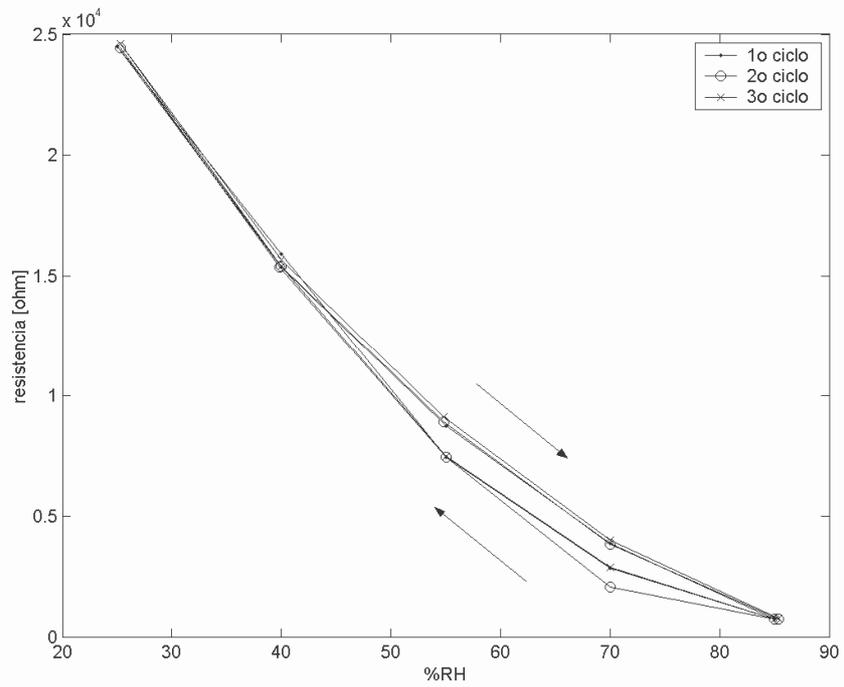


Figura 3.10: Resistência versus Umidade, Sensor 4.

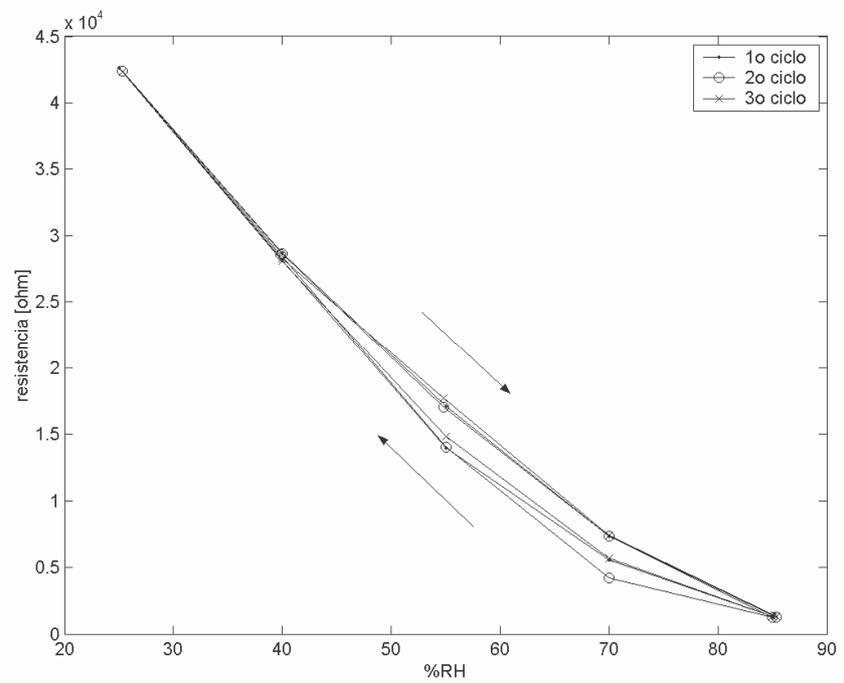


Figura 3.11: Resistência versus Umidade, Sensor 5.

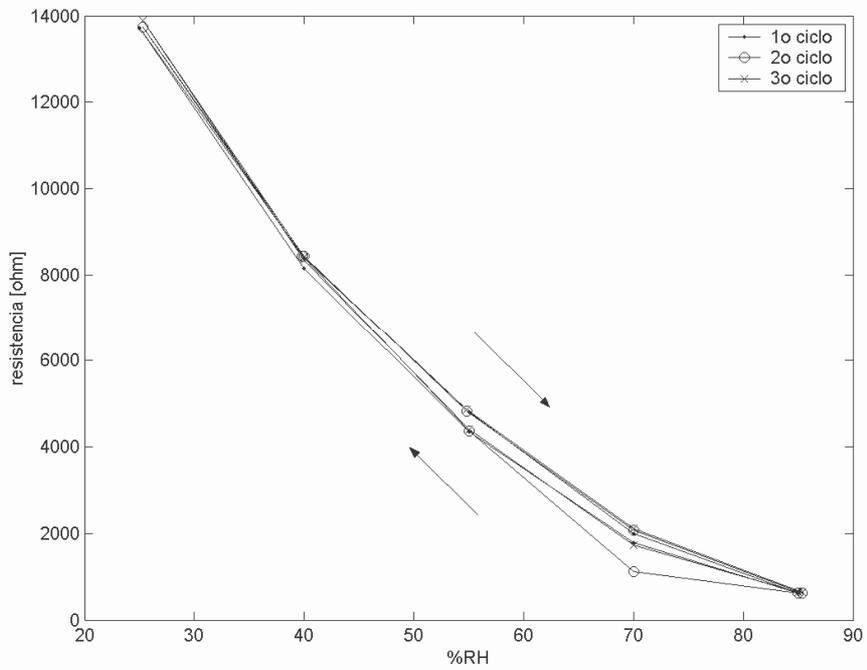


Figura 3.12: Resistência versus Umidade, Sensor 6.

| | Sensor 1 | Sensor 2 | Sensor 3 | Sensor 4 | Sensor 5 | Sensor 6 |
|-----------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 1º ciclo | 9,53 | 5,65 | 5,53 | 10,19 | 7,52 | 3,44 |
| 2º ciclo | 4,05 | 8,34 | 6,24 | 8,26 | 7,36 | 3,46 |
| 3º ciclo | 4,69 | 6,94 | 6,73 | 7,87 | 7,08 | 3,42 |

Tabela 3.6: Histerese a 55% RH.

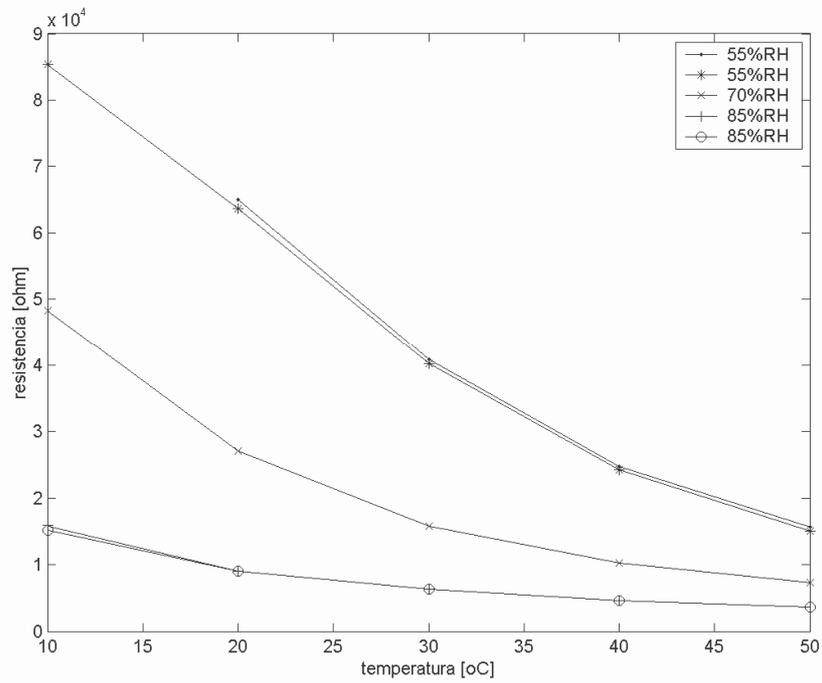


Figura 3.13: Resistência versus Temperatura, Sensor 1.

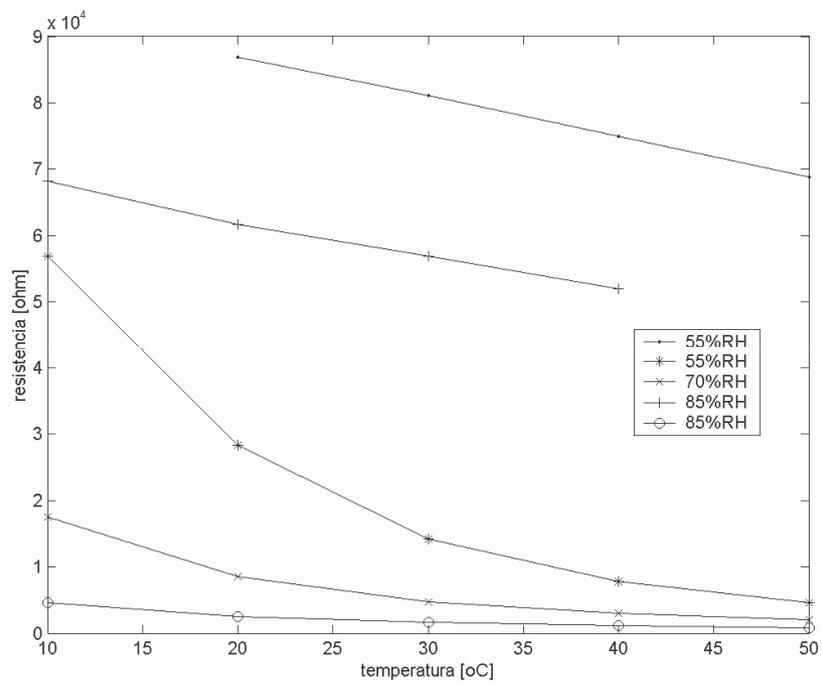


Figura 3.14: Resistência versus Temperatura, Sensor 2.

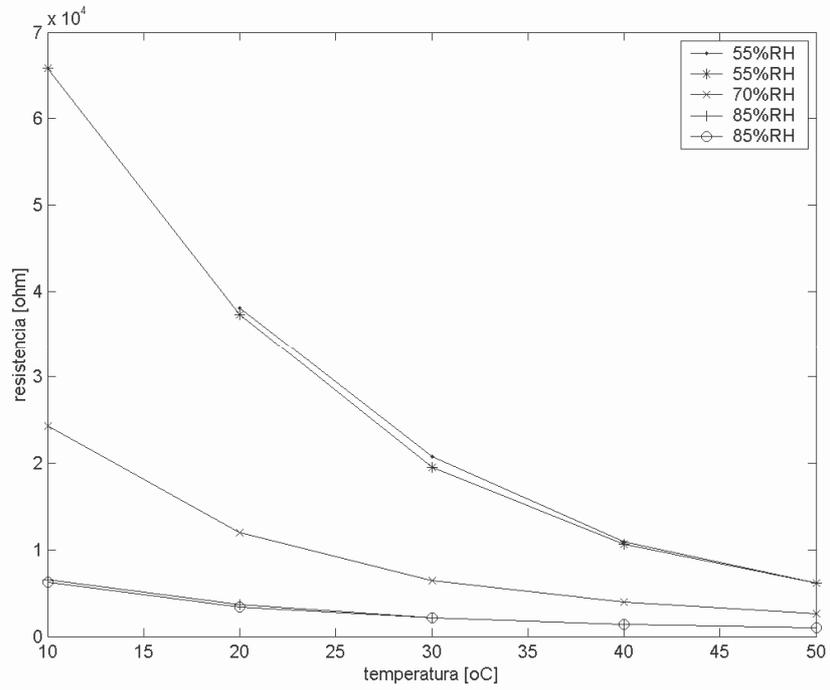


Figura 3.15: Resistência versus Temperatura, Sensor 3.

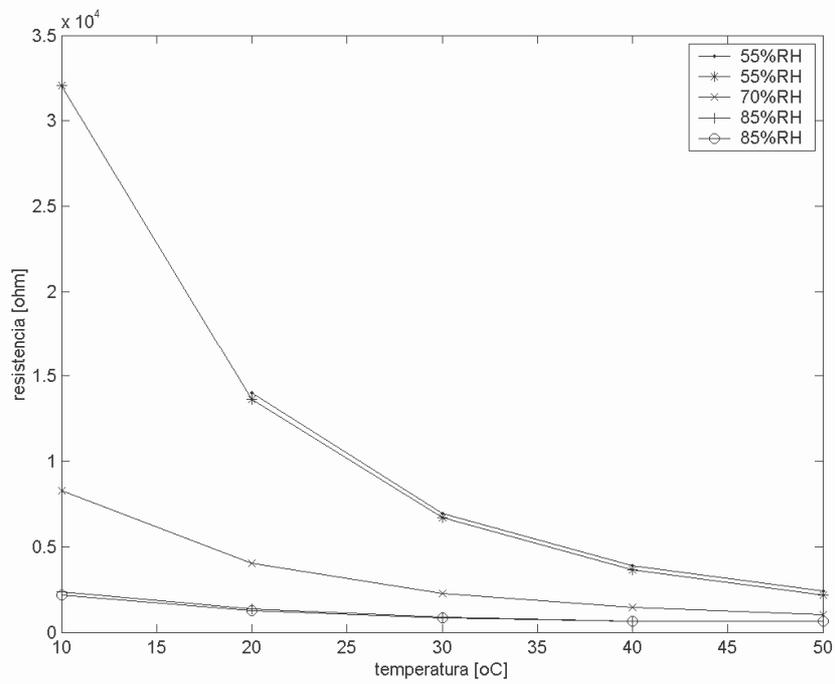


Figura 3.16: Resistência versus Temperatura, Sensor 4.

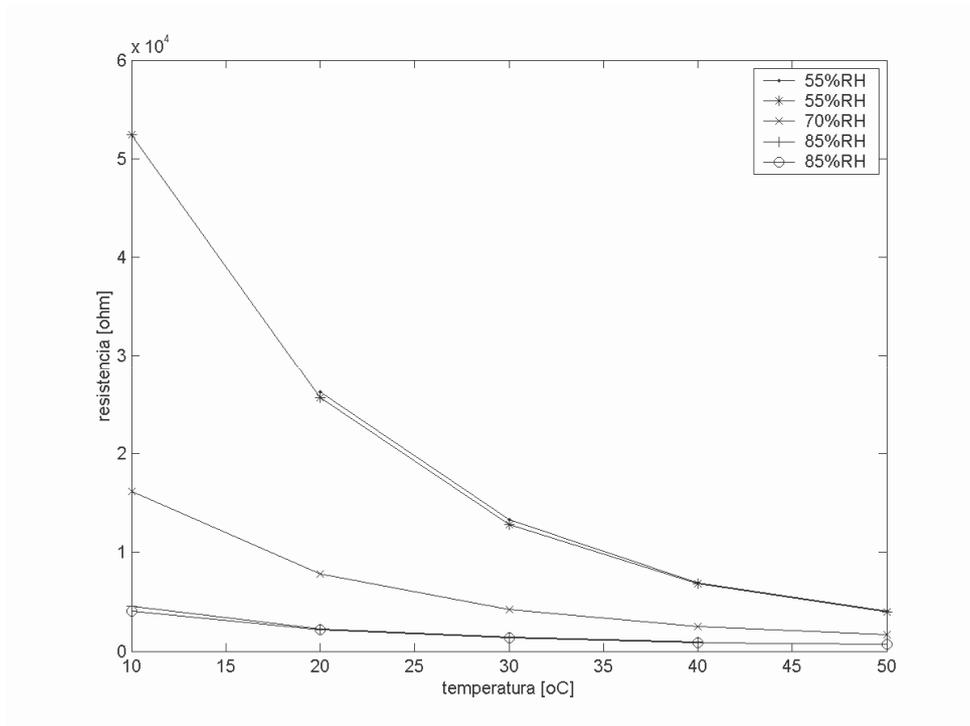


Figura 3.17: Resistência versus Temperatura, Sensor 5.

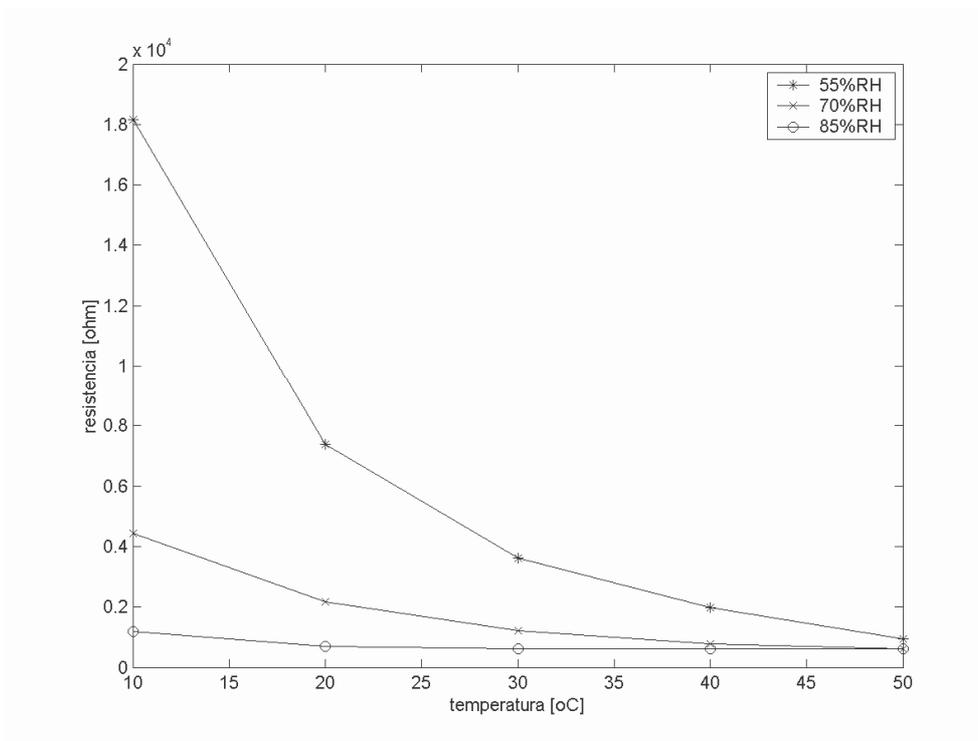


Figura 3.18: Resistência versus Temperatura, Sensor 6.

Ao relacionar a tabela de dimensões dos eletrodos com os gráficos de umidade e de temperatura, pode-se notar, exceto para o sensor 1, que a faixa de resistência de saída é menor quanto maior é a área dos eletrodos. E é ainda menor quanto menor for a distância entre os braços dos eletrodos (dimensão **a** na figura 3.6). Assim, quanto menor for a distância entre os eletrodos e maior for a área de exposição, maior será a sensibilidade do sensor.

Em todos os sensores, há no segundo ciclo um grande desvio no ponto de 70%RH quando a umidade é reduzida de 85% para 70%RH. Este defeito é provavelmente devido ao efeito de encharcamento do sensor, depois de operar por um longo tempo (50 minutos) em umidade muito elevada.

Os gráficos de resistência versus temperatura revelaram também que a dependência do P(EO-EPI) com a temperatura é grande, sendo mais acentuada quanto menor for a umidade relativa. No entanto, quanto menor for a distância entre os braços dos eletrodos, menor é a dependência com a temperatura.

Dentre os sensores testados, o que melhor se adapta à topologia do circuito de condicionamento (que será descrito no capítulo 4) é o sensor 6. O fato de ele apresentar a menor variação de resistência (*full scale output*), aproximadamente $13,2\text{k}\Omega$ (à 30°C) implicaria em um menor consumo de energia do circuito. Embora uma menor variação de resistência leve a uma menor sensibilidade, não se deve considerar isso como uma deficiência, pois o sensor 6 é o que tem a menor e a mais homogênea histerese e sua dependência com a temperatura é a menor. Também é o que tem a menor resistência de *off-set*, 800Ω a 30°C .

3.3 – Modelo matemático do sensor

Esta sessão trata da busca de uma relação matemática, específica para o sensor 6, que possa representar seu comportamento.

De acordo com a referência [14], o comportamento da condutividade de um polímero em relação à temperatura pode ser descrito pela relação empírica (3.5):

$$\sigma(T) = \frac{\sigma_0}{\sqrt{T}} \cdot e^{\frac{B}{T-T_0}} \quad (3.5)$$

onde σ_0 é uma condutância de referência, cuja unidade é S, T é a temperatura ambiente e T_0 é a temperatura de transição vítrea, ambas em Kelvin, e B é chamado de termo de pseudo-ativação, dada em J/mol, dividido pela constante universal dos gases. Na referência [14], os valores das grandezas A, B e T_0 são respectivamente 0,74S, 4,9kJ/mol (não incluindo a constante universal dos gases) e 220K para o P(EO-EPI) dopado com LiClO_4 , à temperatura de 30°C. Apesar de o polímero estar dopado com um sal diferente, estes foram os valores considerados no desenvolvimento matemático do sensor.

A equação (3.5) pode ser modificada para relacionar a resistência com a temperatura, em °C:

$$r(t) = \frac{1}{\frac{A}{\sqrt{t+273}} \cdot e^{\frac{B}{t+273-T_0}}} \quad (3.6)$$

Para verificar o comportamento do sensor com relação à temperatura, foram feitas medidas da resistência nas temperaturas de 10, 20, 30, 40 e 50°C, sob umidades relativas de 60, 70, e 85%RH. O sensor não foi submetido a temperaturas mais altas porque não é aconselhável ultrapassar o valor de 60°C, sob pena de causar degradação do polímero. Também não foram feitas mais medidas com valores de umidade relativas inferiores a 60%RH devido ao

longo tempo necessário para a acomodação da umidade no interior da câmara climática em 20°C e à impossibilidade de atingir a umidade desejada em 10°C. Antes de cada medida, foi esperado um tempo de 30 minutos, garantindo, deste modo, a absoluta estabilização da temperatura na câmara.

Os resultados destas medidas estão mostrados nos gráficos das figuras 3.19 a 3.21. Nestes gráficos, os * representam os valores de resistência medidos, enquanto que a curva representa a equação (3.6).

Observa-se uma boa aproximação da curva aos pontos medidos nos ensaios de 60 e 70%RH.

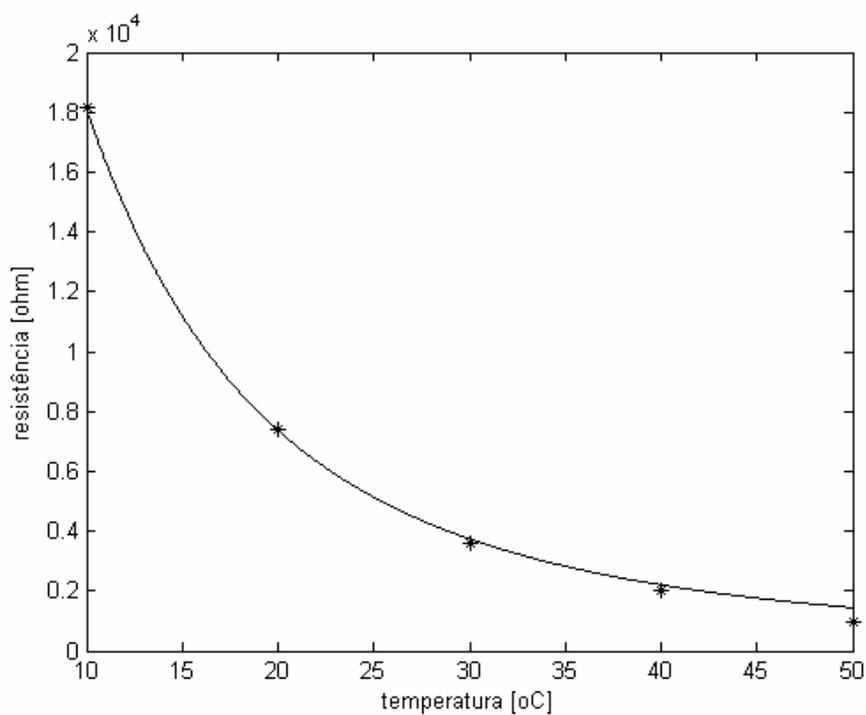


Figura 3.19: Resistência versus Temperatura a 60% RH.

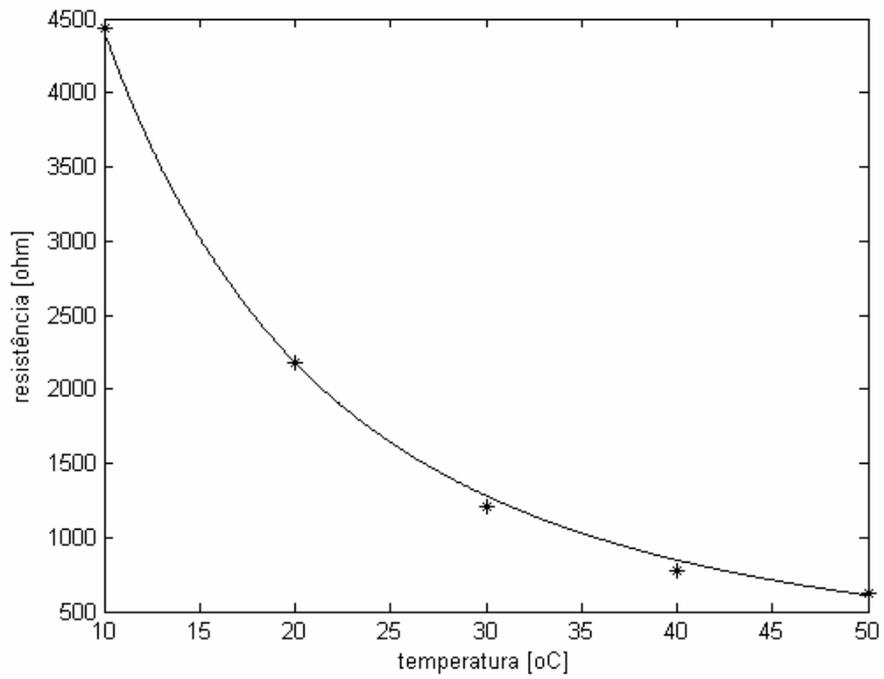


Figura 3.20: Resistência versus Temperatura a 70% RH.

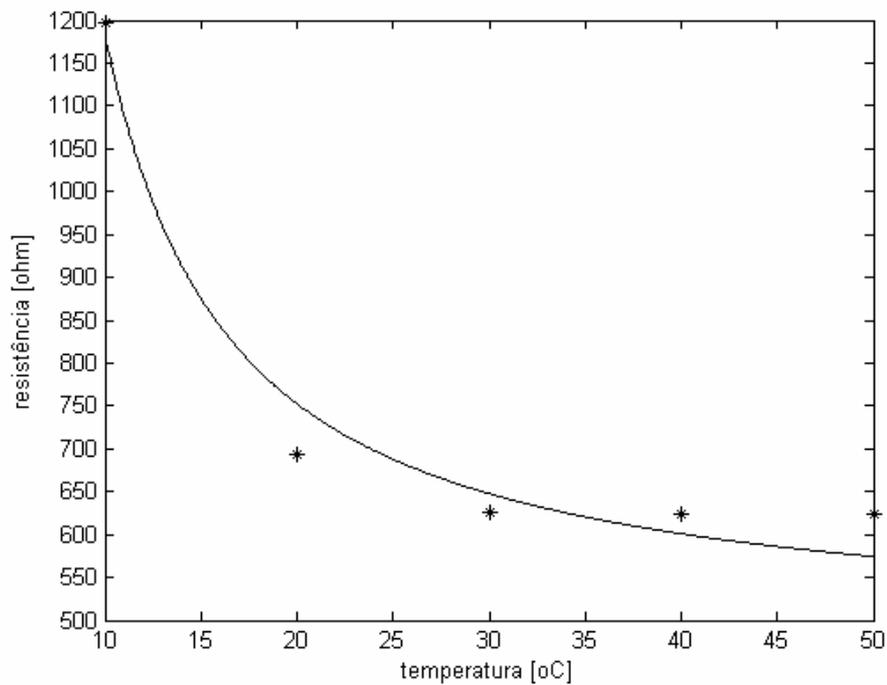


Figura 3.21: Resistência versus Temperatura a 85% RH.

A equação (3.6) sugere que uma das grandezas A ou B possa ser função da umidade, ou ambas. Se mantivermos fixa a grandeza A em 0,74S, B assume valores -397,46J, -349,83J e -270,36J respectivamente para 60%RH, 70%RH e 85%RH. Isso mostra que A pode ser mantida fixa e B pode ser a única variável responsável por carregar a informação de umidade.

As curvas da figura 3.12 mostram que o comportamento da resistência do sensor com relação à umidade relativa pode ser aproximado a um polinômio de segunda ordem. A fim de se determinar uma única equação que modela o sensor com relação à temperatura e à umidade relativa, é preciso gerar uma função polinomial que relaciona B com a umidade relativa. Para tanto, foram considerados os dados R versus rh do sensor a 30°C, mostrados na tabela 3.7:

| 85% RH | 70% RH | 55% RH | 40% RH | 25% RH | 40% RH | 55% RH | 70% RH | 85% RH |
|---------|----------|----------|----------|-----------|----------|----------|----------|---------|
| 625,72Ω | 1283,75Ω | 3452,58Ω | 7647,49Ω | 13614,92Ω | 7897,73Ω | 4202,94Ω | 1738,86Ω | 625,22Ω |

Tabela 3.7: Resistência versus RH do sensor 6 a 30°C.

Foi isolado B da equação (3.6), mantendo A igual a 0,74, para formar uma função B(t,r,rh). Esta função foi então interpolada na variável rh através da função `polyfit(x,y,order)` do Matlab, onde:

x = vetor contendo a linha rh, da tabela 6.2;

y = B(t,r,rh) e t é fixo em 30°C e r é um vetor com os valores de resistência da tabela 3.7;

order = 2, a ordem do polinômio a ser interpolado.

A equação interpolada B(rh) para 30°C resulta em:

$$B(\text{rh}) = 0,0214 \cdot \text{rh}^2 + 1,9809 \cdot \text{rh} - 593,3507 \quad (3.7)$$

A variável B na equação (3.6) agora é uma função da umidade relativa. Substituindo a equação (3.7) em (3.6) obtemos a equação que modela o sensor em função de temperatura e umidade:

$$r(t, rh) = \frac{\sqrt{t + 273}}{0,74 \cdot e^{\frac{0,0214 \cdot rh^2 + 1,9809 \cdot rh - 593,3507}{t + 53}}} \quad (3.8)$$

onde a temperatura t é dado em °C e a umidade relativa rh, em %RH.

A figura 3.22 apresenta um exemplo da relação entre a resistência do sensor calculada pela fórmula (3.8).

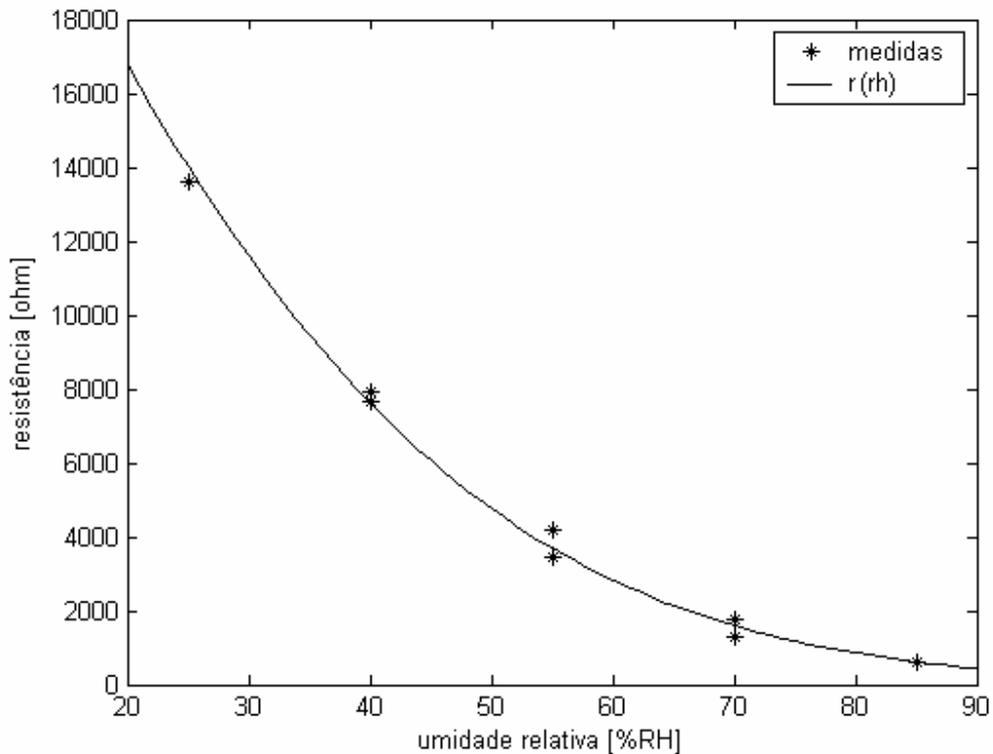


Figura 3.22: r(rh) a 30°C.

Capítulo 4

Circuito Condicionador de Sinais

Depois de concluído o desenvolvimento e a caracterização do elemento sensor, partiu-se para o desenvolvimento de um circuito integrado para condicionamento de sinais, tendo como base as seguintes informações do sensor:

- Faixa de resistência: $129,6\Omega$ - $271,12k\Omega$, (99%RH, 60°C - 1%RH, 10°C);
- Tensão máxima aplicada ao elemento sensor: 300mV.

Para a implementação deste circuito condicionador, foi utilizada uma metodologia de projeto *top-down*, na qual se pensa no funcionamento do sistema como um todo, depois o sistema é particionado em blocos, conforme mostrado na figura 4.1. E finalmente passa-se ao projeto destes blocos, que foram implementados em uma única pastilha, na tecnologia CMOS poço N de $0,35\mu\text{m}$, 3,3V da *Austria Micro Systems* (AMS).

Trata-se de um sistema de sinal misto composto pelos seguintes blocos:

- Um circuito que faz a excitação do sensor;
- Um transconductor usado para medir a resistência do sensor;

- Um circuito para medir a temperatura ambiente, para posterior correção da dependência térmica do sensor;
- Circuito de polarização, oscilador e gerador de fases de *clocks*.

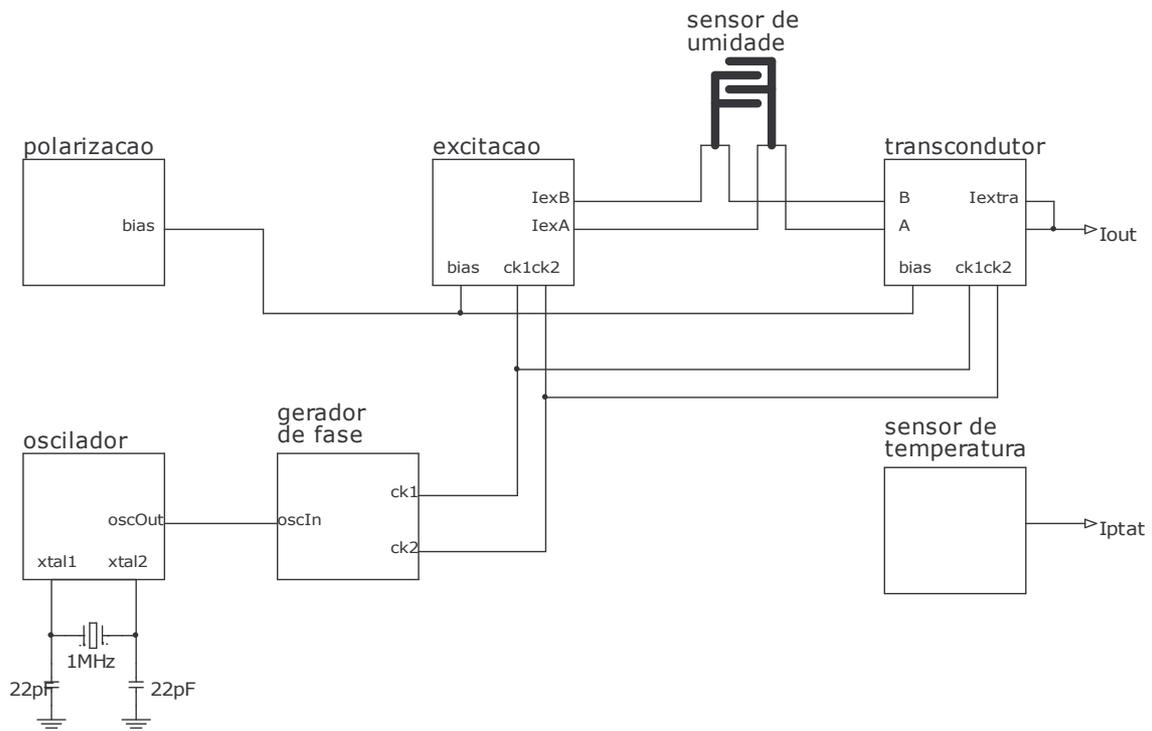


Figura 4.1: Diagrama de blocos do circuito condicionador de sinais.

4.1 – O Circuito de Excitação

O sensor de umidade apresenta como mecanismo de condução o transporte iônico. Não se pode, portanto, aplicar sobre este sensor nenhum sinal que contenha componente DC. Esta componente polarizaria os eletrodos do sensor, forçando os íons a migrarem para o eletrodo de sinal oposto. Ao longo do tempo o sensor deixaria de funcionar, devido à gradativa redução da condução iônica.

Respeitando a ausência de componente DC, o sensor pode, a princípio, ser excitado com qualquer forma de onda, seja quadrada, senoidal, triangular, etc, não sendo observada nenhuma diferença na resposta do sensor.

Considerando que a forma de onda quadrada é a mais simples de ser gerada por circuitos eletrônicos, escolheu-se excitar o sensor com uma corrente tendo esta forma, gerada através do circuito da figura 4.2. Este circuito é constituído por uma fonte de corrente, por uma ponte H e por um deslocador de tensão.

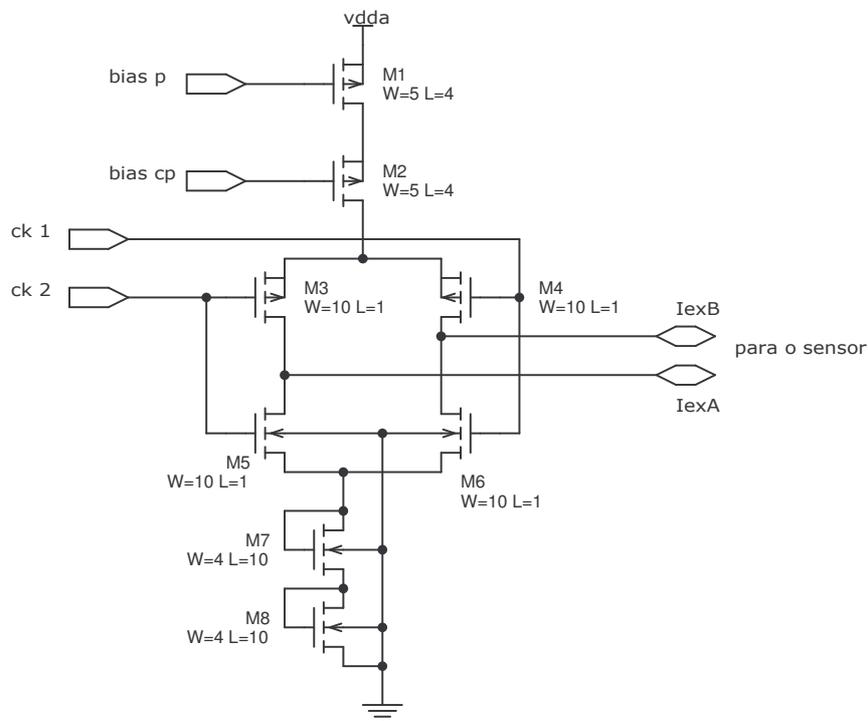


Figura 4.2: Circuito de excitação.

A fonte de corrente, formada pelos transistores M1 e M2, é do tipo cascode. Esta configuração é necessária para garantir a regulação da corrente, visto que o sensor varia sua resistência em aproximadamente três ordens de grandeza em toda a faixa de umidade relativa. As dimensões de M1 e M2 foram calculadas para gerar uma corrente de $1\mu\text{A}$,

levando-se em conta que a máxima resistência do sensor é em torno de $271,12\text{k}\Omega$ e a máxima tensão permitida é de 300mV .

A ponte H é formada por M3, M4, M5 e M6. É este o circuito responsável pela forma quadrada do sinal de excitação. Os sinais ck1 e ck2 são *clocks* interdigitados de função-trabalho de 50% que ora acionam os pares M3 e M6, ora os pares M4 e M5, promovendo, portanto, a circulação alternada da corrente no sensor.

Já os transistores M7 e M8 têm a função de gerar uma diferença de tensão de pelo menos 500mV entre o sensor e o terra do circuito para garantir a correta operação do transcondutor. A necessidade deste deslocamento de nível será justificada mais adiante.

4.2 – O Transcondutor

O circuito de excitação faz circular uma corrente sobre o sensor de tal modo que a queda de tensão sobre o sensor possa ser lida pelo circuito a seguir.

Trata-se de um amplificador de transcondutância [8], cujo diagrama simplificado é mostrado na figura 4.3. Este circuito é altamente linear e é capaz de medir variações muito pequenas de resistência de entrada, pelo fato de ele copiar a tensão de entrada para um resistor interno e usá-lo como elemento transcondutor. Além disso, o ganho deste circuito é determinado apenas pelo valor desta resistência.

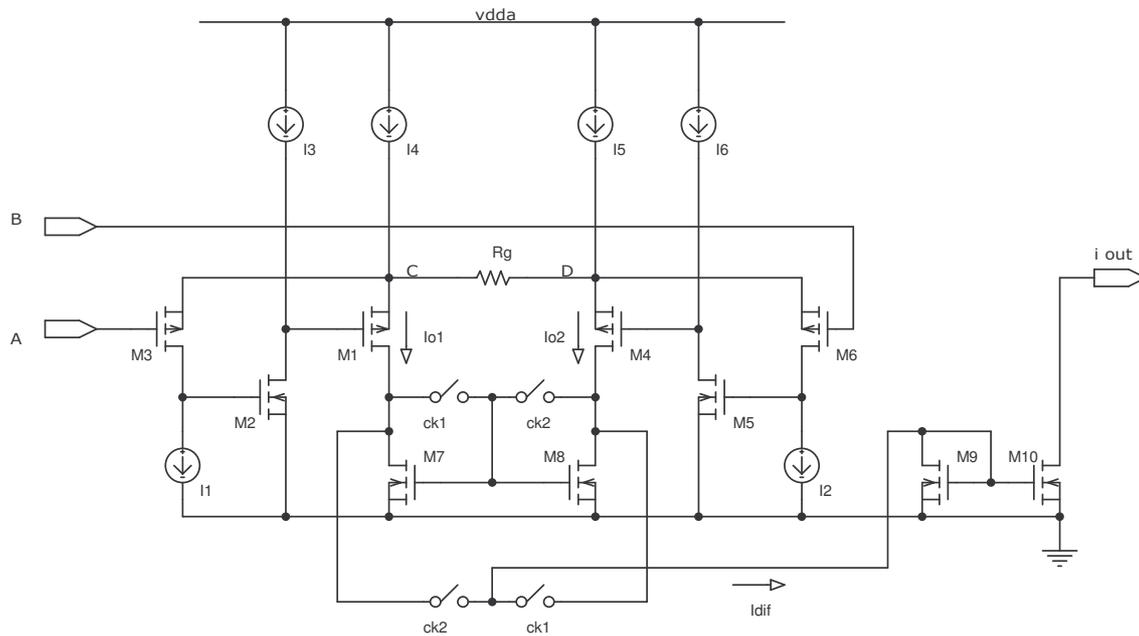


Figura 4.3: Circuito de leitura simplificado.

A vantagem deste circuito em medir pequenas variações de resistência torna-se bastante proveitosa na aplicação do sensor de umidade desenvolvido, já que este apresenta uma excursão estreita em toda a faixa de umidade relativa. Por exemplo, a 30°C, a excursão é de aproximadamente 215,0Ω a 31,8kΩ (0,22mV a 0,032V). Então, uma diferença de 0,06mV pode significar um erro de umidade de 2%RH, quando o sensor estiver operando em umidade elevada.

Este transconductor utiliza uma técnica que inverte um espelho de corrente em sincronismo com a ponte H para transformar a tensão AC do sensor (lida através dos terminais A e B) em uma saída de corrente unipolar (I_{out}). Esta técnica, conhecida como *chopper*, também permite a redução do *off-set* e do ruído gerados pelo próprio amplificador.

Deve ser observado que devido ao sincronismo entre a ponte H e o espelho de corrente chaveado (M7-M8) as condições abaixo devem ser satisfeitas:

$$V_A \geq V_B \Rightarrow V_C \geq V_B \quad (4.1)$$

$$V_A \leq V_B \Rightarrow V_C \leq V_D \quad (4.2)$$

Caso as condições acima não sejam satisfeitas, a corrente sobre R_g circulará na direção contrária e o espelho refletirá a maior das correntes I_{o1} e I_{o2} . Isso sugere que o sentido de I_{dif} circule em direção ao espelho chaveado em vez do espelho de saída. Como esse sentido não é possível, a tensão nesta malha cairá, levando M9 ao corte e a corrente de saída seria zero.

O circuito, conforme pode ser visto na figura 4.3, é composto por dois amplificadores de tensão com realimentação unitária, formados por M1, M2 e M3 e por M4, M5 e M6. A finalidade destes amplificadores é copiar a tensão dos terminais A e B para os terminais C e D do resistor R_g , acrescidas de V_{gs3} e V_{gs6} , respectivamente. A diferença de tensão em C e D faz circular uma corrente por R_g , dada por:

$$I_g = \frac{V_C - V_D}{R_g} \quad (4.3)$$

onde:

$$V_C = V_A + V_{gs3} \quad (4.4)$$

$$V_D = V_B + V_{gs6} \quad (4.5)$$

Somando as correntes nos nós C e D, tem-se:

$$I_{o1} = I_4 - I_1 - I_g \quad (4.6)$$

$$I_{o2} = I_5 - I_2 + I_g \quad (4.7)$$

Conforme analisado anteriormente, o espelho de corrente M7-M8 irá refletir sempre a menor das correntes acima definindo uma corrente, I_{dif} , unipolar:

$$I_{dif} = I_{o1} - I_{o2} = (I_4 - I_5) + (I_2 - I_1) - 2 \cdot I_g \quad (4.8)$$

Devem-se destacar algumas fontes de erro que o circuito insere no sinal. As correntes de polarização I_1 , I_2 , I_4 e I_5 deveriam ser idealmente iguais aos pares (I_1, I_2) e (I_4, I_5) . Na realidade isso nunca acontece, pois não é possível garantir que o casamento geométrico entre os transistores das fontes e suas diferenças de V_{ds} sejam nulos. Por causa disso, estas correntes têm entre si um *off-set*.

Deve ser considerada outra fonte de erro, proveniente dos transistores M3 e M6. Idealmente, V_{gs3} e V_{gs6} deveriam ser iguais. Mas, variações na geometria, no V_T destes transistores, ou mesmo um gradiente de temperatura, são suficientes para que essas tensões sejam ligeiramente diferentes. Essa diferença está embutida na corrente I_g :

$$I_g = \frac{V_c - V_D}{R_g} = \frac{V_A - V_B}{R_g} + \frac{V_{gs3} - V_{gs6}}{R_g} \quad (4.9)$$

Substituindo (4.8) em (4.9), a corrente de saída passa a ser determinada por:

$$I_{dif} = I_{o1} - I_{o2} = \left[(I_4 - I_5) + (I_2 - I_1) - 2 \frac{V_{gs3} - V_{gs6}}{R_g} \right] - 2 \frac{V_A - V_B}{R_g} \quad (4.10)$$

onde, o erro contido pode ser explicitado:

$$I_{erro} = (I_4 - I_5) + (I_2 - I_1) - 2 \frac{V_{gs3} - V_{gs6}}{R_g} \quad (4.11)$$

A corrente I_{erro} representa o *off-set* gerado pelo circuito. No entanto, este erro é eliminado pelo próprio mecanismo de chaveamento síncrono entre a ponte H e o espelho M7-M8. Observando ainda a figura 4.3, quando o *clock* muda de fase a corrente sobre o sensor inverte, mas também a configuração do espelho M7-M8. Assim a corrente I_{dif} será:

$$I_{dif} = +I_{erro} - 2 \frac{V_A - V_B}{R_g}, \text{ durante a fase ck2} \quad (4.12)$$

$$I_{\text{dif}} = -I_{\text{erro}} - 2 \frac{V_A - V_B}{R_g}, \text{ durante a fase ck1} \quad (4.13)$$

A corrente de saída, I_{out} , que é a cópia de I_{dif} , tem, portanto, forma de onda quadrada em torno de um valor médio, dado por:

$$I_{\text{out}} = \text{Média}(I_{\text{dif}}) = 2 \frac{V_A - V_B}{R_g} \quad (4.14)$$

O erro de *off-set* do transcondutor é então eliminado.

Como $V_A - V_B$ é uma tensão produzida pelo sensor, a fórmula acima pode ser reescrita para relacionar I_{out} com a resistência do sensor:

$$V_A - V_B = r \cdot I_{\text{ex}} \quad (4.15)$$

$$\therefore I_{\text{out}} = 2 \frac{I_{\text{ex}}}{R_g} r \quad (4.16)$$

onde r é a resistência do sensor e I_{ex} é a corrente de excitação.

No entanto, quando o sensor estiver operando em umidade relativa elevada, haverá uma tensão bastante pequena nos terminais do transcondutor. A corrente em R_g será muito pequena, implicando em uma diferença igualmente pequena das correntes I_{o1} e I_{o2} . O problema é que se o descasamento entre M3 e M6 e/ou o descasamento entre os pares de fonte (I_1 e I_2) e (I_4 e I_5) forem expressivos suficiente para provocar a inversão das amplitudes de I_{o1} e I_{o2} , uma das condições (4.1) e (4.2) será violada, a corrente I_{dif} fluirá no sentido contrário e a corrente de saída do transcondutor será zero na fase em questão.

Para evitar essa possibilidade de operação errônea foi adicionada uma corrente extra à maior das correntes I_{o1} e I_{o2} , de forma a garantir sempre que a menor das correntes esteja na entrada do espelho M7-M8. Na saída do circuito a corrente extra é subtraída, para não

alterar a função de transferência do transcondutor. O circuito, devidamente modificado é apresentado na figura 4.4.

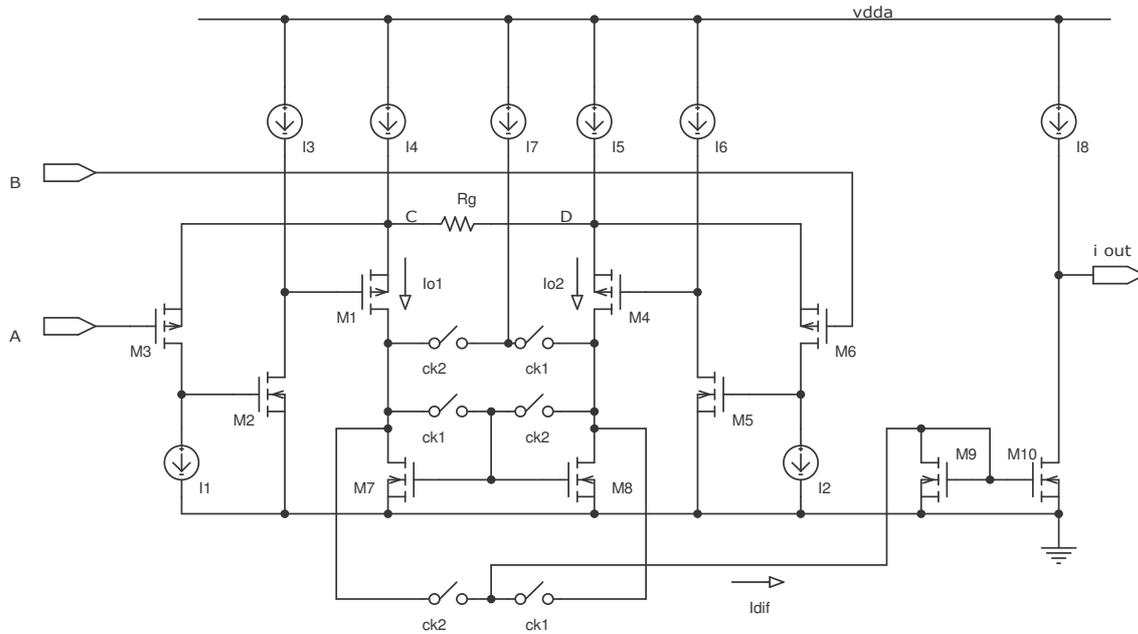


Figura 4.4: Transcondutor com compensação do *off-set*.

A corrente extra é obtida pela fonte de corrente I_7 . A escolha entre I_{o1} e I_{o2} para a soma com a corrente I_7 é feita da seguinte forma: Durante a fase de *clock* $ck1$, por exemplo, o espelho M7-M8 estará configurado para copiar I_{o1} para o lado direito. Nesta fase, a fonte de corrente I_7 é somada à I_{o2} . Assim, a corrente I_{dif} será:

$$I_{dif} = I_{o2} + I_7 - I_{o1} \quad (4.17)$$

e nunca terá seu sentido mudado. No entanto, a informação carregada por I_{dif} já não é mais a desejada. Para recuperar a informação original, I_{dif} deve ser subtraída da corrente extra I_7 . Ao nó de saída (externo ao *chip*) foi conectada a fonte de corrente I_8 , que gera uma corrente de mesma amplitude de I_7 . Tem-se, portanto, que a corrente de saída do transcondutor é:

$$I_{\text{out}} = I_{\text{dif}} - I_7 \quad (4.18)$$

$$\therefore I_{\text{out}} = I_{o2} - I_{o1} \quad (4.19)$$

A inserção desta corrente elimina assim o risco de ter sua saída levada a zero devido ao descasamento de corrente das fontes ou da diferença de tensão *gate-source* dos transistores M3 e M6.

4.3 – Dimensionamento dos componentes do transcondutor

O resistor Rg e as fontes de corrente I4 e I5 foram dimensionados levando em conta o máximo valor de tensão produzido pelo sensor, 300mV. Como o valor de Rg é definido por:

$$R_g = \frac{V_A - V_B}{I_g} \quad (4.20)$$

passa-se a ter um compromisso entre Rg e a máxima corrente I_g , que implica diretamente na decisão do consumo do circuito e da faixa de tensão desejada na entrada. Escolhendo Rg igual a 10k Ω , I_g será igual a 30 μ A quando a tensão for 300mV. O resistor, que é do tipo RPOLY2, apresenta tolerância de quase 30% no valor da resistência [12], que, no pior caso, terá o valor mínimo de 7k Ω . Portanto:

$$I_{g\text{max}} = \frac{0,30}{7000} = 43\mu\text{A} \quad (4.21)$$

As fontes de corrente I4 e I5 devem ser capazes de suprir 43 μ A além de mais 4 μ A necessários para as fontes I1 e I2 e para manter M1 e M4 sempre na saturação.

Determinado Rg e o valor das fontes de corrente foram dimensionados os transistores dos amplificadores formados por M1, M2, M3 e M4, M5, M6.

Os ganhos G_{Mi} são calculados pelas seguintes equações:

$$G_1 = \frac{r_{dM1} \parallel r_{dM18}}{r_{eM1} + r_{dM1} \parallel r_{dM18}} \quad (4.23)$$

$$G_2 = -\frac{r_{dM2} \parallel r_{dM17}}{r_{eM2}} \quad (4.24)$$

$$G_3 = -\frac{r_{dM3} \parallel r_{dM23}}{r_{eM3}} \quad (4.25)$$

onde

$$r_{dMi} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{dMi}}$$

$$r_{eMi} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot I_{diM} \cdot K_{PMi} \cdot \frac{W_{Mi}}{L_{Mi}}}}$$

Nas equações acima, K_P é o fator de transcondutância do transistor e vale $160\mu A/V^2$ para o transistor tipo n e $60\mu A/V^2$ para o transistor tipo p [12] e λ representa o fator de modulação de canal, obtido experimentalmente, e vale $0,012V^{-1}$ para os dois tipos de transistores.

Os transistores M1, M2 e M3 (e M4, M5 e M6) foram polarizados e dimensionados conforme a tabela 4.1.

| | M1 e M4 | M2 e M5 | M3 e M6 |
|-------|-----------|-----------|-----------|
| I_d | $2\mu A$ | $10\mu A$ | $2\mu A$ |
| W | $24\mu m$ | $24\mu m$ | $24\mu m$ |
| L | $2\mu m$ | $4\mu m$ | $2\mu m$ |

Tabela 4.1: Polarização e dimensões dos transistores dos amplificadores.

Os ganhos calculados dos três estágios foram respectivamente $0,996V/V$, $-693V/V$ e $-1342V/V$, levando a um ganho de malha de $120dB$. Foram feitas simulações do circuito para verificar os ganhos calculados, obtendo $0,86V/V$, $-389V/V$ e $-867V/V$, e um ganho total de $110dB$.

A diferença entre os ganhos simulados em relação aos calculados é aceitável, visto que os cálculos são aproximações, não levando em conta nenhum efeito de segunda ordem dos transistores, mas que são considerados pelo simulador.

Em malha aberta, a resistência de saída é calculada por:

$$R_{\text{outMA}} = r_{eM1} = 3,4\text{k}\Omega \quad (4.26)$$

Mas quando a malha é fechada, a resistência de saída é diminuída para:

$$R_{\text{outMF}} = \frac{R_{\text{outMA}}}{1 + A} = 0,041\Omega \quad (4.27)$$

Este valor, comparado com os valores de R_g e da resistência de saída da fonte de corrente I_4 , determina uma resistência do nó C bastante baixa, sugerindo que ele se comporte como uma fonte de tensão. Assim, como a tensão gerada por uma fonte de tensão ideal não é função da corrente que passa por ela, a tensão imposta no ponto C não deverá sofrer alteração pela variação da corrente que passa por este nó. A mesma análise é válida para o nó D.

Para que o amplificador funcione corretamente, existe uma tensão mínima que deve ser aplicada ao terminal A, abaixo da qual M1, M2 e M3 saem da saturação e passam a operar na região linear. Nessa região de operação, o ganho de malha aberta dos amplificadores cai bastante e a resistência de saída aumenta, diminuindo a eficiência em fixar a tensão do nó C. Como os dois amplificadores necessitam desta mínima tensão de entrada, ela pode ser interpretada como uma mínima tensão de entrada de modo comum do circuito total. Esta tensão foi identificada em torno de 500mV em simulação e é a razão por que foram adicionados os transistores deslocadores de nível M7 e M8 no circuito de excitação.

Outro fator importante dos amplificadores é a resposta em frequência. A estrutura destes amplificadores apresenta vários pólos que, se estiverem muito próximos, podem causar um comportamento oscilatório quando o circuito for realimentado.

Cada nó do circuito apresenta um pólo respectivo definido por sua capacitância e por sua resistência. Os pólos que dominam o comportamento do amplificador são os de menor frequência por ocorrerem justamente onde o ganho é maior. Estes pólos são gerados nos pontos de alta impedância do circuito, no caso, nos drenos de M2 e de M3 (e de M5 e de M6).

Na figura 4.6 tem-se o circuito que foi usado para as simulações AC, com a malha aberta entre o nó C e a fonte de M3. O circuito foi analisado considerando as tensões de entrada em A e B iguais a 1,65V. Para manter o ponto de operação deste circuito idêntico ao de malha fechada, foi usada a fonte V_1 para polarizar M3 em uma tensão *gate-source* de 2,41092V. A carga R_g teve seu valor reduzido pela metade e foi incluída uma fonte de tensão V_3 representando a tensão de saída do segundo amplificador, já que o circuito deve operar em modo diferencial.

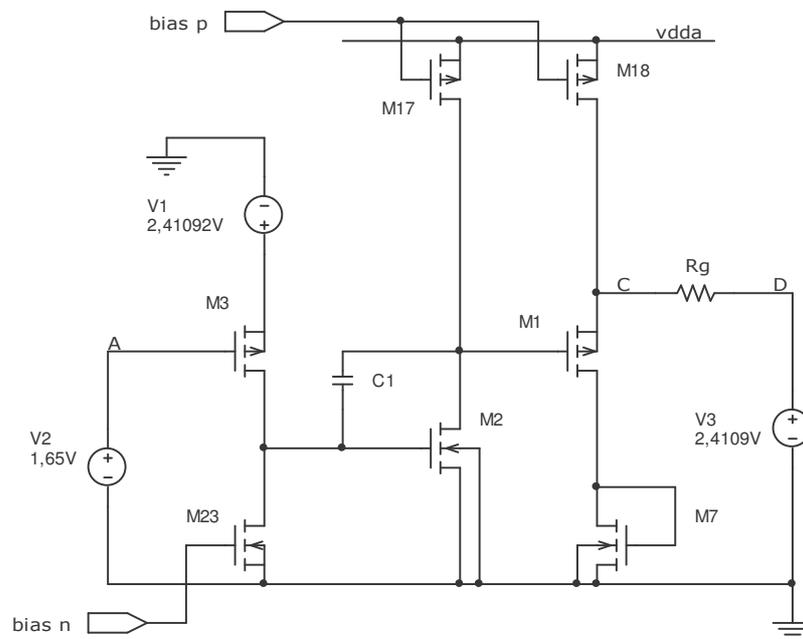


Figura 4.6: Circuito usado para simulações AC.

Identificados pela simulação, os lugares aproximados dos dois principais pólos são 4,8kHz e 922kHz. A figura 4.7 mostra o gráfico de Bode, onde a marca X representa o ponto de 0dB.

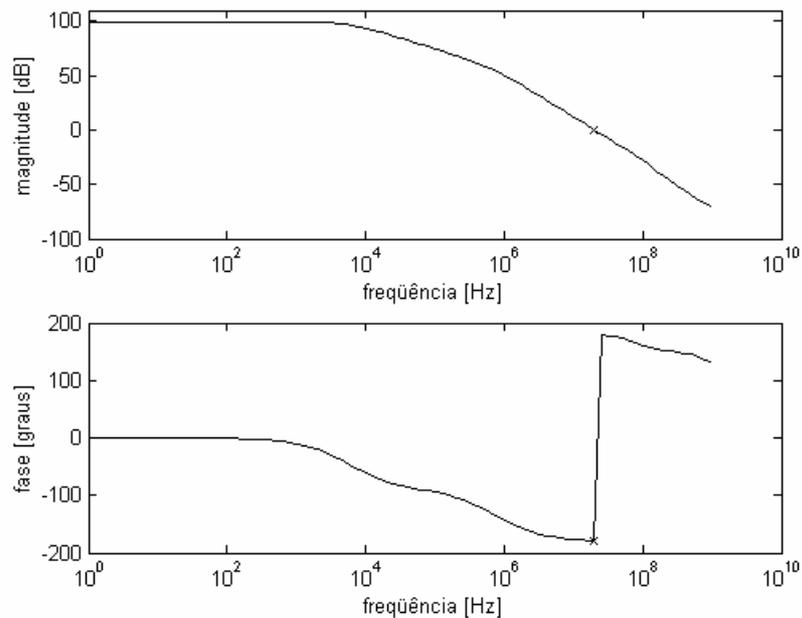


Figura 4.7: Resposta em frequência dos amplificadores de tensão não compensados.

Como os pólos estão próximos um do outro, a defasagem dos amplificadores aumenta rapidamente para 180°. Ainda na mesma simulação, em malha aberta, verificou-se que os amplificadores apresentam margem de fase positiva de 1°, em que teoricamente é garantida a estabilidade. Esta margem, no entanto, está muito próxima do limite da estabilidade condicional e qualquer variação no processo de fabricação poderia levar os circuitos à instabilidade. É conveniente, portanto, fazer a compensação em frequência dos amplificadores.

O mais simples método para este caso é a compensação por efeito Miller, que consiste na inserção de um capacitor de realimentação no segundo estágio dos amplificadores, ou seja, entre os pontos de alta impedância, que faz com que os pólos sejam afastados.

A inserção do capacitor, além de modificar a posição dos pólos, cria um acoplamento capacitivo entre o primeiro e o terceiro estágio que significa um aparecimento de um zero no lado direito do plano. O zero faz aumentar o ganho e diminuir a fase, podendo levar o circuito à instabilidade. Uma forma de evitar a instabilidade foi implementar um *buffer* em série com o capacitor, que impede a condução de corrente no sentido do primeiro para o terceiro estágio e força o zero a mover para frequências bastante altas. Este *buffer* é formado pelos transistores M11, M12 e M13, conforme mostrado na figura 4.8, onde o amplificador já está em malha fechada.

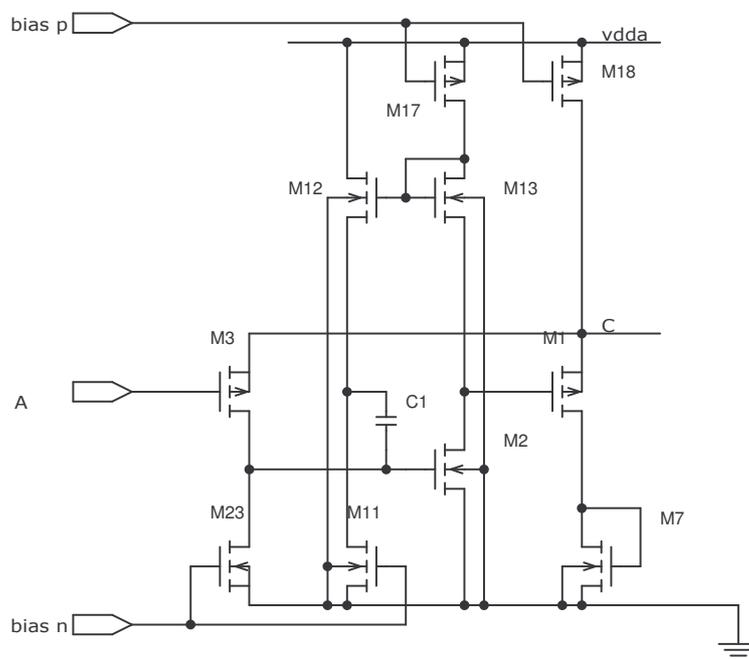


Figura 4.8: Circuito amplificador com compensação em frequência.

Uma estrutura igual à da figura 4.8 foi montada com o circuito contendo o *buffer* e simulada. Com um capacitor de apenas 0,4pF foi possível fazer com que o ganho, ao alcançar o segundo pólo, ficasse baixo o suficiente para evitar o risco do sistema oscilar. A margem de fase agora é de 57° e os amplificadores se comportam praticamente como sendo de apenas um único pólo. A figura 4.9 mostra o atual comportamento da resposta em frequência.

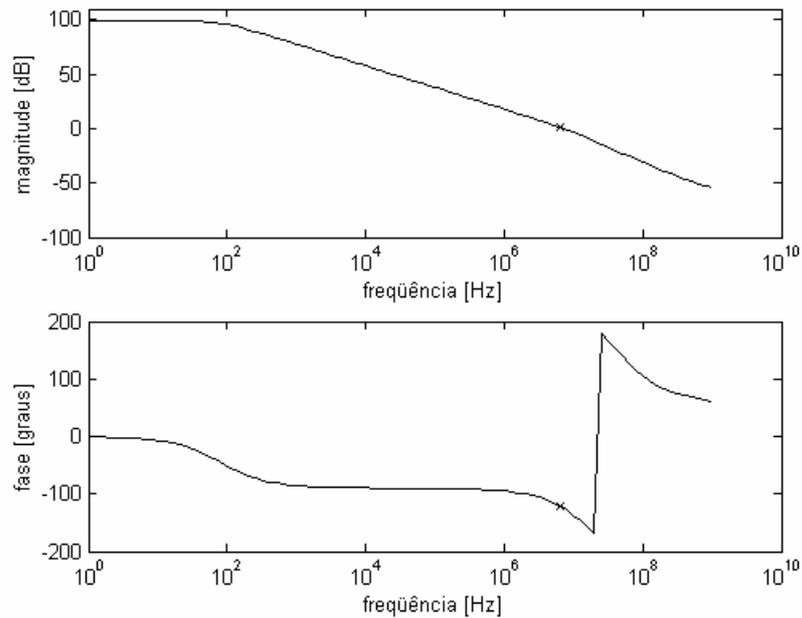


Figura 4.9: Resposta em frequência dos amplificadores tensão compensados.

4.4 – Circuito completo do amplificador de transcondutância e *layout*

O circuito completo do transcondutor é mostrado na figura 4.10. As correntes I4 e I5 são geradas por M18 e M20, as correntes I1 e I2 são geradas por M23 e M24 e as correntes extras I7 e I8 são geradas por M19 e M22. As chaves controladas por *clock* são formadas pelos transistores M25 a M30.

O *layout* do transcondutor projetado é mostrado na figura 4.11.

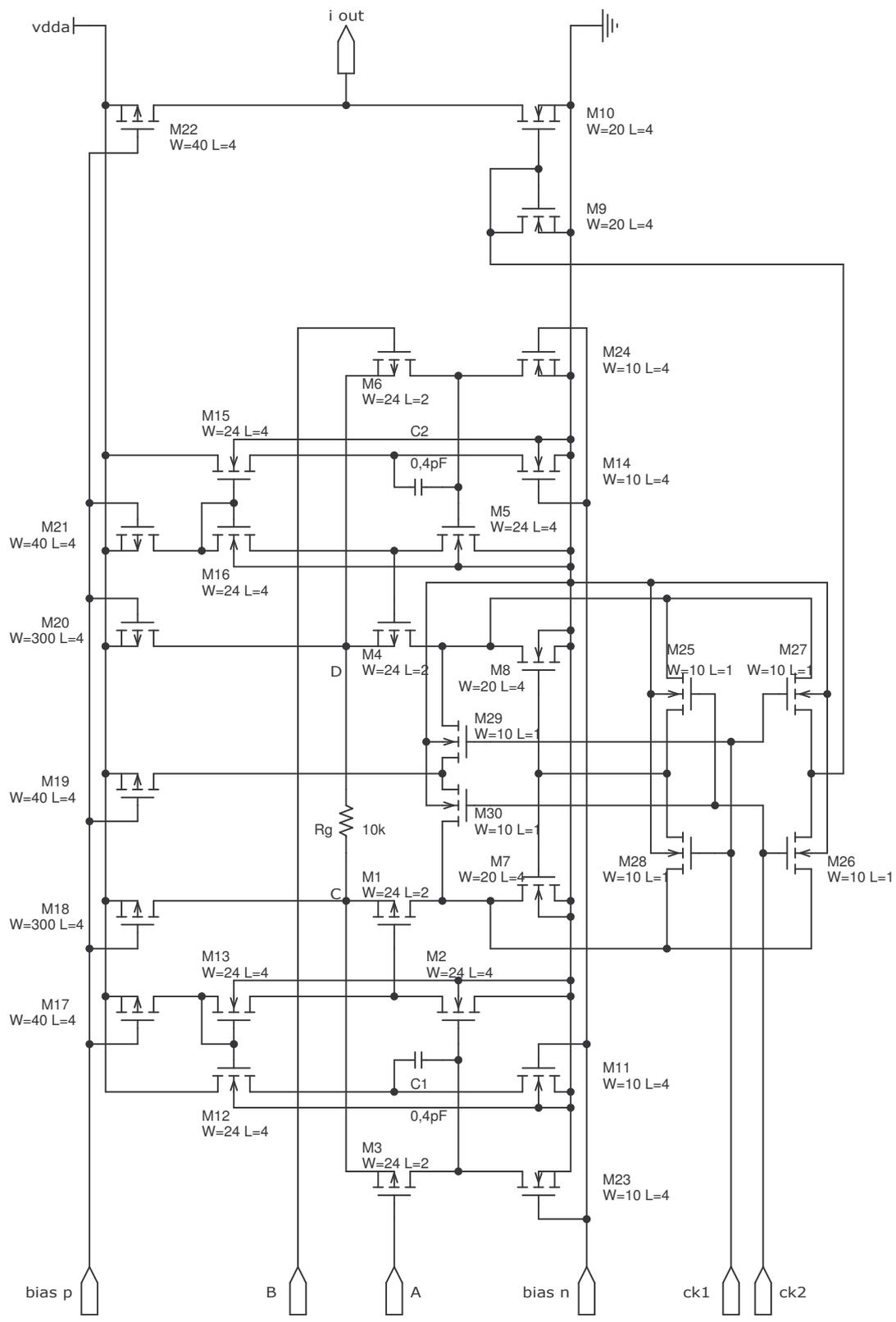


Figura 4.10: Circuito completo do amplificador de transcondutância.

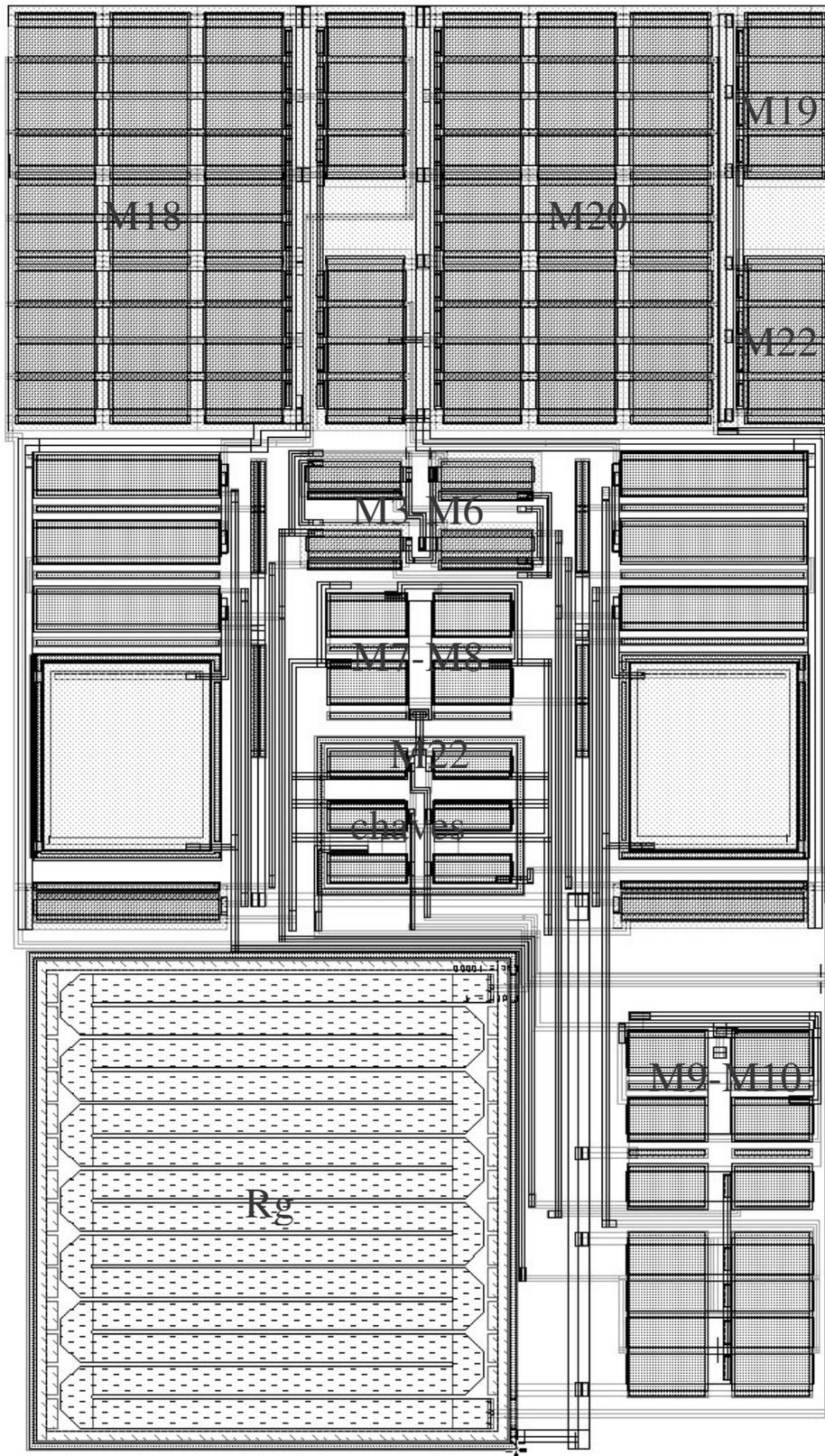


Figura 4.11: *Layout* do amplificador de transcondutância.

Alguns cuidados foram tomados na elaboração deste layout a fim de minimizar *off-sets*. Os pares de transistores associados ao caminho do sinal, M3-M6, M7-M8 e M9-M10, foram todos implementados em geometria de centróide comum e posicionados o mais próximo possível uns dos outros.

Os transistores M18 e M20 geram correntes 30 vezes maiores do que o transistor de referência (M7, no circuito de polarização), que tem dimensão 10/4. A fim de minimizar a diferença no valor calculado para as correntes geradas, M18 e M20 não foram implementados apenas como dois transistores de W/L iguais a 300/4, mas como 30 transistores em paralelo de dimensões 10/4, mantendo a mesma relação de aspecto.

A corrente extra gerada para o espelho chaveado e para o espelho de saída também deve ser igual e, para isso, as geometrias dos transistores M19 e M22, (correntes I_7 e I_8), foram mantidas idênticas.

O resistor R_g foi fabricado dentro de uma estrutura *dummy* a fim de evitar um grande desvio de seu valor nominal no processo de fabricação.

Por fim, para minimizar o acoplamento de ruído através do substrato causado pela transição das chaves ao restante do circuito, estas foram agrupadas e isoladas por um anel de guarda formado por uma difusão $p+$, conectado ao terra analógico [13].

4.5 – Oscilador e gerador de fase de *clock*

Os sinais de *clock* necessários para o funcionamento do circuito de excitação e do transconductor são gerados por um circuito digital interno, constituído de um inversor, que com um cristal externo formará um oscilador, um divisor de frequência, que divide o sinal

por 512 e de uma lógica combinacional que gera sinais interdigitados. Este circuito é mostrado na figura 4.12.

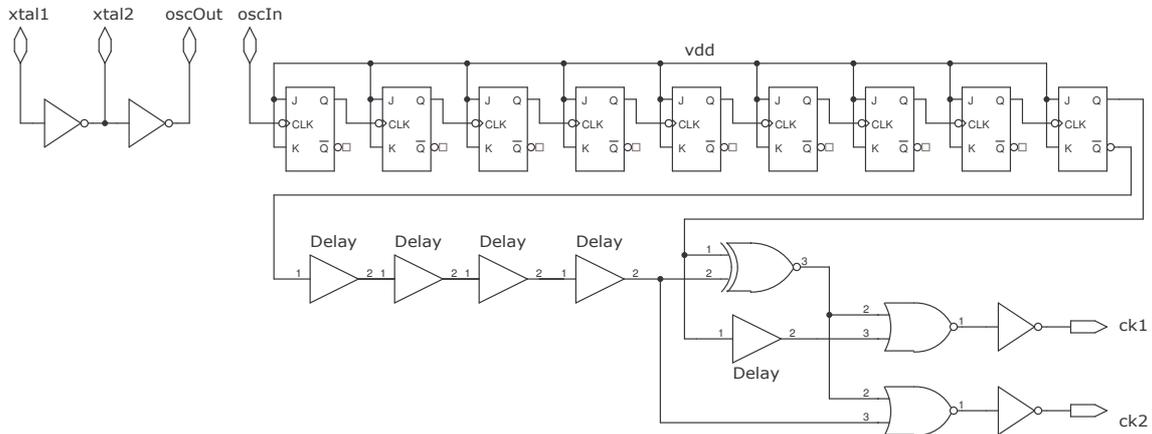


Figura 4.12: Oscilador e gerador de fases.

Os terminais oscOut e oscIn ligam externamente o oscilador ao divisor de frequência e aos terminais xtal1 e xtal2 é conectado um cristal para formar o oscilador conforme mostra a figura 4.13.

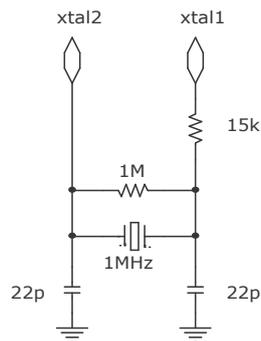


Figura 4.13: Circuito externo do oscilador.

A princípio, o oscilador funcionaria apenas com cristal e os capacitores. Mas, devido ao desbalanceamento das impedâncias dos *pads* do inversor, o circuito não oscilava, sendo

necessário acrescentar um resistor externo de $1M\Omega$ em paralelo com o cristal e outro resistor de pelo menos $15k\Omega$ entre o terminal do cristal e a entrada do inversor.

4.6 – Circuito de polarização

As tensões de polarização bias p, bias cp e bias n das fontes de corrente dos circuitos de excitação e do transcondutor são geradas pelo circuito da figura 4.14.

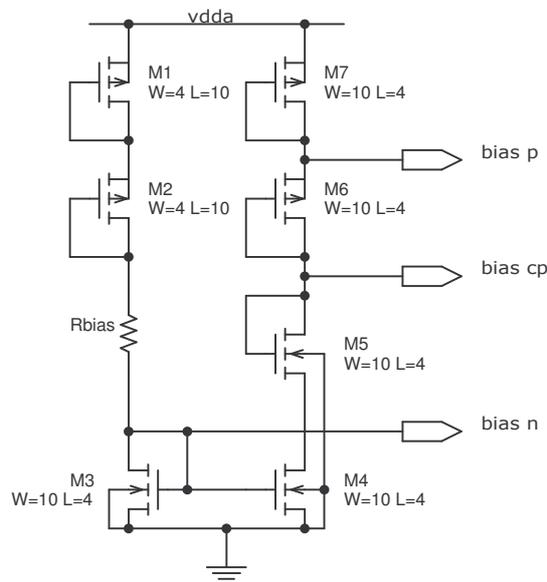


Figura 4.14: Circuito de polarização.

Da malha esquerda do circuito foi gerada a equação abaixo, que relaciona a dimensão dos componentes com a corrente.

$$VDDA = \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K_{PN} \frac{W_3}{L_3}}} + V_{TN} + 2 \sqrt{\frac{2I_{bias}}{K_{PP} \frac{W_1}{L_1}}} + 2 \cdot V_{TP} + R_{bias} I_{bias} \quad (4.28)$$

onde

M1 e M2 foram considerados de dimensões iguais;

$$K_{PN} = 160\mu\text{A}/\text{V}^2;$$

$$K_{PP} = 60\mu\text{A}/\text{V}^2;$$

$$V_{TN} = 0,5\text{V};$$

$$V_{TP} = 0,7\text{V}.$$

Utilizando a equação (4.28), M1 e M2 foram dimensionados em W/L igual a 4/10 e R_{bias} calculado para 297,74k Ω , a fim de gerar uma corrente de polarização de 2 μA .

O layout é apresentado na figura 4.15. Como o valor de R_{bias} é elevado, foi escolhido fabricá-lo com poli-silício de alta resistividade, RPOLYH.

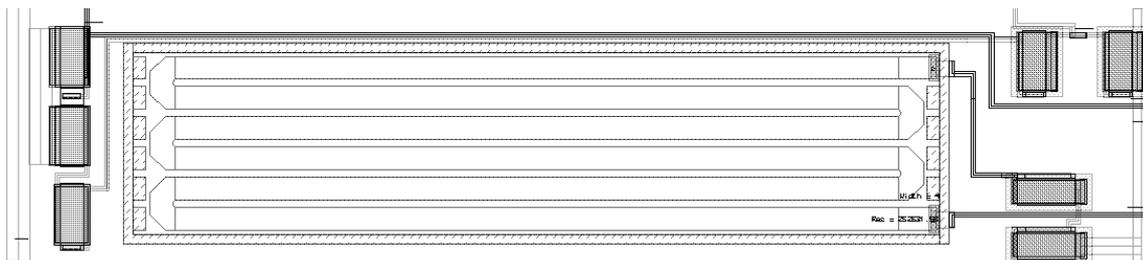


Figura 4.15: Layout do circuito de polarização.

4.7 – Sensor de temperatura

Como o P(EO-EPI) apresenta sensibilidade à temperatura, é necessário um circuito capaz de medir a temperatura ambiente para posterior compensação do sinal proveniente do sensor.

Na tecnologia CMOS, existem três possíveis dispositivos capazes de medir temperatura:

- Transistor MOS operando em fraca inversão;
- Transistor bipolar lateral;
- Transistor bipolar vertical.

Em um transistor MOS polarizado na região linear, a corrente de dreno obedece a uma função exponencial e tem seu comportamento com a temperatura similar ao de um transistor bipolar, capacitando o seu uso como um *bandgap* e, portanto, como sensor de temperatura. No entanto, a polarização nesta região exige certos cuidados para garantir sua operação na condição desejada, dificultando o projeto [9].

Já o transistor bipolar lateral pode ser usado para fazer um sensor de temperatura bastante preciso, porém a qualidade deste transistor depende fortemente do processo, apresentando ganho de corrente baixo e corrente de fuga para o substrato pode ser de até 50%. Nessas condições, o projeto do circuito também se torna complicado [10, 11].

A alternativa bipolar vertical é a melhor opção para a implementação do sensor de temperatura, pois a qualidade deste transistor é comparável à dos processos bipolares.

Se dois bipolares operam com densidades diferentes de corrente, a diferença entre as tensões das junções base-emissor é diretamente proporcional à temperatura absoluta (PTAT). Para permitir densidades de corrente diferentes, dois transistores com razão de área de 20 vezes foram usados.

Na estrutura da figura 4.16, assumindo que M5 e M6 e os transistores do espelho sejam idênticos aos pares e que as correntes nos dois braços sejam iguais, então a diferença das tensões V_{be} dos bipolares é transferida para o resistor. Assim,

$$\Delta V_{be} = V_T \cdot \ln 20 \quad (4.29)$$

$$I_{\text{out}} = I_{\text{PTAT}} = \frac{\Delta V_{\text{be}}}{R} = V_T \frac{\ln 20}{R} \quad (4.30)$$

embora na prática o descasamento entre os transistores e, mais importante, o coeficiente térmico do resistor [15], faz com que a corrente tenha um leve desvio desta equação ideal.

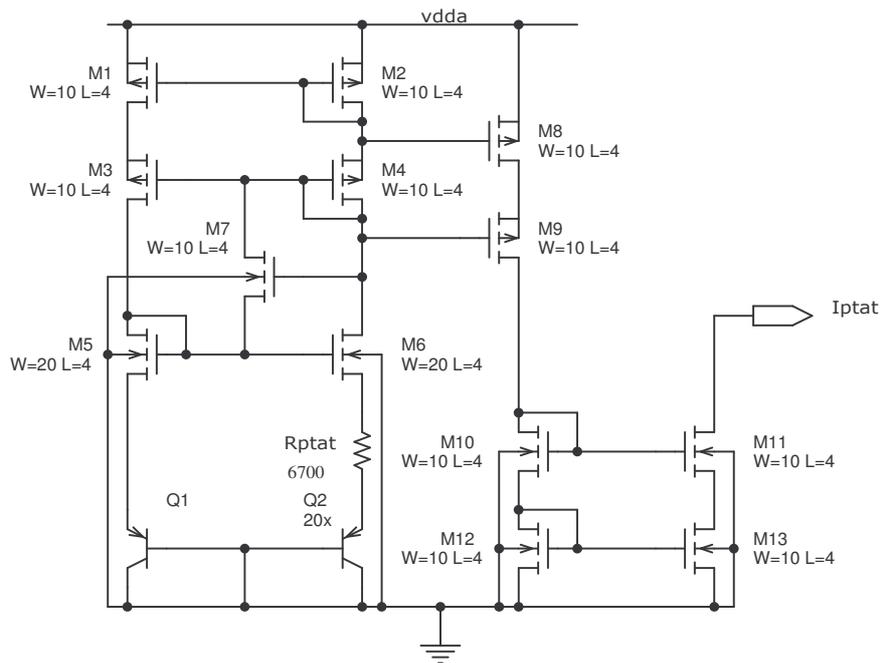


Figura 4.16: Circuito sensor de temperatura.

A polarização deste circuito é independente da alimentação. Se os transistores M1 a M6 não conduzirem no momento em que a alimentação é ligada, a corrente será zero e as tensões nos drenos de M5 e M6 serão zero e 3,3V, respectivamente. Como o circuito é estável neste ponto de operação, ele pode operar indefinidamente neste estado.

Para evitar este ponto de operação e forçar o circuito a operar em um outro ponto em que a corrente é diferente de zero, foi acrescentado o transistor M7. Este transistor promove um caminho de corrente entre V_{DDA} e terra através dos transistores M2, M4, M5 e Q1, no momento em que a fonte é ligada. Desta forma nenhum transistor permanece desligado.

Para que esta técnica funcione, é necessário que as desigualdades abaixo sejam respeitadas:

$$V_{be1} + V_{TH5} + V_{TH7} + |V_{TH4}| + |V_{TH2}| < V_{DDA} \quad (4.31)$$

$$V_{be1} + V_{gs5} + V_{TH7} + |V_{gs4}| + |V_{gs2}| > V_{DDA} \quad (4.32)$$

A condição (4.31) garante a condução de M7 caso o circuito não conduza corrente nenhuma, enquanto que (4.32) garante o corte de M7 após o estabelecimento das correntes nas malhas do circuito.

Em simulação, este circuito apresentou uma excursão de 9,20μA a 14,27μA, para uma variação de temperatura de -40°C a 120°C, apresentando sensibilidade de 37,35nA/°C.

A figura 4.17 mostra o *layout* do sensor de temperatura. Como a relação de área dos transistores bipolares é 20, o transistor maior pôde ser implementado como 20 réplicas em paralelo do menor. Os bipolares também foram dispostos a formar uma estrutura de centróide comum para minimizar o efeito de gradiente de temperatura. Na figura, Q1 é o transistor central enquanto que Q2 são os outros em torno de Q1. O resistor, de 6,7kΩ, foi fabricado em RPOLY2, e colocado dentro de uma estrutura *dummy* para minimizar o desvio do valor nominal da resistência.

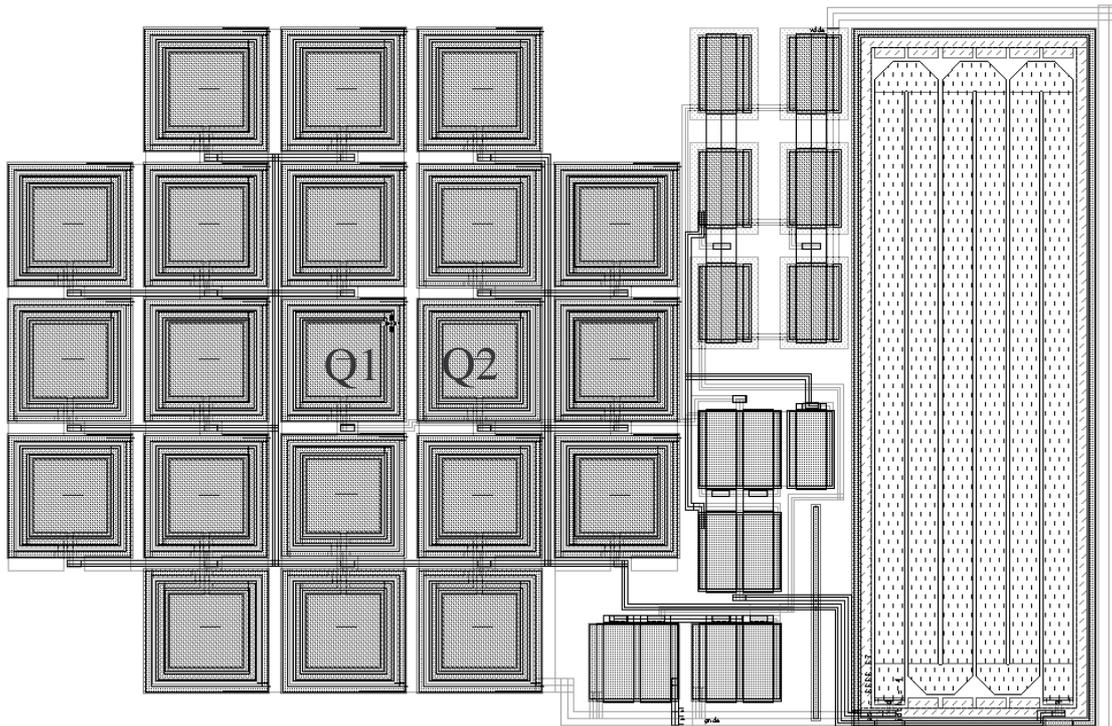


Figura 4.17: Layout do sensor de temperatura.

4.8 – O Protótipo Integrado

Depois de concluído o projeto dos blocos, estes foram conectados para formar o sistema apresentado na figura 4.1. Os *layouts* também são agrupados e colocados dentro de um anel de *pad* conforme a figura 4.18, onde se pode identificar à direita todo o bloco analógico e bem à esquerda, o bloco gerador de *clock*. Para reduzir o acoplamento de ruído no bloco analógico, este foi posicionado distante do bloco digital e circundado por um anel de guarda formado por uma difusão p+ conectada ao terra. Além disso, foi inserido um separador no anel de *pad* para isolar a alimentação dos blocos analógicos e digital e conseqüentemente reduzir a influência do ruído de chaveamento sobre o circuito analógico.

O grande retângulo entre os dois blocos é apenas uma área preenchida com camadas de metais e POLY1, pois o processo da AMS exige uma densidade mínima de 30% de metal e de POLY1.

A tabela 4.2 relaciona os pinos com sua função e a figura 4.19 mostra uma foto do circuito fabricado, que foi encapsulado no formato DIL de 28 pinos.

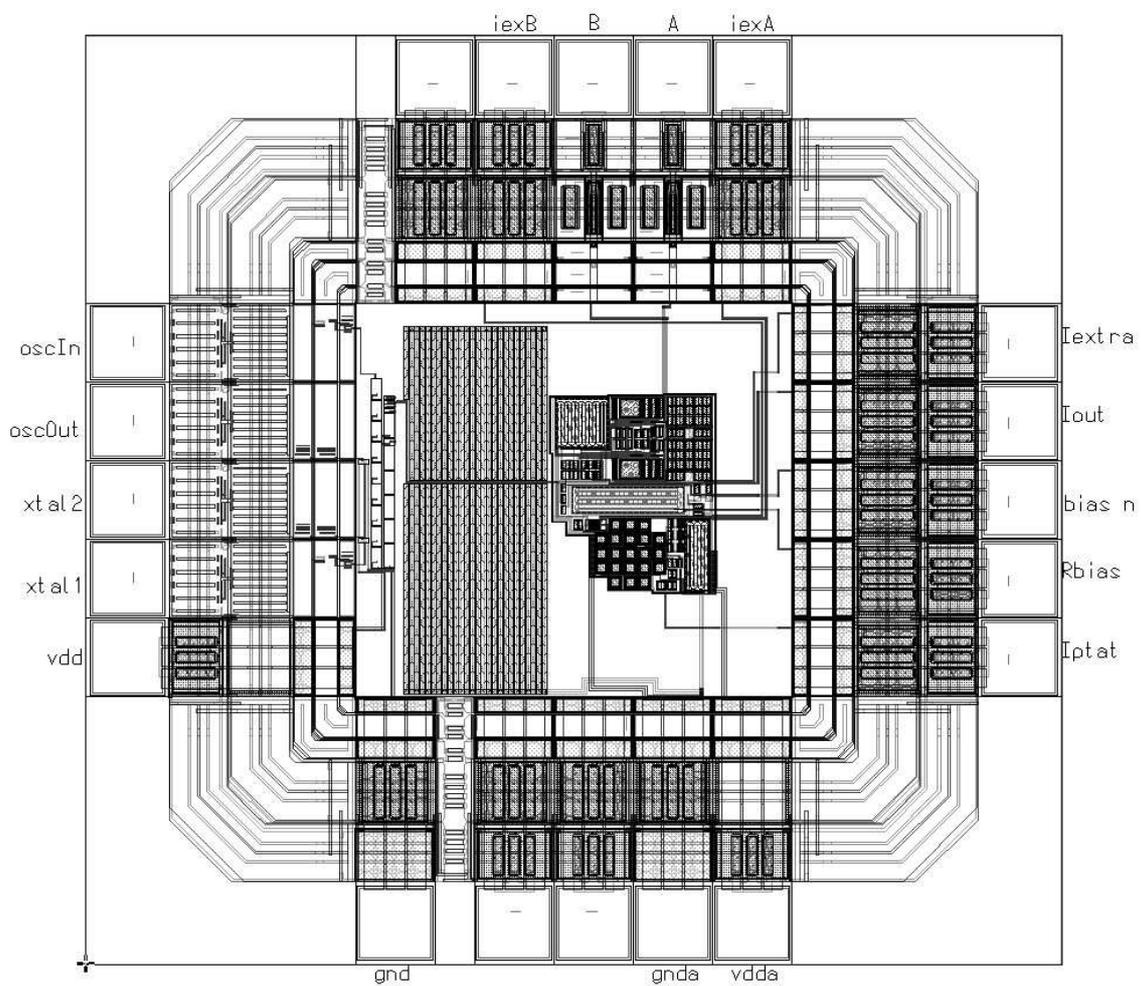


Figura 4.18: Layout completo do chip.

| Número do pino: | Função: |
|-----------------|------------------|
| 1 | B |
| 2 | IexB |
| 6 | OscIn |
| 7 | OscOut |
| 8 | xtal2 |
| 9 | xtal1 |
| 10 | vdd (digital) |
| 11 | gnd (digital) |
| 15 | gnda (analógico) |
| 16 | vdda (analógico) |
| 20 | Iptat |
| 21 | Rbias |
| 22 | bias n |
| 23 | Iout |
| 24 | Iextra |
| 27 | IexA |
| 28 | A |

Tabela 4.2: Identificação dos pinos do chip.

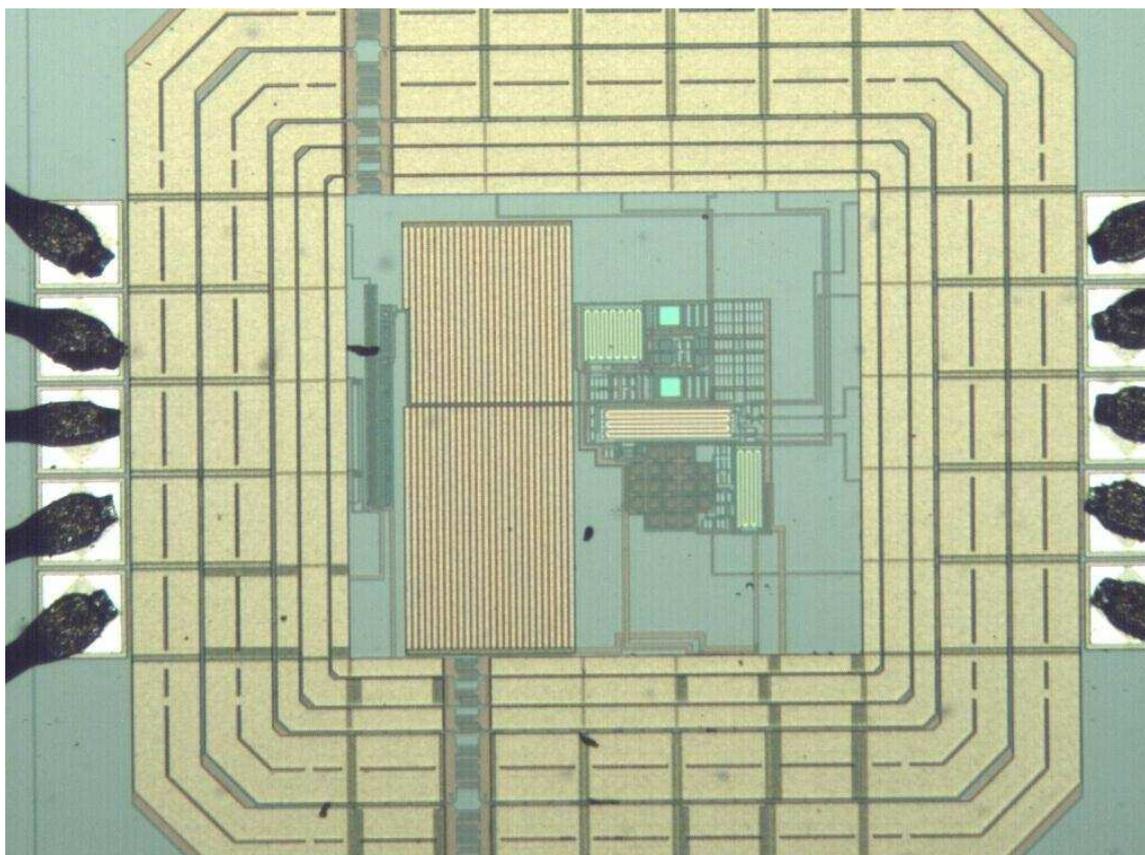


Figura 4.19: Foto do chip.

Capítulo 5

Testes e Resultados

5.1 – Teste do circuito de polarização

Para confirmar se o circuito integrado estava funcionando corretamente, foi verificada, primeiramente, se a amplitude da corrente na malha M1-M2-R_{bias}-M3 do circuito de polarização estava próximo de 2μA.

Essa corrente é refletida para o pino I_{extra} através do M22 do transcondutor, numa razão de quatro vezes. Foi medida uma corrente de 5,23μA. Desconsiderando os efeitos de modulação de canal dos transistores, a corrente no circuito de polarização é de:

$$I_{\text{bias}} = \frac{I_{\text{M22}}}{4} = 1,65\mu\text{A} \quad (5.1)$$

Assumindo que o parâmetro de transcondutância dos transistores não seja muito diferente do valor de projeto, o valor real de R_{bias}, é de 343,97kΩ, calculado segundo a equação (4.28) revelando um desvio de 15,5%.

Esta diferença na amplitude da corrente não compromete o desempenho do sistema, pois foi tomado o cuidado de projetar o restante do circuito de modo que um desvio de 30% na corrente de polarização não tirasse os transistores do ponto de operação desejado.

5.2 – Teste do circuito de excitação

Através de um resistor de valor conhecido conectado nos terminais IexA e IexB, foi medida a corrente de excitação, obtendo-se $0,71\mu\text{A}$ de amplitude. No entanto era esperado $0,83\mu\text{A}$, considerando que os transistores da fonte de corrente foram dimensionados para gerar metade do valor da corrente de polarização e que esta tinha o valor de $1,65\mu\text{A}$.

A figura 5.1 mostra algumas formas de onda do circuito fabricado. Os dois sinais superiores são as formas de onda nos terminais IexA e IexB e o terceiro, que é a subtração dos dois, é a tensão sobre o sensor. Deve ser observado que apesar de os dois primeiros sinais incluírem um nível DC, o sinal sobre o sensor é composto apenas pela componente AC do sinal.

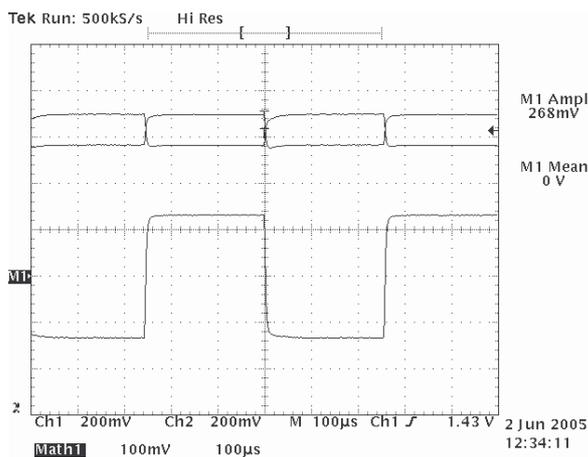


Figura 5.1: Forma de onda sobre o sensor.

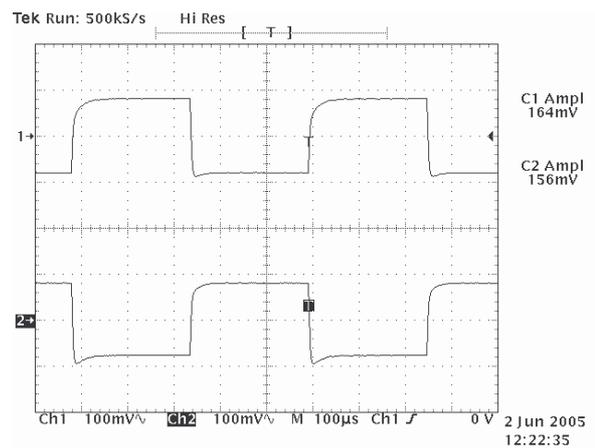


Figura 5.2: Detalhe dos sinais nos terminais IexA e IexB.

Também na figura 5.1, o sinal sobre o sensor tem forma praticamente quadrada apesar de os sinais em IexA e IexB apresentarem *undershoot* na transição de subida e *overshoot* na transição de descida (figura 5.2). Estas características são devidas à tendência de se interromper a corrente durante a transição de fase dos *clocks*. Quando o sinal de um dos *clocks* é invertido os transistores da ponte começam a ir para o corte. Nesse momento as resistências de canal aumentam bastante e a corrente é forçada a diminuir. Como consequência, os potenciais no circuito também são forçados a cair, que pode ser vista através da curvatura dos sinais na figura 5.2. Logo em seguida, os transistores complementares da ponte entram em condução, restaurando a forma original dos sinais.

Como a variação da tensão (e, portanto da corrente) nos dois sinais é igual, ela não aparecerá na subtração dos sinais e a forma da corrente que passa pelo sensor permanecerá quadrada e ausente de *off-set*.

5.3 – Teste do circuito transcondutor

Para caracterizar a corrente de saída do transcondutor em função da resistência de entrada, foi conectado nos terminais A e B, juntamente com os terminais IexA e IexB, uma ponte resistiva com valores entre 100Ω e $401,3k\Omega$ previamente medidos, conforme ilustra a figura 5.3. O pino Iextra foi ligado ao pino Iout e sua corrente DC foi medida para cada valor de resistência da ponte, levantando-se o gráfico da figura 5.4.

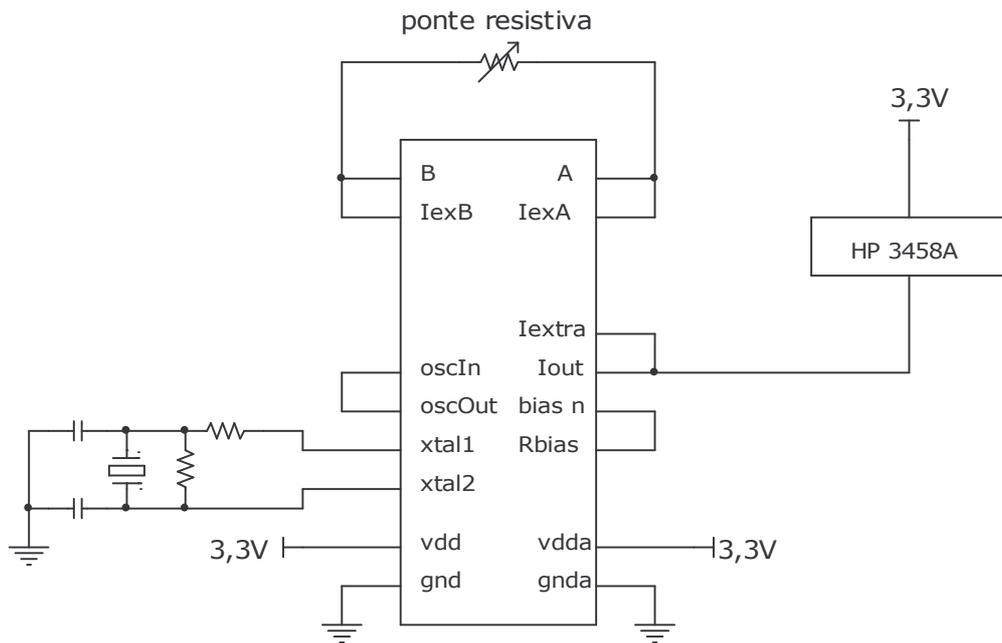


Figura 5.3: Set up para caracterizar o circuito transcondutor.

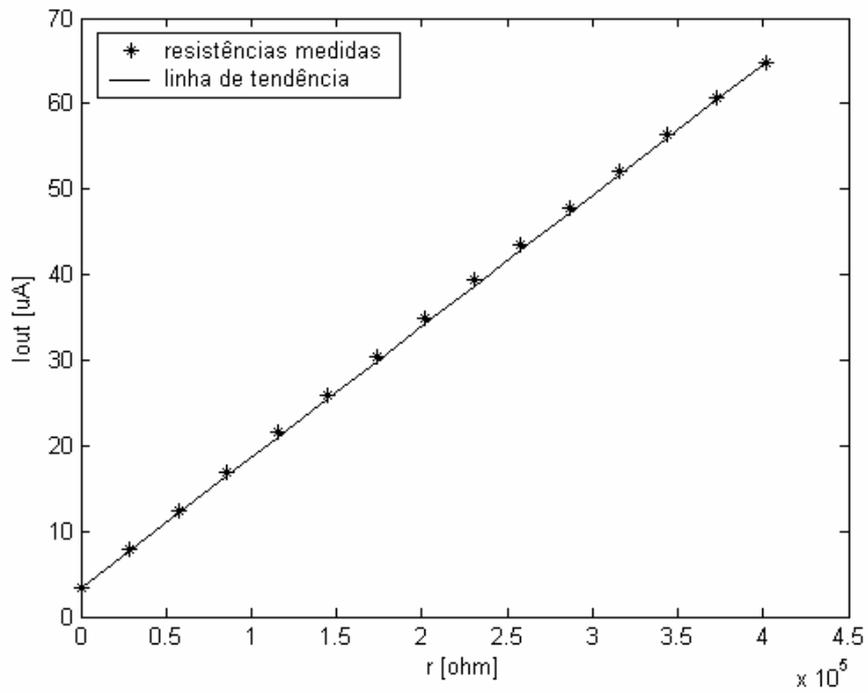


Figura 5.4: Função de transferência medida do transcondutor.

Pode-se observar que o circuito é linear, e extrapola a faixa de resistência nominal do sensor, que vai de $129,6\Omega$ a $271,12k\Omega$. No entanto, a curva de transferência possui um desvio máximo de 2,46% em relação à linha de tendência, traçada a partir dos pontos extremos medidos. A regressão linear da curva obtida é:

$$I_{out} = 1,54 \cdot 10^{-4} r + 3,641 \quad (5.2)$$

onde r é dado em Ω e I_{out} em μA .

O coeficiente linear da equação é uma corrente de *off-set*, em μA , gerado pelo descasamento dos espelhos de corrente e das fontes de corrente do circuito. Já o coeficiente angular representa o ganho do circuito, que pode ser calculado usando a equação (4.16). No entanto, se for considerado I_{ex} igual a $0,71\mu A$ e R_g igual a $10k\Omega$, tem-se que o ganho calculado é de:

$$\frac{I_{out}}{r} = 2 \cdot \frac{0,71}{10000} = 1,42 \cdot 10^{-4} \quad (5.3)$$

o que difere do ganho medido em cerca de 8,5%. Isso significa que o valor do R_g fabricado foi 8,5% acima do valor projetado, ou seja, $10,845k\Omega$.

A figura 5.5 mostra a forma de onda que se obtém da corrente no pino I_{out} , neste caso representando uma resistência de entrada de $57,4k\Omega$. Na figura pode-se identificar I_{erro} como sendo a onda quadrada, com amplitude de $32mV$, e I_{out} como o valor médio.

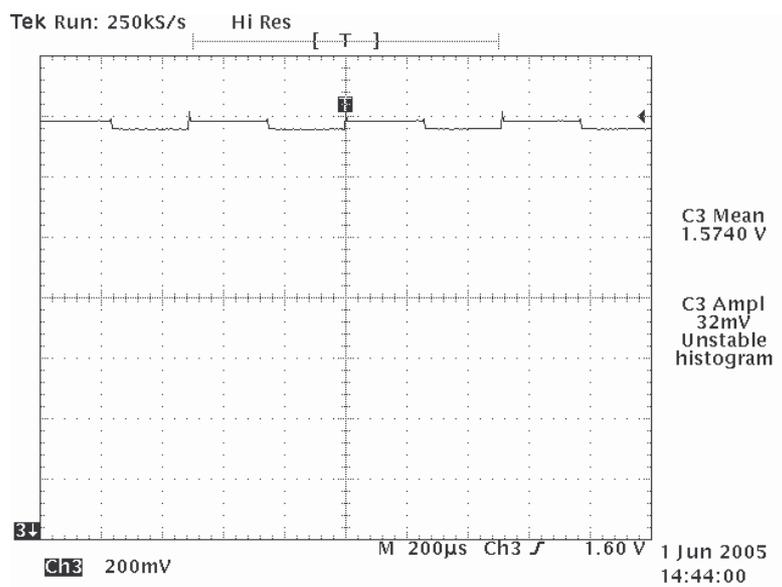


Figura 5.5: Forma de onda de Iout.

5.4 – Teste do circuito sensor de temperatura

Para caracterizar o sensor de temperatura, o circuito integrado foi colocado no interior de uma câmara climática, onde foi variada a temperatura de -40°C a 120°C . A corrente no pino I_{ptat} em função da temperatura é apresentada no gráfico da figura 5.6. A excursão foi de $9,12\mu\text{A}$ a $14,58\mu\text{A}$, enquanto que na simulação a corrente variou de $9,20\mu\text{A}$ a $14,27\mu\text{A}$.

Existe um desvio na corrente medida quando a temperatura se aproxima dos extremos. Mas, devido ao limite térmico do P(EO-EPI), o circuito se limitará a operar na faixa de 10°C a 60°C . Assim, o erro gerado pelo desvio não será considerado, já que a relação entre I_{ptat} e a temperatura nesta faixa é bem mais linear.

Os pontos medidos levam a uma regressão linear igual a:

$$I_{\text{ptat}} = 0.0338 \cdot t + 10,6467 \quad (5.4)$$

onde I_{ptat} é dado em μA e t em $^{\circ}\text{C}$.

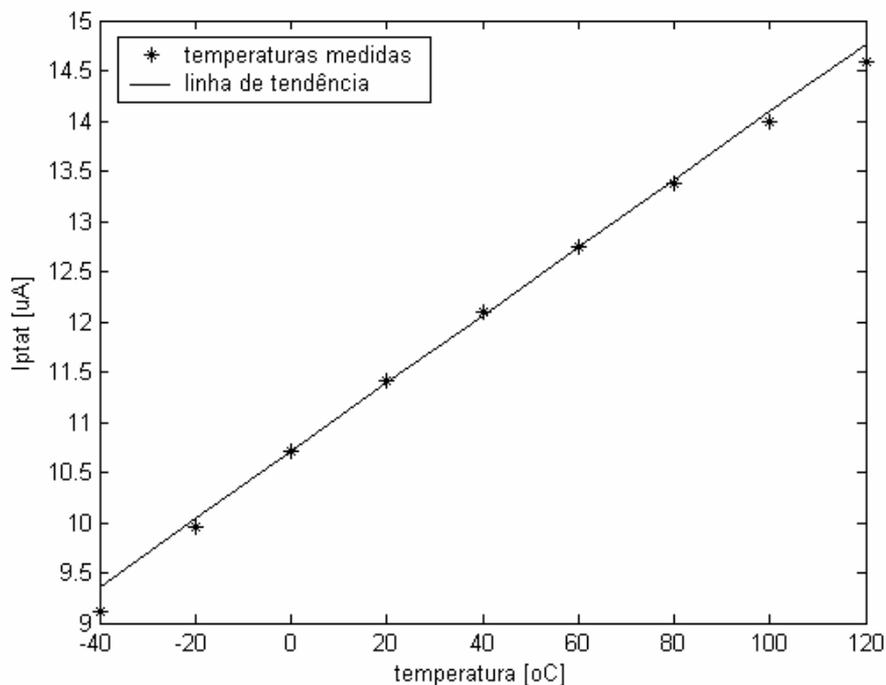


Figura 5.6: Gráfico da corrente de saída versus temperatura.

A disposição dos pontos em relação à linha de tendência mostra que eles apresentaram uma curvatura bastante acentuada. A curvatura é devida à dependência do resistor de RPOLY2 com a temperatura, expressa em termos de coeficientes de primeira e segunda ordem, cujos valores foram experimentalmente determinados em [15] e que não foram considerados na simulação do circuito.

Como o valor do resistor é elevado, a curvatura também é elevada. O desvio máximo dos pontos em relação à reta que passa pelos pontos extremos (-40°C e 120°C) foi de 2,26%. Mas ao considerar que o circuito se limitará à faixa de operação do sensor de umidade, de 0 a 60°C, e for traçada a reta por estes mesmos pontos (a linha de tendência mostrada no gráfico), o desvio dos pontos cai para 0,23%, podendo, portanto, desconsiderar esta não-linearidade.

5.5 – Resultados do conjunto sensor e circuito integrado

Como este sensor será usado em conjunto com o circuito condicionador de sinais, que faz a leitura da resistência do sensor, mede a temperatura e disponibiliza estas informações sob a forma das correntes I_{out} e I_{ptat} . É conveniente gerar uma função que interprete a informação contida nestas correntes e retorne o valor da umidade relativa medida.

$$r(t, rh) = \frac{\sqrt{t + 273}}{0,74 \cdot e^{\frac{0,0214 \cdot rh^2 + 1,9809 \cdot rh - 593,3507}{t + 53}}} \quad (5.5)$$

Substituindo t e r de (5.5), pelas equações (5.2) e (5.4) temos, depois de alguma manipulação, I_{out} em função de I_{ptat} e de rh :

$$I_{out}(I_{ptat}, rh) = \frac{1,1315 \cdot 10^{-3} \sqrt{I_{ptat} - 1,4193}}{e^{\frac{7,2332 \cdot 10^{-6} \cdot rh^2 + 6,6954 \cdot 10^{-2} \cdot rh - 20,0553}{I_{ptat} - 8,8553}}} + 3,6410 \quad (5.6)$$

Isolando rh , temos a função que relaciona rh com I_{out} e I_{ptat} :

$$rh(I_{out}, I_{ptat}) = 37,182 \sqrt{21,605 + \ln \left(1,132 \cdot 10^{-3} \frac{\sqrt{I_{ptat} - 1,419}}{I_{out} - 3,641} \right) (I_{ptat} - 8,855) - 46,282} \quad (5.7)$$

A equação (5.7) possibilita, a partir das correntes de saída do circuito, compensar a influência da temperatura e determinar o valor da umidade relativa medida pelo sensor.

Foi feito um ensaio de resposta do sensor ao degrau de umidade. A figura 5.7 apresenta o degrau de umidade gerado pela câmara climática, medida pelo seu próprio sensor, de 14,5%RH a 65%RH à temperatura constante de 30°C. Antes de iniciar o degrau, foi esperado um tempo de cerca de 50 minutos para que tanto a umidade quanto a temperatura dentro da câmara entrassem em equilíbrio. A figura 5.8 mostra a variação de resistência do

sensor apenas. A figura 5.9 mostra a resposta do conjunto sensor-circuito integrado, cujas correntes de saídas já foram previamente transformadas em informação de umidade relativa através da equação (5.7). Na figura 5.10 tem-se o detalhe do início do ensaio, da qual se pode estimar o tempo de resposta do sensor.

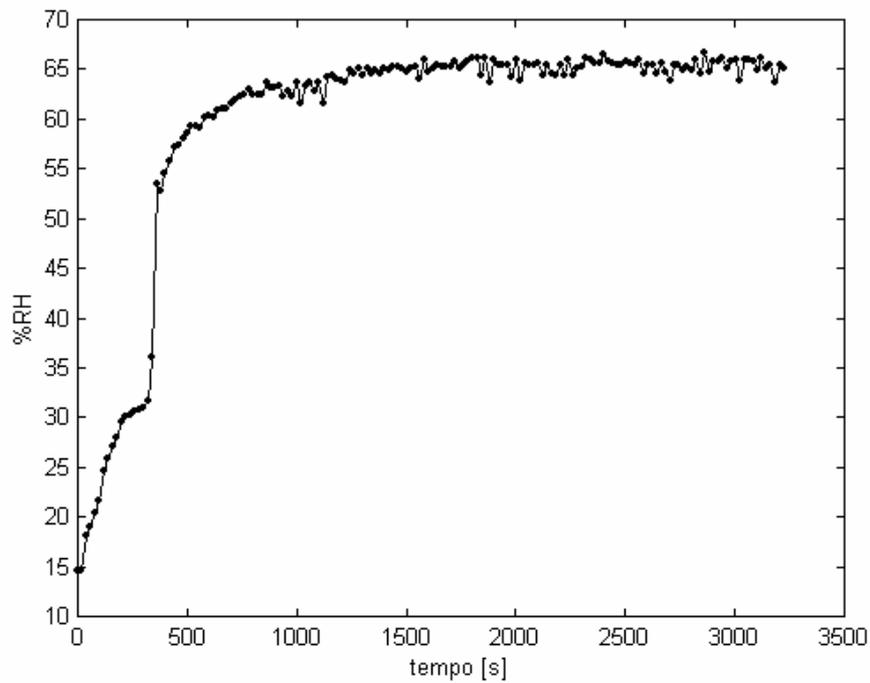


Figura 5.7: Resposta da câmara climática ao degrau de umidade relativa a 30°C.

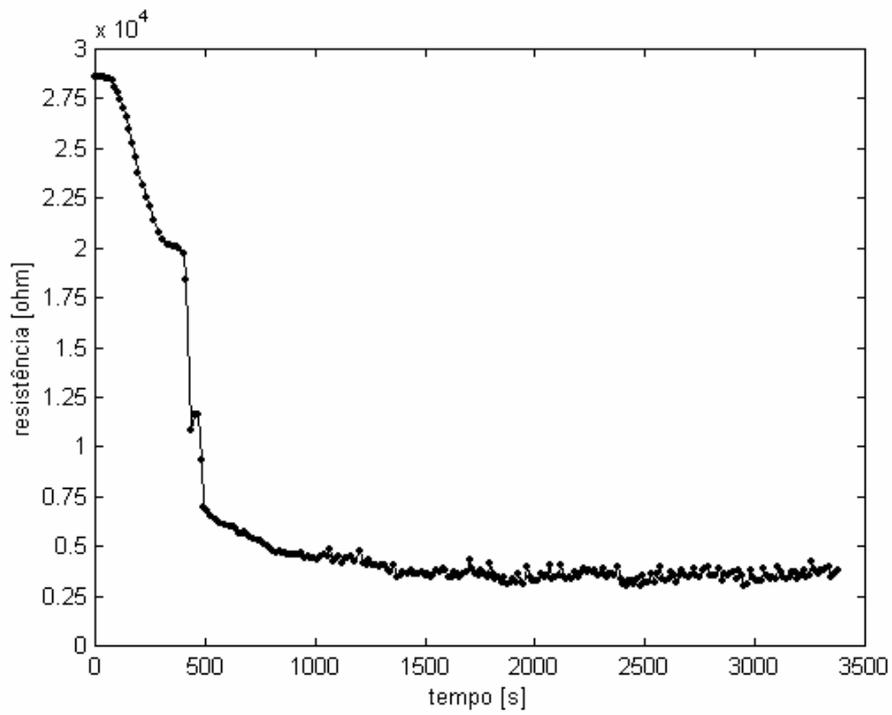


Figura 5.8: Resposta do sensor ao degrau de umidade relativa a 30°C.

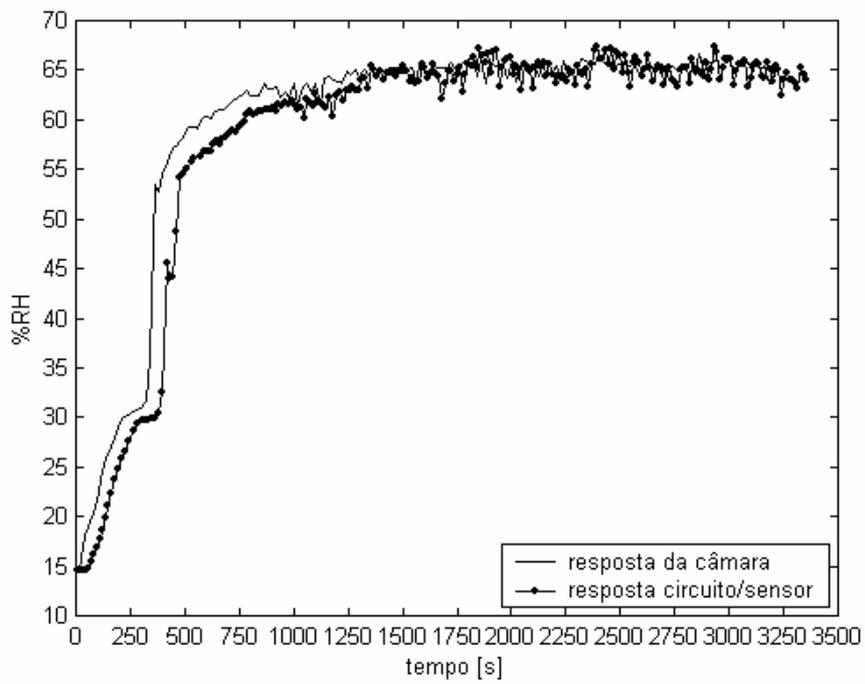


Figura 5.9: Resposta ao degrau do sistema circuito/sensor.

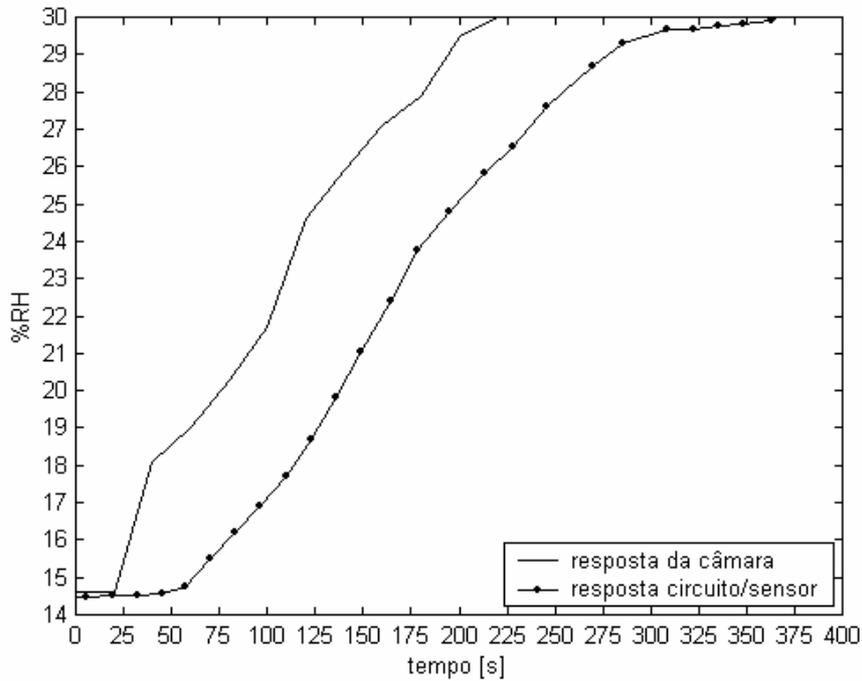


Figura 5.10: Detalhe da resposta ao degrau.

Pode-se verificar, nas figuras 5.9 e 5.10 que o sensor desenvolvido apresenta sensibilidade bastante alta à umidade relativa, pois pode acompanhar as pequenas variações de umidade da câmara e possui resposta relativamente rápida à variação de umidade, tipicamente de 30 segundos.

Considerando que a relação entre resistência e umidade relativa obtida não é linear, não é possível definir um único valor de sensibilidade para toda a faixa de rh. Nesse caso, a sensibilidade é definida para um valor particular t_o e rh_o , através da equação:

$$S(t_o, rh_o) = \left. \frac{\partial}{\partial rh} r(t, rh) \right|_{t=t_o, rh=rh_o} \quad (5.8)$$

A tabela 5.1 mostra a sensibilidade do sensor para uma umidade relativa de 55%RH, em algumas temperaturas. Vale lembrar que a sensibilidade deste sensor tende a ser maior à medida que a umidade relativa cai.

| 10°C | 20°C | 30°C | 40°C | 50°C |
|--------------|-------------|-------------|------------|------------|
| 1187,10Ω/%RH | 420,53Ω/%RH | 188,83Ω/%RH | 99,73Ω/%RH | 59,16Ω/%RH |

Tabela 5.1: Sensibilidade do sensor à umidade relativa.

A tabela 5.2 apresenta um resumo das especificações do sensor e do circuito condicionador de sinais, definidas ao longo do texto.

| | |
|--|---|
| Dimensão do elemento sensor: | 10mm x 10mm |
| Máxima variação de corrente de saída do circuito: | I_{out} : 3,66μA – 45,39μA (99%RH a 60°C - 1%RH a 10°C) I_{plat} : 10,98μA – 12,68μA (10°C - 60°C) |
| Consumo: | 201,8μA a 3,3V (parte analógica) 535,0nA a 3,3V (parte digital) |
| Máxima variação de resistência do sensor: | 129,6Ω - 271,12kΩ, (99%RH a 60°C - 1%RH a 10°C) |
| Faixa de medição: | máx 90%RH para evitar condensação |
| Sensibilidade do elemento sensor: | 188,83Ω/%RH a 55%RH |
| Histerese: | 3,4% a 55%RH |
| Temperatura de operação: | 0 a 60°C |
| Tempo de resposta: | +/-30s |

Tabela 5.2: Sumário das especificações obtidas do sensor de rh baseado em P(EO-EPI) e do circuito condicionador de sinais.

As características do sensor de umidade baseado em P(EO-EPI) são bastante semelhantes às dos sensores de uso geral que atualmente estão disponíveis no mercado. Como exemplo de comparação, abaixo têm-se as características do sensor de umidade HS12P ou HS15P (resistente à água) da *General Electric* [16]:

| Código | HS12P | HS15P |
|--|---|-------------|
| Temperatura de operação: | 0 a 50°C | |
| Faixa de medição: | 20 a 90%RH (sem condensação) | 20 a 100%RH |
| Máxima variação de resistência: | 400Ω a 20MΩ (90%RH a 45°C – 20%RH a 15°C) | |
| Impedância a 50% RH a 25°C: | 60kΩ +/-30kΩ | |
| Tensão de excitação: | 1Vrms AC | |
| Frequência de excitação: | 50Hz a 1kHz | |
| Tempo de resposta: | aprox 8min (30 a 90%RH) | |

Tabela 5.3: Dados do sensor HS12P e HS15P da General Electric.

Pode-se verificar que os sensores da *General Electric* e o que resultou deste trabalho são bastante parecidos. No entanto, vale ressaltar algumas diferenças. O sensor baseado em P(EO_EPI) pode medir umidade relativa abaixo de 20% e sua faixa de variação de resistência, que é menor do que a do sensor da GE, pode ser considerada bem mais adequada para a utilização de circuitos de condicionamento de sinais. A 50%RH e 25°C, o sensor desenvolvido apresenta 6,6kΩ. Além disso, quanto ao tempo de resposta, o sensor de P(EO_EPI) se mostrou bem mais rápido do que o sensor comercial.

Essa comparação mostra que o sensor baseado em P(EO-EPI) pode ser trabalhado em direção a se tornar um produto comercialmente competitivo.

Conclusões

Neste trabalho foi descrito o desenvolvimento de um sensor de umidade relativa utilizando como elemento sensível o P(EO-EPI), um polímero condutor. O sensor foi submetido a ensaios de variação de umidade relativa e de temperatura, a partir dos quais, um modelo matemático foi extraído. É um sensor de fácil fabricação e considerado como sensor de precisão moderada.

Juntamente com o sensor de umidade foi desenvolvido um circuito integrado para condicionamento de sinais do sensor. O circuito também mede a temperatura ambiente para permitir a compensação do efeito térmico na resposta do sensor.

Deste trabalho podem ser apresentados os seguintes pontos positivos: com relação à sensibilidade e resposta o sensor apresentou desempenho acima do esperado. O circuito projetado também funcionou corretamente, de acordo com os parâmetros medidos. Deve-se ressaltar também o processo de aprendizado nas técnicas e metodologia do projeto de circuito integrado e nas técnicas de fabricação dos sensores de umidade.

No entanto existem alguns pontos que podem ser analisados para melhorar o desempenho do sensor como, por exemplo, o tratamento do polímero para diminuir sua solubilidade em água e inclusão de uma proteção do sensor contra poeira e uma análise sobre o tempo de vida do sensor.

Apêndice

Cálculo da massa de P(EO-EPI) dopado para um filme de espessura de 10 μ m

Neste apêndice é apresentado o cálculo utilizado para a obtenção da massa necessária de P(EO-EPI) e de NaI para cobrir toda a superfície do substrato de alumina com um filme de 10 μ m.

Considerando a espessura desejada de 10 μ m e a dimensão do substrato de 5cm por 5cm, tem-se que o volume de P(EO-EPI) é:

$$V = 5\text{cm} \cdot 5\text{cm} \cdot 10^{-3}\text{cm} \quad (\text{A.1})$$

$$V = 0,025\text{cm}^3 \quad (\text{A.2})$$

O fabricante do polímero disponibiliza a densidade apenas do P(EO-EPI)_{50:50}, igual a 1,289g/ml. Portanto a densidade do P(EO-EPI)_{84:16}, que foi a variação do polímero utilizado neste projeto, foi aproximada para a do P(EO-EPI)_{50:50}.

A massa de P(EO-EPI) é, portanto:

$$m = d \cdot V \quad (\text{A.3})$$

$$m = 1,289 \text{ g / cm}^3 \cdot 0,025 \text{ cm}^3 = 0,0322 \text{ g} \quad (\text{A.4})$$

Esta massa seria diluída em 3,0ml de acetona, volume verificado experimentalmente para recobrir a superfície do substrato. Considerando que tal volume é quantidade muito pequena, optou-se por preparar 20,0ml de solução a fim de se evitar erros consideráveis de medida deste volume. A nova massa de P(EO-EPI) será então:

$$m_{pol} = \frac{0,0322 \text{ g} \cdot 20,0 \text{ ml}}{3,0 \text{ ml}} = 0,215 \text{ g} \quad (\text{A.5})$$

Resta acrescentar, nesta massa de P(EO-EPI), 11% de NaI:

$$m_{sal} = \frac{0,215 \text{ g} \cdot 11\%_{sal}}{89\%_{pol}} = 0,0266 \text{ g} \quad (\text{A.6})$$

Foi, portanto, preparada uma solução contendo 20,0ml de acetona, 0,215g de P(EO-EPI)_{84:16} e 0,0266g de NaI, da qual foi depositada aproximadamente 3ml no substrato. O sistema foi posto para uma secagem à vácuo por 5 dias, em temperatura ambiente. Após a secagem, foi medida uma espessura de 10,4μm do filme.

Bibliografia

- [1] Gaylon S. Campbell, An Introduction to Environmental Biophysics, Heidelberg Science Library (1977).
- [2] Gábor Harsányi, Polymer Films in Sensor Applications: Technology, Materials, Devices and Their Characteristics, Technomic (1995).
- [3] Giuseppe C. –Micelli, Alberto Zanelli, Use and Design of Plastic Umidity Sensors.
- [4] E. Traversa, Ceramic Sensors for Humidity Detection: The State Of The Art and Future Developments, Sensors and Actuators B 23 (1995) p135-156.
- [5] Z. M. Rittersma, Recent Achievements in Miniaturised Humidity Sensors – A Review of Transduction Techniques, Sensors and Actuators A 96 (2002) p196-210.
- [6] W. A. Gazotti, M. A. S. Spinacé, E. M. Giroto, M. –A. De Paoli, Polymer Electrolytes Based on Ethylene Oxide-Epichlorohydrin Copolymers, Solid State Ionics 130 (2000) p281-291.
- [7] A. F. Nogueira, M. A. S. Spinacé, W. A. Gazotti, E. M. Giroto, M. -A. De Paoli, Poly(ethylene oxide-co-epichlorohydrin)/NaI: A Promising Polymer Electrolyte for Photoelectrochemical Cells, Solid State Ionics 140 (2001) p327-335.
- [8] C. A. dos Reis Filho, Zbloed – Integrated Circuit for Measuring the Impedance of Blood “in vivo”, Technical Report (Dec, 2001).
- [9] R. M. Swanson, J. D. Meindl, Ion-Implanted Complementary MOS Transistor in Low-Voltage Circuits, J. Solid State Circuits (1972) vol. SC-7 pp 146-153.
- [10] A. Bakker, J. H. Huijsing, Micropower CMOS Temperature Sensor with Digital Output, J. Solid State Circuits (1996) vol. 31 pp 933-937.
- [11] J. P. C. Cajueiro, Projeto de uma Fonte de Tensão de Referência do Tipo Bandgap em Tecnologia CMOS, tese de Mestrado (2002) UNICAMP.

[12] AMS 0.35 μ m CMOS C35 Process Parameters Manual,
www.austriamicrosystems.com.

[13] A. Rastings, The Art of Analog Layout, Prentice Hall (2001).

[14] A. F. Nogueira, Células Solares de “Gratzel” com Eletrólito Polimérico, Tese de Doutorado (2001) UNICAMP.

[15] J. P. C. Cajueiro, Fonte de Tensão de Referência Ajustável Implementada com Transistores MOS, Tese de Doutorado (2005) UNICAMP.

[16] General Electric Type HS12P HS15P Relative Humidity Sensor Datasheet.