

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**FEUP**

# **Estudo, caracterização e teste de uma antena microfabricada**

Vasco Ferraz de Sales Gomes

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e  
de Computadores  
Major em Telecomunicações

Orientador: Prof. Vítor Grade Tavares  
Co-orientador: Prof. Luís Alexandre Rocha

Junho de 2008

© Vasco Gomes, 2008

Para o Fernando, Madalena e Tânia.



# Resumo

Nos dias de hoje, alguns dos avanços na medicina devem-se a colaborações com Engenheiros, Químicos, Físicos entre outros. Senão vejamos, como seria possível projectar um simples bisturi sem a ajuda de um Engenheiro Mecânico que simule e projecte o objecto em vários *softwares* desenvolvidos por um Engenheiro Informático?

O trabalho aqui apresentado visa o estudo de uma microantena baseada em microtecnologia com potencial para ser usada em implantes biomédicos. O uso da força de Lorenz permite que campos magnéticos sejam detectados a baixas frequências, possibilitando a realização de uma antena que opera a baixas frequências.

A antena, fabricada num processo SOI (*silicon on insulator*), não ocupa mais do que  $6\text{mm}^2$ , e funciona perto de 1KHz. Durante o trabalho foi efectuada a caracterização electromecânica do microdispositivo, sendo que o objectivo principal foi o projecto e construção de um circuito para leitura das variações de capacidade.

Os parágrafos seguintes apresentam um resumo sobre cada capítulo da dissertação.

*Capítulo 1 – Introdução.* Neste capítulo introdutório, o leitor adquire os conceitos mais importantes apresentados na dissertação.

*Capítulo 2 – Objectivo.* Aqui pode compreender-se o principal propósito da dissertação. Fala-se também sobre o princípio básico de funcionamento do sistema e tecnologias utilizadas.

*Capítulo 3 – O Estado da Arte.* O estudo do estado da arte destina-se a documentar o que está a ser feito actualmente sobre este tópico.

*Capítulo 4 – Resultados Preliminares.* Alguns testes iniciais e seus resultados são enunciados nesta secção.

*Capítulo 5 – Caracterização Electromecânica.* Toda a caracterização electromecânica mais relevante do MEMS está documentada no presente capítulo.

*Capítulo 6 – Caracterização Electromagnética.* No presente capítulo descreve-se grande parte da caracterização electromagnética do sistema.

*Capítulo 7 – Circuito de Leitura e Testes.* O circuito de leitura e testes do microdispositivo é o passo mais importante da dissertação. Uma boa análise do sistema passa por se conseguir um bom circuito de leitura.

*Capítulo 8 – Análise dos Resultados.* O circuito de leitura é extremamente importante portanto este capítulo engloba todos os seus resultados.

*Capítulo 9 – Conclusão.* Finalmente, é apresentado ao leitor uma conclusão de todo o trabalho realizado, focando quais os objectivos alcançados e propondo futuras ideias.

# **Abstract**

*Nowadays, some of the advances in medicine are due to collaborations with Engineers, Chemists, Physicians or others. Otherwise, how would be possible to design a simple scalpel without the help of a Mechanical Engineer who simulates and designs the object in several software tools developed by a Computer Engineer?*

*This thesis aims the study of a microantenna based on microtechnology with potential for being used in biomedical implants. The Lorenz force allows magnetic fields to be detected at low frequencies allowing the construction of an antenna that operates at low frequency.*

*The antenna, manufactured in a SOI process (silicon-on-insulator), does not occupy more than  $6\text{mm}^2$ , and operates around 1KHz. During the work, the characterization of the electromechanical microdevice was carried out, although the main objective was the design and construction of a circuit for reading the capacity variations.*

*The following paragraphs are a summary of each chapter of the dissertation.*

*Chapter 1 – Introduction. In this introductory chapter, the reader acquires the most important concepts presented in this thesis*

*Chapter 2 – Objective. This chapter discusses the main purpose of the dissertation. There is also a reference about the basic principle of operation of the system and used technologies.*

*Chapter 3 – The State of the Art. The study of the state of the art is indented to document what is currently being done on this subject.*

*Chapter 4 – Preliminary Results. Some preliminary tests and results are listed in this section.*

*Chapter 5 – Electromechanical Characterization. All relevant electromechanical characterization of the MEMS is documented in this chapter.*

*Chapter 6 – Electromagnetic Characterization. This chapter describes the relevant electromagnetic characterization of the system.*

*Chapter 7 – Reading Circuit and Tests. The reading circuit and testing of the microdevice are presented. A good analysis of the system is performed in order to achieve a good readout circuit.*

*Chapter 8 – Results Analysis. The reading circuit is extremely important so in this chapter is included all of its results.*

*Chapter 9 – Conclusion. Finally, the conclusions of the entire work are drawn, focusing achieved output and providing future ideas.*

# Índice

1.	Introdução .....	1
1.1	O que são MEMS?.....	2
1.2	<i>Wireless</i> .....	3
1.3	Antena.....	4
1.4	Implante .....	5
1.5	Biotelemetria .....	5
2.	Objectivo e Apresentação da Microantena .....	7
2.1	Apresentação da microantena e princípio de funcionamento .....	8
2.2	Possível aplicação .....	12
3.	O Estado da Arte .....	13
3.1	Força de Lorenz.....	13
3.2	Frequência versus Tamanho .....	14
3.3	Campo Eléctrico e Campo Magnético .....	15
3.3.1	Potencia emitida .....	19
3.4	Materiais usados no fabrico de MEMS .....	22
3.5	<i>Silicon on Insulator</i> .....	22
3.6	Método de Elementos Finitos .....	24
3.7	ANSYS .....	25
3.8	Encapsulamentos .....	27
3.9	<i>Patch antennas</i> .....	29
3.10	<i>Microstrip patch antennas</i> .....	30
4.	Resultados Preliminares.....	31
4.1	Primeiro teste – Corrente numa barra (2D) .....	31
4.2	Segundo teste – Corrente numa barra (3D) .....	32
4.3	Terceiro teste – Corrente numa geometria complexa .....	33
5.	Caracterização Electromecânica .....	35

5.1 Cálculo da constante elástica da mola .....	35
5.1.1 Cálculo no ANSYS da constante elástica da mola ( $h=5.5\mu\text{m}$ ) .....	36
5.1.2 Cálculo analítico da constante elástica da mola ( $h=5.5\mu\text{m}$ ) .....	37
5.1.3 Cálculo no ANSYS da constante elástica da mola ( $h=4.9\mu\text{m}$ ) .....	38
5.1.4 Cálculo analítico da constante elástica da mola ( $h=4.9\mu\text{m}$ ) .....	39
5.1.5 Conclusão .....	40
5.2 Resistência da microestrutura .....	40
5.3 Massa da microestrutura móvel .....	42
5.4 Frequência de ressonância da microestrutura .....	43
6. Caracterização Electromagnética .....	45
6.1 Cálculo da capacidade total da microestrutura .....	45
6.2 Corrente que atravessa a microestrutura .....	47
7. Circuito de Leitura e Testes .....	51
7.1 MEMS alimentado por uma pilha .....	51
7.2 Primeiro protótipo do circuito de leitura .....	59
7.3 Placas de circuito impresso .....	61
8. Análise dos Resultados .....	63
8.1 Utilização do modelo do MEMS .....	63
8.2 Utilização do sensor real .....	67
8.3 Regulador de tensão .....	71
9. Conclusão .....	73
A. Anexo 1 .....	75
B. Anexo 2 .....	76
C. Anexo 3 .....	77
D. Anexo 4 .....	78
E. Anexo 5 .....	79
F. Anexo 6 .....	81
Referências .....	89

# Lista de ilustrações

Ilustração 1-1 – Dimensão de um sistema microelectromecânico [3] .....	3
Ilustração 1-2 – Imagem exemplificativa de um sistema MEMS [4] .....	3
Ilustração 2-1 – Princípio de funcionamento da microantena [31].....	8
Ilustração 2-2 – <i>U-shaped cantilever</i> .....	9
Ilustração 2-3 – Configuração genérica assimétrica do movimento das placas capacitivas [21]10	
Ilustração 2-4 – Configuração para teste de movimento .....	11
Ilustração 2-5 – Diagrama de blocos do projecto .....	12
Ilustração 3-1 – Movimento de uma carga sujeita a um campo electromagnético.....	14
Ilustração 3-2 – Onda electromagnética com polarização linear vertical .....	16
Ilustração 3-3 – Campos próximos e campo distante.....	18
Ilustração 3-4 – Dipolo de meio comprimento de onda .....	19
Ilustração 3-5 – Padrão de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda .....	20
Ilustração 3-6 – Fotografia da microantena fabricada no processo SOI da Tronics [31] .....	24
Ilustração 3-7 – Exemplo de como a corrente se distribui numa placa de silício .....	26
Ilustração 3-8 – Densidade de corrente elevada nas esquinas .....	27
Ilustração 3-9 – <i>Chip</i> com encapsulamento DIP14.....	27
Ilustração 3-10 – <i>Chip</i> com encapsulamento QFP .....	28
Ilustração 3-11 – Adaptador QFP32 para DIP32 .....	28
Ilustração 3-12 – Constituição de uma <i>patch antenna</i> .....	29
Ilustração 4-1 – Resultado do primeiro teste .....	32
Ilustração 4-2 – Resultados do segundo teste.....	33
Ilustração 4-3 – Aspecto da estrutura e da corrente que a atravessa do terceiro teste.....	34
Ilustração 5-1 – Deformação provocada pela força de valor unitário .....	36
Ilustração 5-2 – Aspecto de uma das molas.....	38
Ilustração 5-3 – Deslocamento da microestrutura real .....	39
Ilustração 5-4 – Resistência equivalente de um bloco com buracos.....	41

Ilustração 6-1 – Densidade de corrente .....	47
Ilustração 6-2 – Distribuição vectorial da densidade de corrente .....	48
Ilustração 6-3 – Troço da microestrutura onde foi calculada a corrente que a atravessa.....	49
Ilustração 7-1 – Forma geral do circuito de leitura.....	52
Ilustração 7-2 – Configuração inversora .....	53
Ilustração 7-3 – <i>Charge Amplifier</i> .....	55
Ilustração 7-4 – Multiplicação em frequência.....	57
Ilustração 7-5 – Circuito regulador de tensão positivo.....	58
Ilustração 7-6 – Computador Z80 construído em <i>Wire Wrapping</i> .....	60
Ilustração 7-7 – Ferramenta manual .....	60
Ilustração 7-8 – Ferramenta eléctrica .....	60
Ilustração 7-9 – PCB do circuito de leitura.....	62
Ilustração 7-10 – PCB do circuito regulador de tensão .....	62
Ilustração 8-1 – Sinal de entrada (1) e sinal invertido (2) .....	64
Ilustração 8-2 – Sinal de entrada (1) e sinal à saída do <i>charge amplifier</i> (2) .....	64
Ilustração 8-3 – Sinal de entrada (1) e sinal à saída do segundo andar de ganho (2).....	65
Ilustração 8-4 – Sinal de entrada (1), sinal à saída do multiplicador (2) e sinal à saída do segundo andar de ganho (3).....	65
Ilustração 8-5 – Nível DC (normalizado) em função de $\Delta C$ de referência.....	67
Ilustração 8-6 – Configuração que provoca um desfasamento de 90 graus entre os sinais.....	68
Ilustração 8-7 – Digrama de Bode .....	69
Ilustração A-1 – Configuração de pinos do <i>chip</i> .....	75
Ilustração B-1 – Desenho CAD da microantena .....	76
Ilustração C-1 – Resistência em cada bloco linear .....	77
Ilustração D-1 – Circuito de leitura .....	78
Ilustração E-1 – Regulador .....	79
Ilustração F-1 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 0.0pF .....	81
Ilustração F-2 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 0.2pF .....	81
Ilustração F-3 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 1.0pF .....	81
Ilustração F-4 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 1.2pF .....	82
Ilustração F-5 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 9.0pF .....	82
Ilustração F-6 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 7.8pF .....	82
Ilustração F-7 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 6.8pF .....	83
Ilustração F-8 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 5.6pF .....	83
Ilustração F-9 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 8.0pF .....	83
Ilustração F-10 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 5.0pF .....	84
Ilustração F-11 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 4.0pF .....	84
Ilustração F-12 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 3.0pF .....	84
Ilustração F-13 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 1.8pF .....	85

Ilustração F-14 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 1.6pF .....	85
Ilustração F-15 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 0.8pF .....	85
Ilustração F-16 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 0.4pF .....	86
Ilustração F-17 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 8.2pF .....	86
Ilustração F-18 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 7.2pF .....	86
Ilustração F-19 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 6.2pF .....	87
Ilustração F-20 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 6.0pF .....	87
Ilustração F-21 – Nível de tensão DC na saída do circuito com $\Delta C_{Ref}$ igual a 4.8pF .....	87



## Lista de tabelas

Tabela 3-1 – Principais passos da tecnologia usada para o fabrico da microantena .....	23
Tabela 5-1 – Comparação entre os vários métodos de cálculo do valor da constante de elasticidade .....	40
Tabela 8-1 – Níveis de tensão DC na saída do circuito.....	66



# Lista de Equações

Equação 2.1 – Variação da capacidade da microestrutura quando aumentamos ou diminuimos a distância entre os eléctrodos.....	10
Equação 2.2 – Força de Lorenz.....	11
Equação 3.1 – Força de Lorenz.....	13
Equação 3.2 – Força de Lorenz.....	14
Equação 3.3 – Relação entre os vários campos .....	15
Equação 3.4 – Zona em que se encontra o campo reactivo próximo .....	17
Equação 3.5 – Zona em que se encontra o campo próximo radiante .....	17
Equação 3.6 – Zona em que se encontra o campo distante .....	17
Equação 3.7 – Relação entre a intensidade do campo eléctrico e magnético .....	18
Equação 3.8 – Relação entre a intensidade do campo eléctrico e magnético .....	19
Equação 3.9 – Impedância do meio.....	19
Equação 3.10 – Impedância do vazio.....	19
Equação 3.11 – Directividade de um dipolo de meio comprimento de onda.....	20
Equação 3.12 – Ganho de um dipolo de meio comprimento de onda.....	21
Equação 3.13 – Intensidade do campo eléctrico .....	21
Equação 3.14 – Intensidade do campo magnético em função da intensidade do campo eléctrico .....	21
Equação 3.15 – Densidade superficial de fluxo magnético .....	21
Equação 4.1 – Resistência da placa de cobre.....	31
Equação 4.2 – Corrente que é atravessada na placa de cobre .....	31
Equação 4.3 – Resistividade e resistência do material .....	32
Equação 4.4 – Corrente que é atravessada no paralelepípedo de cobre .....	33
Equação 5.1 – Força de Lorenz e força elástica .....	35
Equação 5.2 – Deslocamento .....	36
Equação 5.3 – Constante de elasticidade para uma mola .....	37

Equação 5.4 – Momento de inércia .....	37
Equação 5.5 – Constante de elasticidade total do MEMS.....	37
Equação 5.6 – Resistência de um material .....	40
Equação 5.7 – Resistência equivalente .....	41
Equação 5.8 – Resistência equivalente .....	42
Equação 5.9 – Volume em função da área e espessura.....	42
Equação 5.10 - Massa em função da densidade e do volume.....	43
Equação 5.11 - Frequência de ressonância .....	43
Equação 6.1 – Capacidade em repouso da microestrutura.....	45
Equação 6.2 – Resultado da capacidade em repouso da microestrutura .....	46
Equação 6.3 – Resultado da capacidade parasita em repouso da microestrutura .....	46
Equação 6.4 – Densidade de corrente.....	47
Equação 7.1 – Tensão de saída .....	51
Equação 7.2 – Ganho em malha aberta da configuração inversora .....	54
Equação 7.3 – Tensão de saída (1).....	55
Equação 7.4 – Tensão de saída (2).....	55
Equação 7.5 – Tensão de saída .....	56
Equação 7.6 – Multiplicação de dois sinais sinusoidais .....	56
Equação 7.7 – Fórmula de Euler .....	56
Equação 7.8 – Resultado da multiplicação em frequência .....	57
Equação 8.1 – Função de transferência .....	68

# Abreviaturas e Símbolos

## Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

CAD	<i>Computer-Aided Design</i>
CMOS	<i>Complementary Metal–Oxide–Semiconductor</i>
DIL	<i>Dual In-line Package</i>
DIP	<i>Dual In-line Package</i>
DRIE	<i>Deep Reactive Ion Etching</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GSM	<i>Global System Mobile</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
MEF	Método de Elementos Finitos
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
MST	<i>MicroSystems Technology</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
QFP	<i>Quad Flat Package</i>
SOI	<i>Silicon On Insulator</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>

## Lista de símbolos

<b>A</b>	secção ou área
<b>B</b>	densidade superficial do fluxo magnético
<b>c</b>	velocidade da luz no vácuo
<b>C</b>	capacidade
<b>D</b>	campo eléctrico de deslocamento ou densidade superficial de campo eléctrico.
<b>D</b>	maior dimensão da antena ou directividade

$d$	distância entre placas de condensadores
$E$	intensidade do campo eléctrico
$e_{cd}$	eficiência da antena
$F$	força
$f$	frequência
$f_r$	frequência de ressonância
$G$	ganho da antena
$H$	intensidade de campo magnético
$h$	largura
$i$	corrente
$I$	corrente
$k$	constante elástica
$L$	comprimento
$m$	massa
$N$	número de condensadores
$q$	carga da partícula
$Q$	factor de qualidade
$R$	distância à superfície da antena ou resistência
$S$	secção ou área
$T$	espessura
$U$	intensidade de radiação ou tensão
$v$	velocidade
$W$	largura
$x$	deslocamento
$\Delta C$	variação de capacidade
$\varepsilon$	constante dieléctrica
$\varepsilon_0$	constante dieléctrica no vácuo
$\eta$	impedância do meio
$\lambda$	comprimento de onda
$\mu$	permeabilidade magnética
$\mu_0$	permeabilidade magnética no vácuo
$\rho$	densidade ou resistividade

# 1. Introdução

Desde os primórdios da civilização que o homem desenvolve constantemente os métodos de comunicação. Passamos pelos métodos mais rudimentares de comunicação, como por exemplo os sinais de fumo, correspondência postal, telegrama, etc., até às comunicações actuais de alta capacidade por fibra óptica, GSM<sup>1</sup>, UMTS<sup>2</sup>, HSDPA<sup>3</sup> ou até mesmo por satélite. Apesar da fibra óptica conseguir transmitir elevados débitos de informação, o futuro incide nas comunicações sem fios, pois permitem uma cobertura geográfica maior. Numa rede sem fios, o aumento da capacidade da rede torna-se razoavelmente menos complexo quando comparado com uma rede fixa de telecomunicações em que é necessário estender cabo sempre que algum assinante requisita algum serviço. Com um sistema de comunicações sem fios a evolução da rede passa por colocar um novo posto de acesso (antena) na área pretendida.

As palavras-chave deste projecto são: MEMS<sup>4</sup> (*Micro-Electro-Mechanical Systems*), Comunicações *Wireless*, Antena, Implante e Biotelemetria. Assim sendo, vamos agora fazer uma breve descrição de cada uma destas palavras-chave.

---

<sup>1</sup> *Global System Mobile* é uma tecnologia móvel e o padrão mais popular das redes de telecomunicações móveis do mundo.

<sup>2</sup> *Universal Mobile Telecommunication System* é uma das tecnologias de terceira geração no universo dos telemóveis.

<sup>3</sup> *High-Speed Downlink Packet Access* é um novo protocolo de telefonia móvel, também chamado 3.5G. O HSDPA é um serviço de transmissão de pacotes de dados que opera dentro do UMTS / W-CDMA, no sentido descendente (*downlink*), permitindo a transmissão de dados até 10Mbit/s numa banda de 5MHz.

<sup>4</sup> *Micro-Electro-Mechanical Systems* é a integração de elementos mecânicos, sensores, actuadores e electrónica num substrato de sílica através de um processo de microfabrico.

## 1.1 O que são MEMS?

Nos Estados Unidos da América esta tecnologia é conhecida como sistemas microelectromecânicos (MEMS) [1], e na Europa é designada por tecnologia de microsistemas (MST).

Esta tecnologia é, simultaneamente, uma caixa de ferramentas, um produto físico e um método [1]:

- É um *portfólio* de técnicas e processos que se juntam para desenhar e criar sistemas em miniatura.
- É um produto físico que normalmente tem uma aplicação única, ou seja, quando um engenheiro desenha um produto MEMS tem em mente apenas um alvo específico para o utilizar.
- “*MEMS is a way of making things*”<sup>5</sup>. Estes dispositivos juntam a capacidade de detectar e actuar (sensores e actuadores) com a computação e comunicação para que seja possível controlar localmente parâmetros físicos de escala microscópica [1].

Os produtos desta tecnologia possuem uma vasta gama de características distintas. São sistemas embebidos em miniatura que envolvem um ou mais componentes ou estruturas micromecânicas. Um aspecto importante destes microsistemas é a vantagem de se conseguir ter sistemas de alto desempenho que conseguem integrar várias funções no mesmo encapsulamento, como por exemplo um acelerómetro com um circuito auxiliar de diagnóstico, leitura e tratamento de dados [2].

Também trazem vantagens directas e indirectas a nível de custos. As vantagens directas são aquelas que advêm do facto da produção em larga escala deste tipo de componentes tornar o preço por unidade bastante razoável. Este custo razoável deve-se ao facto do fabrico destes componentes incidir essencialmente no desenho e produção das máscaras para fotolitografia. Assim, a redução nos custos de fabrico e manutenção destes produtos torna possível uma vantagem indirecta.

Os sistemas baseados em MEMS têm como principal característica a integração de elementos mecânicos, electrónicos, sensores e actuadores no mesmo substrato de silício, através de uma tecnologia de microfabrico. A Ilustração 1-1 mostra um destes microsistemas.

---

<sup>5</sup> “Os MEMS são uma via para criar coisas”. Esta frase foi dita pelo Departamento de Tecnologia em Microsistemas dos EUA.

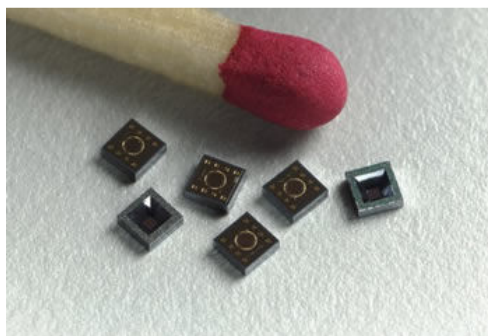


Ilustração 1-1 – Dimensão de um sistema microelectromecânico [3]

Um segundo exemplo de uma estrutura mecânica baseada em roldanas é apresentado na Ilustração 1-2.

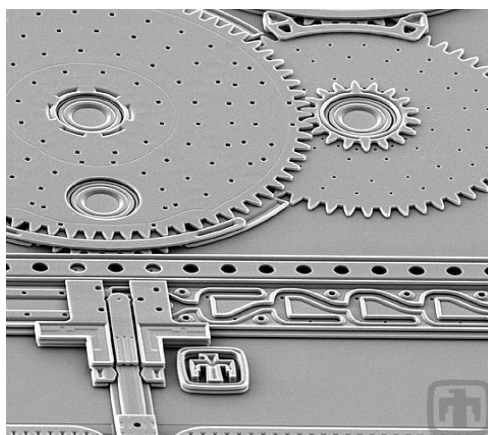


Ilustração 1-2 – Imagem exemplificativa de um sistema MEMS [4]

Este recente conceito de microtecnologia promete uma enorme revolução numa vasta gama de microsistemas. A tecnologia de microfabrico consegue implementar na mesma pastilha de silício sistemas microelectromecânicos bem como circuitos convencionais de microelectrónica uma vez que a tecnologia de microfabrico de MEMS é compatível com a tecnologia de fabrico dos circuitos integrados.

## 1.2 *Wireless*

A tecnologia *Wireless*, ou sem fios [5], permite a conexão entre diferentes pontos sem a necessidade do uso de qualquer tipo de cabos. A comunicação é efectuada através da instalação de uma antena e de um rádio de transmissão.

Com esta tecnologia conseguimos unir vários equipamentos sem ser necessário recorrer a cabos de conexão. Desta forma, é possível comunicar com qualquer equipamento sem fios que use os protocolos desta tecnologia.

### **1.3 Antena**

As primeiras antenas [6] foram criadas por Heinrich Hertz em 1886 com a finalidade de o auxiliar no estudo e desenvolvimento das teorias electromagnéticas.

Hertz pesquisou diversos dispositivos durante a realização das suas experiências para testar e conseguir provar a sua nova teoria da radiação electromagnética. Esta teoria foi proposta a Heinrich Hertz pelo matemático e físico James Clerk Maxwell.

Apesar desta informação não ser completamente fiável, acredita-se que as primeiras antenas foram produzidas por Hertz. As antenas eram constituídas por duas placas de metal ligadas a dois bastões metálicos. Estes dispositivos eram depois ligados a duas esferas que estavam separadas por uma distância previamente determinada. Nas esferas, adaptava-se uma bobine que gerava faíscas, ou descargas, a uma dada cadência. Como consequência destas descargas, eram então geradas ondas electromagnéticas oscilatórias nos bastões.

As antenas são estruturas de extrema complexidade e importância nas comunicações. Não podemos deixar de referir que esta descoberta foi uma das mais importantes desde o início da humanidade, permitindo assim uma evolução ímpar nas comunicações.

Existem dois conceitos relativos às antenas que não devem ser esquecidos. O parágrafo seguinte explicará o que são antenas isotrópicas e antenas direccionais.

Uma antena isotrópica é uma antena sem perdas que radia igualmente para todas as direcções. Esta antena é um caso ideal que não é fisicamente realizável. No entanto, é tomado como referência para a expressão das propriedades de directividade, ganho absoluto, ganho relativo, eficiência, densidade de potência de radiação, intensidade de radiação, etc., das antenas.

Uma antena direccionais é uma antena que tem a capacidade de radiar ou receber ondas electromagnéticas mais eficientemente em algumas direcções.

## **1.4 Implante**

Como sabemos, os implantes médicos conseguem mudar radicalmente a vida de uma pessoa. Neste momento, a tecnologia é capaz de aplicar implantes dentários, cardíacos, ortopédicos, estéticos, de monitorização e de controlo, etc.

Uma das vantagens da microantena apresentada neste trabalho é a sua reduzida dimensão, o que faz com que o seu potencial para uso em implantes de monitorização e controlo seja elevado.

## **1.5 Biotelemetria**

A telemetria é um sistema de monitorização de dados com um imenso campo de aplicação e investigação. Este conceito é aplicado na Fórmula 1, na meteorologia, em indústrias, em empresas de telecomunicações, etc. [7].

Tal como o nome indica, a biotelemetria é aplicada à medicina. Este é um campo em que o conceito tem uma enorme importância pois permite monitorizar os dados biológicos de um ser humano. A monitorização e tratamento dos dados são extremamente importantes no estudo das doenças para que no futuro seja possível melhorar os métodos de tratamento e a qualidade de vida dos pacientes.



# 2

## 2. Objectivo e Apresentação da Microantena

O objectivo deste trabalho é a caracterização e teste de uma antena microfabricada, isto é, uma antena MEMS.

Para melhor executar o trabalho aqui apresentado, criaram-se uma série de objectivos parciais. Assim, inicialmente é necessário realizar um estudo aprofundado do estado da arte dos temas mais relevantes.

O segundo objectivo passa por fazer uma caracterização electromecânica, através de modelos analíticos e numéricos (recorrendo ao uso de *software* de simulação). Os modelos numéricos são baseados no Método de Elementos Finitos em ambiente *ANSYS*

Analogamente, é necessário efectuar a caracterização electromagnética de modo a caracterizar a capacidade em repouso do microdispositivo e a densidade de corrente.

O principal objectivo do trabalho é a implementação e teste de um circuito de leitura de variações de capacidade. Uma vez que o projecto da antena já estava efectuado e a microestrutura encontrava-se em fabrico, as principais questões relacionavam-se com a caracterização da microestrutura e com o projecto de um circuito para efectuar a transdução do microdispositivo, nomeadamente a leitura de variações de capacidade.

## 2.1 Apresentação da microantena e princípio de funcionamento

A dimensão, composição e ilustração do funcionamento da microantena podem ser observados na Ilustração 2-1.

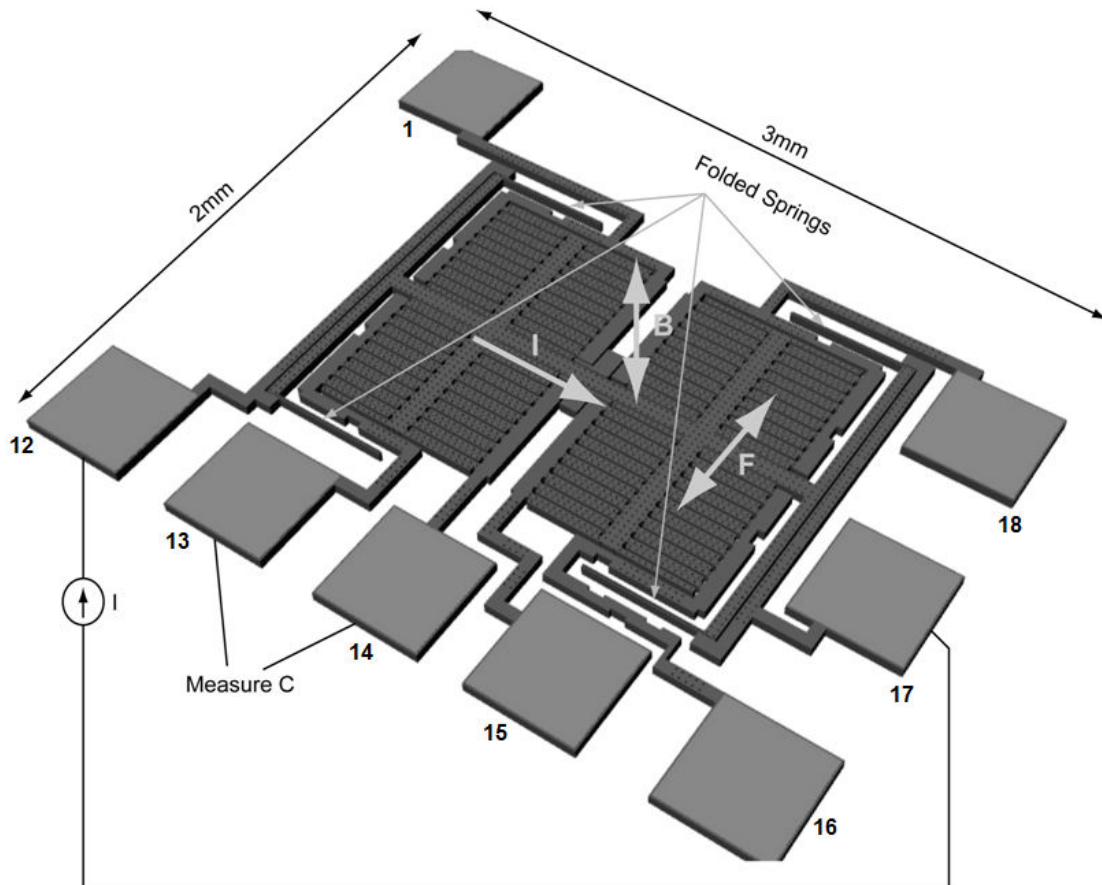


Ilustração 2-1 – Princípio de funcionamento da microantena [31]

Dois *pads* são usados para a injeção da corrente. Estes *pads* estão conectados a uma fonte de corrente de intensidade  $I$ , cujo pino de entrada (*pad* 12) está ligado ao pólo positivo da fonte e o pino de saída (*pad* 17) ligado à massa.

Os restantes seis *pads* (1, 13, 14, 15, 16, 18) servem para detectar a alteração do valor da capacidade ( $\Delta C$ ). Existem seis possíveis combinações para ler vários valores de  $\Delta C$ . Na Ilustração 2-1 podemos ver uma das seis combinações possíveis identificada como *Measure C*.

Os restantes *pads* do *chip*, observáveis na Ilustração A-1, servem para controlar mais dois microacelerómetros para além da microantena. No entanto os microacelerómetros não têm qualquer relevância no projecto.

As *Folded Springs* (Ilustração 2-1) são quatro molas do tipo *U-shaped cantilever*. As placas de cada condensador possuem uma distância de  $3.6\mu\text{m}$  significando então que o deslocamento máximo teórico da microestrutura móvel é de  $3.6\mu\text{m}$ . No entanto, na prática existem batentes para prevenir que ambas as placas do condensador entrem em curto-circuito. Tal facto, provoca uma diminuição do deslocamento estrutural máximo de  $3.6\mu\text{m}$  para  $3.4\mu\text{m}$ .

Uma mola do tipo *U-shaped cantilever* possui dois braços normalmente paralelos, que não se tocam, ligados numa das extremidades.

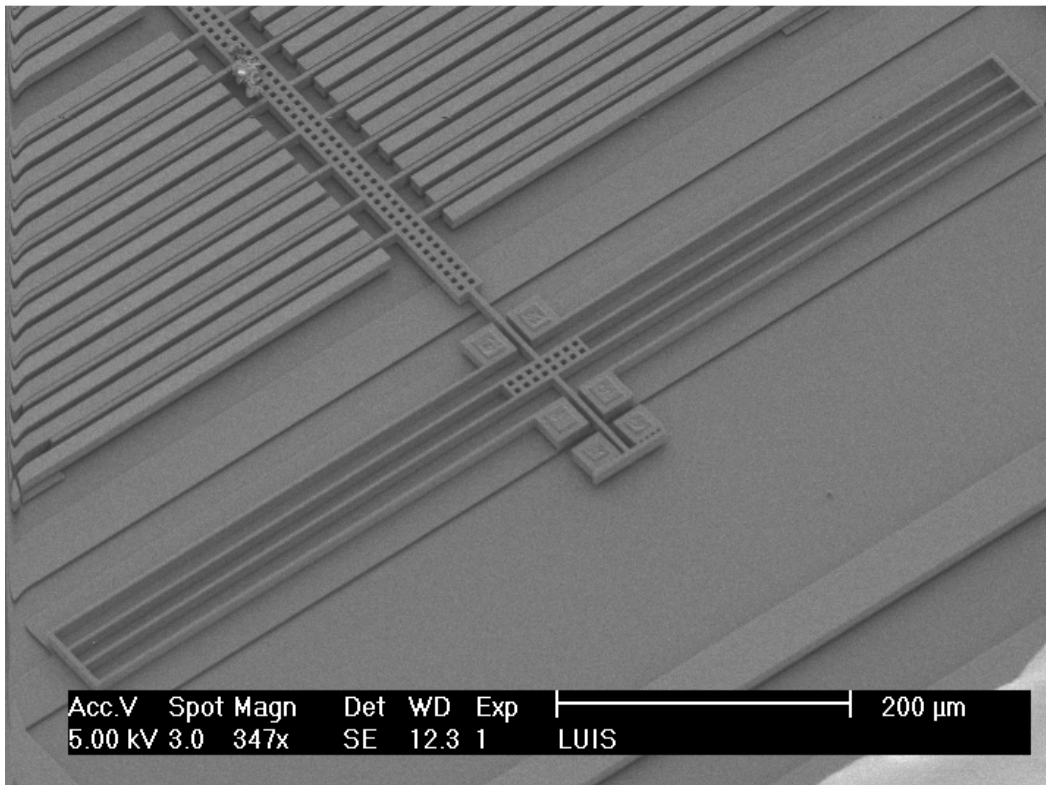


Ilustração 2-2 – *U-shaped cantilever*

Esta topologia possibilita um deslocamento de ambos os braços que aumenta ou diminui o ângulo formado pelos braços consoante a intensidade e direcção da força. A Ilustração 2-2 exhibe um exemplo deste tipo de mola.

Voltando à microestrutura, esta possui uma parte com placas de condensadores móveis e outra parte com placas de condensadores fixas. Quando existe movimento na placa móvel, surge uma mudança no valor da capacidade. Esta variação é detectada pelas várias combinações de medida que os seis *pads Measure C* possibilitam. A próxima figura ilustra o princípio usado de transdução capacitiva.

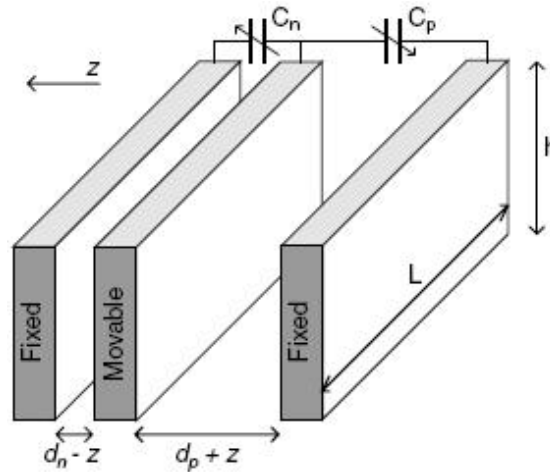


Ilustração 2-3 – Configuração genérica assimétrica do movimento das placas capacitivas [21]

Ambas as placas exteriores são fixas e a placa interior é móvel. Quando existe deslocamento segundo a direcção  $z$ , a capacidade nominal  $C_n$  aumenta e a capacidade parasita  $C_p$  diminui. Isto verifica-se porque o valor da capacidade é inversamente proporcional à distância que separa os eléctrodos, tal como indicado na Equação 2.1:

$$C = \epsilon_0 \frac{L \times h}{d \pm z} \times N = \epsilon_0 \frac{A}{d \pm z} \times N$$

Equação 2.1 – Variação da capacidade da microestrutura quando aumentamos ou diminuimos a distância entre os eléctrodos.

Existem seis combinações de medida para avaliar a variação de capacidade originada pelo movimento da microestrutura. As seis combinações de medida estão situadas entre o *pad* 1 e o *pad* 18, entre o *pad* 13 e o *pad* 14, entre o *pad* 15 e o *pad* 16, entre o *pad* 13 e o *pad* 15, entre o *pad* 14 e o *pad* 16 e finalmente a combinação entre o conjunto de *pads* 13 e 16 com o conjunto de *pads* 14 e 15. Dois *pads* originam uma combinação de medida quando duas partes da microestrutura, com o mesmo número de condensadores, originam um valor de capacidades diferentes. A diferença de capacidades surge quando o movimento numa direcção implica um aumento do valor da capacidade num dos blocos enquanto no outro bloco a capacidade diminui.

A combinação usada neste trabalho é a variação de capacidade que se obtém entre o *pad* 1 e o *pad* 18.

O funcionamento da microantena é baseado na força de Lorenz. Esta lei diz que para existir uma força  $F$  é preciso haver uma corrente  $I$  a percorrer um condutor de comprimento  $L$  (entre o *pad* 12 e o *pad* 17) e um campo magnético  $B$ , que neste

caso é criado pela onda electromagnética emitido pela antena emissora. Assim sendo, conclui-se que:

$$F = L \cdot (I \times B)$$

Equação 2.2 – Força de Lorentz

Por outro lado, se em vez de se aplicar uma corrente entre o *pad* 12 e o *pad* 17, aplicar-se uma tensão DC num *pad* de teste (*pad* 13, por exemplo), vamos criar uma força electrostática que irá provocar o movimento da placa, resultando portanto numa variação de capacidade. Concluindo, os *pads* de teste podem ser utilizados para verificar se a estrutura se move. Os *pads* de teste são: *pad* 13, *pad* 14, *pad* 15 e *pad* 16. Como a tensão para medir as capacidades é alternada e muito acima da frequência de ressonância esta não vai interferir no movimento da microestrutura. A Ilustração 2-4 exemplifica o procedimento de teste:

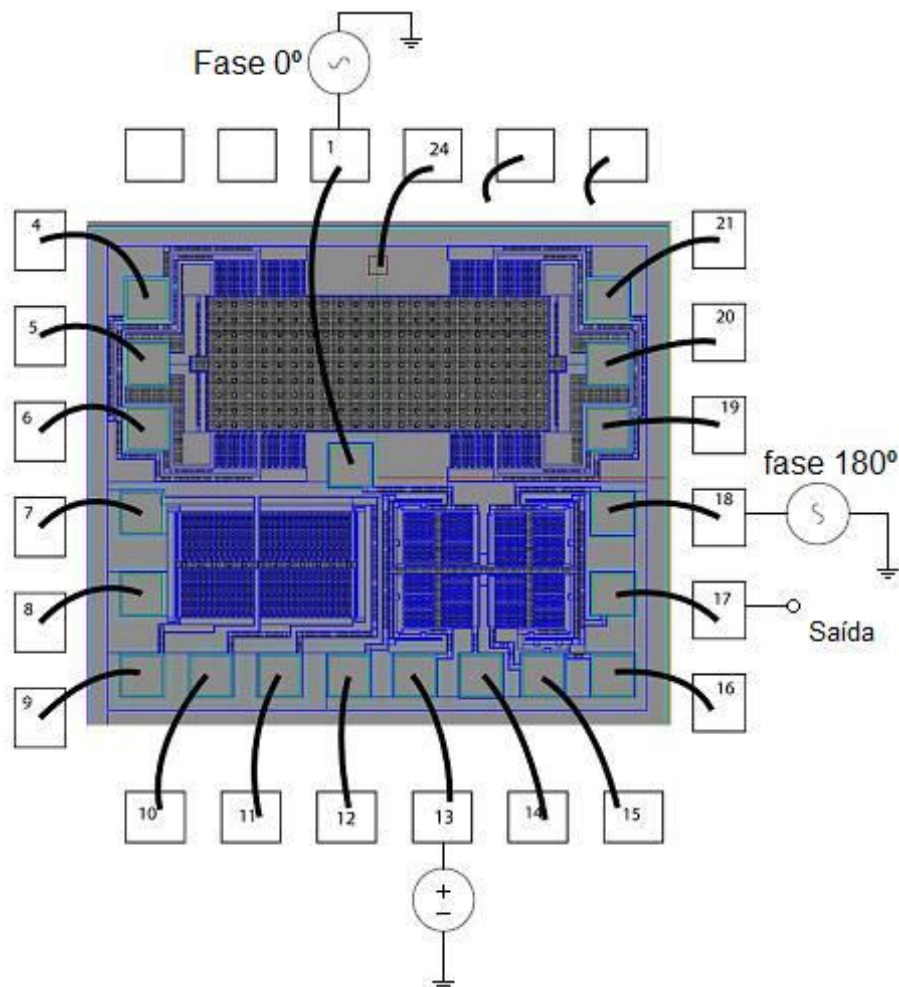


Ilustração 2-4 – Configuração para teste de movimento

As fontes de sinal têm que estar a operar em oposição de fase para que seja possível obter a leitura diferencial do valor da variação de capacidade. Enquanto não houver alteração no valor de  $\Delta C$  os sinais sinusoidais são simétricos e consequentemente a diferença entre ambos é nula implicando uma variação nula da capacidade. Assim que a microestrutura se mover, o deslocamento originado vai provocar o aumento da capacidade nos condensadores alimentados pelo *pad* 1 e uma diminuição da capacidade nos condensadores alimentados pelo *pad* 18, ou vice-versa. Quando tal acontecer as amplitudes dos sinais sinusoidais vão ser diferentes estando essa diferença relacionada directamente com o valor de  $\Delta C$ .

Este trabalho assume a existência de uma antena emissora exterior, da microantena e de um circuito de leitura que detecta as alterações de capacidade provocadas pela onda electromagnética. A Ilustração 2-5 apresenta o correspondente diagrama de blocos.

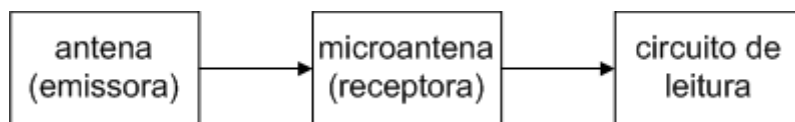


Ilustração 2-5 – Diagrama de blocos do projecto

## 2.2 Possível aplicação

Uma aplicação da microantena é o seu uso em implantes no corpo humano, o que traduz uma relevante importância no campo da medicina. O desenho estrutural da antena pode ser observado no anexo 2 (Ilustração B-1).

Uma das mais promissoras aplicações, é o uso da microantena num implante para comandar as necessidades fisiológicas através do controlo da bexiga. Estes doentes não conseguem estimular a bexiga e através do envio de impulsos eléctricos é possível reter ou expelir a urina.

O receptor pode ser colocado dentro da coluna vertebral e ligado ao sistema nervoso para que este consiga enviar os impulsos eléctricos adequados à bexiga, através de um emissor baseado em radiofrequência localizado fora do corpo do doente.

O uso de radiofrequência evita que sejam usados fios dentro do corpo humano, sujeitos a infecções, evitando a necessidade de um orifício permanente na coluna vertebral do paciente para comunicar com os implantes convencionais.

# 3

## 3. O Estado da Arte

Neste capítulo é apresentado o estado da arte dos vários conceitos tecnológicos relativos a este tema.

### 3.1 Força de Lorenz

Na física, a força de Lorenz é a força exercida sobre uma partícula carregada num campo electromagnético.

A partícula vai sofrer uma força devido ao campo eléctrico  $q\mathbf{E}$  e também devido ao campo magnético  $q\mathbf{v}\times\mathbf{B}$ . Combinando estas duas forças obtemos a força de Lorenz

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v}\times\mathbf{B}),$$

Equação 3.1 – Força de Lorenz

onde  $\mathbf{F}$  é a força de Lorenz,  $q$  é a carga da partícula,  $\mathbf{E}$  é a intensidade do campo eléctrico,  $\mathbf{v}$  é a velocidade da partícula e  $\mathbf{B}$  é a densidade superficial do fluxo magnético.

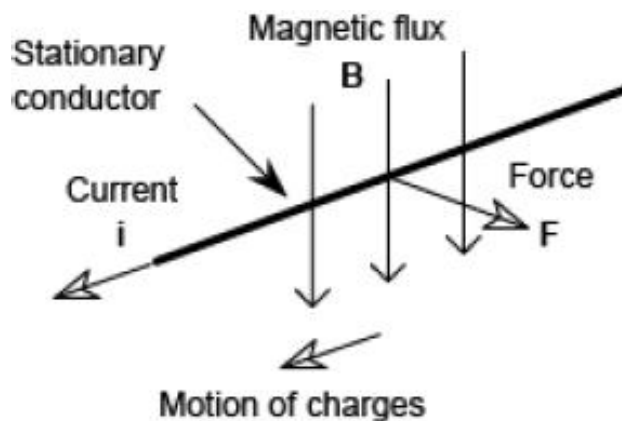


Ilustração 3-1 – Movimento de uma carga sujeita a um campo electromagnético

Como num condutor de secção  $A$  e comprimento  $L$ ,  $F = \rho A l(v \times B)$ , onde  $\rho$  é a densidade de cargas por unidade de volume, e sendo  $i = \rho A v$ , onde  $i$  é a corrente que percorre o condutor, obtém-se a seguinte equação [8]:

$$F = L \cdot (I \times B)$$

Equação 3.2 – Força de Lorentz

### 3.2 Frequência versus Tamanho

Se analisarmos uma antena comum, como as criadas por Heinrich Hertz, podemos rapidamente concluir que o tamanho desta está directamente relacionado com a frequência à qual irá operar. Na antena aqui apresentada, este princípio não se aplica, pois o modo de funcionamento é diferente e portanto é assim possível construir uma antena pequena que opere a baixas frequências.

Uma vez que a microantena é pequena, o uso de tecnologia convencional obriga a que a frequência de operação seja muito elevada (na ordem dos 5GHz). A esta frequência, apesar de ser possível obter débitos elevados, é difícil comunicar com a antena no interior do corpo humano, pois quando maior for a frequência, maior é atenuação criada pelo corpo humano à onda emitida.

De facto, com uma frequência na ordem dos 5GHz conseguimos débitos elevadíssimos. Mas qual é o interesse de termos alto débito num sistema de comunicação sem fios que apenas precisa de receber sinais para activar ou desactivar sensores e/ou actuadores? Sem dúvida que a chave deste tipo de comunicação não é

o débito elevado mas sim a recepção do sinal em ótimas condições em meios cujo a atenuação é elevada.

A microantena aqui apresentada é basicamente uma microestrutura mecânica que converte o campo magnético (utilizando a força de Lorenz) num deslocamento. Este deslocamento provoca uma variação de capacidade que é posteriormente convertida numa tensão. Desta forma, a antena permite a recepção de sinais de baixas frequências (na ordem de alguns KHz). Apesar do débito a estas frequências ser baixo, o problema da recepção dos sinais pela microantena no interior do corpo humano fica resolvido.

Esta necessidade foi a motivação para o estudo e fabrico de uma microantena que utiliza um princípio de recepção inovador baseado na força de Lorenz.

### 3.3 Campo Eléctrico e Campo Magnético

Nesta secção, é apresentado o funcionamento de uma antena genérica, i.e., como é que o campo magnético varia em função do campo eléctrico.

Nos materiais lineares, os campos  $\mathbf{D}$  (campo eléctrico de deslocamento ou densidade superficial de campo eléctrico, C/m<sup>2</sup>) e  $\mathbf{H}$  (intensidade de campo magnético, A/m) estão relacionados com  $\mathbf{E}$  (intensidade de campo eléctrico, V/m), e  $\mathbf{B}$  (densidade superficial de fluxo magnético ou indução magnética, Tesla):

$$\mathbf{D} = \varepsilon \cdot \mathbf{E} \quad ; \quad \mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} ,$$

Equação 3.3 – Relação entre os vários campos

em que  $\varepsilon$  é a constante dieléctrica ou permissividade eléctrica e  $\mu$  é a permeabilidade magnética [9].

Por definição, a polarização de uma onda electromagnética é o plano no qual se encontra a componente eléctrica desta onda.

Toda a onda electromagnética é composta por dois campos: o campo eléctrico e o campo magnético que estão sempre situados em planos ortogonais (planos fisicamente a 90 graus) [10].

Estes campos propagam-se em qualquer material isolante (dieléctrico) com uma velocidade de propagação cujo vector está a 90 graus dos vectores campo eléctrico e magnético. No vácuo, esta velocidade é a velocidade da luz ( $c$ ). No entanto,

no ar também se pode considerar que a velocidade é aproximadamente 300000Km/s [10].

Um dipolo posicionado verticalmente, alimentado por um gerador de frequência, gera portanto uma onda electromagnética polarizada verticalmente pois a componente do campo eléctrico está no plano vertical (e conseqüentemente, a componente do campo magnético está no plano horizontal). Veja a figura seguinte, onde aparecem os três vectores: o vector  $E$  (intensidade do campo eléctrico), o vector  $B$  (densidade superficial de fluxo magnético ou indução magnética) e  $v$  (velocidade), com 90 graus físicos entre qualquer um deles.

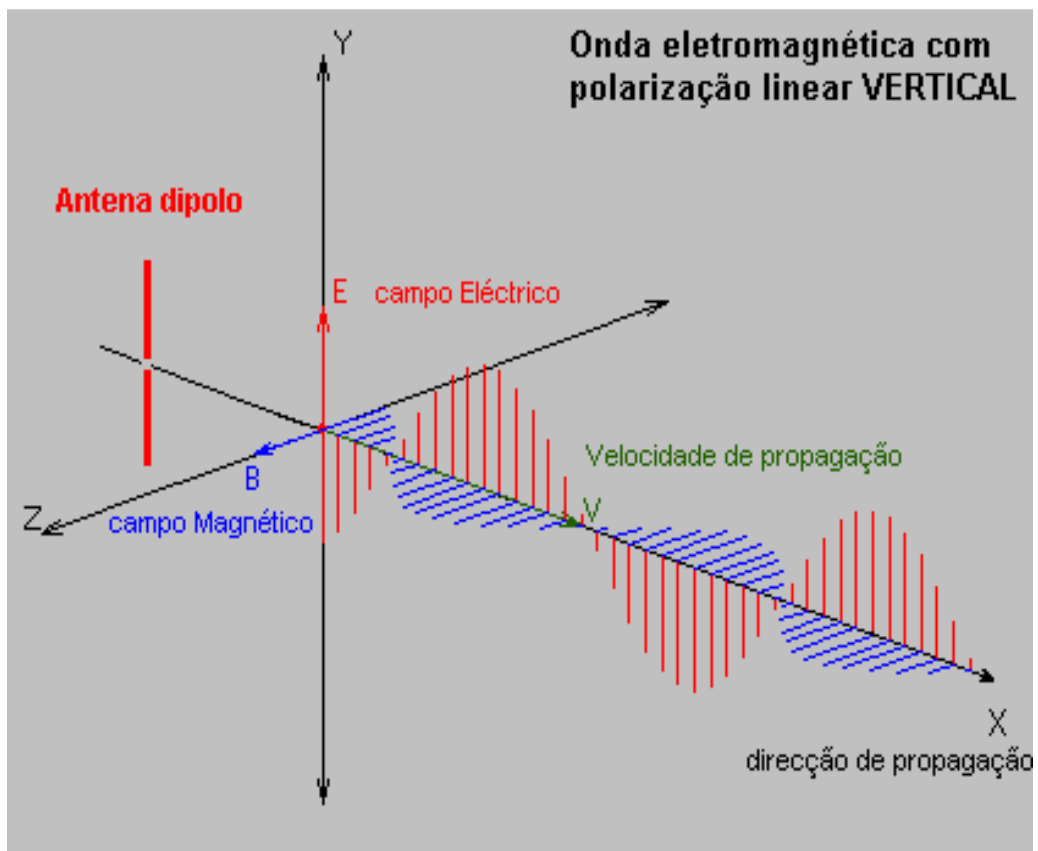


Ilustração 3-2 – Onda electromagnética com polarização linear vertical

Como é visível na Ilustração 3-2, o campo eléctrico e magnético variam em fase. Esta é, talvez, a característica mais importante das ondas electromagnéticas.

A exposição de radiação electromagnética depende da distância, do ponto de emissão e das características do comprimento da onda. Para as radiações electromagnéticas não ionizantes podemos definir o campo de acção em três zonas.

A primeira zona é designada por campo reactivo próximo (*reactive near field*) que é definido como a parte do campo próximo onde o campo reactivo predomina. A

equação em baixo (Equação 3.4) diz-nos que esta zona existe a uma distância menor do que:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}},$$

Equação 3.4 – Zona em que se encontra o campo reactivo próximo

onde a variável  $R$  é a distância à superfície da antena, sendo  $\lambda$  o comprimento de onda e  $D$  a maior dimensão da antena.

O campo próximo radiante (*radiating near field*) é o segundo local de estudo. Esta zona é definida como a região do campo de uma antena que fica entre a região reactiva e o campo distante.

Nesta zona, a distribuição angular do campo depende da distância à antena. Considera-se que esta zona existe quando termina a zona da região reactiva e começa a região do campo distante. A equação desse campo é dada pela seguinte fórmula:

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda}$$

Equação 3.5 – Zona em que se encontra o campo próximo radiante

A terceira zona é normalmente designada por campo distante (*far field*) e é a região mais importante do ponto de vista de radiação. Aqui, o campo gerado pela antena tem uma distribuição angular que é essencialmente independente da distância à antena e deste modo podemos admitir que a onda electromagnética é plana.

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$$

Equação 3.6 – Zona em que se encontra o campo distante

Para este tipo de ondas não ionizantes podemos definir o campo de acção destas radiações em “campo próximo” e “campo distante” pela relação entre  $\lambda / 2\pi$  e a distância da fonte geradora, conforme observamos na seguinte ilustração:

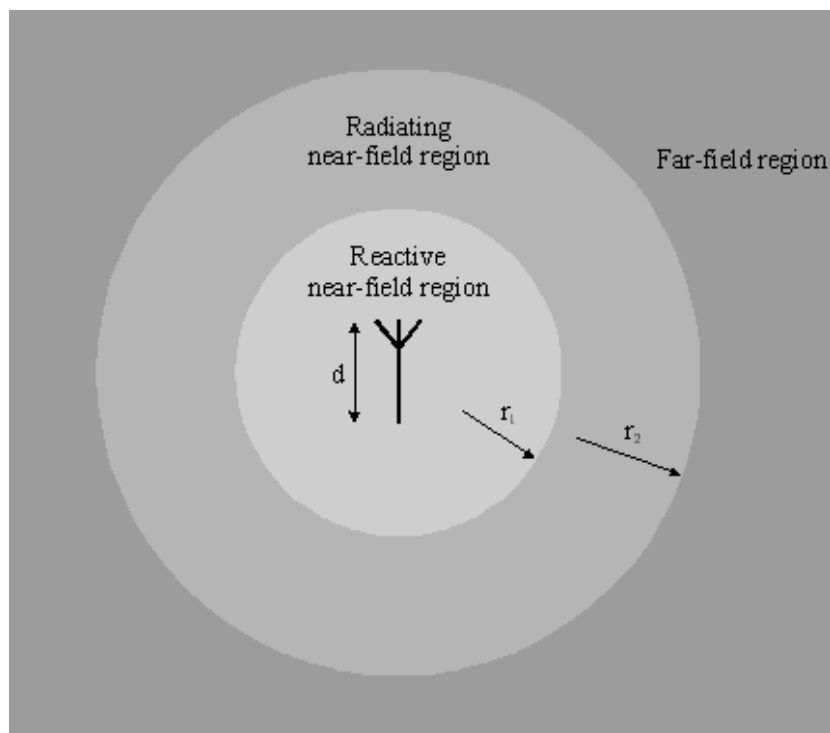


Ilustração 3-3 – Campos próximos e campo distante.

Onde  $r_1 = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  e  $r_2 = 2D^2/\lambda$ .

No campo distante, a relação entre os campos é dada pela impedância do meio (no vácuo é de  $120\pi\Omega$ , no entanto considera-se o mesmo valor para o ar) [11].

Se admitirmos que na zona do campo distante a onda electromagnética é plana e que estamos ainda a considerar um meio sem perdas, as equações que nos permitem relacionar o campo eléctrico e magnético são novamente as equações de Maxwell.

Se estivermos a analisar a propagação, segundo a direcção  $z$ , podemos facilmente concluir que:

$$H(z) = \hat{z} \times \frac{E(z)}{\eta}$$

Equação 3.7 – Relação entre a intensidade do campo eléctrico e magnético

Através da Equação 3.7 é possível constatar que o campo magnético e o campo eléctrico estão relacionados por uma constante  $\eta$ . Esta constante é a impedância do meio. Note-se ainda que ambos os campos são transversais entre si e podemos reescrever a equação anterior da seguinte maneira:

$$\frac{E(z) \times \hat{z}}{H(z)} = \eta,$$

Equação 3.8 – Relação entre a intensidade do campo eléctrico e magnético

onde as variáveis  $E(z)$  e  $H(z)$  representam ambos os campos com direcções perpendiculares. O cálculo da constante  $\eta$  é feito de uma forma simples. A equação que a rege é a seguinte:

$$\eta = \frac{E(z) \times \hat{z}}{H(z)} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

Equação 3.9 – Impedância do meio

Se o meio em análise for o vácuo, podemos dizer, então, que a impedância no vácuo ( $\eta_0$ ) é dada pela expressão seguinte:

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \Omega$$

Equação 3.10 – Impedância do vazio

### 3.3.1 Potencia emitida

Nesta secção, será feita uma análise das potências em jogo. Nesse sentido, vamos assumir que a antena emissora é um dipolo de meio comprimento de onda. Na imagem seguinte pode observar-se a geometria de uma antena deste tipo:



Ilustração 3-4 – Dipolo de meio comprimento de onda

O dipolo [12] é um tipo de antena muito utilizado em telecomunicações e é também uma das antenas mais importantes no ramo da radiofrequência. Esta antena consiste em dois condutores rectilíneos alinhados, contendo no seu comprimento total o tamanho desejado da onda que se deseja captar (como o dipolo de meio comprimento de onda, que contém o mesmo tamanho da metade do comprimento de onda).

Contém várias características semelhantes à antena monopolo (possuindo a vantagem de multiplicar por dois todas as grandezas, excepto o ganho) mas como é polarizada horizontalmente, consegue radiar em duas frentes.

O padrão de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda pode ser observado na imagem seguinte:

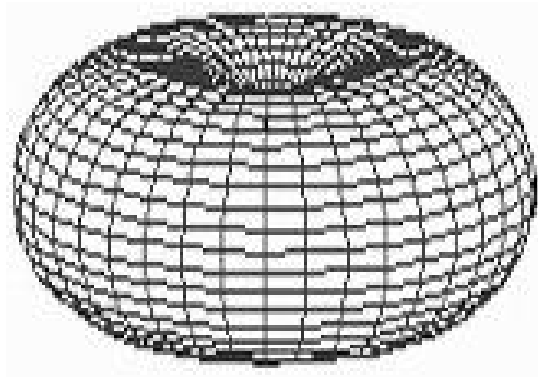


Ilustração 3-5 – Padrão de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda

Esta antena apresenta uma directividade ( $D_0$ ) que pode ser vista como:

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{rad}} = 4\pi \frac{U|_{\theta=\pi/2}}{P_{rad}} = \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \cong 1.643,$$

Equação 3.11 – Directividade de um dipolo de meio comprimento de onda

onde  $D_0$  representa a directividade,  $U$  representa a intensidade de radiação,  $P_{rad}$

representa a potência radiada e  $C_{in}(x)$  é igual a  $\int_0^x \left( \frac{1 - \cos y}{y} \right) dy$ .

Assumindo que a potência entregue à antena é igual à potência radiada, significa que a resistência de perdas é nula e, portanto, a eficiência ( $e_{cd}$ ) é de 100%.

Este facto permite-nos dizer que o ganho ( $G_0$ ) é aproximadamente igual à directividade [13], pois:

$$G_0 = e_{cd} \times D_0$$

Equação 3.12 – Ganho de um dipolo de meio comprimento de onda

Vamos agora assumir que nos encontramos no campo distante da antena transmissora ( $d=1\text{m}$ ) e que a potência de radiação é de 100mW. Vamos utilizar o ganho já foi calculado anteriormente e é aproximadamente 1.643.

Nesse caso, a intensidade do campo eléctrico  $|E_0|$  que é sentida a um metro de distância da antena emissora é dada por:

$$|E_0| = \frac{\sqrt{30 \times Pt \times Gt}}{d} = \frac{\sqrt{30 \times 0.1 \times 1.643}}{1} \cong 2.22 \text{ V/m},$$

Equação 3.13 – Intensidade do campo eléctrico

onde  $Pt$  é a potência de transmissão,  $Gt$  é o ganho e  $d$  é a distância onde é medido o campo eléctrico.

A intensidade do campo magnético é dada por:

$$|H_0| = \frac{|E_0|}{\eta} = \frac{2.22}{120\pi} \cong 0.00589 \text{ A/m}$$

Equação 3.14 – Intensidade do campo magnético em função da intensidade do campo eléctrico

Mas o que pretendemos saber é a densidade superficial de fluxo magnético (indução magnética)

$$|B_0| = \mu \times |H_0| = 4\pi \cdot 10^{-7} \times 0.00589 \cong 7.40 \text{ nT}$$

Equação 3.15 – Densidade superficial de fluxo magnético

De modo a que a microantena consiga operar com transmissões a 1m de distância e uma potência emitida de 100mW, terá de responder a campos magnéticos na ordem dos 7nT.

### 3.4 Materiais usados no fabrico de MEMS

Se virmos a tecnologia de *micromachining*<sup>6</sup> como um conjunto de várias ferramentas gerais, então não existe nenhuma razão para limitar o seu uso apenas a um tipo de material. Seguramente, esta tecnologia tem utilizado uma vasta gama de tipos de materiais, como por exemplo, silício, vidro, cerâmica, polímeros, materiais semicondutores feitos a partir de elementos do grupo III e V da tabela periódica. Também se tem utilizado vários tipos de metal, incluindo titânio e tungsténio.

No entanto, o silício continua a ser o material preferido para a construção dos sistemas microelectromecânicos. Este facto inquestionável advém da popularidade da indústria dos sistemas electrónicos integrados e dos benefícios económicos do uso deste material. O silício é um material barato obtido através de areia. Outro factor importante deriva da constante aposta das empresas neste tipo de tecnologia [14].

### 3.5 Silicon on Insulator

Esta tecnologia, *silicon on insulator*<sup>7</sup>, usa uma camada fina isolante, como por exemplo óxido de silício (SiO<sub>2</sub>) ou vidro, entre uma camada inferior e superior em silício. A camada inferior é o substrato, enquanto a superior é o caminho percorrido pela corrente, no caso de circuitos integrados. No caso de MEMS, na camada superior é definida a estrutura mecânica, e a camada isolante é a camada sacrificial (que é removida para permitir que as estruturas estejam livres e se possam mover).

A tecnologia SOI é normalmente utilizada no fabrico de semicondutores, especialmente em componentes microelectrónicos, para se conseguir uma diminuição das capacidades parasitas e um aumento de performance [15]. A construção da estrutura microelectromecânica é baseada num processo que utiliza pastilhas de SOI, onde a camada mecânica tem uma espessura de 60µm.

A tabela seguinte mostra os principais passos da tecnologia usada para o fabrico da microantena.

---

<sup>6</sup> A tecnologia de *micromachining* consiste em criar estruturas à escala microscópica, tipicamente na escala micrométrica.

<sup>7</sup> *Silicon on Insulator* é uma tecnologia que usa uma camada de silício-isolante-silício no fabrico de semicondutores.

Tabela 3-1 – Principais passos da tecnologia usada para o fabrico da microantena

	<p>Pastilha BSOI, dopada do tipo P, 10-20mOhm.cm, 60µm/2µm/450µm</p> <p><i>Etching</i> das marcas de alinhamento no lado de trás.</p>
	<p>Metalização:</p> <p>Deposição e <i>etching</i> da camada de metal.</p>
	<p>Definição da estrutura mecânica:</p> <p><i>Deep dry etching</i> do Silício. Camada de paragem do <i>etching</i>: SiO<sub>2</sub> SOI.</p>
	<p><i>HF etching</i> da camada sacrificial. Lavagem e Secagem.</p>

Na Ilustração 3-6 pode-se observar uma das microantenas fabricadas.

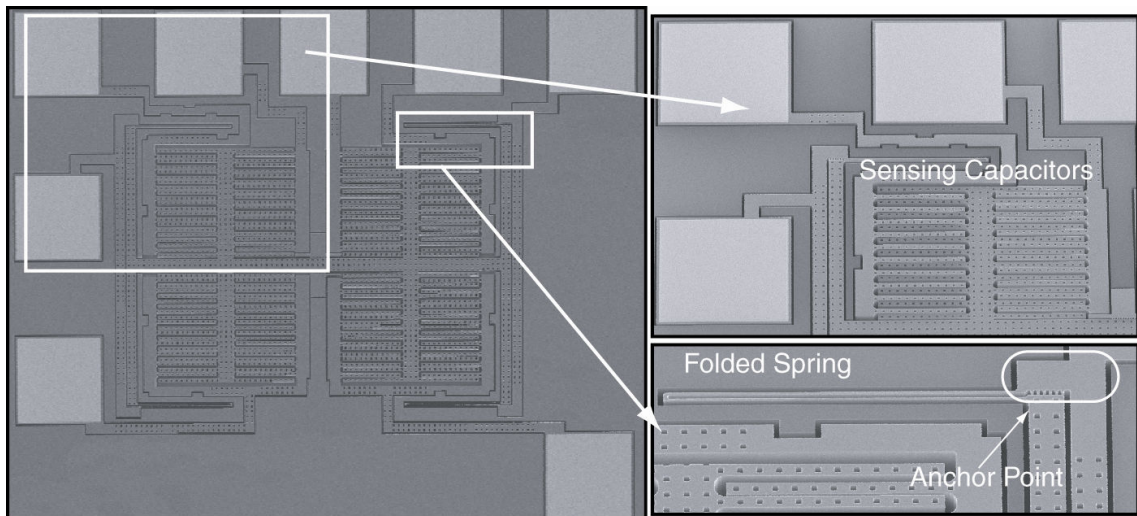


Ilustração 3-6 – Fotografia da microantena fabricada no processo SOI da Tronics [31]

### 3.6 Método de Elementos Finitos

O Método de Elementos Finitos, posteriormente abreviado como MEF (ou FEM na língua inglesa), teve as suas origens nos anos 40, tendo sido entretanto vastamente utilizado apenas nos últimos 20-30 anos, graças aos avanços tecnológicos ocorridos nos equipamentos informáticos.

Este método consiste numa adaptação/modificação de métodos de aproximação conhecidos deste o início do século, como por exemplo o Método de Ritz, estabelecido em 1909. O MEF é actualmente considerado um excelente método matemático para a solução de equações diferenciais parciais, entre as quais se inclui a Equação de Poisson, Equação de Laplace, Equação de Helmholtz, Navier-Stokes, etc.

Devido às suas características de flexibilidade e estabilidade numérica, o Método de Elementos Finitos pode ser implementado na forma de um sistema computacional (programa de computador) de forma consistente e sistemática. Este é um facto importante que explica a sua grande popularidade nos dias actuais.

Um grande impulso para o seu desenvolvimento e aperfeiçoamento foi dado pela indústria aeroespacial, onde o método tem larga aplicação desde os anos 50, sendo utilizado, entre outros, para o projecto e análise de estruturas complexas de aeronaves, as quais certamente não poderiam ser analisadas e projectadas de forma segura usando-se apenas técnicas tradicionais analíticas.

Entre as muitas áreas em que o MEF pode ser aplicado cita-se: projecto e análise de estruturas, análise de escoamento de fluidos, distribuição de temperaturas, electromagnetismo, projecto de equipamentos electromecânicos (motores, transformadores, contactores, etc.).

Em muitos casos práticos, o Método de Elementos Finitos é a única ferramenta capaz de fornecer uma solução aceitável, ainda que sob o ponto de vista matemático a solução seja considerada como uma aproximação. No entanto, tal aproximação é normalmente o que se assemelha mais perto da realidade.

Finalmente, devido à utilidade e interesse para diversas áreas técnicas, o método foi objecto de um número incalculável de artigos e livros publicados nos últimos 20 anos, sendo também incluído como disciplina obrigatória nos currículos da grande maioria das universidades europeias e americanas.

À medida que técnicas computacionais e numéricas desempenham um papel cada vez mais relevante na vida do engenheiro, torna-se fundamental o conhecimento dos fundamentos do MEF e da sua aplicação prática, especialmente para aqueles que trabalham em áreas de projecto e análise [16].

### **3.7 ANSYS**

A análise de estruturas é provavelmente a aplicação mais comum do método de elementos finitos. O termo “estrutura” não diz apenas respeito às estruturas de engenharia civil, ou seja, pontes, edifícios, etc., mas também a estruturas navais, aeronáuticas, mecânicas e electrónicas.

O ANSYS [17] é um *software* de elementos finitos que pode ser utilizado nas mais diversas classes de problemas de engenharia. Este programa tem a capacidade para resolver sete tipos de análises estruturais. Os primeiros parâmetros desconhecidos (graus de liberdade nodais) calculados numa análise de estruturas são deslocamentos e rotações. As deformações, tensões e forças de reacção são derivadas dos deslocamentos nodais.

Tipicamente, uma análise divide-se em três partes: “*Preprocessor*”, “*Solution*” e “*General Postprocessor*”.

Na primeira etapa, “*Preprocessor*”, é definido o tipo de elemento e as propriedades do material (estrutural, térmico, electromagnético, piezoresistivo,

piezoelétrico, etc.). A seguir, faz-se o desenho do objecto e a respectiva modelagem (*meshing*). São, ainda, definidas as condições iniciais do sistema.

Na etapa “*Solution*”, é normalmente realizada apenas a solução (“*solve*”) do problema.

Na última etapa, “*General Postprocessor*”, é visualizado um resultado gráfico da solução obtida, como por exemplo a densidade de corrente que passa num determinado objecto. Para ser visível, basta seguir os seguintes passos: “*General Postprocessor*”, “*Plot Results*”, “*Contour Plot*” e finalmente “*Nodal Solution*”. Depois, escolhem-se os dados que se pretendem visualizar [17].

Na Ilustração 3-7, podemos ver um pequeno excerto de um exercício de como é distribuída a densidade de corrente numa placa de silício com uma tensão de 3Volt, na extremidade inferior direita, e uma tensão nula, na extremidade esquerda. Usou-se como tipo de elemento o *PLANE230* que é um modelo de análise de superfícies planas, ou seja, modelos com apenas duas dimensões.

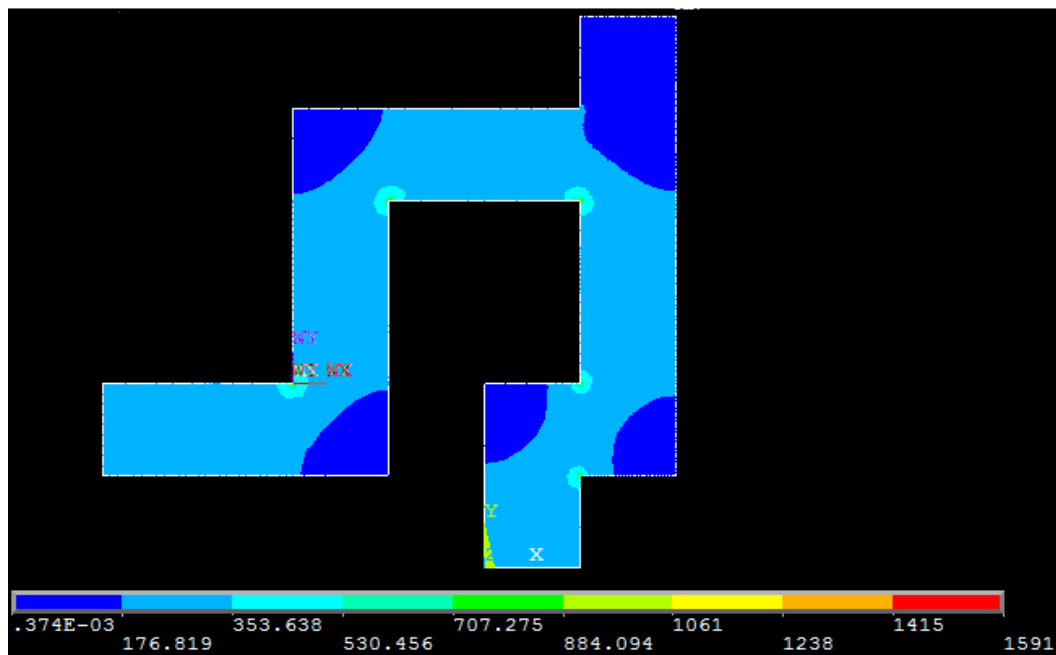


Ilustração 3-7 – Exemplo de como a corrente se distribui numa placa de silício

Sabe-se que a corrente percorre os caminhos mais curtos. A Ilustração 3-7 demonstra tal facto. Há um aspecto que se torna difícil de mostrar na ilustração: o facto de, nas esquinas existirem áreas em que a densidade de corrente é extremamente elevada. Este pormenor pode ser observado na próxima ilustração:

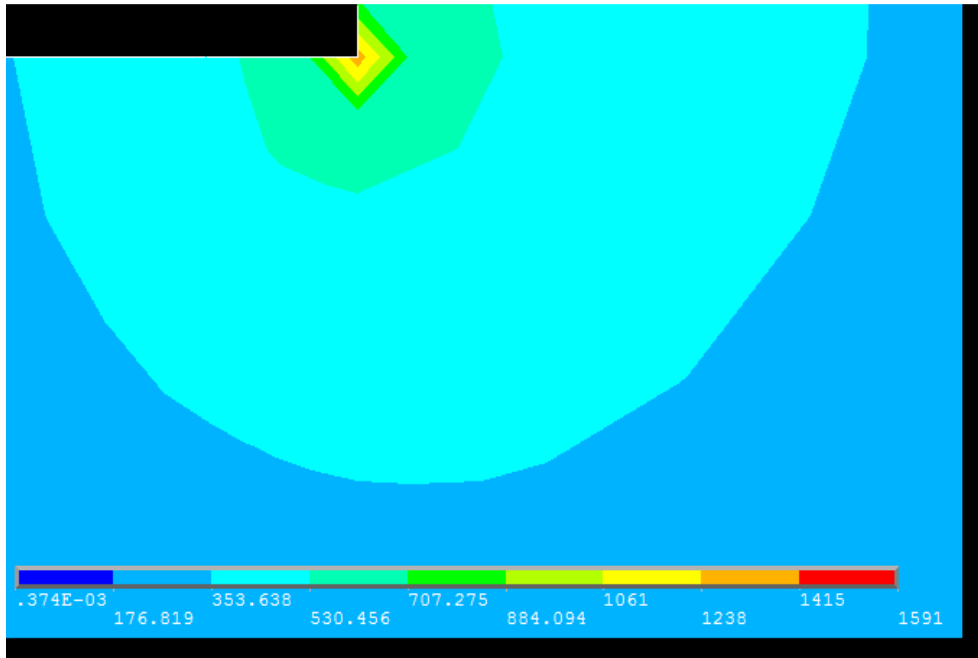


Ilustração 3-8 – Densidade de corrente elevada nas esquinas

Isto acontece porque nas esquinas temos zonas em que a derivada é infinita, o que provoca densidades de corrente a tenderem para infinito. Tipicamente, estes resultados podem ser ignorados.

### 3.8 Encapsulamentos

À sigla DIP está normalmente associado um número e é tipicamente designado por DIP $n$ , onde  $n$  é o número total de pinos. Por exemplo, um componente electrónico DIP com sete pinos em cada lado (Ilustração 3-9) é designado por DIP14 [18].



Ilustração 3-9 – *Chip*<sup>8</sup> com encapsulamento DIP14

<sup>8</sup> Um *chip*, também conhecido por circuito integrado, é um dispositivo microelectrónico, micromecânico ou microelectromecânico constituído por componentes electrónicos e/ou mecânicos interligados capazes de desempenhar um objectivo. Tem dimensões reduzidas e são construídos em materiais semicondutores.

Nos dias que correm existe uma vasta gama de circuitos integrados com tamanhos minúsculos e cada vez com um número maior de pinos. Na Ilustração 3-10 vemos um componente com 44 pinos com uma área inferior a 1cm<sup>2</sup>, tornando bastante complicada a sua soldadura numa placa de circuito impresso utilizando um ferro de solda convencional.

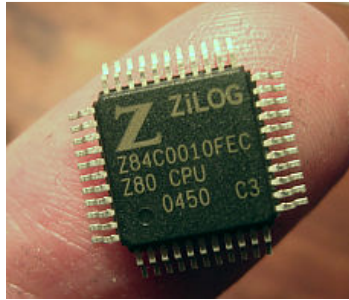


Ilustração 3-10 – Chip com encapsulamento QFP

Quando se usam circuitos integrados demasiado pequenos e com um número elevado de pinos em aplicações protótipo é preferível utilizar um conversor de suporte. Na Ilustração 3-11 vemos um adaptador que consegue transformar um componente *Quad Flat Package* ou simplesmente QFP, como o da Ilustração 3-10, num DIP como o da Ilustração 3-9.



Ilustração 3-11 – Adaptador QFP32 para DIP32

Assim sendo, para ser mais fácil o manuseio durante o estudo do sistema, a microantena está inserida num encapsulamento de 24 pinos designado por *dual in-line package*. Em microelectrónica, um *dual in-line package*, conhecido pelos acrónimos DIP ou DIL, é um dispositivo electrónico constituído por um corpo rectangular e duas fileiras paralelas com o mesmo número de pinos.

### 3.9 Patch antennas

Uma *patch antenna* [19] é um tipo de antena bastante usual e popular nos dias correntes. O seu nome deriva do facto destes tipos de antenas serem constituídos por uma placa de metal que fica por cima de uma outra placa que é designada de base (*ground*).

O conteúdo da antena é envolvido por uma redoma de plástico que, basicamente, serve como protecção física da estrutura electrónica. As *patch antennas* tem um fabrico bastante simples e a sua modificação e melhoramento são fáceis. São relativamente parecidas com as *microstrip patch antennas*, no entanto, estas são construídas num substrato dieléctrico usando um padrão litográfico semelhante ao que é usado no fabrico de placas de circuito impresso. As *microstrip patch antennas* têm um interesse considerável no âmbito desta dissertação e, nessa medida, vão ser estudadas com um pouco mais de pormenor.

A *patch antenna* mais simples usa uma placa (*patch*) de metade de comprimento de onda e uma base (*ground*) com uma área consideravelmente grande. As bases (*grounds*) com áreas grandes implicam uma antena com uma boa performance, trazendo, no entanto, uma desvantagem crucial que é o facto das antenas ficarem maiores. No entanto, não é comum que a base seja maior que a placa.

A corrente flui na direcção do fio de alimentação (*feed wire*). Deste modo, o vector do potencial e consequentemente o campo eléctrico seguem a corrente, como pode ser visualizado pelas setas da seguinte ilustração:

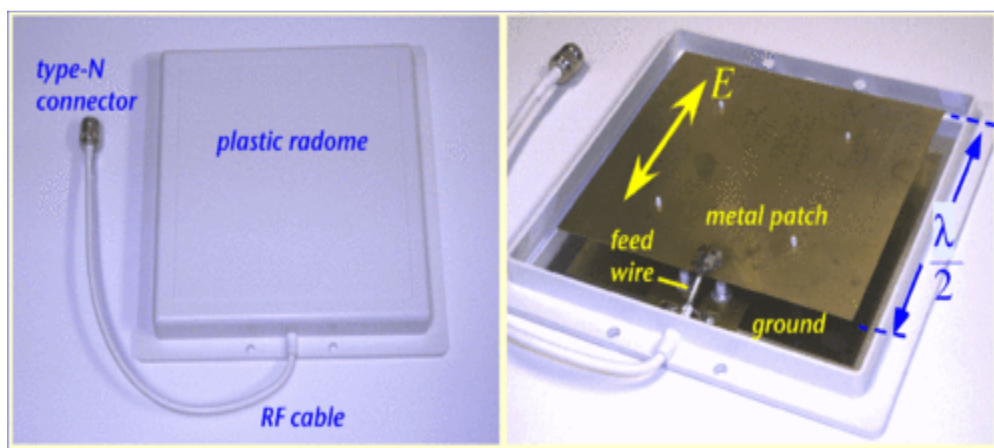


Ilustração 3-12 – Constituição de uma *patch antenna*

Uma *patch antenna* deste tipo radia uma onda polarizada linearmente. A radiação neste tipo de antenas é produzida com o resultado da deslocação da corrente entre a placa e a base.

### **3.10 *Microstrip patch antennas***

Nas aplicações em que é utilizada tecnologia de ponta, como por exemplo na aviação militar, aviação espacial, satélites, mísseis, etc., onde o tamanho, peso, custo, performance, facilidade de instalação, aerodinâmica e outros factores, são importantes, o ideal é fazer-se a instalação de antenas com tamanhos reduzidos [20].

Este conceito proporciona o desenvolvimento de antenas pequenas com superfícies planares ou não planares. São antenas simples de construir, mecanicamente robustas quando aplicadas em superfícies rígidas com um custo de fabrico relativamente baixo. O que é extremamente caro é a construção dos moldes. Depois da construção dos moldes, o custo de uma unidade ou de 1 milhão de unidades é praticamente o mesmo.

Os *patches* podem ser quadrangulares, rectangulares, circulares, anelares, elípticos, triangulares ou de outras formas. No entanto, quando são escolhidas as formas e modos ideais para a aplicação em questão, estas antenas tornam-se muito versáteis em termos de polarização, frequência de ressonância, padrão de radiação e impedância.

Estas antenas são construídas usando as mesmas técnicas da construção de circuitos integrados.

As maiores desvantagens são a sua eficiência baixa, a baixa potência de emissão e/ou recepção e largura de banda estreita. No entanto, existem técnicas para aumentar a eficiência com o aumento da espessura do substrato.

# 4

## 4. Resultados Preliminares

Os próximos testes foram realizados no ANSYS e serviram para adquirir experiência no uso do *software*.

### 4.1 Primeiro teste – Corrente numa barra (2D)

O primeiro teste consistiu em determinar a resistência duma placa de cobre com uma *sheet resistance*  $R_{\square}$  de  $0.015\Omega/\square$  a uma temperatura de  $20^{\circ}\text{C}$ . A placa tem uma largura ( $W$ ) de 1cm e um comprimento ( $L$ ) de 10cm. As condições iniciais deste teste passam por aplicar uma tensão de 10V numa extremidade da placa o 0V na outra extremidade.

Analiticamente, o resultado obtido para a resistência ( $R$ ) pode ser demonstrado pela seguinte forma:

$$R = R_{\square} \frac{L}{W} = 0.015 \frac{10}{1} = 0.15\Omega$$

Equação 4.1 – Resistência da placa de cobre

$$R = \frac{U}{I} \Leftrightarrow I = \frac{U}{R} = \frac{10 - 0}{0.15} = 66.67 \text{ A}$$

Equação 4.2 – Corrente que é atravessada na placa de cobre

No ANSYS utilizou-se o tipo de elemento *PLANE230* com os mesmos valores que se usaram no cálculo teórico. Este tipo de elemento é usado em simulações com estruturas de duas dimensões.



Ilustração 4-1 – Resultado do primeiro teste

Como se pode observar na Ilustração 4-1, e tal como esperado, a solução do resultado teórico e do resultado simulado é idêntica. (O resultado fornecido pelo ANSYS está marcado na imagem por um quadrado de cor verde).

## 4.2 Segundo teste – Corrente numa barra (3D)

Este teste é semelhante ao anterior. A única diferença reside na simulação de um bloco tridimensional com uma largura e espessura de 1mm e um comprimento de 10mm. A resistividade usada neste teste é um pouco superior pois representa a resistividade de um tipo de cobre diferente, ou seja, o cobre puro. O valor da resistividade deste cobre é de  $0.0162\Omega\text{mm}^2/\text{m}$ .

O tipo de elemento usado foi o *SOLID231* que é semelhante ao tipo de elemento usado no teste anterior, apenas com a diferença que este é aplicado a objectos tridimensionais. Novamente, os resultados comprovaram a eficiência do ANSYS.

$$\rho = 0.0162\Omega\text{mm}^2/\text{m} \Leftrightarrow R = 0.0162 \times \frac{0.01}{1 \times 1} = 0.000162\Omega$$

Equação 4.3 – Resistividade e resistência do material

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10-0}{0.000162} = 61728.4 \text{ A}$$

Equação 4.4 – Corrente que é atravessada no paralelepípedo de cobre

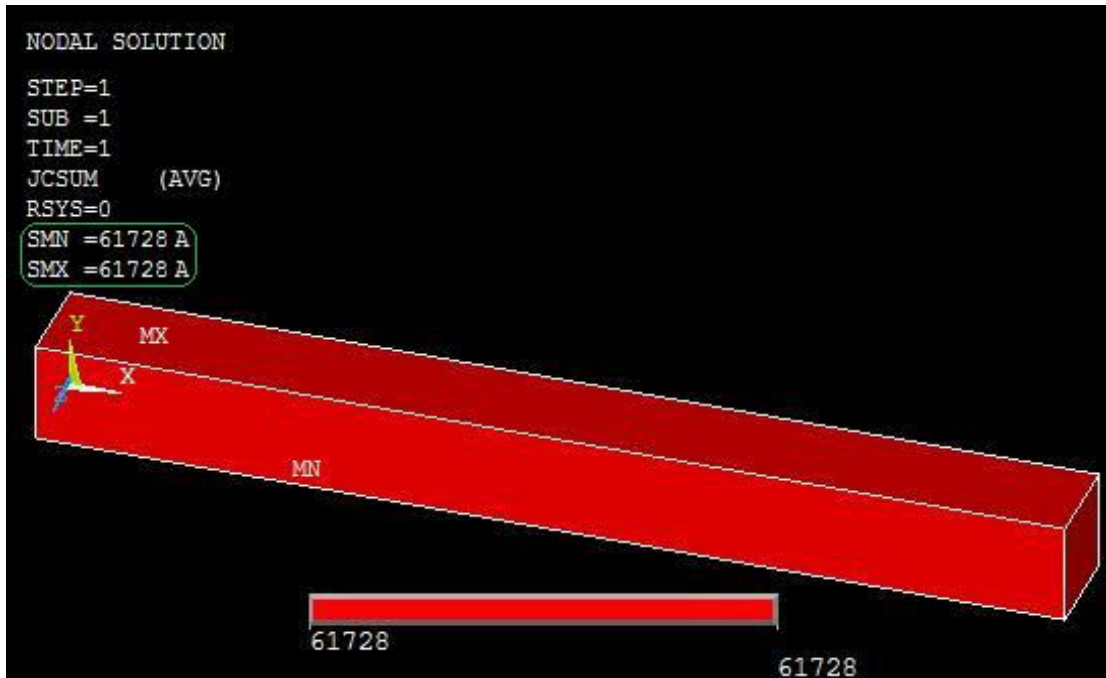


Ilustração 4-2 – Resultados do segundo teste

### 4.3 Terceiro teste – Corrente numa geometria complexa

Os dois testes anteriores serviram para mostrar ao leitor que os resultados obtidos no ANSYS são idênticos aos resultados calculados analiticamente. Isto quer dizer que estamos aptos a realizar um terceiro teste bastante mais complexo do que os anteriores, com a finalidade de mostrar as capacidades deste *software*.

A estrutura desenhada pode ser observada na Ilustração 4-3. Esta é uma estrutura a duas dimensões com uma *sheet resistance*  $R_{\square}$  de  $0.015\Omega/\square$ , tal como a do primeiro teste. Como já foi explicado, o tipo de elemento usado nesta simulação foi o *PLANE230*. Vejamos então a estrutura e a corrente que é atravessada nela (Ilustração 4-3).

Como é visível, a corrente que atravessa esta estrutura já não é uniforme como nos dois testes iniciais. Este resultado era previsível pois o objecto não é regular e como sabemos, a corrente percorre sempre o trajecto mais curto, ou seja, o trajecto com menos resistência.

As várias cores correspondem às várias intensidades de corrente na placa de cobre. A barra posicionada abaixo da estrutura representa a respectiva escala.

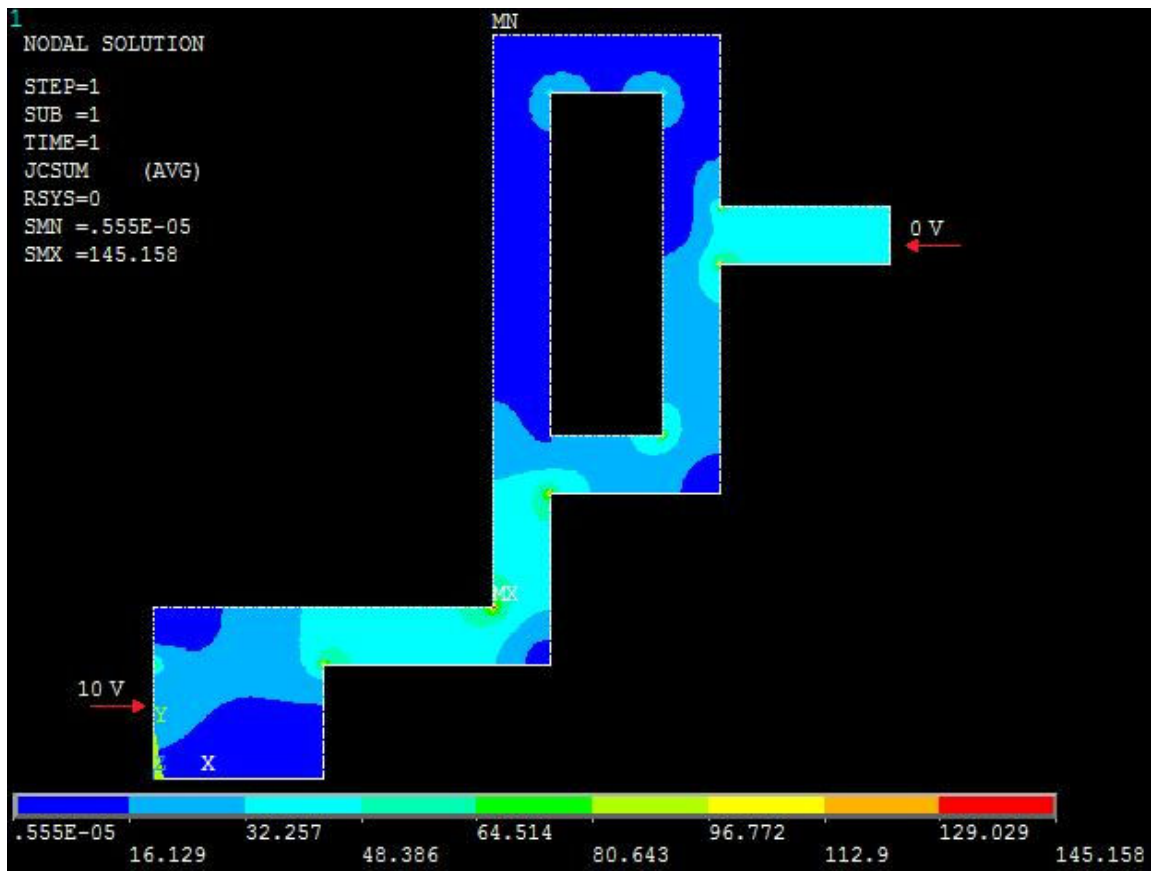


Ilustração 4-3 – Aspecto da estrutura e da corrente que a atravessa do terceiro teste.

# 5

## 5. Caracterização Electromecânica

De forma a prever o funcionamento da microantena, é necessária a realização de estudos teóricos (analíticos ou simulados usando MEF). Como o próprio nome indica, a caracterização electromecânica engloba os testes electromecânicos do dispositivo MEMS como por exemplo a massa móvel do microdispositivo.

### 5.1 Cálculo da constante elástica da mola

Nesta secção explicar-se-á como foi calculada a constante de elasticidade da microestrutura composta por quatro molas do tipo *U shaped cantilever*. A constante de elasticidade é igual para todas as molas

Numa mola deste tipo, como em qualquer mola mecânica  $F = k \cdot x$ , sendo  $F$  o valor da força aplicada,  $k$  a constante de elasticidade da estrutura e  $x$  o deslocamento ocorrido. A unidade do sistema internacional para esta grandeza é o N/m.

Considerando que se aplica um campo magnético  $\mathbf{B}$  perpendicular à corrente  $I$  que atravessa um condutor de tamanho  $L$ , a força de Lorenz resultante é dada pela seguinte expressão:  $F = L \cdot (I \times B)$ . A força de Lorenz é máxima quando o campo magnético é perpendicular ao plano da estrutura. Devido ao aparecimento desta força, a estrutura move-se e a equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$F = L \cdot (I \times B) = k \cdot x = F_{Elas}$$

Equação 5.1 – Força de Lorenz e força elástica

Desde que a força elástica seja idêntica à força de Lorenz, a estrutura mover-se-á. Através da Equação 5.1 podemos concluir que o deslocamento é dado por:

$$x = \frac{(B \times I) \cdot L}{k}$$

Equação 5.2 – Deslocamento

### 5.1.1 Cálculo no ANSYS da constante elástica da mola ( $h=5.5\mu\text{m}$ )

O primeiro cálculo analítico foi realizado no ANSYS aplicando uma força de 1 Newton no meio da barra central e medindo o deslocamento ocorrido. A Ilustração 5-1 mostra o modelo utilizado. O valor para o deslocamento fornecido pelo ANSYS é de  $0.077399\mu\text{m}$ . Sabendo o valor do deslocamento e da força é possível obter, através da fórmula  $F = k \cdot x$ , o valor para a constante elástica da mola. O valor da constante de elasticidade das quatro molas é igual a  $k = F / x \cong 12.92 \text{ N/m}$ .

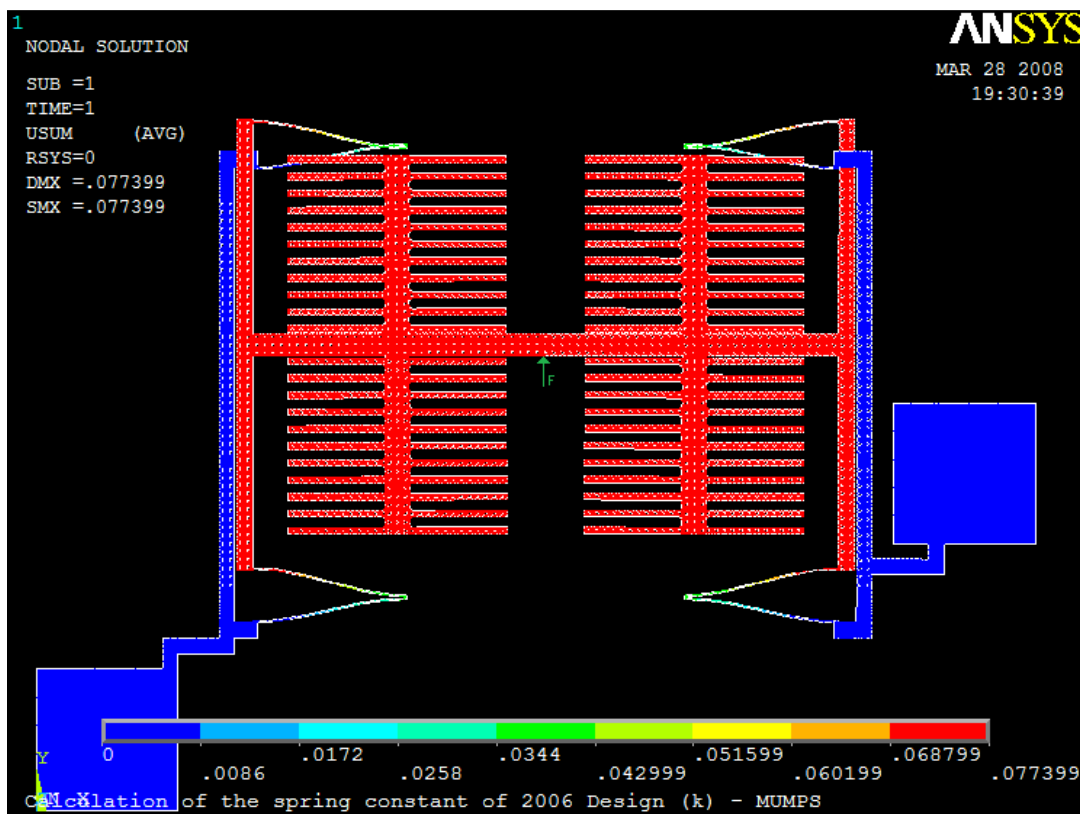


Ilustração 5-1 – Deformação provocada pela força de valor unitário

### 5.1.2 Cálculo analítico da constante elástica da mola ( $h=5.5\mu\text{m}$ )

Utilizando agora métodos analíticos vamos calcular o valor total da constante de elasticidade da estrutura MEMS. A constante de elasticidade de uma mola pode ser calculada da seguinte forma [21]:

$$k_{mola} = \frac{12EI_x}{L^3}$$

Equação 5.3 – Constante de elasticidade para uma mola

Onde  $E$  representa o módulo de Young para o silício,  $I_x$  o momento de inércia da mola e  $L$  o comprimento da mola, isto é, onde é aplicada a força. No caso do silício, o módulo de Young vale 170MPa e o comprimento  $L$  da mola é de 650 $\mu\text{m}$ . O momento de inércia pode ser obtido através da seguinte equação [21]:

$$I_x = \frac{hw^3}{12}$$

Equação 5.4 – Momento de inércia

Onde  $h$  representa a largura da mola e  $w$  a espessura. Neste caso,  $h$  vale 5.5 $\mu\text{m}$  e  $w$  vale 60 $\mu\text{m}$ . Na microantena, a massa móvel está suspensa pelas quatro molas idênticas. Cada mola tem apenas uma dobra portanto pode-se utilizar a Equação 5.3 para o cálculo da constante de elasticidade da mola. Finalmente, como o MEMS é constituído por quatro molas idênticas é necessário utilizar a Equação 5.5 [21] para se obter a constante de elasticidade total do MEMS.

$$k_{total} = \frac{4k_{mola}}{2}$$

Equação 5.5 – Constante de elasticidade total do MEMS

Usando a Equação 5.5 conclui-se que o valor analítico total de  $k$  é aproximadamente 12.36N/m [21].

### 5.1.3 Cálculo no ANSYS da constante elástica da mola ( $h=4.9\mu\text{m}$ )

Apesar de as molas terem sido desenhadas com uma largura de  $5.5\mu\text{m}$ , o processo de fabrico (*etching*<sup>9</sup>), faz com que sejam encurtadas para  $4.9\mu\text{m}$ . O processo de *etching* utilizado no processo de fabrico é designado por DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*). Basicamente, o silício é bombardeado com partículas que causam a erosão deste, desfazendo-o.

A Ilustração 5-2 apresenta o aspecto de uma das molas da estrutura microelectromecânica. A diminuição da largura das molas provoca uma alteração na constante de elasticidade  $k$  calculada anteriormente.

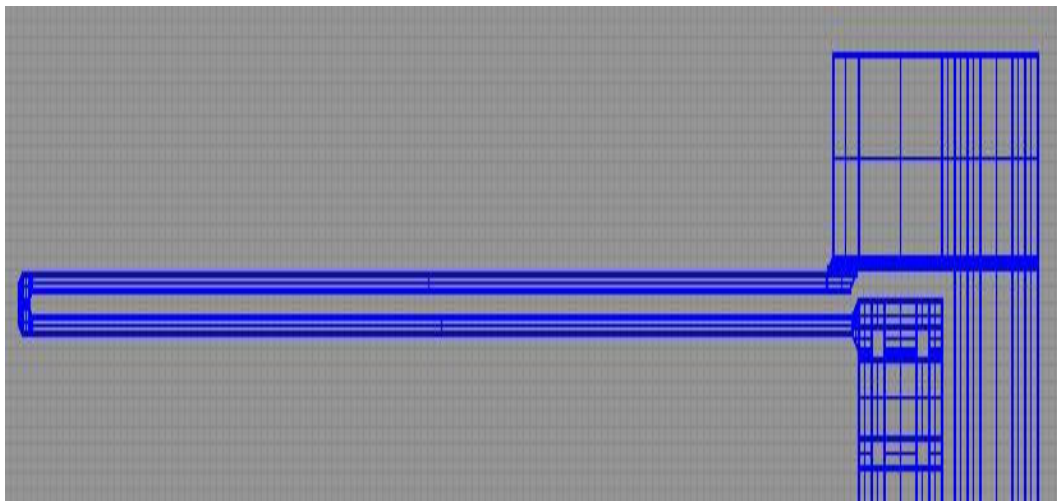


Ilustração 5-2 – Aspecto de uma das molas

A nova constante de elasticidade das molas foi recalculada usando o método de elementos finitos (ANSYS) para ser verificado o efeito de encurtamento da largura das molas. Por isso, foi necessário redimensionar a largura dos oito braços das quatro molas. O redimensionamento foi efectuado no desenho em CAD onde se alterou a largura de cada um desses braços de  $5.5\mu\text{m}$  para  $4.9\mu\text{m}$ . O encurtamento dos braços foi feito através da opção *smooth*. Foi utilizada uma percentagem de diminuição de 11% à qual foi aplicada apenas à largura e não ao comprimento.

---

<sup>9</sup> *Etching* significa desgaste ou erosão. Durante o processo de fabrico são utilizados processos mecânicos e/ou químicos para a estrutura ganhar a forma pretendida.

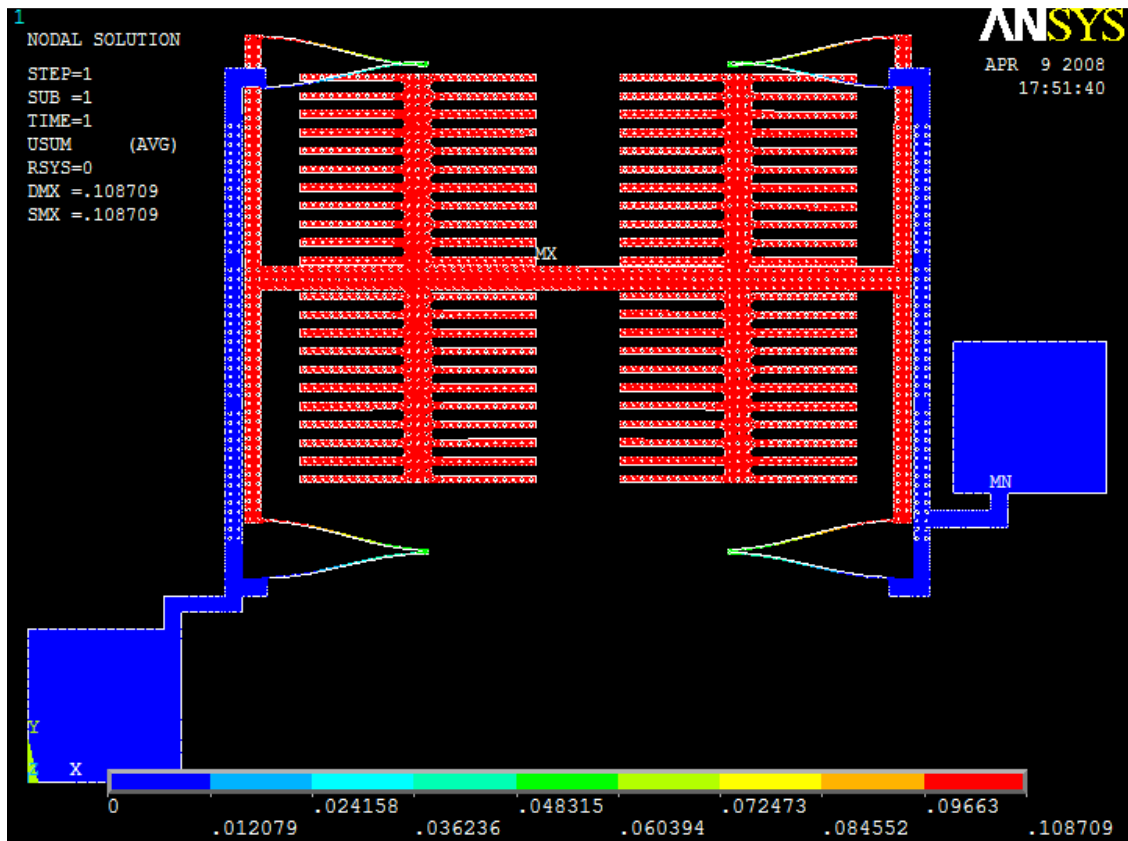


Ilustração 5-3 – Deslocamento da microestrutura real

Depois do desenho estar com as alterações pretendidas este foi exportado para um ficheiro “.igs” e importado posteriormente no ANSYS. O método de simulação executado foi análogo ao anterior.

A microestrutura móvel moveu-se agora cerca de  $0.108709\mu\text{m}$  quando sujeita a uma força de 1N. Usando a equação  $F = k \cdot x = L \cdot (I \times B)$  a constante de elasticidade  $k$  é igual a  $1/0.108709 = 9.2\text{ N/m}$ .

#### 5.1.4 Cálculo analítico da constante elástica da mola ( $h=4.9\mu\text{m}$ )

O cálculo analítico para o novo valor da constante de elasticidade assenta no mesmo método descrito no ponto 5.1.2, no entanto,  $h$  agora vale  $4.9\mu\text{m}$ . Sendo assim, o novo valor é de aproximadamente  $8.74\text{ N/m}$ .

### 5.1.5 Conclusão

A Tabela 5-1 apresenta os resultados obtidos para as quatro diferentes formas de cálculo da constante de elasticidade  $k$ .

Tabela 5-1 – Comparação entre os vários métodos de cálculo do valor da constante de elasticidade

Método	Analítico		Simulação	
	$h=5.5\mu\text{m}$	$h=4.9\mu\text{m}$	$h=5.5\mu\text{m}$	$h=4.9\mu\text{m}$
Largura				
Resultado	12.36 N/m	8.74 N/m	12.92 N/m	9.2 N/m

A discrepância obtida entre os resultados analíticos e os valores simulados no ANSYS são perfeitamente admissíveis e resultam de possíveis aproximações das fórmulas analíticas e respectivos arredondamentos nos cálculos numéricos.

## 5.2 Resistência da microestrutura

O cálculo da resistência equivalente da estrutura microelectromecânica é simples mas demorado. Um dos métodos mais simples é dividir a estrutura em blocos lineares e aplicar a seguinte equação:

$$R = \rho \frac{L}{S} \Leftrightarrow \rho \frac{L}{T \times W}$$

Equação 5.6 – Resistência de um material

Onde  $\rho$  é a resistividade do material,  $L$  é o comprimento  $T$  é a espessura e  $W$  é a largura.

Pode-se observar os vários blocos e as respectivas resistências na Ilustração C-1. O cálculo da resistência equivalente está demonstrado na seguinte equação:

$$R_{eq} = 2.5 + 5 + 9.27 + (8.5 + 21.78 + 2.5 + 21.78 + 2.5 + 21.78 + 2.953 + 5.797 + 295.455 + 2.667 + 295.455 + 41.652 // 3.442 + 295.455 + 2.667 + 295.455 + 41.652 + 76.86 + 41.652 + 295.455 + 2.667 + 295.455 + 5.797 + 5.02 // 41.652 + 295.455 + 2.667 + 295.455 + 5.797 + 2.953 + 21.78 + 2.5 + 19.70 + 11.796 + 2.5 + 2.5 = 790.725 \Omega$$

Equação 5.7 – Resistência equivalente

Obviamente que a zona onde a resistência é maior é nas molas (Ilustração 5-2), pois é onde a razão  $L/S$  é maior.

Existe um aspecto importante que não pode deixar de ser referido. Este é um aspecto relativo aos buracos no silício provenientes do método de fabrico da tecnologia. Estes buracos provocam uma resistência equivalente em paralelo. Vejamos uma ilustração exemplificativa do sucedido e do cálculo da resistência (Ilustração 5-4).

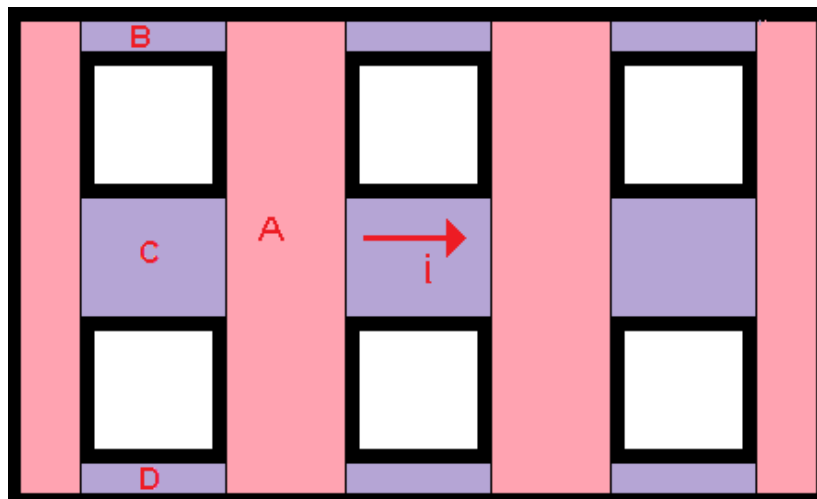


Ilustração 5-4 – Resistência equivalente de um bloco com buracos

A resistência de cada bloco é calculada através da Equação 5.6. No entanto como este exemplo é bidimensional,  $S=W$ . Para os blocos pintados de cor de rosa (A) a resistência equivalente total é igual à soma da resistência de cada um dos blocos.

Para o caso dos blocos lilases (B, C e D) é necessário calcular o paralelo de cada secção de três zonas lilases. Isto é, é preciso calcular a resistência do bloco lilás superior, central e inferior. Finalmente, a resistência de uma secção lilás vertical é calculada pelo paralelo de cada um bloco lilás. Para obtermos a resistência

equivalente de todas as secções verticais lilases basta multiplicar por três (neste caso).

Vamos recorrer ao uso de uma equação para perceber melhor qual é a resistência equivalente da estrutura representada pela Ilustração 5-4:

$$R_{eq} = \left( \frac{1}{2} R_A \right) + (R_B // R_C // R_D) + (R_A) + (R_B // R_C // R_D) + (R_A) + (R_B // R_C // R_D) + \left( \frac{1}{2} R_A \right)$$

Equação 5.8 – Resistência equivalente

Estes cálculos são apenas válidos para uma corrente horizontal, tal como está registado na Ilustração 5-4. Para uma corrente vertical é necessário reformular os cálculos usando a mesma analogia para o caso da corrente horizontal.

A resistência entre *pads* calculada analiticamente é de aproximadamente 790,725Ω (aproximadamente igual a 790Ω) para uma resistividade ( $\rho$ ) igual a 15x10<sup>-5</sup>Ω.m. No entanto, o valor real da resistência equivalente obtida no multímetro é de aproximadamente 1.1KΩ. A diferença entre o valor analítico (teórico) e o valor prático pode ser pelo simples facto de termos considerado uma resistividade  $\rho$  de 15x10<sup>-5</sup>Ω.m, quando as especificações do fabricante indicavam um valor entre 10x10<sup>-5</sup>Ω.m e 20x10<sup>-5</sup>Ω.m. Portanto se a resistividade do silício estiver no limite superior, 20x10<sup>-5</sup>Ω.m, a resistência pode perfeitamente chegar a 1.1KΩ.

### 5.3 Massa da microestrutura móvel

Para se calcular a massa basta saber a densidade do material (silício-SiO<sub>2</sub>) e o volume da estrutura móvel microelectromecânica. Para isso usa-se o *software* de desenho *Rhinoceros*. O projecto está desenhado a duas dimensões, portanto para saber o volume basta multiplicar a área pela espessura ( $T=60\mu\text{m}$ ).

O *Rhinoceros* devolveu uma área igual a 1.6724x10<sup>-6</sup>m<sup>2</sup>. O volume pode ser calculado multiplicando a área pela espessura ( $T=60\mu\text{m}$ ), como demonstra a equação seguinte:

$$\text{Volume} = \text{Área} \times \text{Espessura}$$

Equação 5.9 – Volume em função da área e espessura

Finalmente, o volume da parte móvel da microestrutura é aproximadamente igual a  $100.345 \times 10^{-12} \text{m}^3$ .

Existe outra fórmula que relaciona a densidade ( $\rho$ ), massa e volume. A Equação 5.10 consegue dizer qual é a massa da parte móvel da microestrutura.

$$\text{massa} = \text{densidade} \times \text{volume}$$

Equação 5.10 - Massa em função da densidade e do volume

Como foi indicado pelo fabricante, a densidade ( $\rho$ ) do silício tem um valor na ordem dos  $2320 \text{Kg/m}^3$ . O volume foi calculado através da Equação 5.9 e é muito próximo dos  $100 \times 10^{-12} \text{m}^3$ . Sendo assim, conclui-se que a parte móvel tem uma massa que ronda os  $2.328 \times 10^{-7} \text{Kg}$  ( $232.8 \mu\text{g}$ ).

O processo DRIE não introduz uma alteração significativa na diminuição da massa do microsistema móvel.

## 5.4 Frequência de ressonância da microestrutura

Todos os corpos vibram naturalmente com uma certa frequência, denominada por frequência natural ou frequência de ressonância. Quando um sistema vibrante sub-amortecido é submetido a uma série periódica de impulsos cuja frequência coincide com a frequência natural do sistema, a amplitude das suas oscilações crescem colossalmente, pois a energia recebida pelo material vai sendo armazenada.

Por exemplo, os vidros das janelas ressoam e os cristais vibram quando o piano ou o rádio emitem certas notas. Isso acontece porque cada objecto tem uma frequência natural de vibração. Se as ondas sonoras de uma nota o atingirem, ele ressoará à mesma vibração que o atinge. É por esta razão que certos cantores são conhecidos por serem capazes de partir um copo de cristal fino por estarem simplesmente a emitir ondas sonoras (cantar) junto deste. Se a frequência da voz emitida pelo cantor estiver na frequência de ressonância do material do copo e tiver potência suficiente, é capaz de parti-lo [22].

Para se calcular a frequência de ressonância usa-se a seguinte equação:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

Equação 5.11 - Frequência de ressonância

Na Equação 5.11, a variável  $f_r$  representa a frequência de ressonância, a variável  $k$  representa a constante de elasticidade do material e a variável  $m$  representa a massa da estrutura [23].

Podemos então concluir que a frequência de ressonância da microestrutura é aproximadamente igual a 1.19KHz, e esta deverá ser a frequência de operação da microantena, por ser nesta frequência que a amplitude de deslocamento das placas é maior para a menor força aplicada. Tomando como referência os cálculos efectuados no capítulo 3, para o campo magnético na ordem dos 7nT, a força de Lorenz resultante na placa móvel da capacidade é de tal ordem que resulta em deslocamentos dificilmente mensuráveis. Por esta razão se torna clara a necessidade de operar a microantena à frequência de ressonância. Devido ao elevado factor de qualidade que a estrutura apresenta na ressonância faz com que esta inicie a oscilação com uma pequena excitação externa. Consequentemente, o tipo de comunicação reduz-se a uma modulação digital OOK (*On-Off Keying*) para aplicações de baixo débito (como são exemplo as aplicações médicas).

# 6

## 6. Caracterização Electromagnética

De uma forma análoga à caracterização electromecânica, o capítulo sobre a caracterização electromagnética engloba os resultados de vários testes analíticos, e/ou simulados de forma a prever o comportamento electromagnético da microantena.

### 6.1 Cálculo da capacidade total da microestrutura

O número total de condensadores da microestrutura é de 80 (40 para cada lado). No cálculo da capacidade total utilizaram-se apenas 40 condensadores pois metade dos condensadores move-se para um lado e a outra metade move-se para o lado oposto.

Há que referir que em cada conjunto de 40 condensadores existem outros 40 condensadores parasitas. A distância  $d$  entre placas de condensadores principais é de  $3.6\mu\text{m}$  enquanto a distância entre placas de condensadores parasitas é de  $15\mu\text{m}$

$$C_n = \varepsilon_0 \frac{A}{d} \times N = \varepsilon_0 \frac{L \times W}{d} \times N$$

Equação 6.1 – Capacidade em repouso da microestrutura

Onde  $C_n$  representa a capacidade total da estrutura microelectromecânica em repouso, e a constante  $\varepsilon_0$  a permissividade do vazio que é igual a  $8.8542 \times 10^{-12} \text{F/m}$ . A variável representada pela letra  $A$  é a área de uma placa de um condensador que é de  $23.52 \times 10^{-9} \text{m}^2$ , pois  $L=392\mu\text{m}$  e  $W=60\mu\text{m}$ . A letra  $d$  representa a distância entre placas que é fixa e tem o valor de  $3.6\mu\text{m}$ .

Através da Equação 6.1 é possível determinar a capacidade principal e a capacidade parasita de  $N$  condensadores. Assumindo que o número de condensadores é 40 o resultado obtido é:

$$C_n = 8.8542 \times 10^{-12} \times \frac{25.52 \times 10^{-9}}{3.6 \times 10^{-6}} \times 40 = 2.31 \text{ pF}$$

Equação 6.2 – Resultado da capacidade em repouso da microestrutura

Do mesmo modo, a capacidade de 40 condensadores parasitas é:

$$C_p = 8.8542 \times 10^{-12} \times \frac{25.52 \times 10^{-9}}{15 \times 10^{-6}} \times 40 = 555.3 \text{ fF}$$

Equação 6.3 – Resultado da capacidade parasita em repouso da microestrutura

A soma de ambas as capacidades, ou seja, a capacidade total da microestrutura contabilizando com as capacidades parasitas é igual a 2.869pF.

## 6.2 Corrente que atravessa a microestrutura

O cálculo da corrente que atravessa a microestrutura foi efectuado no ANSYS. A tensão utilizada foi de 5 Volt no *pad* do lado esquerdo e uma tensão nula no *pad* do lado direito.

O resultado pode ser observado na ilustração abaixo (Ilustração 6-1).

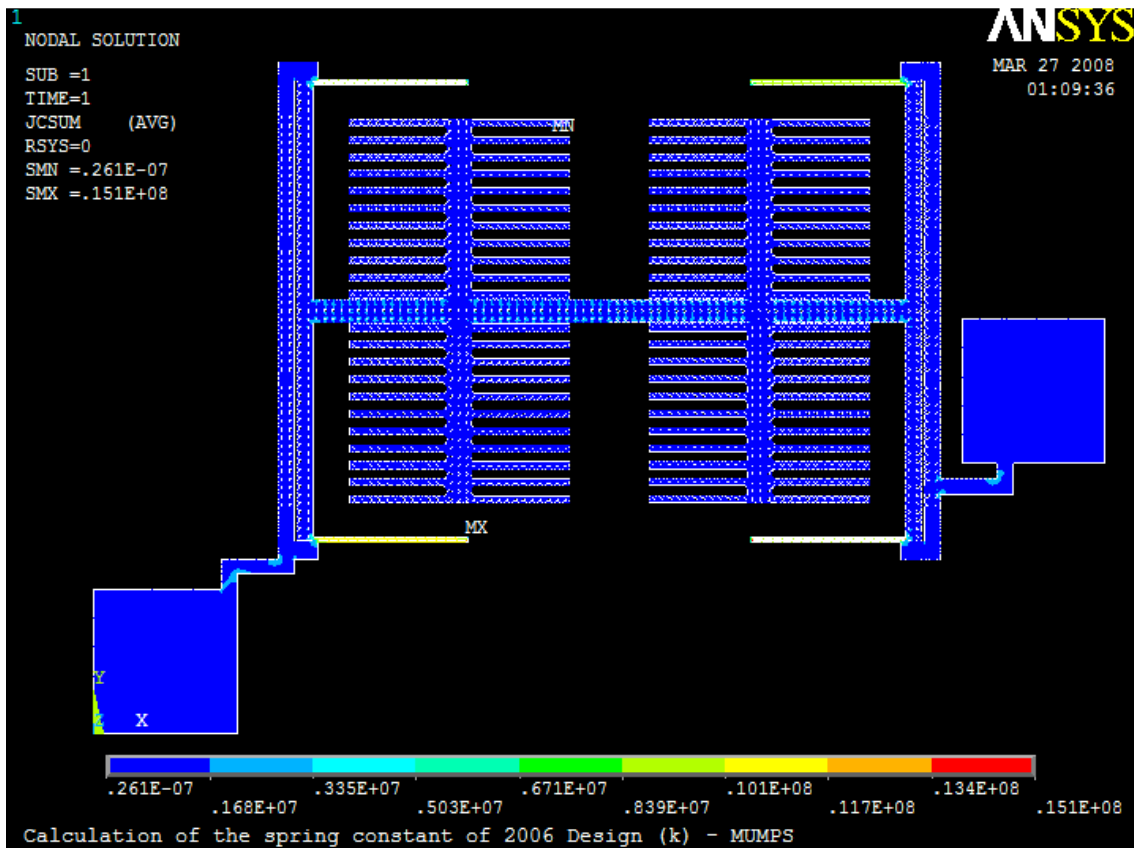


Ilustração 6-1 – Densidade de corrente

Na Ilustração 6-1 é possível visualizar a densidade de corrente. Como sabemos, a densidade de corrente aumenta nos volumes com secções pequenas e diminui em volumes cujas secções são grandes. A equação que suporta esta teoria é a seguinte:

$$J = \frac{I}{A}$$

Equação 6.4 – Densidade de corrente

A unidade do sistema internacional da corrente ( $I$ ) é Ampere e a unidade para a área é o metro<sup>2</sup>. Podemos então concluir que a densidade de corrente é expressa em A/m<sup>2</sup>.

A Equação 6.4 corrobora com o que já foi dito anteriormente, ou seja, à medida que a secção aumenta a densidade de corrente diminui e vice-versa. Analisando algumas partes da microestrutura observamos que a densidade de corrente é elevada na zona das molas (Ilustração 6-1) pois é uma zona com uma secção demasiadamente pequena. Por outro lado, em zonas cuja secção é grande a densidade de corrente diminui.

A Ilustração 6-2 revela a densidade de corrente em forma vectorial.

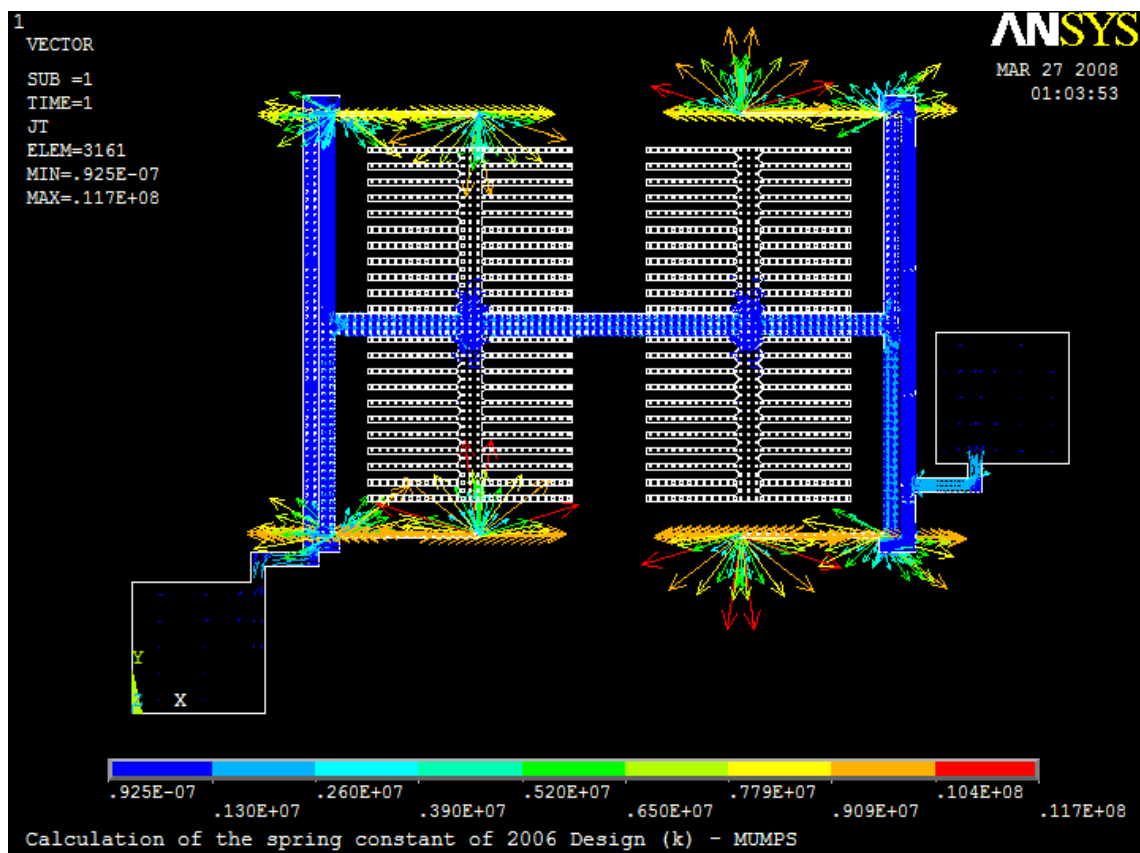


Ilustração 6-2 – Distribuição vectorial da densidade de corrente

O ANSYS devolve um resultado da densidade da corrente em cada nó da microestrutura. Então para calcular o valor da corrente atravessada basta usar um troço da estrutura microelectromecânica. Assim utilizou-se um troço rectilíneo (Ilustração 6-3) cuja densidade média de corrente ( $J$ ) é aproximadamente igual a 1.607A/m<sup>2</sup>. O comprimento ( $Length$ ) é de 176µm, a largura ( $Width$ ) é igual a 65µm e a

espessura (*Thickness*) é igual a 60µm. Nessa mesma Ilustração 6-3, está marcado a vermelho a zona que foi utilizada para determinar a corrente que a percorria.

Há que referir que o modelo utilizado no ANSYS tem uma espessura unitária, isto é, 1µm e portanto é preciso converter a densidade de corrente de 1µm para 60µm.

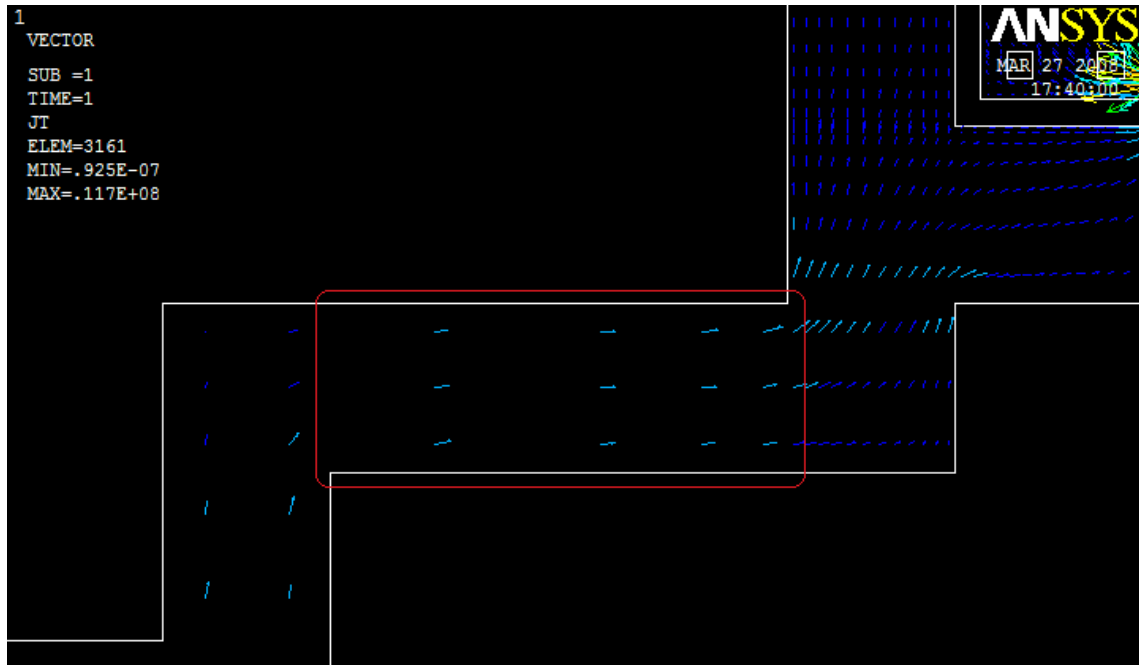


Ilustração 6-3 – Troço da microestrutura onde foi calculada a corrente que a atravessa

Através da Equação 6.4 chegamos à conclusão que  $I = J \times A$ . Substituindo os valores, obtemos uma corrente aproximadamente igual a 104µA. Como é preciso ter em conta o factor da espessura, é necessário multiplicar o valor obtido por 60. Sendo assim a corrente que atravessa o bloco de dimensões  $L=176\mu\text{m}$ ,  $W=65\mu\text{m}$  e  $T=60\mu\text{m}$  ronda os 6.24mA.

O valor obtido para a corrente acontece quando a resistividade é  $15 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$ , no entanto, já sabemos que na prática esta constante ronda os  $20 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$ . Portanto como a resistência real da microestrutura ronda os 1.1KΩ, facilmente se pode concluir que a corrente para o caso real é aproximadamente  $I = 5/1.1 \times 10^3 = 4.55 \text{ mA}$ .



# 7

## 7. Circuito de Leitura e Testes

### 7.1 MEMS alimentado por uma pilha

Como se verifica dos capítulos anteriores, a informação captada pela microantena pode ser detectada por uma variação de capacidade  $\Delta C$ . Após uma análise às várias possibilidades para um possível circuito de leitura para medição da variação do valor capacitivo ( $\Delta C$ ) do MEMS, chegou-se à solução exposta na Ilustração 7-1. Nesta figura é apenas apresentado o modelo do MEMS, de acordo com o discutido no capítulo 2 (Ilustração 2-3), onde se acrescentam duas resistências que representam a resistência total da placa móvel da microestrutura. A esta placa aplica-se uma fonte de tensão flutuante que irá induzir a corrente necessária para que se manifeste a força de Lorenz na presença de um campo magnético. Esta fonte é flutuante para evitar o fecho da corrente através da resistência de *feedback* do amplificador e que poderia originar elevadas tensões de *offset*. O amplificador que faz a detecção de  $\Delta C$  é um amplificador de carga [24]. À estrutura são aplicadas ainda duas tensões sinusoidais, simétricas. Após análise do circuito, facilmente se conclui que a resposta do amplificador é de acordo com a equação seguinte.

$$V_c = \left( -\frac{C_1 + \Delta C}{C_2} \right) V_{signal1} + \left( \frac{C_1 - \Delta C}{C_2} \right) (-V_{signal2}) = -\frac{2\Delta C}{C_2} V_{signal}$$

Equação 7.1 – Tensão de saída

onde  $C_1$  é a capacidade quando a microestrutura se encontra em repouso.  $\Delta C$  representa a variação de capacidade. A sigla  $V_c$  representa tensão à saída do *charge amplifier*. Finalmente, o sinal  $V_{signal1}$  e o sinal  $V_{signal2}$  são simétricos e representam

o valor da tensão de ambas as fontes de sinal. Assim sendo, na Equação 7.1 designou-se ambas as fontes por  $V_{signal}$ . Conclui-se então, que se não houver uma variação de capacidade, o ganho é nulo.

Como  $\Delta C$  irá oscilar à frequência de ressonância da estrutura, a modulação resultante à saída do amplificador de carga é do tipo OOK, sendo que a frequência da portadora corresponde à do sinal de excitação  $V_{signal}$ . A recuperação da informação pode ser efectuada simplesmente com um detector de envolvente e filtragem, pois a informação é do tipo *on-off*. No entanto, para efeitos de teste e tendo em vista uma aplicação não do tipo *on-off*, decidiu-se por uma detecção mais linear recorrendo a um multiplicador.

A forma geral do circuito de leitura está representada na Ilustração 7-1. Nela estão representados o circuito do amplificador de carga, um outro de ganho, o multiplicador e respectivo filtro passa-baixo para recuperação da informação. Os blocos serão descritos posteriormente.

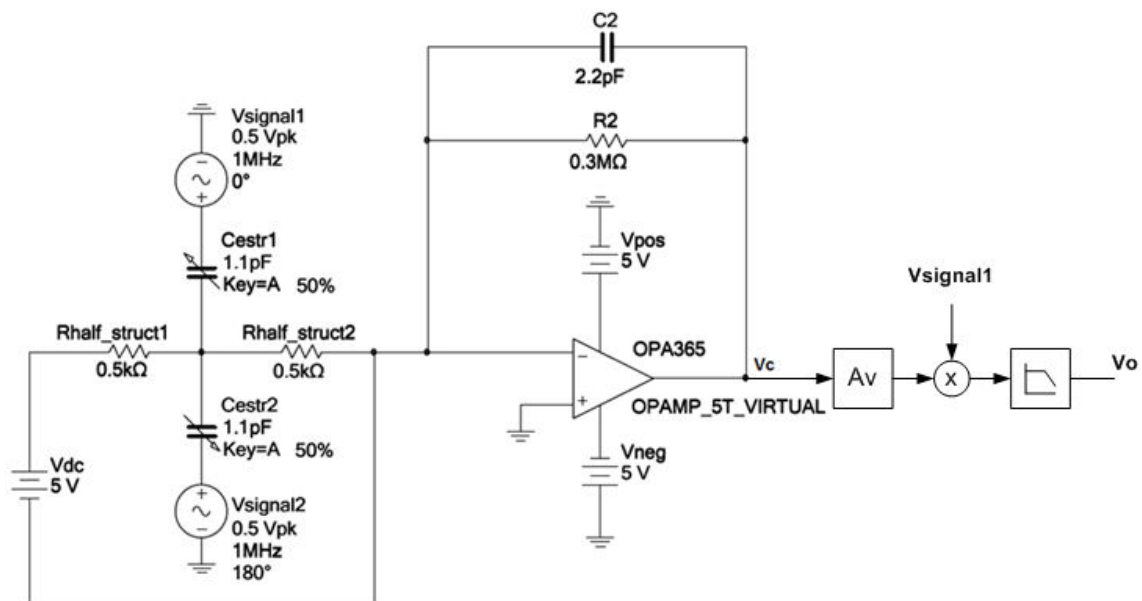


Ilustração 7-1 – Forma geral do circuito de leitura

Como são injectados dois sinais sinusoidais em oposição de fase, é necessária a construção de um esquema capaz de provocar um atraso de  $180^\circ$  no sinal de entrada. O sinal original ( $V_{signal1}$ ) é aplicado a uma das entradas da microantena e o sinal invertido ( $V_{signal2}$ ) à outra entrada. A inversão é realizada com um amplificador operacional a funcionar na topologia inversora com ganho unitário.

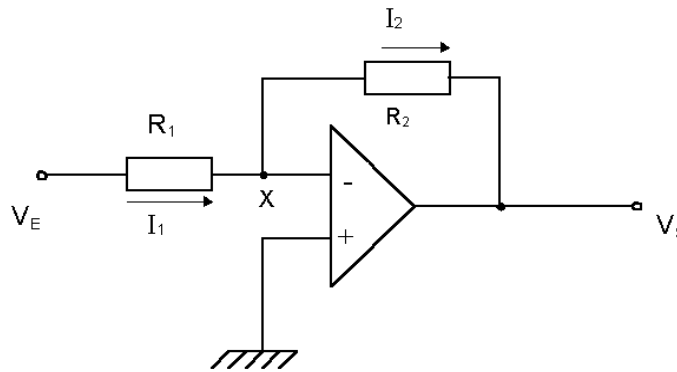


Ilustração 7-2 – Configuração inversora

Para se garantir um ganho unitário é necessário que o valor da resistência  $R_1$  seja igual ao valor da resistência  $R_2$ . Assim sendo, utilizou-se um amplificador operacional bem como resistências de precisão (1% de precisão).

É igualmente importante referir que o multiplicador é alimentado com uma tensão igual a  $\pm 10V$  e os amplificadores operacionais são alimentados com uma tensão de  $\pm 2.5V$ . Por esta razão foi necessário desenhar um circuito auxiliar cuja finalidade é regular a tensão da fonte de tensão, a operar a  $\pm 10V$ , para os  $\pm 2.5V$ . O circuito utilizado está presente na *datasheet* do regulador de tensão LM337 [25].

Como vimos atrás na Ilustração 7-1, o primeiro bloco do circuito é constituído pela fonte de alimentação de tensão contínua (DC),  $V_{dc}$ , e duas fontes de sinal (AC),  $V_{signal1}$  e  $V_{signal2}$ , em oposição de fase. É ainda composto pela resistência total da microestrutura. Como os condensadores se encontram fisicamente a meio da estrutura, a divisão da resistência em duas de  $500\Omega$  é uma representação mais real da microantena. Ambas as resistências são designadas como  $R_{half\_struct1}$  e  $R_{half\_struct2}$ . Neste primeiro bloco, temos ainda os condensadores variáveis  $C_{estr1}$  e  $C_{estr2}$ . Estes condensadores representam a capacidade das placas de silício da microestrutura móvel. Estas duas resistências e condensadores modelam electricamente a microantena.

O segundo bloco do circuito é constituído por duas fontes de tensão contínuas,  $V_{pos}$  e  $V_{neg}$ , cuja função é a alimentação do amplificador operacional (OPA365). O dispositivo é alimentado por uma tensão dupla, ou simétrica, de  $\pm 2.5V$  e está a operar na configuração inversora. Escolheu-se um amplificador totalmente baseado em transístores de efeito de campo, pois conseguem correntes de polarização ( $I_{bias}$ ) extremamente baixas (na ordem dos  $10^{-9}A$  e  $10^{-12}A$ ). Como veremos mais frente,  $R_2$  e  $C_2$  impõem um pólo que deve estar o mais próximo possível de DC, determinando um valor de  $R_2$  elevado. Convém referir que a resistência  $R_2$  impõe um *offset* à saída que

depende do valor da corrente de polarização, daí a necessidade de usar um amplificador com muito baixa corrente de polarização na entrada, para evitar a saturação.

O amplificador escolhido (OPA365) possui uma grande largura de banda (50MHz) e um ganho na ordem dos 120dB, no entanto, para se tirar o máximo proveito dele, devem-se utilizar várias técnicas de desenho, nas placas de circuito impresso, capazes de minimizar os efeitos produzidos pela operação em alta frequência.

Um dos grandes trunfos desta topologia reside no facto de a corrente gerada pela fonte DC apenas circular na malha onde esta se encontra. A corrente gerada pela fonte DC tem que ser totalmente absorvida e como só existe um caminho de retorno, esta tem que circular necessariamente na única malha possível. Quando se usam topologias em que as fontes não são conectadas à massa de referência e apenas existem caminhos retorno que não envolvem a referência, estamos perante uma fonte de alimentação flutuante. O facto de se projectar um circuito com a malha de geração de corrente DC independente da parte de amplificação tem como propósito a minimização das correntes de desvio no circuito de amplificação.

Para se calcular o ganho em malha aberta ( $G$ ) do circuito numa configuração inversora basta saber apenas o valor da capacidade equivalente na primeira e segunda malha,  $C_1eq$  e  $C_2eq$  respectivamente [26].

$$G \equiv \frac{v_o}{v_i} = -\frac{1/C_2eq}{1/C_1eq} = -\frac{C_1eq}{C_2eq}$$

Equação 7.2 – Ganho em malha aberta da configuração inversora

Vejamos na Ilustração 7-3 o circuito cujo ganho se pretende analisar.

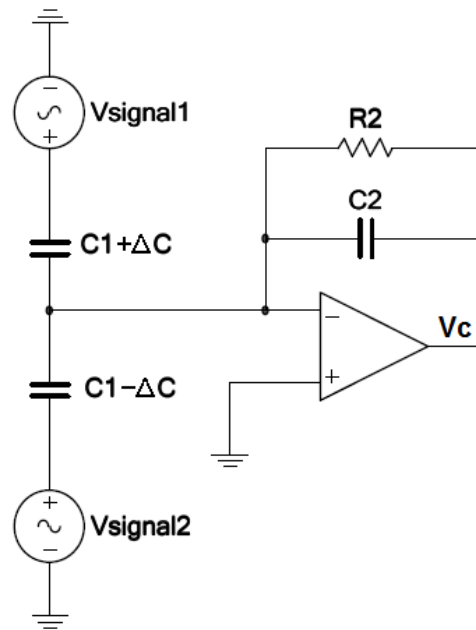


Ilustração 7-3 – Charge Amplifier

Assim sendo, para este caso a tensão à saída pode ser vista da seguinte forma:

$$V_c = -\frac{\frac{1}{C_2}}{\frac{1}{C_1 + \Delta C}} V_{\text{signal1}} = -\frac{C_1 + \Delta C}{C_2} V_{\text{signal1}}$$

Equação 7.3 – Tensão de saída (1)

Do mesmo modo para a parte negativa:

$$V_c = -\frac{\frac{1}{C_2}}{\frac{1}{C_1 - \Delta C}} (-V_{\text{signal2}}) = -\frac{C_1 - \Delta C}{C_2} (-V_{\text{signal2}})$$

Equação 7.4 – Tensão de saída (2)

Finalmente, a tensão final obtém-se através da soma das duas tensões anteriores. Assim sendo,  $V_c$  é dado pela seguinte expressão:

$$V_c = \left( -\frac{C1 + \Delta C}{C2} \right) V_{signal1} + \left( \frac{C1 - \Delta C}{C2} \right) V_{signal2} = -\frac{2\Delta C}{C2} V_{signal} ,$$

Equação 7.5 – Tensão de saída

Na saída do amplificador operacional implementou-se um filtro passa-alto com frequência de passagem centrada nos 75Hz. Este filtro permite uma redução do ruído introduzido pela rede de distribuição de energia. Um segundo andar de amplificação foi adicionado a seguir ao filtro usando-se novamente um OPA365 numa configuração não inversora. Um segundo filtro passa-alto é colocado à saída do amplificador para garantir que os 50Hz introduzidos pela rede não irão influenciar o circuito.

Na saída do segundo filtro colocou-se um multiplicador. Como estamos a operar a uma frequência de 1MHz, é preciso multiplicar o sinal à saída do último andar de ganho pelo sinal sinusoidal que alimenta o *pad* 1 do MEMS. Como ambos os sinais estão a operar à mesma frequência, 1MHz, a convolução destes faz com que o sinal que se pretende receber passe para a banda base. No entanto, são acrescentados dois sinais centrados no dobro da frequência de operação, ou seja, em  $\pm 2$ MHz. Vejamos como a teoria relacionada com a multiplicação em frequência se comporta: se  $s1(t) = A \cos(2\pi \cdot f_0 t)$  e  $s2(t) = B \cos(2\pi \cdot f_0 t)$  então a multiplicação destes dois sinais resulta num com o seguinte aspecto  $s1(t) \times s2(t) = AB \cos^2(2\pi \cdot f_0 t)$ . Através do teorema da decomposição do  $\cos^2(x)$  obtemos o seguinte resultado:

$$s1(t) \times s2(t) = \frac{AB}{2} + \frac{AB}{2} \cos(4\pi \cdot f_0 t)$$

Equação 7.6 – Multiplicação de dois sinais sinusoidais

No entanto, o  $\cos(x)$  pode ser dividido em duas partes utilizando a fórmula de Euler:

$$\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$$

Equação 7.7 – Fórmula de Euler

Podemos então concluir que:

$$s_1(t) \times s_2(t) = \frac{AB}{2} + \frac{AB}{4} e^{j4\pi f_0 t} + \frac{AB}{4} e^{-j4\pi f_0 t}$$

Equação 7.8 – Resultado da multiplicação em frequência

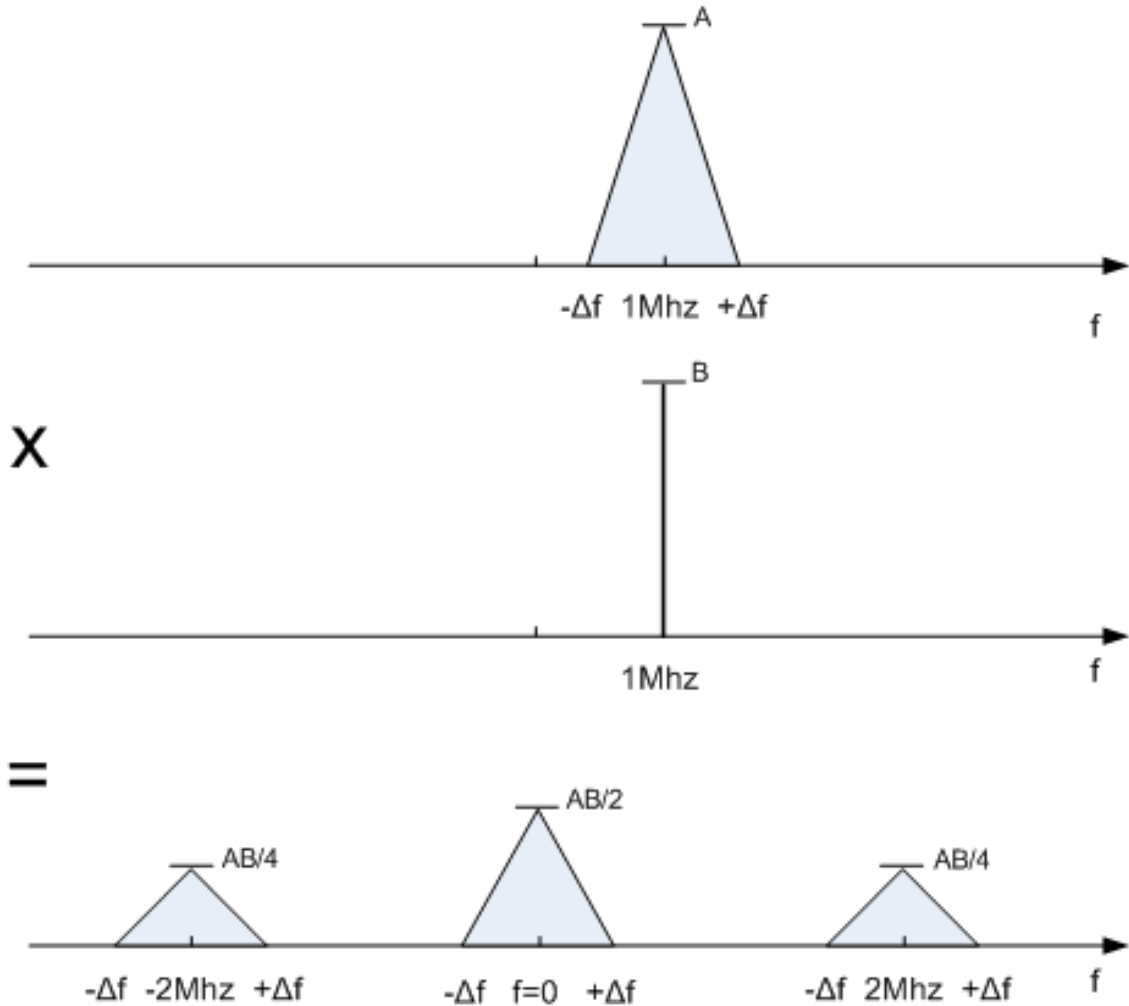


Ilustração 7-4 – Multiplicação em frequência

Onde  $s_1(t)$  é o sinal modulado pelo MEMS,  $s_2(t)$  é o sinal sinusoidal de entrada,  $A$  e  $B$  representam as amplitudes dos sinais  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$  respectivamente. A frequência de operação de ambos os sinais é a mesma e é representada pelo símbolo  $f_0$ .

Finalmente, colocou-se um filtro passa-baixo, cuja frequência de corte ronda aproximadamente os 10KHz. Resumindo, o filtro passa-baixo serve para eliminar as componentes que passam para os  $\pm 2\text{MHz}$  devido à multiplicação dos dois sinais.

O esquema completo do circuito de leitura pode ser observado na ilustração do anexo 4 e é composto por todos os componentes utilizados. O circuito regulador de

tensão, cuja finalidade é a alimentação dos amplificadores operacionais, pode ser observado no anexo 5.

Vejamos a teoria que está por trás do circuito regulador de tensão presente na *datasheet* do LM337 [25]. A regulação da tensão entre o valor nominal à saída dos terminais depende do divisor de tensão composto por uma resistência de 120Ω e uma resistência variável de 2KΩ. Neste caso, a resistência de 120Ω foi substituída por uma de 100Ω subindo assim a tensão máxima permitida pelo divisor. A próxima ilustração exibe como é efectuada a regulação positiva usando um LM317.

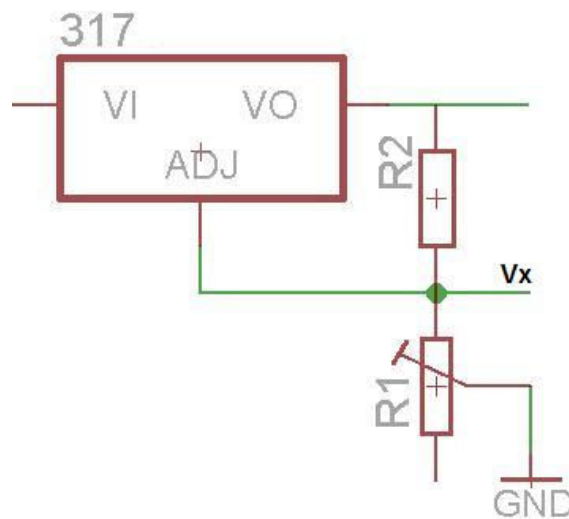


Ilustração 7-5 – Circuito regulador de tensão positivo

Como a corrente no pino de ajuste é aproximadamente zero, pode-se afirmar que a corrente que atravessa a resistência  $R_2$  é praticamente igual à corrente na resistência  $R_1$ , isto é,  $I_{R_2} \cong I_{R_1}$ . Como a tensão entre a saída e o pino de ajuste é sempre constante, desde que a tensão de entrada esteja compreendida entre 3V e 40V, a corrente gerada em  $R_2$  é dada por  $I_{R_2} = 1.25/R_2 \cong V_x/R_1$ . Portanto, a tensão regulada é dada por:  $V_{adjust} = 1.25 + R_1/R_2 \times 1.25$ . A resistência  $R_1$  permite uma variação entre 0Ω e 2KΩ o que resulta numa tensão regulável entre 1.25V e 26.25V, respectivamente. Se  $R_1$  for 120Ω, como apresentado no *datasheet*, a regulação pode variar apenas entre 1.25V e 22V. Como este circuito é alimentado com uma tensão de  $\pm 10V$  e é necessário existir uma queda de tensão entre  $V_i$  e  $V_o$  de pelo menos 3V a tensão máxima regulada é igual a  $\pm 7V$ . A voltagem de referência é o valor que é obtido entre o pino de saída ( $V_o$ ) e o pino de ajuste do integrado quando  $V_i$  está compreendido entre 3V e 40V. É relevante salientar que para se obter 1.25V na saída é necessária alimentar o dispositivo com uma tensão maior ou igual a 3V. Os 3V

correspondem à tensão que o dispositivo necessita para funcionar, tal como nos transístores bipolares.

## 7.2 Primeiro protótipo do circuito de leitura

A tecnologia utilizada para implementar o protótipo do circuito de leitura designa-se por *Wire Wrapping*<sup>10</sup>. Após a realização de todos os testes necessários à validação do correcto funcionamento do circuito de leitura o circuito foi construído numa placa de circuito impresso (*Printed Circuit Board*).

A tecnologia *Wire Wrapping* tem a vantagem crucial de permitir a troca fácil e rápida dos vários componentes electrónicos e ligações sem ser necessário o uso de solda.

Como sabemos o sistema microelectromecânico em estudo é baseado num sensor capacitivo e portanto não é aconselhável utilizar um método de construção de circuitos que introduza elevadas capacidades parasitas limitando a operação a frequências elevadas, como é o caso das *breadboards*.

O *Wire Wrapping* [27] foi desenvolvido pelos laboratórios Bell com o objectivo de interligar componentes electrónicos em 1953. Os primeiros autómatos da IBM foram aparentemente as primeiras máquinas baseadas neste método de construção. Em meados dos anos 60, começou a aparecer no mercado comercial os primeiros sistemas construídos em *Wire Wrapping*. Este é um método que reduz drasticamente as capacidades parasitas permitindo operar a frequências elevadas, na ordem dos MHz.

Na seguinte ilustração podemos ver um computador baseado no microprocessador Z80 construído pelo método de *Wire Wrapping*.

---

<sup>10</sup> *Wire Wrapping* significa fio enrolado e é uma técnica usada basicamente em circuitos protótipos pois permite uma substituição rápida das ligações e dos componentes electrónicos.

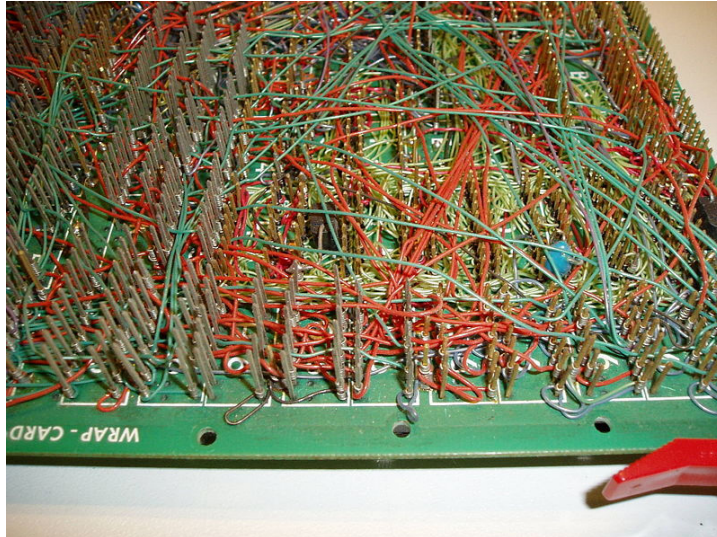


Ilustração 7-6 – Computador Z80 construído em *Wire Wrapping*

Existem dois tipos de ferramentas, manual e eléctrica, para enrolar e desenrolar o fio dos pinos dos componentes electrónicos. Em baixo podemos ver o aspecto destas duas ferramentas.



Ilustração 7-7 – Ferramenta manual

Na Ilustração 7-8 é observável a ferramenta eléctrica.



Ilustração 7-8 – Ferramenta eléctrica

## 7.3 Placas de circuito impresso

Uma placa de circuito impresso, ou PCB, tem a função de suportar e interligar electricamente componentes electrónicos através de caminhos condutores. Estes caminhos condutores são criados em placas de cobre (camada condutora) e uma outra camada não condutora. A placa híbrida permite criar zonas condutoras e zonas isolantes. O cobre é depois removido com a finalidade de criar as várias pistas do circuito.

Os desenhos das placas de circuito impresso foram criados utilizando um *software* de desenho de esquemáticos e placas designado por *Eagle*. Este *software* é distribuído pela *CadSoft*, cuja versão gratuita tem todas as funcionalidades da versão completa, com restrição ao nível do tamanho máximo permitido do desenho.

Vejamos então alguns problemas e soluções que devemos ter em conta durante o desenvolvimento de uma placa de circuito impresso:

Problemas:

1. Ruído.

Soluções:

1. Pistas condutoras curtas.
2. Condensadores de *bypass*, ou desacoplamento, devem ser ligados entre a alimentação e a massa e colocados o mais perto possível do dispositivo amplificador.
3. Caminho de retorno da corrente similar ao de injeção.

Estes são os problemas e soluções típicos do desenvolvimento de projectos em placas de circuito impresso [28].

Nas próximas ilustrações podem-se observar os PCB do circuito de leitura e do circuito regulador de tensão.

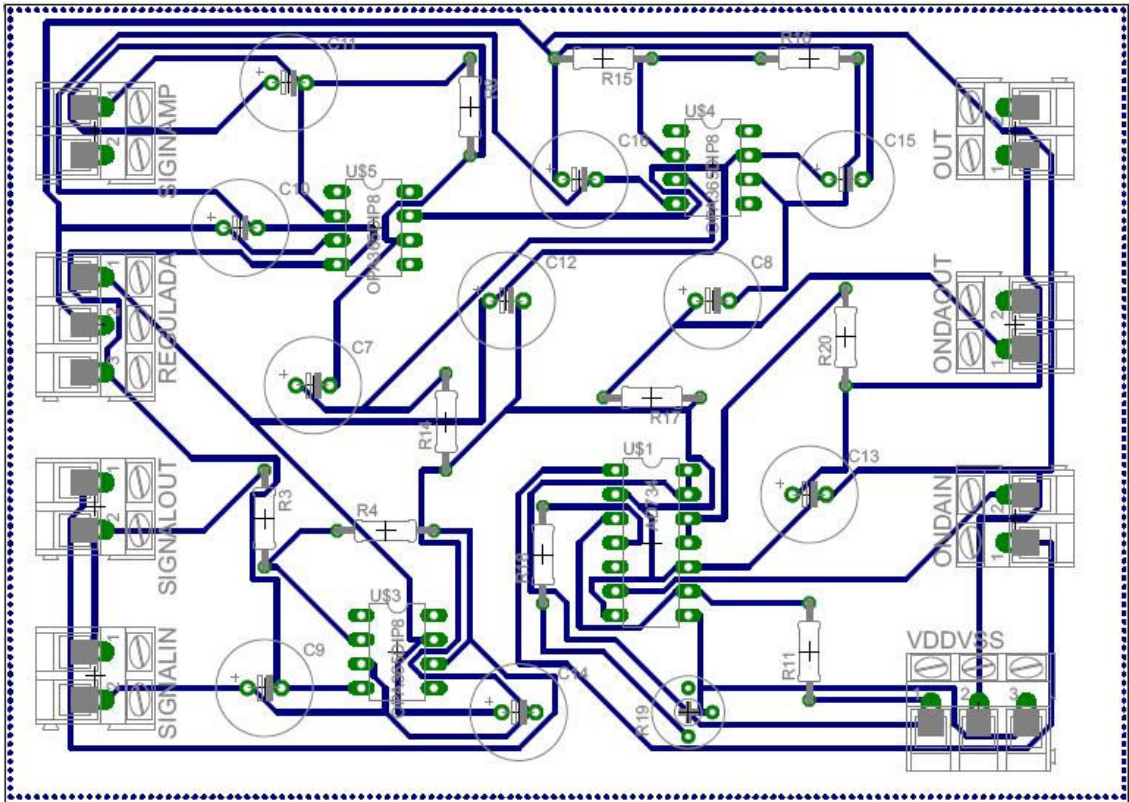


Ilustração 7-9 – PCB do circuito de leitura

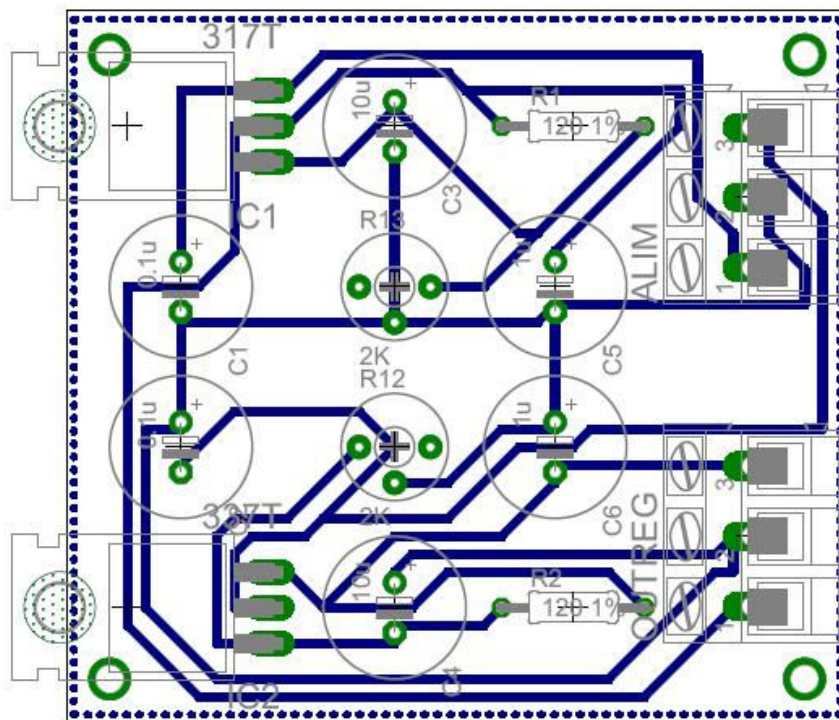


Ilustração 7-10 – PCB do circuito regulador de tensão

# 8

## 8. Análise dos Resultados

Como o projecto e construção do circuito de leitura são o principal objectivo da dissertação, o presente capítulo engloba temas como a apresentação, observação e discussão dos resultados bem como os problemas que ocorreram.

O teste do circuito de leitura foi dividido em duas componentes:

1. Utilização do modelo do MEMS.
2. Utilização do sensor real.

O presente capítulo não abrange apenas dados sobre o circuito de leitura. Existe outro resultado que foi analisado: os dados respectivos ao circuito regulador de tensão.

### 8.1 Utilização do modelo do MEMS

No primeiro teste, utilizou-se o modelo resistivo e capacitivo em vez do MEMS. A frequência de operação é de 1MHz. O ruído à saída, depois do filtro passa-baixo, tinha uma amplitude de 1mVpp. Notava-se também uma ligeira oscilação sinusoidal de amplitude inferior a 2mVpp donde se concluiu que o filtro não consegue eliminar totalmente a componente alternada. Apesar de a saída apresentar um ligeiro ruído, os resultados são satisfatórios, pois os três filtros são apenas RC de primeira ordem.

A conclusão a tirar dos resultados para este primeiro teste em placa de circuito impresso é que foram surpreendentemente bons. O facto de se combinar o circuito em PCB e o OPA365 proporcionou níveis de ruído reduzidos e elevado ganho. Sendo assim, pode-se concluir que as placas de circuito impresso são excelentes quando se

pretende criar um circuito com baixo ruído, baixas capacidades parasitas e operar a uma frequência razoavelmente elevada.

As próximas ilustrações mostram os resultados quantitativos para o primeiro teste em placa de circuito impresso. Na Ilustração 8-1 podemos observar que o amplificador operacional, a funcionar na configuração inversora e com ganho unitário, consegue inverter o sinal de entrada. Podemos observar ainda que o sinal está praticamente sem ruído.

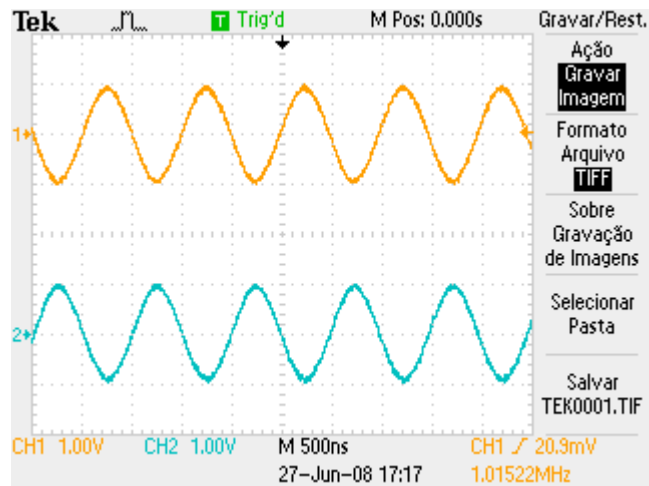


Ilustração 8-1 – Sinal de entrada (1) e sinal invertido (2)

Na Ilustração 8-2 podemos observar o sinal de entrada e o sinal à saída do *charge amplifier*. Observa-se que não temos ganho mas sim uma atenuação. Este facto deve-se à combinação  $\Delta C$  e  $C2$ . Finalmente, vemos que o ruído é praticamente nulo.

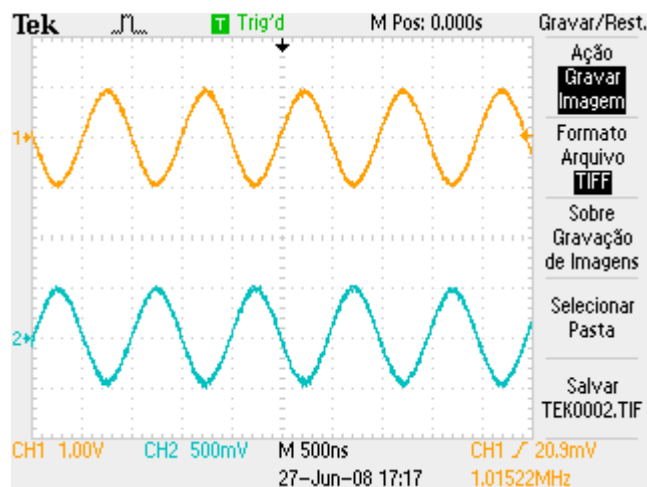


Ilustração 8-2 – Sinal de entrada (1) e sinal à saída do *charge amplifier* (2)

É visível na Ilustração 8-3 que o sinal à saída do segundo andar de ganho tem a amplitude duplicada. Assim sendo, pode-se concluir que o amplificador, a operar na configuração não inversora e com ganho duplo, está a funcionar correctamente.

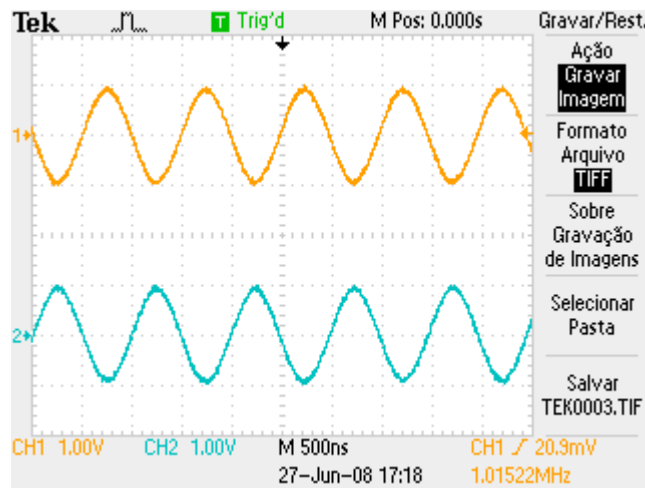


Ilustração 8-3 – Sinal de entrada (1) e sinal à saída do segundo andar de ganho (2)

A Ilustração 8-4 comprova o correcto funcionamento do multiplicador. O primeiro e o terceiro sinal, ambos com frequência igual a 1MHz, são aplicados às entradas  $X1$  e  $Y1$  do multiplicador [29]. Como seria de esperar, o sinal à saída tem uma frequência dupla relativamente aos sinais de entrada, isto é, 2MHz.

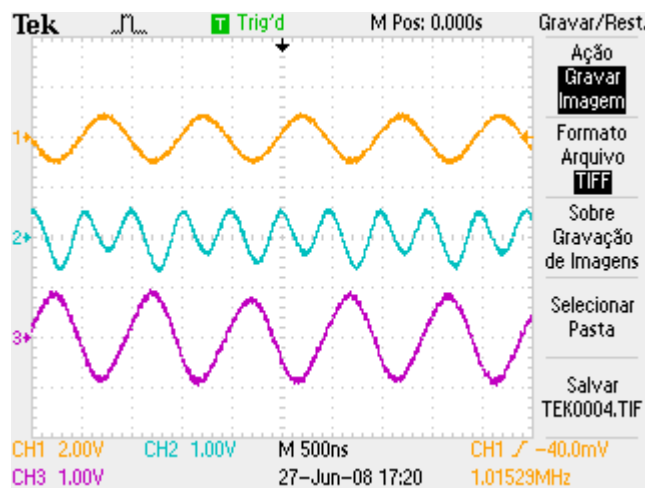


Ilustração 8-4 – Sinal de entrada (1), sinal à saída do multiplicador (2) e sinal à saída do segundo andar de ganho (3)

Na tabela seguinte pode-se observar o funcionamento do modelo capacitivo/resistivo. Este teste consistiu em criar algumas variações na capacidade  $\Delta C$ . Assim sendo, realizaram-se várias medições para algumas combinações do valor

$\Delta C$ . No anexo F encontram-se todos os resultados obtidos no osciloscópio digital. É importante salientar que  $\Delta C = \Delta C_{Ref}/2$ .

Podemos observar, que o nível de tensão DC na saída do circuito era alterado consoante o aumento ou diminuição de  $\Delta C$ . Conclui-se então, que o modelo capacitivo/resistivo funciona.

Tabela 8-1 – Níveis de tensão DC na saída do circuito

$C1_{up}$ (pF)	$C1_{down}$ (pF)	$\Delta C_{Ref}$ (pF)	$V_o$ (com offset) (mV)	$V_o$ (sem offset) (mV)	$V_{o, Norm}$ (sem offset)
1	1	0	-49,8	0	0
1,2	1	0,2	-33,9	15,9	0,025653437
2,2	1,8	0,4	-37,8	12	0,019361084
1,8	1	0,8	26,4	76,2	0,122942885
2,2	1,2	1	27,7	77,5	0,125040336
2,2	1	1,2	30,7	80,5	0,129880607
15	13,4	1,6	66,9	116,7	0,188286544
15	13,2	1,8	60,5	110,3	0,177960632
15	12	3	144	193,8	0,31268151
15	11	4	211	260,8	0,420780897
10	5,2	4,8	268	317,8	0,512746047
15	10	5	288	337,8	0,545014521
10	4,4	5,6	330	379,8	0,612778316
10	4	6	334	383,8	0,61923201
10	3,8	6,2	351	400,8	0,646660213
10	3,2	6,8	426	475,8	0,767666989
10	2,8	7,2	416	465,8	0,751532753
10	2,2	7,8	492	541,8	0,874152953
10	2	8	490	539,8	0,870926105
10	1,8	8,2	490	539,8	0,870926105
10	1	9	570	619,8	1

Vejamos a seguir o gráfico referente à Tabela 8-1. No eixo das abcissas estão representados os vários valores de  $\Delta C_{Ref}$ , enquanto no eixo das ordenadas estão representados os valores da tensão normalizada à saída do circuito. Traçou-se no gráfico mais três rectas. A primeira recta apresenta a regressão linear dos valores medidos, cuja equação é  $y = 0.1083x - 0.0001$ . As duas outras rectas, paralelas à regressão linear, mostram uma banda de  $\pm 10\%$  respectiva à tolerância dos condensadores, isto porque os condensadores usados têm uma tolerância de 20%.

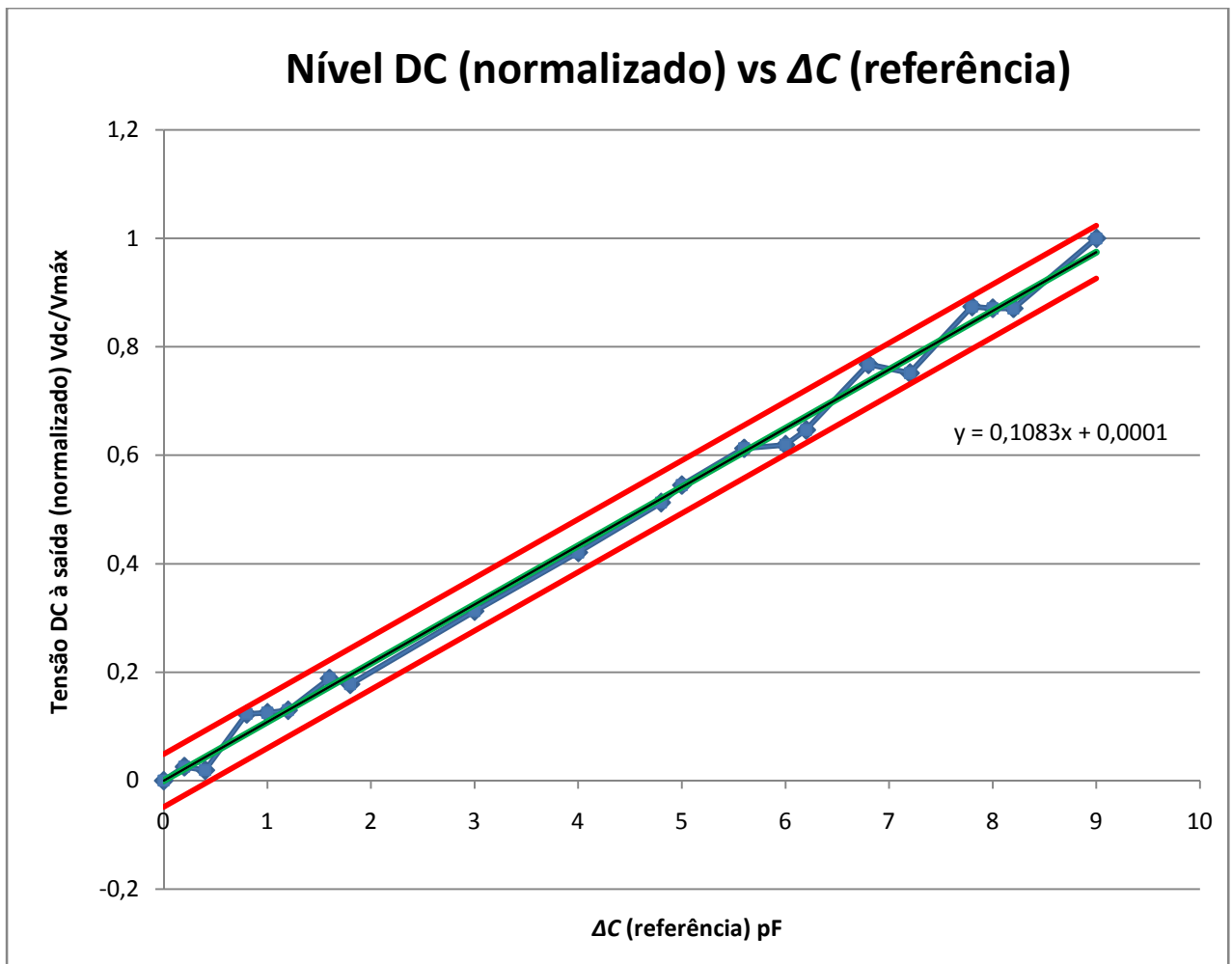


Ilustração 8-5 – Nível DC (normalizado) em função de  $\Delta C$  de referência

O gráfico em cima mostra o comportamento do nível DC em função da variação da capacidade. Como seria de esperar, o resultado é linear, ou seja, se duplicarmos  $\Delta C$  o nível DC é também duplicado.

## 8.2 Utilização do sensor real

O teste do circuito de leitura usando o sistema microelectromecânico, em vez do circuito modelo constituído por duas resistências e duas capacidades, era sem dúvida o mais importante. Realizaram-se todos os procedimentos habituais para evitar qualquer dano na microantena.

Numa primeira observação à saída do circuito, verificou-se que estes eram bem melhores quando comparados com os resultados que utilizavam o circuito modelo. O nível de ruído neste caso era bastante inferior a 1mVpp. Verificou-se

também a ausência do ruído proveniente dos 50Hz da rede, o que leva a concluir que os dois filtros passa-alto estão a operar convenientemente apesar de serem apenas filtros RC de primeira ordem.

O teste serviu para observar a reacção do MEMS quando este era abanado. Mais uma vez os resultados foram óptimos pois à saída do circuito de leitura observou-se que o nível DC oscilava conforme a estrutura micromecânica sofria choques consecutivos. Foi também perceptível no osciloscópio o factor de *overshoot* da microestrutura móvel (o sistema mecânico de segunda ordem é sub-amortecido) até esta atingir a posição de repouso.

Apesar destes óptimos resultados, observou-se que o sinal à saída do primeiro andar de ganho tinha um avanço de 90 graus relativamente ao sinal de entrada. Após uma análise atenta deste facto, admitiu-se inicialmente, que o problema surgia devido ao facto de existir a resistência interna da microestrutura e um condensador ligados em série à entrada inversora do *charge amplifier*. Vejamos a ilustração seguinte:

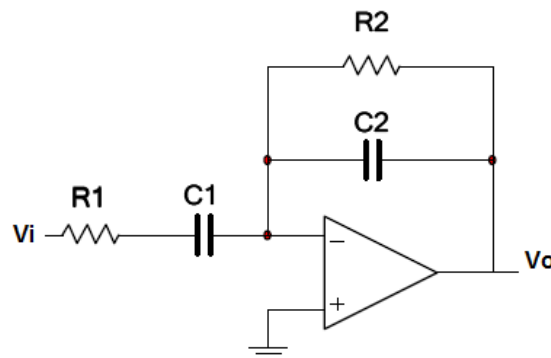


Ilustração 8-6 – Configuração que provoca um desfasamento de 90 graus entre os sinais

Todos os componentes constituintes do circuito em cima já foram explicados na secção 7.1, no entanto não nos podemos esquecer que a resistência  $R1$  e o condensador  $C1$  são parâmetros fixos pois representam a resistência interna e a capacidade de repouso da microestrutura. A função de transferência do circuito é dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{sC_1R_2}{(1 + sC_2R_2)(1 + sC_1R_1)}$$

Equação 8.1 – Função de transferência

Onde a resistência  $R1$  vale aproximadamente  $1.1\text{K}\Omega$  e  $R2$  vale  $3.3\text{K}\Omega$ . O condensador  $C1$  vale aproximadamente  $2.3\text{pF}$  e o condensador  $C2$  vale  $2.2\text{pF}$ .

Através da função de transferência podemos concluir que existe um zero e dois pólos. Vejamos o diagrama de Bode:

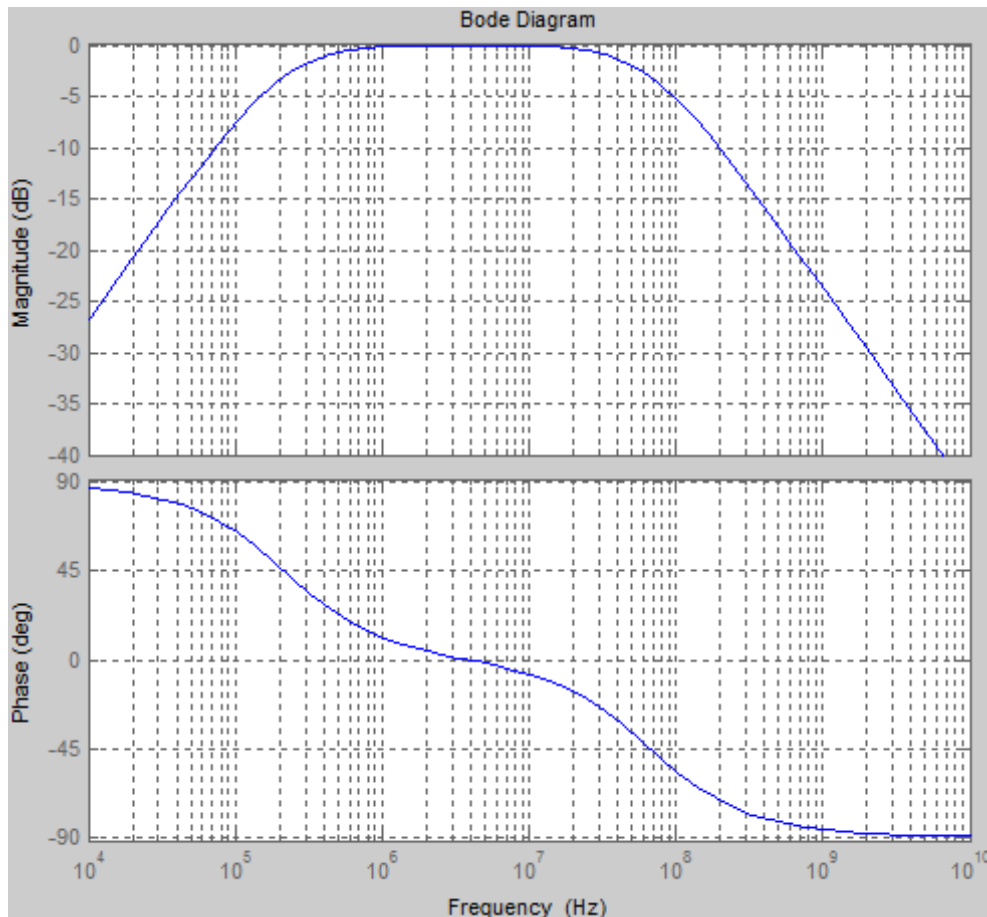


Ilustração 8-7 – Digrama de Bode

Como podemos observar no diagrama de Bode, à frequência de  $1\text{MHz}$  ( $10^6\text{Hz}$ ) estamos a operar na zona do primeiro pólo e conseqüentemente poder-se-ia verificar apenas um ligeiro atraso, na ordem dos 10 graus. No entanto na prática observou-se um atraso considerável de 90 graus, entre o sinal de entrada e o sinal à saída do *charge amplifier*. Como em mais nenhum teste se tinha verificado este atraso reutilizou-se o modelo capacitivo/resistivo do MEMS e os resultados foram surpreendentes, pois verificou-se que para esta situação não existia qualquer atraso. Assim sendo, o problema deve-se ao MEMS e não ao circuito de leitura, o que indicia a existência de uma outra capacidade parasita não documentada que é responsável por este limite de frequência.

Uma possível solução, a curto prazo, para este problema passa por utilizar uma frequência menor, 100Khz. Para se assegurar que estamos a operar na zona de fase nula é necessário alterar os valores de  $R1$ ,  $R2$ ,  $C1$  e  $C2$ . Como se sabe  $C1$  e  $R1$  são inalteráveis, pois são intrínsecas ao MEMS resultando numa impossibilidade de mover o segundo pólo para uma frequência superior à nova frequência de operação (100KHz). O condensador  $C2$  não tem grande margem de manobra pois é este que nos consegue regular o ganho. Um valor muito pequeno para este condensador pode saturar o amplificador, no entanto, um valor muito alto não permite obter um ganho suficiente. O único parâmetro que pode ser alterado é o da resistência  $R2$ . Para se atrasar o pólo é necessário aumentar o valor dessa resistência. O problema é que para se afastar o pólo da nova frequência operação, é necessário aumentar o valor da resistência  $R2$ . Consequentemente, o aumento da resistência implica um agravamento na tensão de desvio à saída do amplificador de carga. Tipicamente, a solução ideal para este tipo de problemas passa por integrar o MEMS e o *charge amplifier*, ou até mesmo todo o circuito de leitura, dentro do mesmo encapsulamento.

Relativamente à alimentação do MEMS, esta não pode ser superior a 4V (devido à tensão simétrica do fenómeno de *pull-in* [30]), por isso utilizaram-se duas pilhas AA, em série, a fornecer 3V. Os procedimentos e resultados foram similares aos anteriores testes, não se notando nenhum aumento de ruído, desde que as pilhas se mantivessem dentro de uma caixa blindada. Por outro lado, se as pilhas estivessem fora da caixa, ou se fossem tocadas por alguém o ruído aumentava imenso.

É importante referir que para o circuito operar com baixo ruído tem de ser colocado dentro de uma caixa metálica. As pilhas também se encontram dentro da caixa, pois caso contrário funcionavam literalmente como antenas, captando todo o ruído ambiente. A caixa foi usada durante ambos os testes, e quando se experimentou obter resultados sem a caixa blindada, o ruído subiu drasticamente

Descobriu-se neste último teste, a razão do ruído causado pela fonte de alimentação quando se usava o sistema microelectromecânico. O ruído que surgia, tornando o sinal imperceptível, não se devia à fonte, mas sim aos cabos que eram usados para ligar a fonte ao MEMS. Para se testar a teoria, desligaram-se os cabos da fonte, mas não do MEMS, colocando-os na bancada de trabalho. Verificou-se que o ruído se mantinha, pelo que se pode concluir que o problema se deve ao ruído captado pelos cabos. Apesar de o problema ter sido encontrado, não foi solucionado. Não foi testado, no entanto, como seria o resultado caso se utilizasse uma fonte e respectivos cabos de alimentação dentro de uma caixa blindada.

Durante este último teste, não foi também testada a teoria  $F=L \cdot (I \times B)$  porque não houve tempo suficiente para se realizar a experiência. No entanto, irá ser posteriormente testada, analisada e documentada na versão final da tese.

### **8.3 Regulador de tensão**

O regulador de tensão alimentado a  $\pm 10V$  consegue fornecer uma tensão na saída entre  $\pm 1.25V$  até  $\pm 7V$ . Utilizaram-se resistências variáveis com ajuste multi-volta pois com um ajuste fino é muito mais fácil regular a tensão.

Para se comprovar o bom funcionamento do circuito, deixou-se o regulador ligado durante mais de meia hora. Os resultados foram ótimos pois nenhum dos componentes aqueceu demasiado ou houve desvio na tensão de saída.



## 9. Conclusão

Neste trabalho foi estudado o modelo de uma microantena e respectivo circuito de leitura, susceptível de ser utilizada em dispositivos de comunicações sem fios de curto alcance. A microantena é adequada à integração em microdispositivos biomédicos que necessitem de comunicações *wireless* embutidas, como por exemplo dispositivos invasivos ou implantes.

Nesse sentido, foi investigado na dissertação, um dispositivo construído numa tecnologia designada por MEMS, como uma nova solução para se obter estruturas capazes de detectar a presença de campos magnéticos, e como tal serem utilizadas como antenas.

A solução apresentada prevê vantagens a nível da energia consumida, tamanho, custo e tempo de vida, que são características muito importantes nos dispositivos biomédicos de diagnóstico e terapêuticos.

É essencial que o dispositivo opere no vácuo e que possua um elevado factor de qualidade para se atingir uma alta sensibilidade. No entanto, uma vez que a estrutura foi fabricada em silício espera-se que o factor de qualidade seja elevado [31].

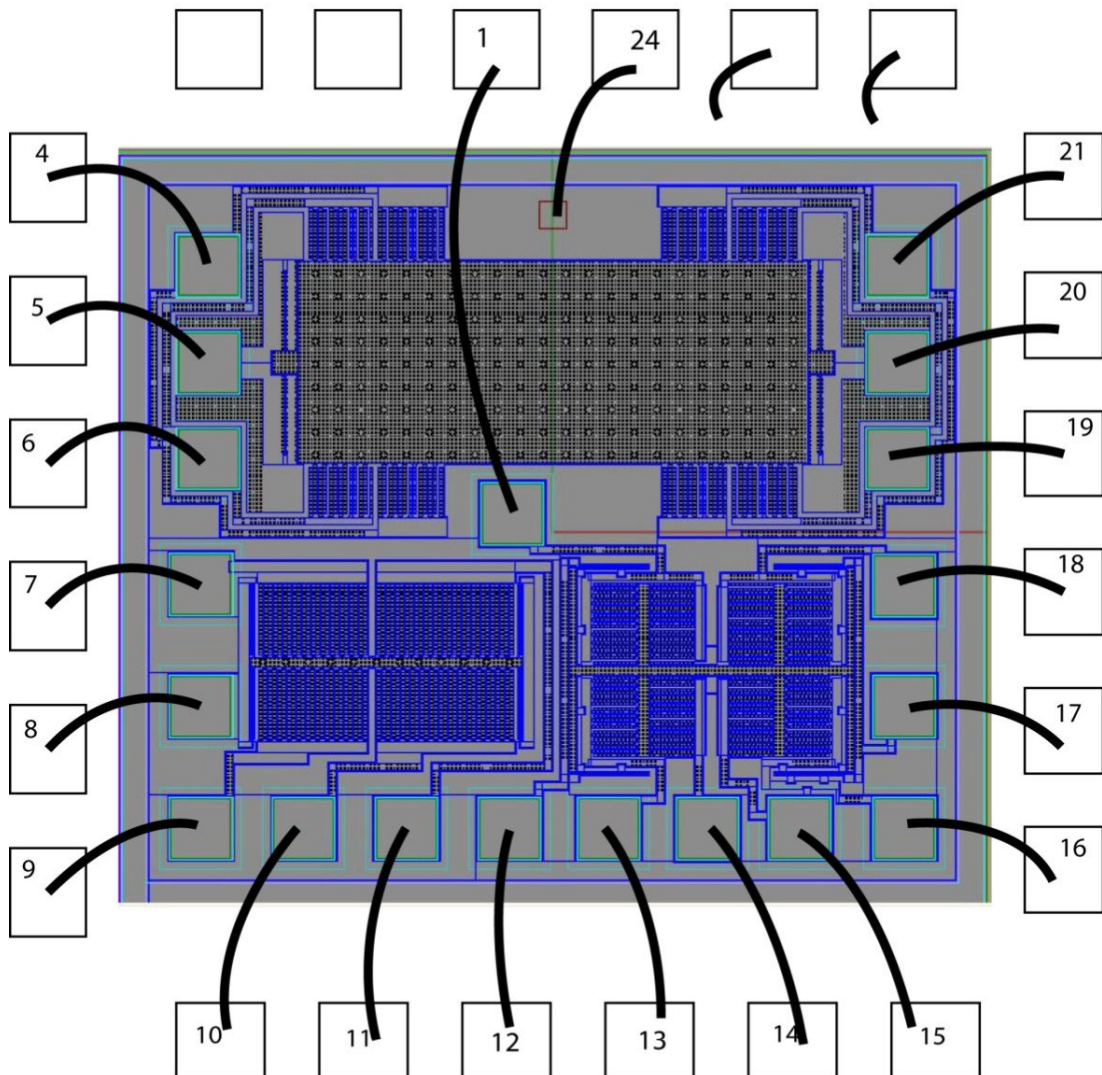
Como se sabe os circuitos integrados são conhecidos pelo seu pequeno tamanho, alta performance, baixo ruído, etc. Assim sendo, uma futura ideia para este dispositivo seria a integração de todos os componentes mecânicos e eléctricos no mesmo *chip*. Assim seria possível reduzir praticamente todo o ruído ambiente e possivelmente o problema do desfasamento de 90 graus entre o sinal de entrada e o sinal à saída do *charge amplifier*.

Apesar do nível de ruído do circuito ser aceitável, uma ideia para uma futura investigação do projecto seria a implementação de filtros de ordem superior. Assim sendo, seria possível obter uma melhor filtragem do ruído.

Embora tenha sido encontrado o problema causado pela fonte de alimentação, não foram realizados testes que comprovassem que caso a fonte estivesse dentro de uma caixa metálica o circuito de leitura funcionaria. No entanto, como vão ser realizados outros testes à microantena, este é um problema que deveria ser também investigado.

# A. Anexo 1

DIL24



CapBottom - Sens (device 3)	1		24	Substrate
	2		23	Substrate
	3		22	Substrate
Actuator-Left (device 1)	4		21	Actuator-right (device 1)
Moving Mass (device 1)	5		20	Moving Mass (device 1)
Sensing-Left (device 1)	6		19	Sensing-right (device 1)
Actuator-right (device 2)	7		18	CapTop - Sens (device 3)
Moving Mass (device 2)	8		17	Moving mass (device 3)
Actuator-Left (device 2)	9		16	CapBottom - Act (device 3)
Sensing-right (device 2)	10		15	CapTop - Act (device 3)
Sensing-left (device 2)	11		14	CapTop - Act (device 3)
Moving mass (device 3)	12		13	CapBottom - Act (device 3)

Ilustração A-1 – Configuração de pinos do chip

## B. Anexo 2

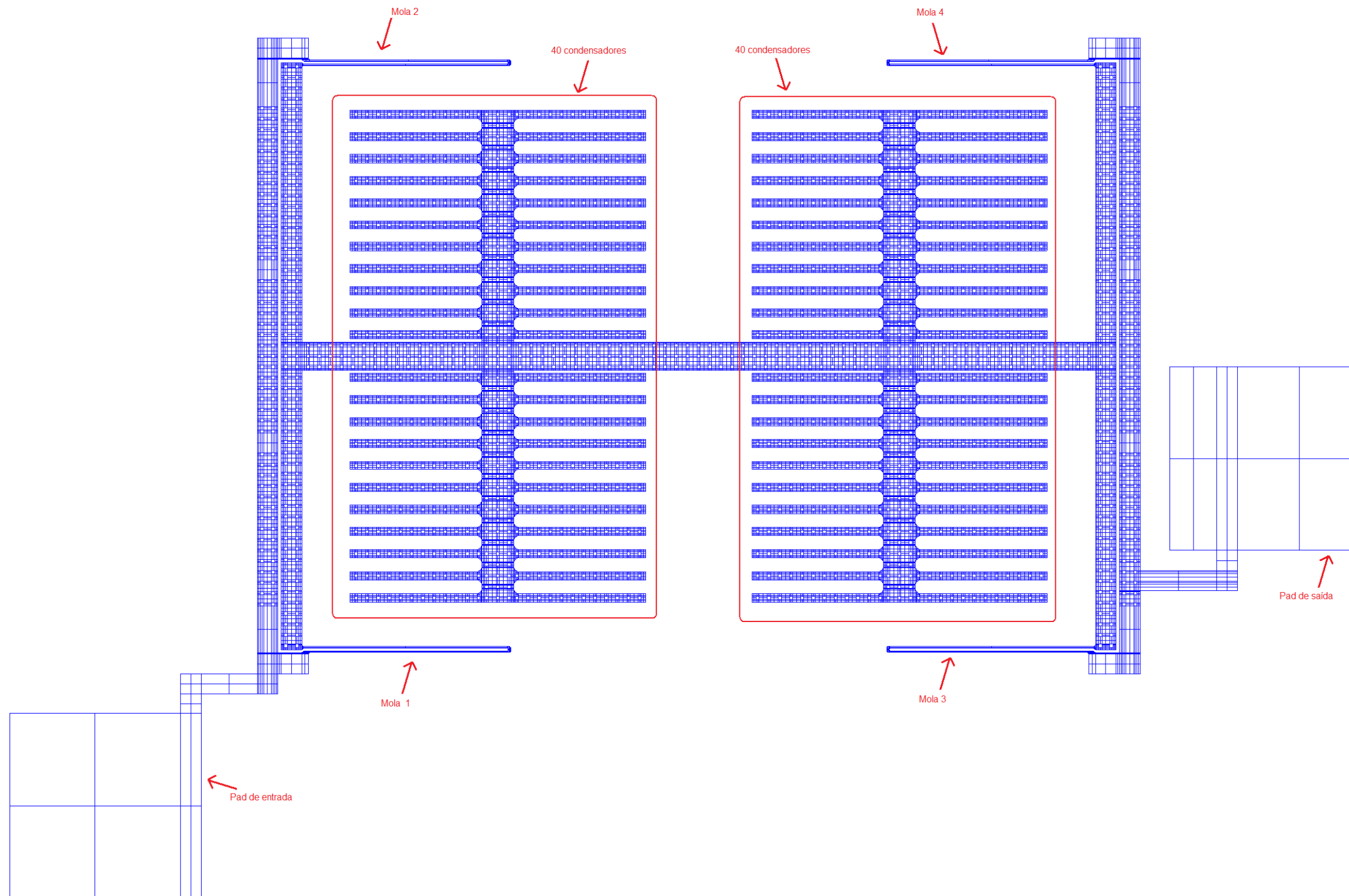


Ilustração B-1 – Desenho CAD da microantena

# C. Anexo 3

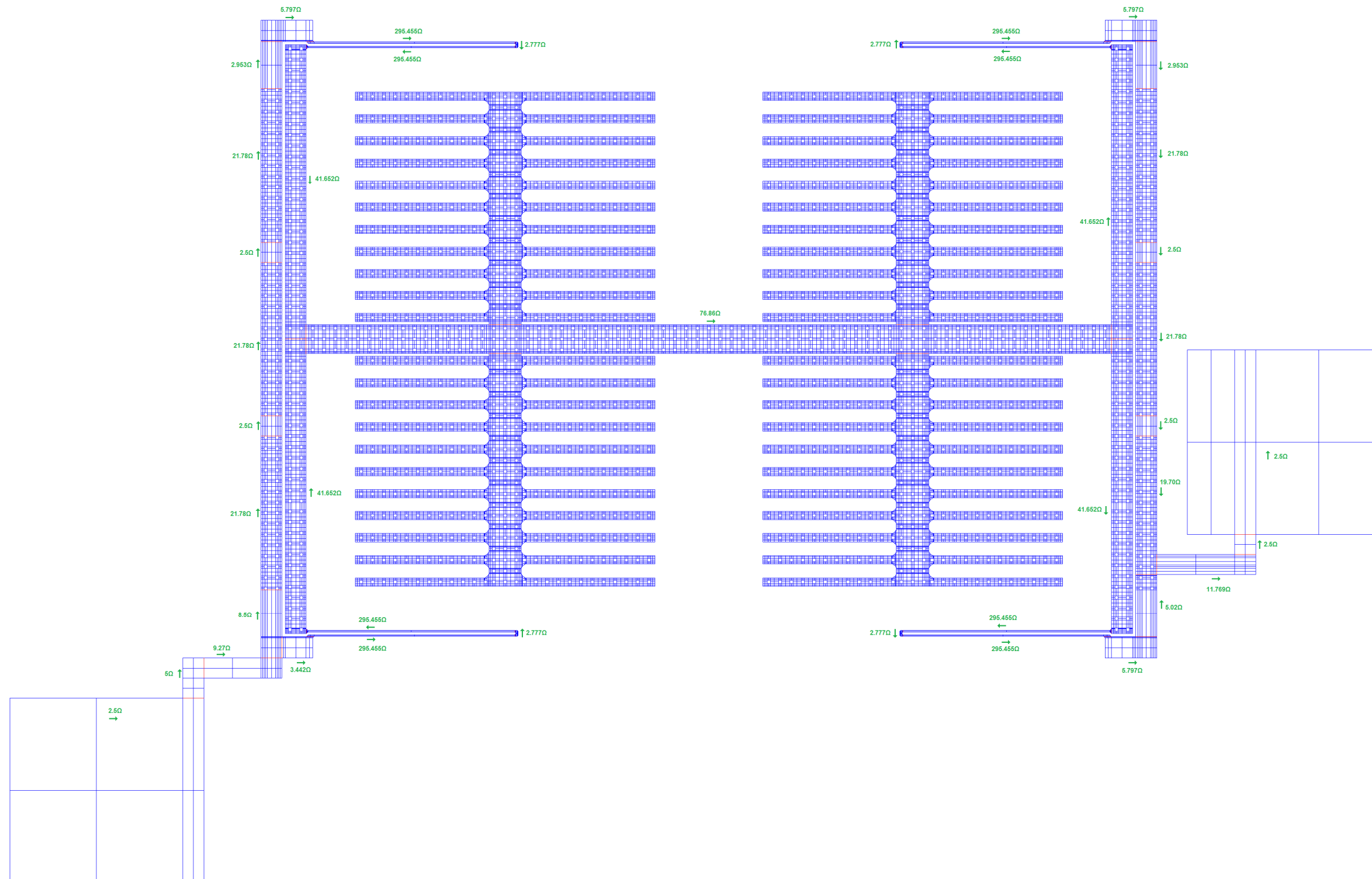


Ilustração C-1 – Resistência em cada bloco linear

## D. Anexo 4

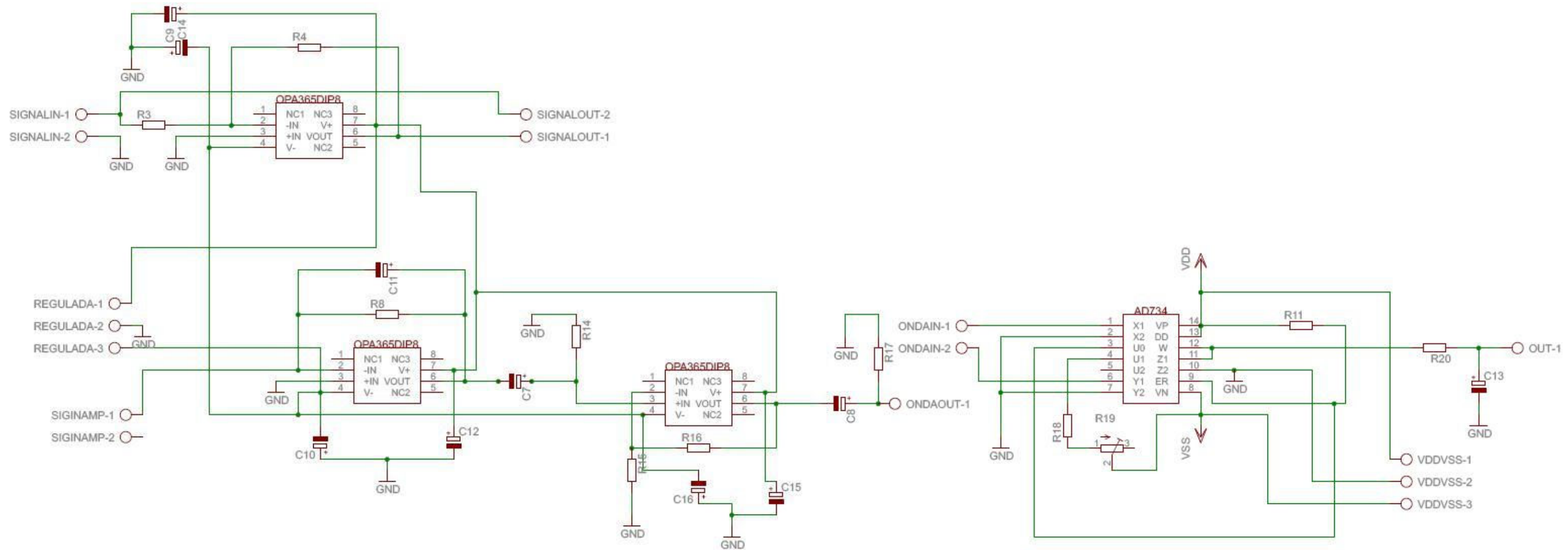


Ilustração D-1 – Circuito de leitura

## E. Anexo 5

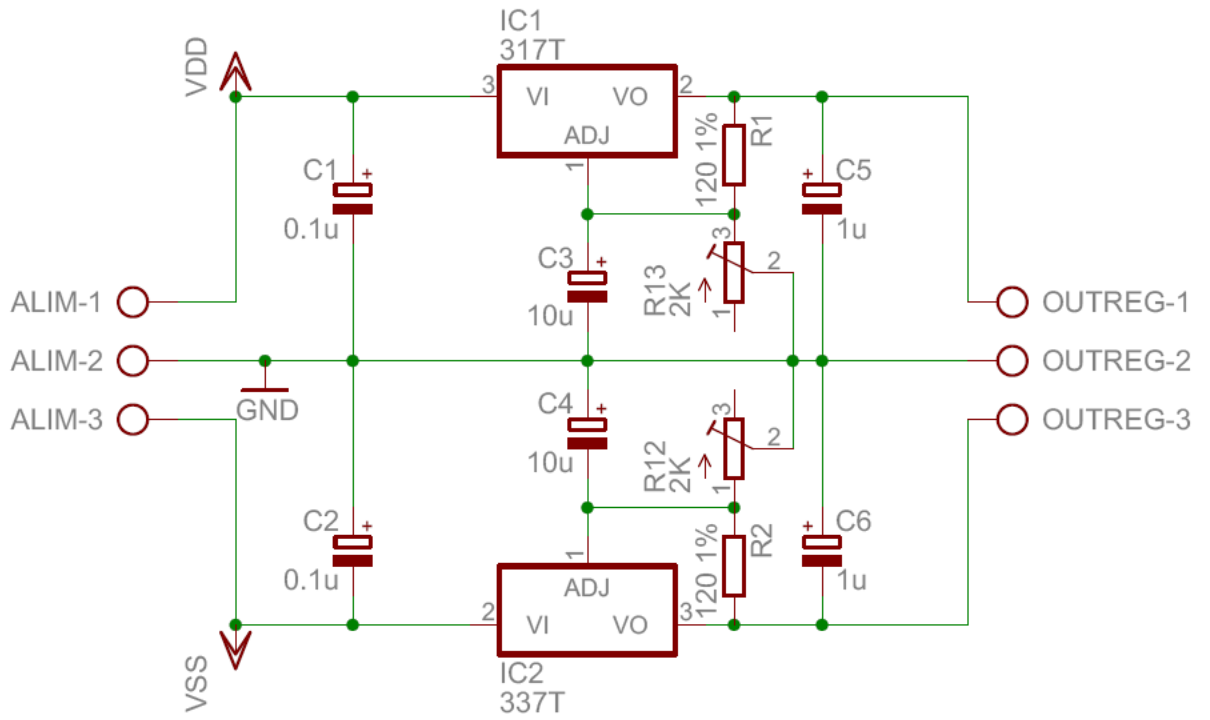


Ilustração E-1 – Regulador



## F. Anexo 6

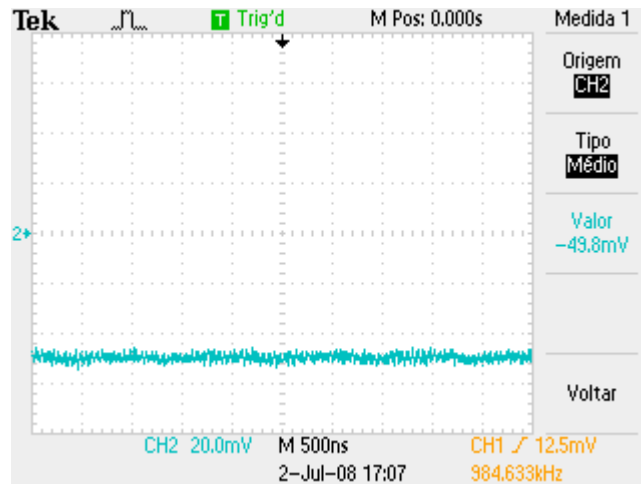


Ilustração F-1 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 0.0pF

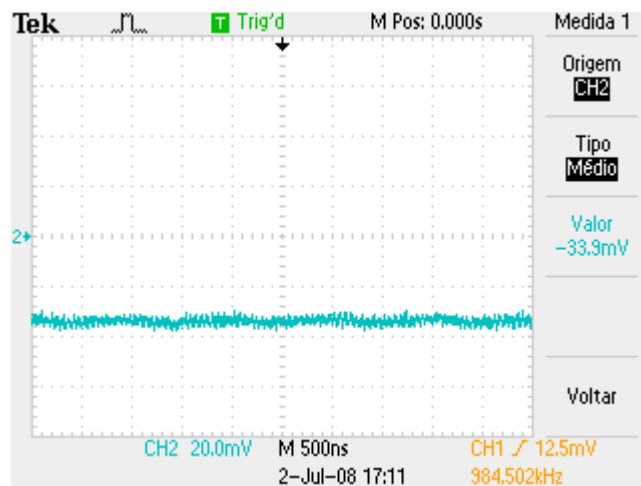


Ilustração F-2 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 0.2pF

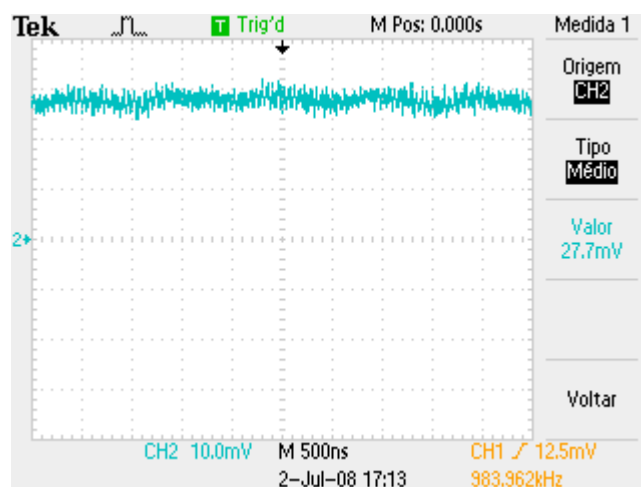


Ilustração F-3 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 1.0pF

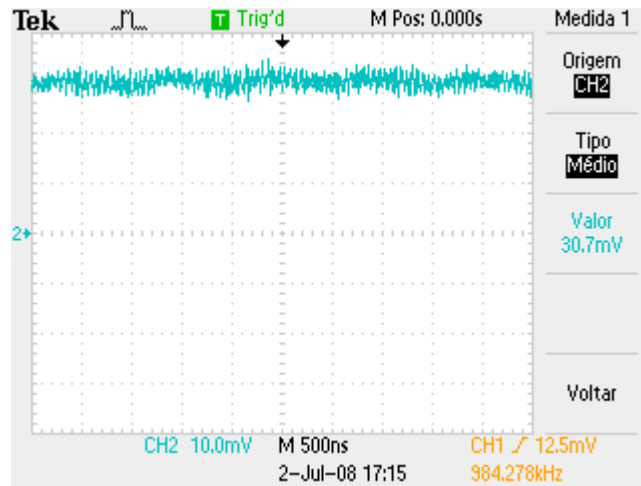


Ilustração F-4 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 1.2pF

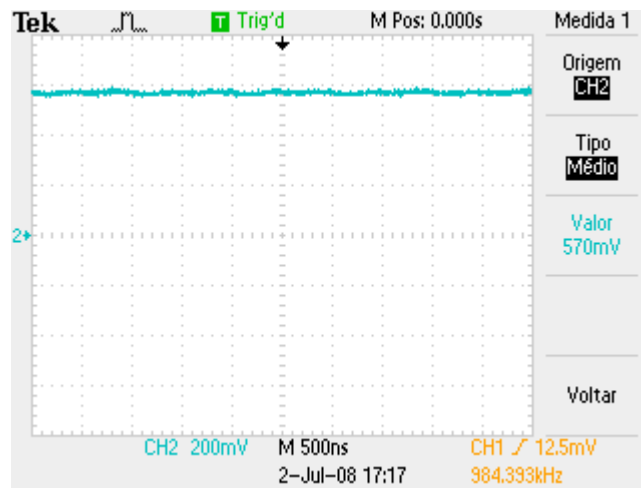


Ilustração F-5 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 9.0pF

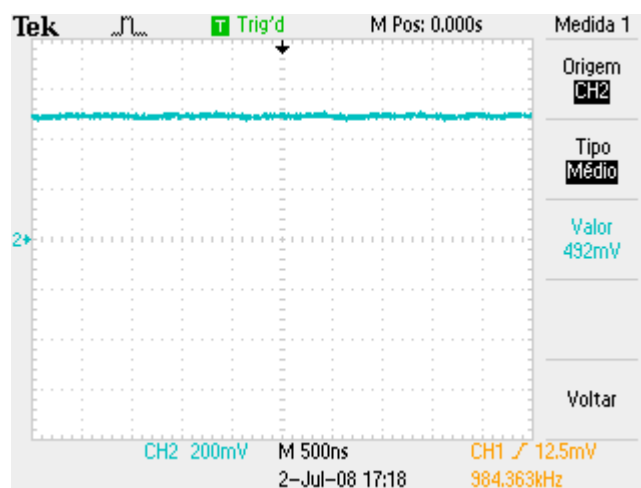


Ilustração F-6 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 7.8pF

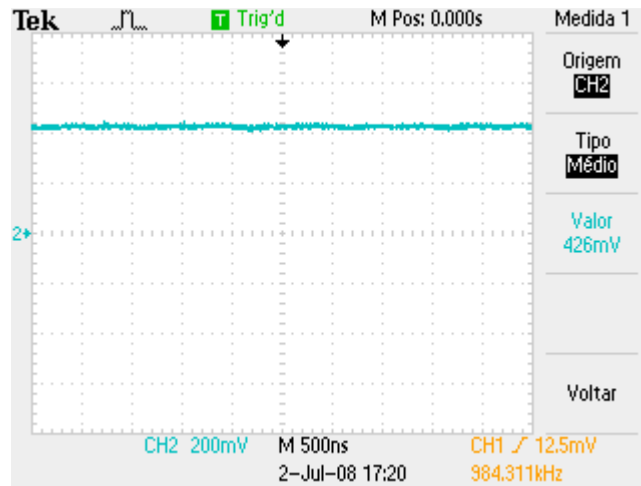


Ilustração F-7 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 6.8pF

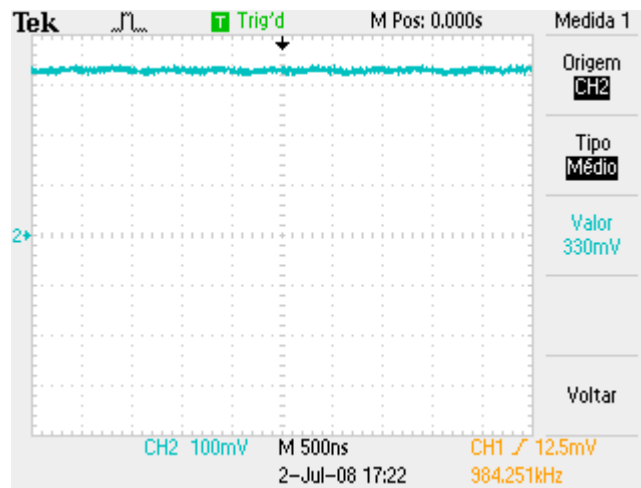


Ilustração F-8 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 5.6pF

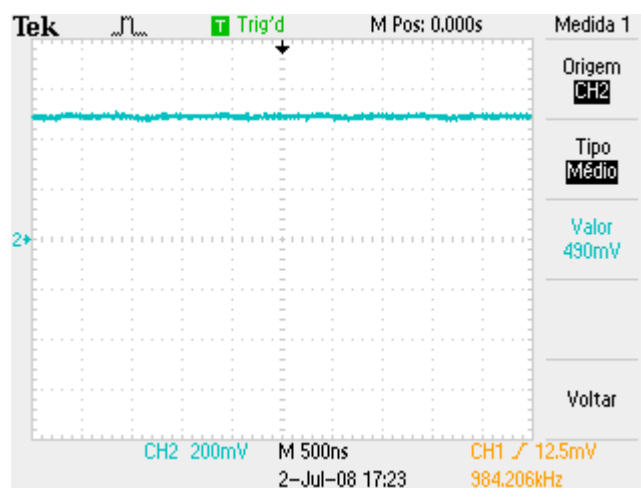


Ilustração F-9 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 8.0pF

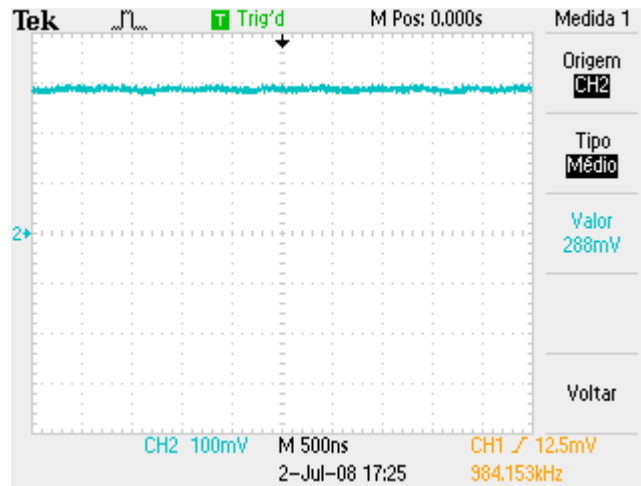


Ilustração F-10 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 5.0pF

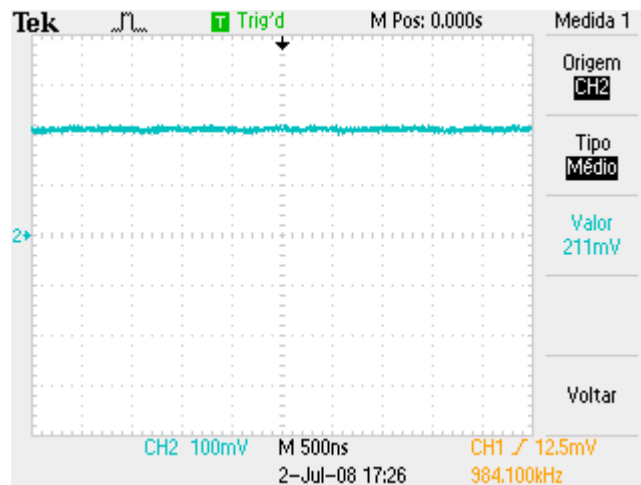


Ilustração F-11 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 4.0pF

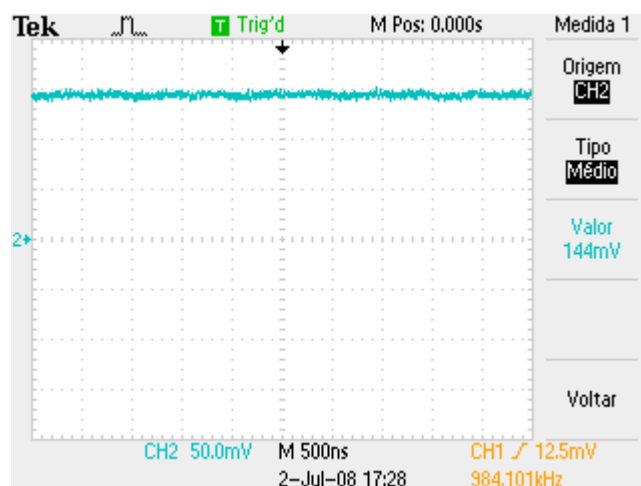


Ilustração F-12 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 3.0pF

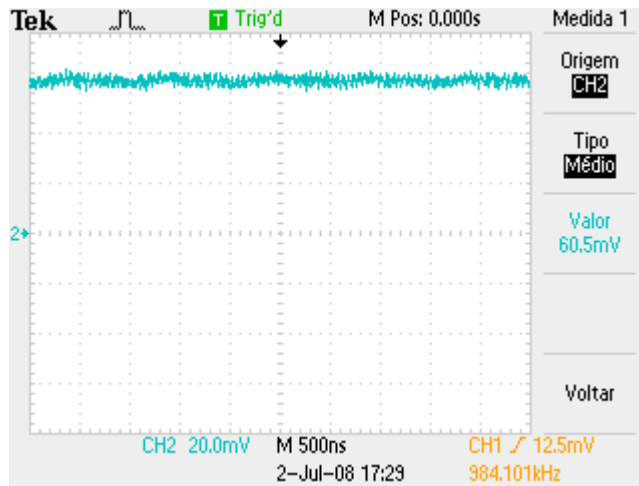


Ilustração F-13 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 1.8pF

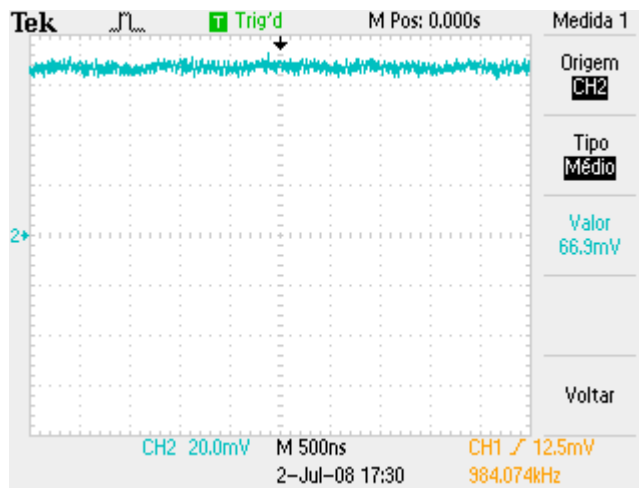


Ilustração F-14 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 1.6pF

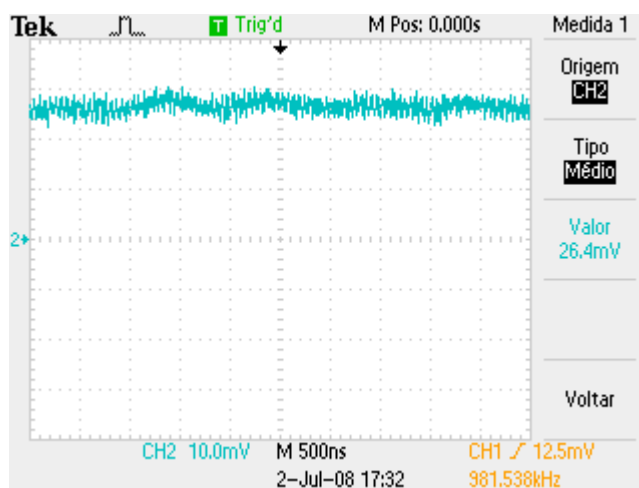


Ilustração F-15 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 0.8pF

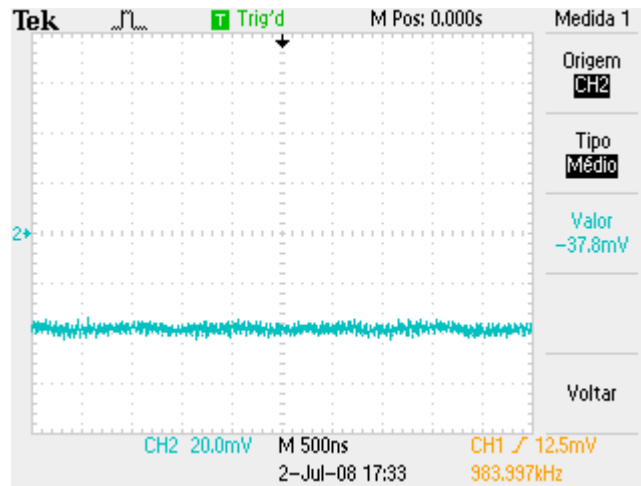


Ilustração F-16 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 0.4pF

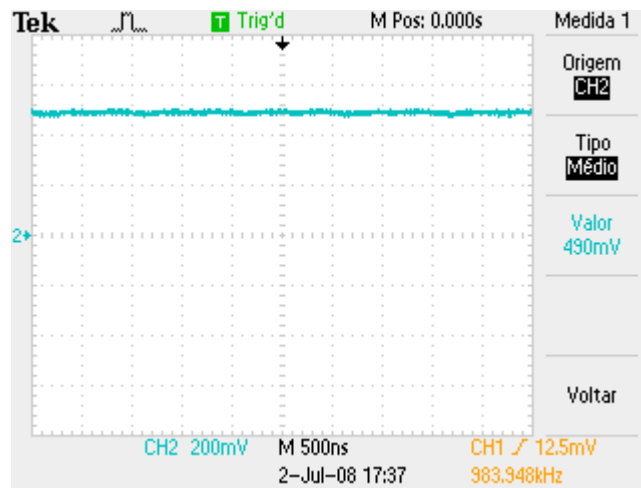


Ilustração F-17 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 8.2pF

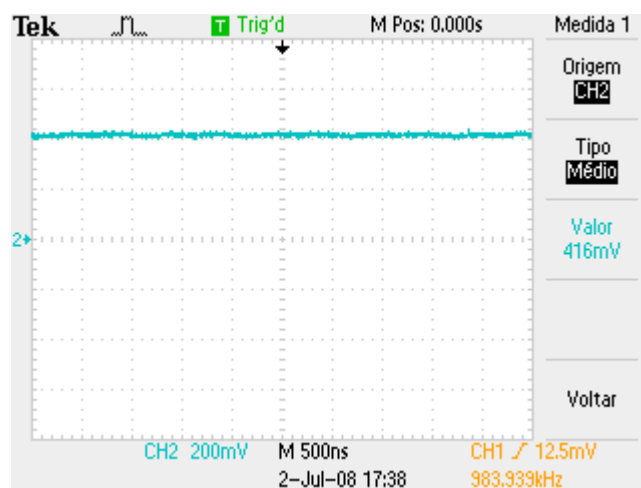


Ilustração F-18 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 7.2pF

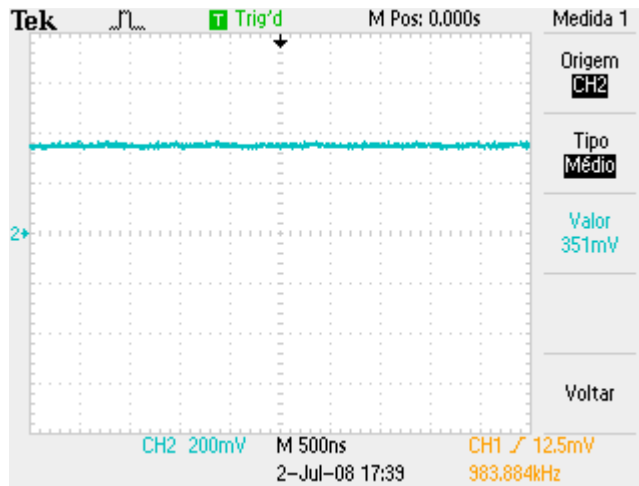


Ilustração F-19 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 6.2pF

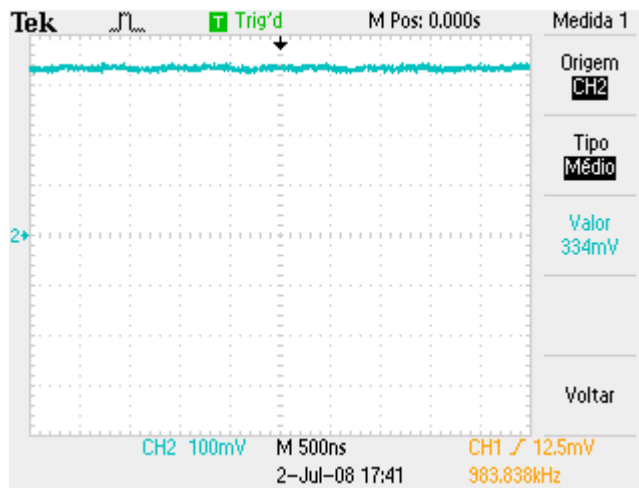


Ilustração F-20 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 6.0pF

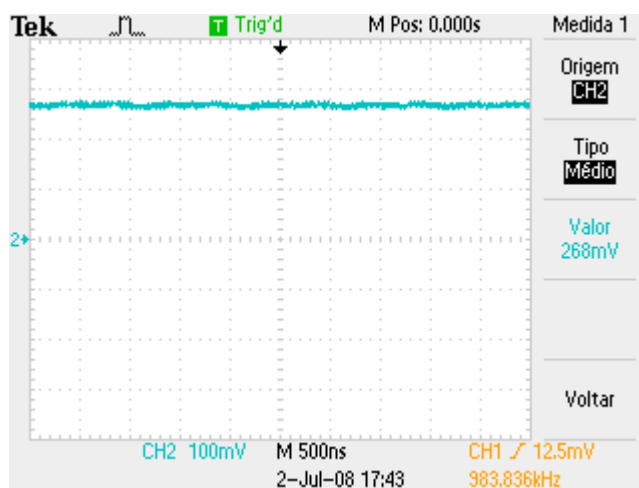


Ilustração F-21 – Nível de tensão DC na saída do circuito com  $\Delta C_{Ref}$  igual a 4.8pF



# Referências

[1] - Nadim Maluf and Kirt Williams; An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering; Second Edition; 2004; Artech House, páginas 2-3.

[2] - Nadim Maluf and Kirt Williams; An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering; Second Edition; 2004; Artech House, página 3.

[3] - NASA, Electrical Engineering Division;  
[http://eed.gsfc.nasa.gov/562/SA\\_MEMs.htm](http://eed.gsfc.nasa.gov/562/SA_MEMs.htm); Consultado a 18 de Janeiro de 2008.

[4] - Sandia National Laboratories;  
[http://www.cs.ualberta.ca/~database/MEMS/sma\\_mems/mems.html](http://www.cs.ualberta.ca/~database/MEMS/sma_mems/mems.html); Consultado a 18 de Janeiro de 2008.

[5] - Rob Flickenger; Wireless Hacks – 100 Industrials/Strenght Tips & Tools; O’Reilly, páginas 1-2.

[6] - Constantine A. Balanis; Antenna Theory – Analysis and Design; Second Edition; 1997; John Wiley & Sons, Inc, páginas 1-7.

[7] - Frank Carden, Russell Jedlicka, Robert Henry; Telemetry Systems Engineering; Artech House Publishers, páginas 1-5.

[8] - Luís Alexandre Rocha; Microelectronics and Micromechanical Technology – Sensors and Actuators; página 65.

[9] - Constantine A. Balanis; Antenna Theory – Analysis and Design; Second Edition; 1997; John Wiley & Sons, Inc; páginas 116-124.

[10] - Roland M. Zurmely;  
<http://paginas.terra.com.br/lazer/py4zbz/antenas/polarizacao.htm>; Consultado a 21 de Dezembro de 2007.

- [11] - Hugo Santana Lima;  
[http://professores.unisanta.br/santana/downloads%5CTelecom%5CSistemas\\_Telecom%5CSat%C3%A9lite%5C01-ParametrosFundamentais.pdf](http://professores.unisanta.br/santana/downloads%5CTelecom%5CSistemas_Telecom%5CSat%C3%A9lite%5C01-ParametrosFundamentais.pdf); Consultado a 22 de Novembro de 2007.
- [12] - Constantine A. Balanis; *Antenna Theory – Analysis and Design*; Second Edition; 1997; John Wiley & Sons, Inc; páginas 162-164.
- [13] - Constantine A. Balanis; *Antenna Theory – Analysis and Design*; Second Edition; 1997; John Wiley & Sons, Inc; páginas 59-60.
- [14] - Nadim Maluf and Kirt Williams; *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*; Second Edition; 2004; Artech House; página 13-14.
- [15] - Tronics Microsystems; <http://www.tronics.eu/mems-technology/soi-mems-drie-bulk-micromachining.html>; Consultado a 9 de Abril de 2008.
- [16] - Luís A. Pereira; [http://diana.ee.pucrs.br/~lpereira/fem2000/FEM\\_introducao.pdf](http://diana.ee.pucrs.br/~lpereira/fem2000/FEM_introducao.pdf); Consultado a 5 de Dezembro de 2007; página 1.
- [17] - [http://www.maxwell.lambda.ele.puc-rio.br/cgi-bin/PRG\\_0599.EXE/5111\\_3.PDF?NrOcoSis=12962&CdLinPrg=pt](http://www.maxwell.lambda.ele.puc-rio.br/cgi-bin/PRG_0599.EXE/5111_3.PDF?NrOcoSis=12962&CdLinPrg=pt); Consultado a 24 de Novembro de 2007.
- [18] - Rao R. Tummala, Eugene J. Rymaszewsky, Alan G. Klopfenstein; *Microelectronics Packaging Handbook – Part 2*; Second Edition; 1997; Kluwer Academic Publishers, páginas 291 a 294.
- [19] - Ioannis Papapolymerou, Rhonda Franklin Drayton, Linda Katehi; *IEEE Transactions of Antennas and Propagation – Micromachined Patch Antennas*; Volume 46 n° 2; 1998; páginas 275-283.
- [20] - Constantine A. Balanis; *Antenna Theory – Analysis and Design*; Second Edition; 1997; John Wiley & Sons, Inc; páginas 722-752.

[21] - L. Mol, L. A. Rocha, E. Cretu and R. F. Wolffenbuttel; Read-out calibration of a SOI capacitive transducer using the pull-in voltage; J. Microelectromech. Syst 13; 2008; páginas 1 a 6.

[22] - Luiz Carlos Marques Silva; <http://br.geocities.com/saladefisica5/leituras/ressonancia.htm>; Consultado a 5 de Abril de 2008.

[23] - John G. Winterton;  
[http://www.gepower.com/prod\\_serv/products/oc/en/orbit/downloads/understanding\\_km.pdf](http://www.gepower.com/prod_serv/products/oc/en/orbit/downloads/understanding_km.pdf); Consultado a 13 de Abril de 2008.

[24] - Characteristics and use of charge amplifier;  
[http://www.sales.hamamatsu.com/assets/applications/SSD/charge\\_amp\\_kacc9001e01.pdf](http://www.sales.hamamatsu.com/assets/applications/SSD/charge_amp_kacc9001e01.pdf); Consultado a 12 de Maio de 2008

[25] - LM137, LM237, LM337; Three Terminal Adjustable Negative Voltage Regulator; 2005; STMicroelectronics, página 8.

[26] - Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith; Microelectronic Circuits; Fifth Edition; 2004; Oxford University Press; páginas 60 a 71.

[27] - Kenneth Flamm; Creating the Computer: Government, Industry, and High Technology; 1988; The Brookings Institution; página 93

[28] - OPA365 , OPA2365; 2.2V, 50Mhz, Low Noise, Single Supply Rail to Rail Operational Amplifier; 2006; Texas Instruments; página 8.

[29] - AD734; 10MHz, 4-Quadrant Multiplier/Divider; 1999; Analog Devices; página 6.

[30] - L.A. Rocha, E. Cretu and R.F. Wolffenbuttel; Analysis and Analytical Modeling of Static Pull-In With Application to MEMS-Based Voltage Reference and Process Monitoring; J. Microelectromech. Syst 13; 2004; páginas 342 a 354.

[31] - L.A. Rocha, V. Ferraz, V.G. Tavares and P. Mendes; A SOI Microfabricated Antenna; accepted for publication in proceedings Eurosensors XXII; Dresden-Germany; September 2008.