M 2015

U.PORTO
FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

SEMI-PASSIVE TAG SENSOR FOR WIRELESS MONITORING OF ENDOVASCULAR STENT-GRAFTS

FILIPE DANIEL DOS SANTOS ALVES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO APRESENTADA
À FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO EM
ENGENHARIA BIOMÉDICA

U.PORTO
FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA UNIVERSIDADE DO PORTO

MEB - MESTRADO EM ENGENHARIA BIOMÉDICA | **2014/2015**

A Dissertação intitulada

"Semi-passive Tag Sensor for Wireless Monitoring of Endovascular Stent-grafts"

foi aprovada em provas realizadas em 19-10-2015

o júri

Presidente Professor Doutor Jorge Alves da Silva
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Informática da Faculdade de Engenharia da U. Porto

Professor Doutor Luís Alexandre Machado Rocha
Professor Associado da Escola de Engenharia da U. Minho

Professor Doutor José Alberto Peixoto Machado da Silva
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da U. Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.

Filipe Daniel dos Santos Alves
Autor - Filipe Daniel dos Santos Alves

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Semi-passive Tag Sensor for Wireless Monitoring of Endovascular Stent-grafts

Filipe Daniel dos Santos Alves

Mestrado em Engenharia Biomédica

Orientador: José Alberto Peixoto Machado da Silva

Co-orientador: Me. Cristina da Cunha Oliveira

29 de Outubro de 2015

© Filipe Alves, 2015

Semi-passive Tag Sensor for Wireless Monitoring of Endovascular Stent-grafts

Filipe Daniel dos Santos Alves

Mestrado em Engenharia Biomédica

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

29 de Outubro de 2015

This work was carried out in the framework of project SIVIC
PTDC/EEI-ELC/1838/2012 (FCOMP-01-0124-FEDER-028937)

Resumo

Um aneurisma é uma protuberância numa porção enfraquecida de um vaso sanguíneo. Se o aneurisma não for tratado, este pode romper e levar à morte do indivíduo. A reparação de aneurismas recorrendo a técnicas endovasculares é um dos tratamentos disponíveis para aneurismas da aorta. No entanto, apesar dos grandes avanços nas técnicas clínicas, as complicações ainda ocorrem sendo necessário um acompanhamento do paciente. Os protocolos de vigilância atuais baseiam-se em exames imagiológicos que além de demorados, apresentam desvantagens para todos os envolvidos neste processo. Para ultrapassar alguns dos problemas associados a estas técnicas, têm surgido vários estudos sobre a utilização de sensores de pressão, a partir dos quais, recorrendo a um transmissor, é possível extrair informação sobre a condição do saco aneurismático e endoprótese, evitando a necessidade de exames imagiológicos periódicos. Esta nova tecnologia tem vindo a demonstrar a sua eficácia e promete ser uma solução viável às técnicas de imagiologia num futuro próximo. O principal objetivo desta dissertação consiste em desenvolver um circuito primário, exterior ao corpo, constituído por uma bobina que é responsável pela geração de um campo magnético no espaço circundante, e um dispositivo secundário, ou "bio-dispositivo", a ser implantado no interior do aneurisma, constituído por uma bobina responsável por captar o campo magnético gerado pela bobina primária e alimentar o respetivo circuito eletrónico. Este circuito eletrónico é por sua vez responsável por desempenhar a função desejada para o "bio-dispositivo": medir a pressão no interior do aneurisma. A medição da pressão é obtida através de um sensor capacitivo incorporado no circuito integrado desenvolvido na tecnologia cnm25, uma tecnologia CMOS de 2,50 μm. A sensibilidade do circuito desenhado a variações do processo de fabrico leva a que, no pior caso, o desvio da determinação da capacidade do sensor seja de 2%.

Abstract

An aneurysm is a bulge in a weakened portion of a blood vessel. If the aneurysm is not treated, it can rupture and lead to the death of the individual. The repair of aneurysms using endovascular techniques is one of the available treatments for aortic aneurysms. However, despite major advances in clinical techniques, complications still occur, requiring a follow up of the patient. Current surveillance protocols are based on imaging tests that have disadvantages for all involved in this process. To overcome some of the problems associated with these techniques, efforts have been made to develop a pressure sensors, from which, using a transmitter, it is possible to extract information about the condition of the aneurysm and stent, thus avoiding the need for periodic imaging. This new technology has demonstrated its effectiveness and promises to be a viable solution to the imaging techniques in the near future. The main aim of this work is to develop a primary circuit, external to the body, comprising a coil which is responsible for generating a magnetic field in the surrounding space, and a secondary device, or "bio-device"comprising a second coil for capturing the magnetic field generated by the primary coil and generating a current which flows in the respective electronic circuit, which in turn performs the desired function for the "bio-device". This bio-device is capable of measuring a pressure variation in the aneurysm sac, being constituted by a resonant circuit with an embedded capacitive sensor which changes its value with the pressure surrounding it. The sensitivity of the designed circuit to variations of the manufacturing process leads, in the worst case, to a deviation of 2% in determining the sensor capacity.

Agradecimentos

Aos meus pais que possibilitaram a minha formação, e me deram todo o apoio necessário.

Aos meus irmãos pela alegria que me dão.

Ao professor José Alberto Peixoto Machado da Silva por me ter orientado nesta dissertação. Não poderia ter tido um melhor Professor para me orientar.

À Cristina Oliveira por me ter ajudado nos primeiros passos desta dissertação.

A todos que de alguma forma contribuíram para a realização desta dissertação, especialmente aos funcionários da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

Conteúdo

1 Introdução **1**
- 1.1 Motivação . . . 1
- 1.2 Bio-dispositivos . . . 2
- 1.3 Objetivo . . . 3
- 1.4 Estrutura da Dissertação . . . 3
  - 1.4.1 Estudo Teórico . . . 3
  - 1.4.2 Desenvolvimento do protótipo . . . 4

2 Aneurismas **5**
- 2.1 Classificação . . . 5
  - 2.1.1 Aneurisma verdadeiro . . . 5
  - 2.1.2 Aneurisma falsos . . . 5
  - 2.1.3 Dissecção . . . 6
  - 2.1.4 Saculares . . . 6
  - 2.1.5 Fusiformes . . . 6
- 2.2 Etiologia e Patogénese . . . 7
- 2.3 Manifestações Clínicas . . . 7
- 2.4 Complicações e Sequelas . . . 7
- 2.5 Epidemiologia . . . 8
- 2.6 Prognóstico e Tratamento . . . 8

3 Reparação Vascular **11**
- 3.1 Reparação Endovascular . . . 12
  - 3.1.1 Preparação pré-operatória . . . 12
  - 3.1.2 Procedimento . . . 13
  - 3.1.3 Complicações . . . 14
- 3.2 Reparação Endovascular Vs. Cirurgia aberta . . . 14

4 Próteses Endovasculares **17**
- 4.1 Endopróteses Inteligentes . . . 18
- 4.2 Estado da arte . . . 19
  - 4.2.1 ImPressure . . . 20
  - 4.2.2 EndoSure . . . 20
  - 4.2.3 ENDOCOM . . . 21
  - 4.2.4 Telemetric Pressure Sensor . . . 22
- 4.3 Ensaios *In Vitro* e Avaliações clínicas . . . 22
  - 4.3.1 ImPressure . . . 23
  - 4.3.2 EndoSure . . . 24

4.3.3 ENDOCOM . . . 24
4.3.4 Telemetric Pressure Sensor . . . 24

5 Sistemas RFID **25**
5.1 Arquitetura . . . 25
5.2 Princípios físicos . . . 26
5.3 Campo-próximo . . . 26
5.4 Acoplamento indutivo . . . 27
5.5 Eficiência energética . . . 28
5.6 Circuitos Ressonantes . . . 29
5.7 *Backscattering* . . . 30
5.8 Sensores . . . 31
5.8.1 Princípios Físicos . . . 31

6 Antenas **33**
6.1 Bobinas . . . 33
6.1.1 Indutância . . . 35
6.1.2 Resistência . . . 36
6.1.3 Fator de qualidade . . . 36
6.2 Fabricação das bobinas . . . 37
6.3 Medições das bobinas . . . 37
6.4 Circuitos Ressonantes . . . 39
6.4.1 Circuito Ressonante em Paralelo . . . 39
6.4.2 Circuito Ressonante em Série . . . 41
6.5 Acoplamento Indutivo . . . 41

7 Bio-dispositivo **43**
7.1 Antena secundária . . . 44
7.2 Armazenamento de Energia . . . 44
7.2.1 Dimensionamento . . . 46
7.2.2 Comentário . . . 47
7.3 Regulador de Tensão . . . 49
7.3.1 Beta-Multiplier . . . 50
7.3.2 Regulador de tensão . . . 53
7.4 Circuito Sensorial . . . 57
7.4.1 Inversores . . . 59
7.4.2 Schmitt-trigger . . . 62
7.4.3 *XOR Gate* e *AND gate* . . . 65
7.4.4 Interruptores . . . 68
7.4.5 Díodo . . . 68

8 Circuito Leitor **71**
8.1 Oscilador . . . 72
8.2 Amplificador de potência . . . 74
8.3 Antena primária . . . 75
8.4 Retificador de pico de precisão . . . 77
8.5 Filtro *Sallen-key* . . . 78
8.6 Diferenciador . . . 79
8.7 Amplificador . . . 81

8.8 Comparadores com histerese 82

9 Simulações **85**
9.1 Resultados 86

10 Conclusão e Trabalho Futuro **89**

A Nomenclatura Anatómica **91**
A.1 Planos, Direções e Relações 91

B Caracterização da tecnologia cnm25 **95**
B.1 Parâmetros BSIM 95
B.2 Parâmetros MOSFET 96
B.2.1 Modulação do comprimento do canal - λ 97
B.2.2 Ganho intrínseco de transcondutância – KP 98
B.2.3 Tensão de *threshold* - V_{TH} 100
B.3 Capacidade C_{ox} e Condensadores Poly-Poly 101
B.4 Modelos para desenho geral 101

C Bio-dispositivo **103**

D Circuito Leitor **109**

E Resultado das simulações: Circuito Leitor **111**

F Resultado das simulações: Bio-dispositivo **115**

G Medições **117**
G.1 INV3 L=2.5 μm W=25 μm 117
G.1.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt 117
G.1.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss 118
G.1.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff 119
G.2 INV3 L=2.5 μm W=20 μm 120
G.2.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt 120
G.2.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss 121
G.2.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff 122
G.3 INV3 L=2.5 μm W=17.5 μm 123
G.3.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt 123
G.3.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss 124
G.3.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff 125

Lista de Figuras

2.1 Classificação dos aneurismas. Imagem superior direita: Vaso Normal. Imagem superior ao centro: Aneurisma verdadeiro sacular. Imagem superior esquerda: Aneurisma verdadeiro fusiforme. Imagem inferior esquerda: Aneurisma Falso. Imagem inferior direita: Dissecção. [7]. 6

3.1 Instalação da endoprótese [12]. 13

4.1 ImPressure [3]. 20
4.2 Sensor EndoSure. Imagem à esquerda: Sensor. Imagem à direita: sensor EndoSure no interior de um aneurisma. [3]. 21
4.3 ENDOCOM[19] 22
4.4 Telemetric Pressure Sensor [23]. 22

5.1 Modelo simplificado de um sistema acoplado indutivamente [34] 29
5.2 *Backscattering*: Esquemático de um sistema de modulação de dados por modulação de carga óhmica [34]. 31
5.3 Variação da distância entre as armaduras. 32

6.1 Configurações de bobinas. Imagem à esquerda: configuração retangular. Imagem ao centro: configuração octogonal. Imagem à direita: configuração circular. [36] 34
6.2 Campo eletromagnético gerado pelo primário (esquerda) sobre o secundário (direita). 35
6.3 Bobinas primárias: Figuras no topo: desenho em EAGLE. Figuras no fundo: PCB. 38
6.4 Bobinas primárias: Figuras no topo: desenho em EAGLE. Figuras no fundo: PCB. 38
6.5 Smith Charts das boinas. No topo: Bobinas primárias circular, quadrada e octogonal (da esquerda para a direita). No fundo: bobinas secundárias circular, quadrada e octogonal (da esquerda para a direita). 39
6.6 Circuito Ressonante em Paralelo 41
6.7 Circuito Ressonante em Série 42
6.8 Acoplamento entre circuito primário e secundário. 42

7.1 Esquema do fluxo de energia e dados entre o dispositivo primário e secundário. . 43
7.2 Antena do bio-dispositivo (antena secundária). 44
7.3 Retificador de pico. 45
7.4 Retificador de pico de onda completa. 48
7.5 Regulador de tensão. 49
7.6 Referência *Beta-multiplier*. 50
7.7 Referência *Beta-multiplier* com circuito *start-up*. 52
7.8 Análise DC do *beta-multiplier* com circuito *start-up*: Tensão V_{ref} (eixo y) em função da tensão V_{rec} (eixo x). 53

7.9 Amplificador de regulação da tensão. 54
7.10 Abstração do circuito sensorial desenvolvido usando a tecnologia cnm25. 58
7.11 Inversor. 59
7.12 Tensão *switching point* (V_{SP}) dos inversores INV1, INV2, INV3. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor. 61
7.13 Tensão *switching point* (V_{SP}) dos inversores INV4, INV5, INV6, INV9. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor. 61
7.14 Tensão *switching point* (V_{SP}) do inversor INV7. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor. 62
7.15 Tensão *switching points* (V_{SP}) do inversor INV8. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor. 62
7.16 *Schmitt-trigger*. 63
7.17 *Nand-gate* 65
7.18 *AND gate*. 66
7.19 *XOR gate*. 67
7.20 Interuptores. Imagem à esquerda: SWT1, SWT2, SWT3; Imagem à direita: SWT4 68
7.21 Díodo NMOS. 69

8.1 Esquema do fluxo de energia e dados entre o dispositivo primário e secundário. . 71
8.2 Oscilador *Wien-bridge* 72
8.3 Tensão V_{osc}: Análise espectral da onda sinusoidal gerada pelo oscilador *wien-bridge*. 74
8.4 Amplificador *push-pull*: Amplificador de potência de classe B inserido na malha de realimentação negativa de um amplificador operacional. 74
8.5 Tensão V_{amp}: Espectro do sinal à saída do amplificador de potência *push-pull*. . . 75
8.6 Antena primária. 76
8.7 Corrente I_L: Espectro do sinal sinusoidal de 13.56 MHz na antena primária. . . . 76
8.8 Corrente I_L: Resposta em frequência da antena primária. 77
8.9 Retificador de pico de precisão. 77
8.10 Filtro *sallen-key* passa baixo 79
8.11 Amplificador diferenciador. 80
8.12 Amplificador Inversor. 81
8.13 Cascata de amplificadores na configuração de comparadores com histerese. . . . 82

9.1 Tensão V_{sec} (Resposta do circuito sensorial): determinação dos tempos de carga de C_{sens} e C_{S2}. 86
9.2 Desvios absolutos na determinação da capacidade C_{sens}. 88

A.1 A terminologia usada em anatomia descritiva. Abreviações indicadas nas setas: AD, adução; AB, abdução; FLEX, flexão (da coxa ao nível da articulação da anca); EXT, extensão (da perna ao nível da articulação do joelho).[9] 92

B.1 Símbolos e designações dos terminais dos MOSFETs usados nesta dissertação. À esquerda Dispositivo NMOS. À direita Dispositivo PMOS. 96
B.2 Esquemas usados para determinar a modulação do comprimento do canal - λ. À esquerda: esquema para NMOS. À direita: esquema PMOS. 97
B.3 Modulação do comprimento do canal dos MOSFETs de canal N. 98
B.4 Modulação do comprimento do canal dos MOSFETs de canal P. 98
B.5 Esquemas usados para determinar o ganho intrínseco de transcondutância – KP. À esquerda: esquema para NMOS. À direita: esquema PMOS. 99

B.6 Ganho intrínseco de transcondutância – KP dos MOSFETs de canal N. 99
B.7 Ganho intrínseco de transcondutância – KP dos MOSFETs de canal P. 99
B.8 Tensão de *threshold* - V_{TH} dos MOSFETs de canal N. 100
B.9 Tensão de *threshold* - V_{TH} dos MOSFETs de canal P. 100

C.1 Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 1/5). 103
C.2 Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 2/5). 104
C.3 Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 3/5). 105
C.4 Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 4/5). 106
C.5 Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 5/5). 107

D.1 Esquemático do circuito do dispositivo primário. 109

E.1 Tensão V_{osc} gerada pelo oscilador *wien-bridge*. 111
E.2 Tensão V_{amp1} à saída do amplificador de potência *push-pull*. 111
E.3 Corrente I_{L1} que flui na bobina da antena primária. 112
E.4 Tensão V_{back1} captada na antena primária para posterior reconstrução do sinal. . . 112
E.5 Tensão V_{peak} à saída do retificador de pico. 112
E.6 Tensão V_{filt} à saída do filtro *sallen-key* passa baixo. 113
E.7 Tensão V_{dif} à saída do amplificador diferenciador. 113
E.8 Tensão V_{amp2} à saída do amplificador inversor. 113
E.9 Sinal V_{sec} à saída da cascata de comparadores. 114

F.1 Tensão V_{ant} na antena secundária. 115
F.2 Tensão V_{rec} armazenada no circuito de armazenamento. 115
F.3 Tensão V_{ref} gerada pelo *beta-multiplier*. 116
F.4 Tensão V_{reg} à saída do regulador de tensão. 116
F.5 Tensão V_{back} enviada pelo circuito sensorial para a antena secundária. 116

Lista de Tabelas

4.1 Características das próteses mais usadas atualmente [1]. 17

6.1 Medidas teóricas para a bobina primária e secundária 33
6.2 Características das bobinas primárias. 34
6.3 Características das Bobinas Secundárias 34
6.4 Coeficiente para as respetivas configurações geométricas das bobinas [36]. 34
6.5 Propriedades eletromagnéticas do cobre 36
6.6 Propriedades eletromagnéticas das bobinas primárias 37
6.7 Propriedades eletromagnéticas das bobinas secundárias 37
6.8 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina circular grande 39
6.9 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina quadrada grande 39
6.10 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina octogonal grande 40
6.11 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina circular pequena 40
6.12 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina octogonal pequena 40
6.13 Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina quadrada pequena 40
6.14 Componentes das antenas primárias (frequência de ressonância de 13.56 MHz). . 42
6.15 Componentes das antenas secundárias (frequência de ressonância de 13.56 MHz). 42

7.1 Valores para os componentes da antena secundária. 45
7.2 Componentes do circuito retificador. 47
7.3 Dimensões dos componentes do *beta-multiplier* 51
7.4 Características DC do *beta-multiplier* 52
7.5 Dimensões dos MOSFETs do regulador de tensão. 57
7.6 Características dos inversores e dimensões dos respetivos MOSFETs. 61
7.7 Dimensões dos MOSFETs do *Schmitt-trigger* 64
7.8 Tabela de verdade da *AND gate*. 67
7.9 Dimensões dos MOSFETs das *AND gates* AND1, AND2 e AND3. 67
7.10 Tabela de verdade da *XOR gate*. 67
7.11 Dimensões dos MOSFETs dos interruptores SWT1, SWT2, SWT3, SWT4. . . . 68
7.12 Dimensões dos MOSFETs dos díodos D1, D2 e D3. 69

8.1 Componentes do oscilador *wien-bridge*. 73
8.2 Componentes do amplificador *push-pull*. 75
8.3 Componentes da antena primária. 76
8.4 Componentes do Retificador de pico de precisão. 78
8.5 Componentes do amplificador diferenciador. 79
8.6 Componentes do amplificador diferenciador. 80
8.7 Componentes do amplificador inversor. 81

8.8 Componentes da cascata de amplificadores na configuração de comparadores com histerese. 83

9.1 Capacidades dos condensadores do circuito sensorial 85
9.2 Resultados das simulações para a variação de processo tt (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 87
9.3 Resultados das simulações para a variação de processo ss (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 87
9.4 Resultados das simulações para a variação de processo ff (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 87
9.5 Resultados das simulações para a variação de processo tt (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 88
9.6 Resultados das simulações para a variação de processo ss (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 88
9.7 Resultados das simulações para a variação de processo ff (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 88

B.1 Parâmetros de constante físicas relevantes para o desenho CMOS. 95
B.2 Parâmetros de Modelo BSIM nivel 2 para os dispositivos NMOS 96
B.3 Parâmetros de Modelo BSIM nível 2 para os dispositivos PMOS 97
B.4 Parâmetros para o desenho geral usando a tecnologia cnm25. 101

G.1 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 117
G.2 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 117
G.3 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 117
G.4 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 118
G.5 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 118
G.6 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 118
G.7 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 119
G.8 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 119
G.9 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5). 119
G.10 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 120
G.11 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 120
G.12 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 120
G.13 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 121

G.14 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 121
G.15 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 121
G.16 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 122
G.17 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 122
G.18 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5). 122
G.19 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 123
G.20 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 123
G.21 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 123
G.22 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 124
G.23 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 124
G.24 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 124
G.25 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 125
G.26 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 125
G.27 Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5). 125

Abreviaturas e Símbolos

AAA	*Abdominal Aortic Aneurysm*
AC	*Alternating Current*
BJT	*Bipolar Junction Transistor*
CMOS	*Complementary Metal–Oxide–Semiconductor*
DC	*Direct Current*
EAGLE	*Easily Applicable Graphical Layout Editor*
EVAR	*Endovascular Aneurysm Repair*
ff	*fast-fast*
FDA	*Food and Drug Administration*
FEM	Força Eletromotriz
Hz	*Herz*
IC	*Integrated Circuit*
MOSFET	*Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor*
NMOS	MOSFET de canal N
PCB	*Printed Circuit Board*
PMOS	MOSFET de canal P
RF	Radiofrequência
RFID	*Radio-Frequency Identification*
RWTH	*Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule*
SPICE	*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*
ss	*slow-slow*
STC	*Single-Time-Constant*
TAC	Tomografia Axial Computadorizada
TPS	*Telemetric Pressure Sensor*
tt	*typical-typical*

α ângulo entre duas bobinas
β ganho
γ parâmetro de efeito de corpo
δ profundidade (efeito pelicular), desvio
ε constante dielétrica
ζ fator de amortecimento
λ comprimento de onda, parâmetro de modulação do comprimento do canal
μ permeabilidade
π número de Ludolph (constante circular)
ρ resistividade
σ condutividade
τ constante de tempo
Ψ fluxo magnético
ω frequência angular
Ω ohm
a raio de uma bobina
A área, ganho
B intensidade do campo magnético
c velocidade da luz no vácuo, coeficiente
C condensador
d diâmetro
D díodo
e espaçamento entre pistas da bobina
E energia
f frequência
F *Farrad*
g_m transcondutância
h altura do condutor
H henry
i corrente
I corrente
k fator de acoplamento entre bobinas
K fator de multiplicação
KP ganho intrínseco de transcondutância
l comprimento do condutor
L bobina, comprimento do MOSFET, tensão de alimentação
m metros
M MOSFET
N número de espiras de uma bobina
Q fator de qualidade, carga
r perdas ôhmicas, distância perpendicular entre bobinas
R resistência
s segundo
S área da superfície de uma bobina, área de secção reta, parâmetro S
T período
v tensão
V tensão
w largura da pista de uma bobina
W largura do MOSFET
x distância
X reactância
Z impedância

Capítulo 1

Introdução

As doenças vasculares são a principal causa de morte nos países desenvolvidos, de entre as quais o aneurisma da aorta abdominal (AAA). Um dos tratamentos possíveis consiste na colocação de uma endoprótese endovascular através de uma artéria femoral. Neste tratamento de reparação endovascular do aneurisma (EVAR), a prótese irá revestir o segmento da aorta que está em risco de rutura e protege-o da pressão sanguínea, em oposição à cirurgia convencional de reparação da aorta (cirurgia aberta). Apesar dos avanços na técnica EVAR, a endoprótese está sujeita a falhas no seu desempenho, o que requer que o seu estado seja verificado regularmente. A pressão exercida na parede e no saco do aneurisma é um dos indicadores mais importantes na monitorização pós cirúrgica de pacientes que foram submetidos a EVAR, mas não é o método normalizado pois atualmente para obter esses valores de pressão é necessário recorrer a métodos invasivos. Os protocolos de monitorização atuais incluem exames imagiológicos passados 1, 6 e 12 meses após o tratamento, e posteriormente a cada ano. Por forma a eliminar estes exames, estão a ser investigadas novas tecnologias de monitorização, sendo a medição da pressão feita recorrendo a sistemas sem fios, a tecnologia mais promissora [1] [2].

1.1 Motivação

Os aneurismas aórticos abdominais (AAA) são a 18ª causa de morte mais comum, e a 15ª em indivíduos com uma idade superior a 65 anos. O tratamento clínico para esta desordem pode consistir numa reparação por laparotomia ou por reparação endovascular, uma técnica mais recente e menos invasiva. Contudo, ambos os procedimentos apresentam um risco significativo requerendo portanto uma seleção rigorosa dos pacientes. Dado o risco destas técnicas, durante a evolução do aneurisma, é necessário avaliar quando o risco de rutura justifica o risco de reparação. Neste cenário, o risco de rutura de um aneurisma continua uma reposta aberta.
A reparação de AAA recorrendo a próteses endovasculares tem ganhado adeptos no mundo da cirurgia, por ser um processo minimamente invasivo e consequentemente apresentar menores riscos para o paciente e uma recuperação significativamente mais rápida quando comparado com a reparação de aneurismas aórticos por laparotomia. No entanto, e uma vez que se trata de uma técnica

relativamente recente, é recomendado um acompanhamento pós-operatório rigoroso do paciente para monitorar a evolução do saco aneurismático e o estado da endoprótese. Esta monitorização é atualmente feita por exames imagiológicos recorrendo a técnicas de tomografia computorizada e ressonância magnética, uma monitorização que para além de morosa apresenta muitos inconvenientes para todos os envolvidos nos exames devido: ao elevado custo; efeitos secundários para o paciente, devido à exposição acumulada de radiação ionizante e à administração repetitiva de agentes de contraste intravenosos. Sendo os resultados obtidos com estas técnicas também dependentes da experiência e perícia do radiologista.

Para ultrapassar alguns dos problemas mencionados, têm surgido vários estudos sobre a utilização de sensores de pressão, a partir dos quais, recorrendo a um transmissor, é possível extrair informação sobre a condição do saco aneurismático e endoprótese, evitando a necessidade de exames imagiológicos periódicos [3][4][5].

1.2 Bio-dispositivos

A aplicação de dispositivos médicos implantáveis, entre os quais se destacam os *pacemakers* e desfibriladores cardíacos, tem vindo a crescer exponencialmente nos últimos anos, tanto na tecnologia envolvida bem como na diversidade de aplicações. Nos dispositivos destinados à monitorização de endopróteses tem-se verificado o mesmo crescimento e um esforço acrescido de produzir um sistema viável e alternativo aos protocolos atuais. Num bio-dispositivo deste género, o primário (exterior ao corpo), é constituído por uma bobina que é responsável pela geração de um campo magnético no espaço circundante, enquanto que o dispositivo secundário, ou bio-dispositivo, é constituído por uma bobina responsável por captar o campo magnético gerado pela bobina primária e gerar uma corrente que fluirá no respetivo circuito eletrónico, que por sua vez é responsável por desempenhar a função desejada para o bio-dispositivo.

A tecnologia dos bio-dispositivos recorre essencialmente à usada em sistemas de identificação por radiofrequência (RFID) para fazer a leitura da informação contida no bio-dispositivo. Dado que a comunicação entre o leitor externo e o bio-dispositivo exige a propagação de energia em alguns centímetros de tecido humano, é usada a banda de frequências de 13.56 MHz. Esta frequência está alocada para aplicações médicas com baixos valores de acoplamento indutivo entre o circuito de monitorização externo e o dispositivo implantado. É também a esta frequência que se verifica uma menor absorção e reflexão das ondas eletromagnéticas por parte dos tecidos do corpo humano.

Os sinais detetados pelo dispositivo primário são de baixa amplitude (alguns mV), podendo ser mais reduzidos em situações de funcionamento não ótimo, por exemplo devido à angulação entre as antenas do bio-dispositivo e do circuito de leitura ou devido à atenuação do sinal por parte dos tecidos envolventes à aorta (presença de gordura, gases, entre outros). Uma das formas de aumentar a amplitude do sinal enviado pelo bio-dispositivo passa pela utilização de um sistema de captação de energia (*energy harvesting*) para RFID, utilizando um pequeno condensador para armazenar energia que posteriormente será usada para enviar o sinal do sensor.

1.3 Objetivo

As anomalias mais frequentes detetadas nas endopróteses após EVAR e que podem levar a complicações sérias incluem: oclusão trombótica e hiperplásica; fratura; deslocamento da posição desejada; e fugas de sangue na endoprótese após a sua colocação. Estas anomalias podem ser diagnosticadas a partir de alterações do padrão e amplitude das pressões no interior do saco residual do aneurisma. As alterações da hemodinâmica no interior do aneurisma podem, por sua vez, ser detetadas através de sensores de pressão apropriados, alojados no interior do aneurisma.
O presente trabalho tem como objetivo desenvolver uma solução de acoplamento semi-ativo no sensor, através de um sistema de captação de energia (*energy harvesting*) que permitirá a leitura de sinais com maior amplitude e definição, obtendo desta forma maiores níveis de exatidão nas medições. O sistema inclui um circuito de leitura (circuito primário) que gera uma sinusoide para estimular o circuito secundário (bio-dispositivo) através de acoplamento magnético. O bio-dispositivo semi-ativo utiliza uma capacidade para armazenar a energia recebida por acoplamento indutivo. Essa energia é usada para modular a onda portadora, por modulação óhmica (ou *backscattering*), com uma duração correspondente à pressão sensorizada. Essa modulação, isto é, o sinal proveniente do dispositivo secundário, que contém nele a informação necessária para determinar a pressão no interior do aneurisma, é posteriormente captada pelo dispositivo primário. A informação recebida indica a capacidade do sensor de pressão que é proporcional à pressão na parede da endoprótese. Esta troca de informação, entre dispositivo primário e secundário, deve ser continua e eficiente, para que seja possível monitorizar de forma não invasiva, o estado do aneurisma e da endoprótese.
A tecnologia escolhida para o desenvolvimento do protótipo do dispositivo secundário é uma tecnologia CMOS de 2,5 μm, *twin well*, 2P 2M, cnm25 (www.cnm.es). Esta tecnologia, apesar de ser relativamente antiga, preenche todos os requisitos necessário para o desenvolvimento deste protótipo: tensões de *threshold* suficientemente baixas para operar o circuito a uma tensão de aproximadamente 3.2 V; frequência de operação compatível com a frequência alocada para este tipo de dispositivos (banda dos 10 MHz a 20 MHz). Apresentando ainda as vantagens, em relação a tecnologias mais recentes, de ser uma tecnologia mais barata e consequentemente mais acessível, para além de os dispositivos desenvolvidos terem o comportamento de *long-channel*, eliminando à partida alguns fenómenos indesejados presentes nas tecnologias de *short-channel*.

1.4 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação está dividida num estudo teórico de pesquisa (Capítulo 2-Capítulo 4), e um estudo prático (Capítulo 5-Capítulo 9) que visa o desenvolvimento do protótipo do bio-dispositivo.

1.4.1 Estudo Teórico

O estudo teórico tem como objetivo apresentar: os aspetos histológicos e anatómicos da artéria aorta para melhor entender as patologias e mecanismos que levam à formação de um aneurisma,

a sua classificação e caracterização (Capítulo 2); o procedimento de reparação endovascular de aneurismas localizados na aorta abdominal, bem como os riscos envolvidos e sequelas do procedimento (Capítulo 3); o estado da arte das atuais próteses endovasculares (Capítulo 4).

1.4.2 Desenvolvimento do protótipo

Numa primeira fase são apresentados os princípios físicos da tecnologia RFID (Capítulo 5), e os blocos fundamentais do dispositivo primário e secundário. De seguida é apresentado o desenho, simulação e dimensionamento dos componentes elétricos e eletrónicos dos circuitos do bio-dispositivo e do circuito leitor. Ambos os circuitos são constituídos por uma bobina que funciona como antena. Estas antenas são responsáveis pela criação de um acoplamento indutivo entre o bio-dispositivo e o circuito leitor, para que seja possível a transferência de energia do circuito leitor para o bio-dispositivo e para que o circuito leitor seja capaz fazer a leitura da informação contida no bio-dispositivo. No Capítulo 6 é apresentado o estudo efetuado para o desenvolvimento das antenas do dispositivo primário e secundário.
A apresentação do funcionamento global e dimensionamento de cada andar do bio-dispositivo, usando a tecnologia cnm25, é discutido no Capítulo 7. É também neste capitulo que é determinada a capacidade do sensor de pressão, que fornece informação a cerca da pressão no interior do aneurisma.
Para otimizar o envio de energia para o bio-dispositivo e a leitura de dados enviados por estes é necessário ter um circuito leitor otimizado. A topologia deste circuito é apresentado no Capítulo 8, onde é também discutido o mecanismo escolhido para gerar a onda portadora bem como o esquema adotado para extrair os dados enviados pelo bio-dispositivo. Por fim são apresentados e discutidos os resultados obtidos na determinação da capacidade do sensor, lida no circuito primário, no Capítulo 9.

Capítulo 2

Aneurismas

Um aneurisma é uma patologia que pode afetar a maioria dos vasos sanguíneos, veias e artérias, ocorrendo principalmente na vasculatura cerebral, aorta torácica e aorta abdominal, sendo que na última se pode formar em qualquer parte da mesma. Na sua definição mais aceite, um aneurisma aórtico abdominal (AAA) é uma dilatação anormal, localizada, progressiva e permanente da artéria aórtica abdominal, com mais de 3 cm de diâmetro, ocorrendo principalmente devido a um enfraquecimento da parede do vaso. Este enfraquecimento pode ser congénito ou consequência indireta de várias doenças. Nas últimas décadas os AAA têm vindo a ser reconhecidos como um importante problema de saúde, reconhecimento que é apoiado por dados estatísticos, uma vez que AAA ocorre em 3-9% da população, e que apesar dos avanços significativos no que diz respeito aos procedimentos cirúrgicos e tecnologias de imagiologia nos últimos anos, a morbilidade e mortalidade associada a aneurismas tem aumentado [1][6][7].

2.1 Classificação

Os aneurismas são classificados segundo duas classificações. A primeira classifica os aneurismas em verdadeiros, falsos ou como sendo uma dissecação, dependendo das camadas do vaso que são afetadas, enquanto que a segunda classifica os aneurismas ao nível macroscópico, em saculares ou fusiformes, dependendo da sua forma e tamanho.

2.1.1 Aneurisma verdadeiro

Diz-se que um aneurisma é verdadeiro quando se trata de uma dilatação localizada da parede que envolve as 3 camadas: íntima, média e adventícia. Entre os aneurismas verdadeiros destacam-se aqueles provocados por arterosclerose, sífilis, e congenitais [6][7].

2.1.2 Aneurisma falsos

Já nos aneurismas falsos, também designados por pseudo-aneurismas, há uma rutura de parte da parede arterial, com consequente hematoma que comunica livremente com o espaço intravascu-

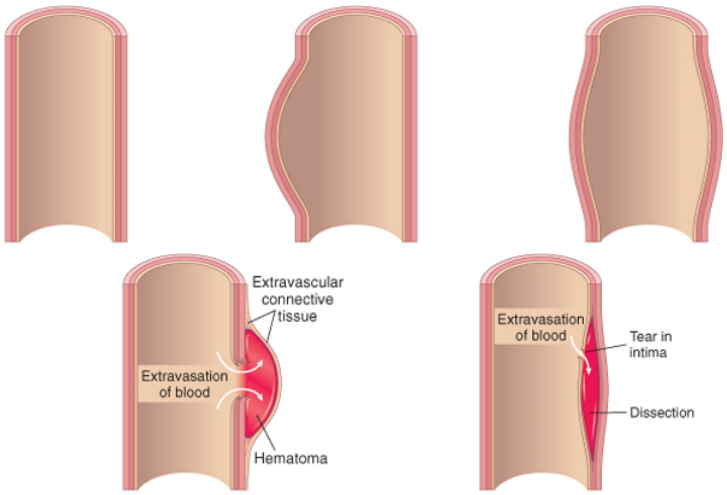

Figura 2.1: Classificação dos aneurismas. Imagem superior direita: Vaso Normal. Imagem superior ao centro: Aneurisma verdadeiro sacular. Imagem superior esquerda: Aneurisma verdadeiro fusiforme. Imagem inferior esquerda: Aneurisma Falso. Imagem inferior direita: Dissecção. [7].

lar, designado por hematoma pulsátil. Este hematoma pode sofrer uma cicatrização, substituindo o tecido arterial por tecido fibro-conjuntivo, resultando uma separação entre as túnicas, ou seja, há a formação de uma solução de continuidade entre o lúmen vascular e os tecidos envolventes com uma disrupção das três camadas da parede arterial. Este tipo de aneurisma ocorrem em circunstâncias restritas sendo principalmente provocado após um cateterismo, ou associados a um traumatismo, infeção mural, ou a uma anastomose vascular entre a artéria nativa e um enxerto [1][6][7][8].

2.1.3 Dissecção

A dissecção arterial nem sempre é aneurismática. Este tipo de aneurisma surge quando o sangue entra na parede arterial, como um hematoma, dividindo a artéria entra as suas camadas [6][7].

2.1.4 Saculares

Aneurismas saculares são esféricos, envolvendo apenas um lado da parede do vaso sanguíneo. Estes variam entre 5 a 20 cm em diâmetro ocupados parcial ou totalmente por um trombo [1][6][7].

2.1.5 Fusiformes

Os aneurismas fusiformes são caraterizados por uma dilatação circunferencial de um segmento vascular e uma dilatação progressiva de toda a circunferência do vaso. O diâmetro é variável, até 20 cm, assim como o seu comprimento, podendo afetar uma porção extensiva da aorta. [1][6][7].

2.2 Etiologia e Patogénese

Um aneurisma é uma patologia multifatorial. A dilatação pode ser provocada por um enfraquecimento da parede da aorta provocado por uma diminuição gradual da sua elasticidade e consistência, que geralmente inclui o enfraquecimento da túnica média, que provoca um extensão da túnica adventícia podendo também atingir a túnica íntima. O sangue que é bombeado com pressão pela aorta, alarga gradualmente a porção da parede enfraquecida criando na maioria das vezes uma dilatação aneurismática. Do ponto de vista histológico, um aneurisma é caraterizado por uma inflamação crónica com destruição da matriz extracelular, remodelação das camadas arteriais, e uma redução do número de células musculares lisas. Esta destruição é provocada por um grupo de enzimas capazes de degenerar os principais componentes to tecido conjuntivo: colagénio, elastina, fibronectina, laminina e proteoglicanos. A degeneração da parede da túnica média medial da aorta e a dissecção da túnica íntima ocorrem na maioria dos aneurismas torácicos, afetando particularmente a aorta ascendente e o arco aórtico. Os aneurismas localizados nessa zona da aorta resultam muitas vezes devido a anormalidades do tecido conjuntivo, provocadas por remodelações patológica irreversíveis do tecido conjuntivo arterial, devido a doenças como no Síndrome de Marfan, homocistinúria e Síndrome de Ehlers-Danlos, podendo ainda estar relacionado com a válvula aórtica bicúspide, e estar associado a sífilis. Aneurismas da aorta descendente são em 90% dos casos causados por arteriosclerose. Esta causa um estreitamento e enfraquecimento da túnica média devido à placa depositada na túnica íntima, ao comprimir a túnica média e assim comprometer a difusão de nutrientes do lúmen para a parede arterial. Consequentemente a túnica média degenera-se resultando uma dilatação do vaso. Os restantes casos de aneurismas nesta zona da aorta são devido a doenças micóticas ou traumas, podendo ainda ser provocados por fatores ambientais, genéticos e auto-imunes [1][7][9].

2.3 Manifestações Clínicas

Em 75% de todos os AAA, a patologia é assintomática sendo que muitos aneurismas são descobertos por "acidente" em exames médicos de rotina, ou aquando de um exame a outra patologia em raios-X, ultrassonografia e tomografias computorizadas, entre outros, ou mesmo durante uma operação. Em casos sintomáticos o sintoma mais comum é uma dor nas costas, podendo o paciente ainda apresentar dispneia (falta de ar), dores no peito, rouquidão, tosse, hemoptise (expetoração sanguínea) e dificuldade em engolir. Em exames de auscultação cardíaca em pacientes com AAA podem ainda ser detetados sopros diastólicos antecipados, causados por uma regurgitação aórtica [2][7][9].

2.4 Complicações e Sequelas

Um aneurisma pode afetar os ramos arteriais que se formam no vaso afetado. Nos casos de AAA, o aneurisma pode afetar as artérias renais superior e inferior tal como a artéria mesentérica

por produzir uma pressão direta sobre estas ou por obstruir estas artérias com trombos murais do aneurisma com consequente isquemia. Em várias situações o AAA é acompanhado por aneurismas mais pequenos nas artérias ilíacas. As complicações do AAA envolvem ainda a compressão das estruturas anatómicas adjacentes, embolias provocadas por ateromas ou trombos murais, a oclusão de vasos, e rutura do aneurisma, um dos resultados mais temidos, dado que essa rutura conduz em 78-94% dos casos à morte do paciente [1][7].

2.5 Epidemiologia

A doença incide principalmente em caucasianos. Em africanos a taxa de incidência é um terço da incidência em caucasianos, sendo que nos asiáticos a patologia é rara, verificando-se nestes indivíduos também a taxa de morbidade mais baixa. Pessoas com um historial da doença na família são mais propícias a desenvolver um aneurisma. O estilo de vida da pessoa também pode ser propício ao desenvolvimento de um aneurisma, sendo o tabagismo, elevados níveis de colesterol e a obesidade fatores favoráveis no desenvolvimento de um aneurisma. A doença incide principalmente na população idosa, sendo que 5% da população acima dos 65 anos é afetada. A idade média dos pacientes é de 67 anos, sendo que os homens são mais afetados do que as mulheres com um rácio de 4:1 com uma prevalência de 5% [1][2].

2.6 Prognóstico e Tratamento

O risco de rutura está diretamente relacionado com o tamanho do aneurisma, sendo nulo para aneurismas com um diâmetro até 4 cm, e de 1% por ano para aneurismas com um diâmetro entre 4 e 5 cm. Para aneurismas entre 5 e 6 cm de diâmetro o risco de rutura sobe para 11% por ano, e para 25% por ano para aneurismas com um diâmetro superior a 6 cm. Consequentemente, aneurismas com um diâmetro superior a 5 cm são tratados de forma agressiva, por cirurgia numa reparação de cirurgia aberta (laparotomia), ou por procedimentos minimamente invasivos de reparação endovascular envolvendo endopróteses. Contudo, ambos os tratamentos clínicos apresentam um risco significativo sendo que a taxa de mortalidade devido a operação em aneurismas sem rutura é de aproximadamente 5%, enquanto que a cirurgia de urgência, após a rutura, tem uma taxa de mortalidade de 50%. Consequentemente, é necessária uma seleção específica dos pacientes.
Dado o risco das técnicas de reparação de AAA, é importante determinar, ao longo da evolução do aneurisma, quando o risco de rutura do aneurisma justifica o risco da sua reparação. Os principais critérios para a decisão do tratamento de AAA são o máximo diâmetro transversal do aneurisma e a taxa de crescimento do mesmo. Se o diâmetro máximo transversal atingir o limite superior que se encontra entre os 5 e os 5,5 cm ou se a taxa de crescimento for superior a 0,5 cm por ano, para aneurismas mais pequenos, o paciente pode ser submetido a uma intervenção cirúrgica, dependendo ainda do estado de saúde do paciente e da sua vontade em se submeter a uma intervenção cirúrgica. Infelizmente, estes critérios são apenas uma regra geral e não um indicador viável uma

vez que aneurismas com pequeno diâmetro, inferior a 50 mm, também podem romper, representando 33% das ruturas dos AAA, enquanto que certos aneurismas podem tornar-se muito grandes sem que haja rutura. Ou seja, apesar de estes critérios terem uma base empírica significativa, estes podem ser considerados insuficientes, por não terem uma base física, tornando-se uma limitação no que diz respeito à intervenção cirúrgica por não terem um índice de risco de rutura preciso, o que é um indicativo da patogénese complexa da evolução desta doença, a qual não pode ser estimada com indicadores tradicionais, o principal problema na gestão clínica da doença. Devido a estas observações, pesquisas recentes focam o seu estudo em melhorar o conhecimento e compreensão dos fenómenos envolvidos na formação e evolução da patologia de aneurismas com o fim de encontrar outras variáveis para a previsão da rutura do AAA [1][7][9][10][11].

Capítulo 3

Reparação Vascular

Os pacientes diagnosticados com um AAA podem ser classificados em três categorias, dependendo como se apresentam na altura da reparação, em: paciente eletivo; paciente sintomático; paciente com aneurisma rompido. A reparação eletiva do aneurisma é recomendado para pacientes assintomáticos que têm um aneurisma de pelo menos 5 cm de diâmetro, que têm um nível aceitável de risco operatório e que têm uma expetativa de vida de pelo menos um ano. Para além disso, uma operação eletiva deve ser considerada em pacientes com aneurismas inferiores a 5 cm em diâmetro se o paciente não tiver um risco cirúrgico grande e se o paciente apresentar hipertensão ou residir numa área onde não seja possível um cuidado médico adequado em caso de rutura. Uma operação urgente é indicada para pacientes com aneurismas sintomáticos, principalmente quando estes manifestam dores abdominais ou dorsais. Uma operação de emergência é indicada para todos os pacientes com uma rutura do aneurisma ou uma suspeita de rutura.

Tal como a escolha entre a reparação eletiva, urgente ou de emergência, o planeamento pré-operatório é também essencial para o êxito da reparação do AAA. Em pacientes com aneurismas rompidos, o diagnostico é imediato, procedendo-se à reparação. Em pacientes com aneurismas sintomáticos, a quantidade de exames imagiológicos pré-operatórios é dependente do risco de rutura, enquanto que em pacientes que se apresentam para uma reparação eletiva é normalmente possível uma examinação imagiológica extensiva do paciente para determinar qual o melhor procedimento para a reparação: procedimento endovascular ou procedimento de cirurgia aberta.

A disponibilidade de técnicas endovasculares para a reparação de um aneurisma não deve alterar a seleção cuidadosa do método a usar. No procedimento endovascular há uma série de critérios morfológicos do aneurisma a serem considerados na seleção do paciente, sendo este procedimento apenas adequado para pacientes que tenham um colo infrarrenal e artérias ilíacas adequados ao procedimento.

Uma vez que os resultados a longo prazo do procedimento endovascular ainda não são conhecidos, pacientes mais novos com um nível de risco de operação baixo e com uma expetativa de vida elevada são melhores candidatos para o procedimento de cirurgia aberta, assim como pacientes que precisam de um procedimento de revascularização abdominal ou pélvica, pacientes com aneurismas que tenha um colo infrarrenal inferior a 10 mm ou um colo torto [12].

3.1 Reparação Endovascular

A reparação endovascular foi introduzida durante os anos 90 como uma abordagem menos invasiva para o tratamento de AAA. Nesta abordagem é colocada uma endoprótese luminalmente por uma incisão bilateral nas virilhas, evitando-se uma laparotomia e o pinçamento da aorta. Os resultados obtidos são satisfatórios com uma perda de sangue reduzida, uma estadia hospitalar curta e um regresso rápido à vida normal. Contudo, nem todos os pacientes são candidatos para uma reparação endovascular, sendo necessária uma seleção rigorosa dos pacientes e uma avaliação pré-operatória para a obtenção de medidas precisas, tendo como objetivo um planeamento adequado e uma prevenção efetiva de problemas que possam ocorrer na intervenção.
Para que a intervenção tenha êxito é necessária uma seleção rigorosa dos pacientes. As artérias femurais comuns têm que ter uma largura suficiente para aceitar o sistema de instalação da endoprótese. O colo infra-renal aórtico deve ser adequado para a implementação do dispositivo com um diâmetro entre 16 e 28 mm e um comprimento de pelo menos 15 mm. A implantação na artéria ilíaca comum deve ser realizada o mais próximo possível da bifurcação ilíaca para aumentar a força colunar do dispositivo implantado. A artéria ilíaca deve ter um diâmetro entre 8 e 20 mm. Em pacientes com aneurismas na artéria ilíaca é possível posicionar a extremidade da prótese na extremidade da artéria ilíaca e assim ocluir uma artéria ilíaca. A oclusão de duas artérias ilíacas deve ser evitada para prevenir sequelas isquémicas [12].

3.1.1 Preparação pré-operatória

Neste processo são usadas três técnicas, a tomografia axial computorizada (TAC) em espiral, a angiografia de contraste biplanar, e a ultrassonografia intravascular [12].

3.1.1.1 TAC em espiral

Esta modalidade de imagiologia é capaz de obter imagens de alta qualidade da anatomia vascular e configurar essas imagens numa imagem tridimensional detalhada. Para uma avaliação ótima, as imagens devem ser obtidas com um intervalo de 1,5 a 3 mm, desde a artéria celíaca até às artérias femorais. A TAC em espiral define com precisão as características proximais e distais do AAA, detetando ainda possíveis obstruções das artérias renais, viscerais ou ilíacas, e sendo particularmente útil em definir o colo infrarrenal entre as artérias renais e a porção proximal do aneurisma [12].

3.1.1.2 Angiografia de contraste

A angiografia é implementada como um complemento à TAC em espiral, para a obtenção de um arteriograma. Este é útil para definir a anatomia renal e mesentérica distal, ajudando ainda a

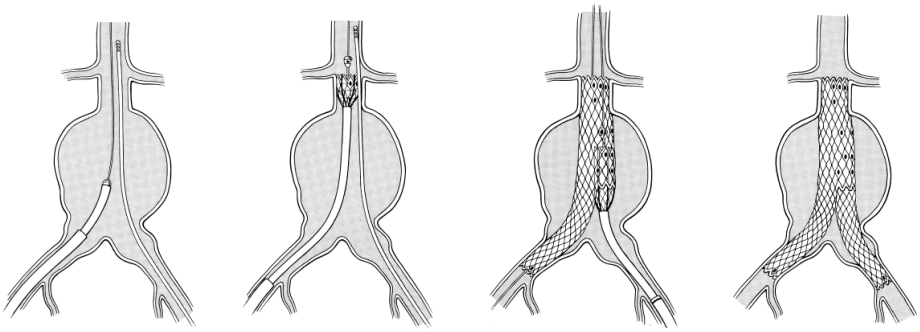

Figura 3.1: Instalação da endoprótese [12].

caraterizar tortuosidades, calcificações e estenoses nas artérias de acesso, e a determinar o ângulo entre a aorta, o colo proximal, e o aneurisma [12].

3.1.1.3 Ultrassonografia Intravascular

Em pacientes com insuficiência renal, esta técnica é usada para identificar as artérias renais e hipogástricas, permitindo que a endoprótese seja colocada sem recurso à angiografia. A ultrassonografia intravascular é ainda útil na imagiologia intra-operatória, onde é usada para medir o diâmetro dos vasos e o comprimento das zonas de apoio da endoprótese, assim como em determinar a quantidade de trombo no colo do aneurisma, para posterior seleção dos componentes e tamanho da endoprótese [12].

3.1.2 Procedimento

O paciente é submetido a uma anestesia epidural ou geral. Sob anestesia são realizadas duas incisões ao nível das virilhas para expor as artérias femorais comuns, que são controladas proximalmente com fitas umbilicais. A coagulação é prolongada até 250 segundos com a administração intravenosa de heparina e é efetuada uma monitorização pela TAC ao longo do procedimento para adicionar mais heparina se necessário. As artérias são canuladas com uma agulha bitola 18, e os fios de guia são colocados bilateralmente por guia fluorescente. São colocadas bainhas francesas por cima dos dois fios de guia e avançados até ao aneurisma por orientação fluoroscópica. Uma guia rígida é posteriormente inserida ate à artéria aorta torácica, normalmente a partir do membro direito. Na artéria ilíaca contralateral é inserido um cateter até ao nível das artérias renais sendo obtido um aortograma inicial. A bainha francesa na artéria femoral direita é posteriormente trocada pela prótese, a qual é colocada na guia rígida e cuidadosamente avançada até à zona proximal infrarrenal da aorta por orientação fluoroscópica e posteriormente para a aorta perirrenal. Um segundo aortograma é realizado para verificar a posição das artérias renais. Por orientação fluoroscópica, a endoprótese é gradualmente implantada ao retrair a bainha exterior, permitindo a expansão da prótese, sendo colocada imediatamente abaixo das artérias renais. Uma vez implantado o módulo principal da bifurcação, é retraída a bainha francesa na artéria ilíaca contralateral,

e um fio hidrofóbico e um cateter de guia são inseridos no membro contralateral do módulo bifurcado. O fio hidrofóbico é posteriormente trocado por um fio de guia rígido, o qual é avançado no membro contralateral através da bainha no vaso contralateral e implantado. Um último aortograma é realizado para confirmar a obtenção de um resultado técnico satisfatório. Posteriormente são reparadas as arteriotomias femorais, e é restabelecida a perfusão sanguínea dos membros inferiores [12].

3.1.3 Complicações

A intervenção endovascular não é um procedimento sem complicações. Em ocasiões o procedimento endovascular falha em excluir completamente o fluxo de sangue para o saco aneurismático. Esta condição, conhecida como endovazamento, pode encher o saco aneurismático levando à pressurização e expansão do aneurisma com possível rutura, sendo a taxa de incidência de 14%. Os endovazamentos podem estar relacionados com um isolamento incompleto na fixação da endoprótese no colo aórtico ou nas artérias ilíacas (endovazamento do tipo I), de um fluxo retrogrado para o aneurisma a partir das artérias mesentéricas inferiores ou das artérias lombares (endovazamento tipo II), devido a defeitos da endoprótese ou da junção modular (vazamentos tipo III), ou ser mesmo uma consequência da porosidade da prótese (endovazamento tipo IV). Os endovazamentos do tipo I e III necessitam de uma segunda intervenção para prevenir a rutura do aneurisma, enquanto que nos endovazamentos do tipo II e IV não existe uma evidência de que lidem a uma rutura do aneurisma, porém estes também são tratados se existir um alargamento do aneurisma. Para além disso, a endoprótese altera a hemodinâmica tornando a endoprótese susceptível a deslocamentos posicionais com um associado risco de migração, devido a rutura da fixação no colo do aneurisma ou da fixação ilíaca, com consequente perda de obstrução entre o lúmen e o saco aneurismático [12].

3.2 Reparação Endovascular Vs. Cirurgia aberta

A mortalidade associada à reparação de AAA por cirurgia aberta tem sido altamente reduzida por melhoramentos na avaliação pré-operatória e no cuidado peri-operatório, verificando-se uma mortalidade entre 0 e 5%. Contudo a mortalidade após a reparação de aneurismas inflamados e após a reparação de emergência de aneurismas sintomáticos não rompidos continua alta até 10%, consequência de uma avaliação pré-operatória reduzida. A morbilidade após reparação eletiva varia entre os 10% e 30%. A sobrevivência a longo prazo de pacientes que tiveram uma reparação do AAA por cirurgia aberta com êxito é reduzida quando comparada com a população geral. A sobrevivência a 5 anos após a reparação de AAA é de 67% sendo a média de anos de sobrevivência após a reparação de 7,4 anos [12].
Comparando a intervenção endovascular com a operação de cirurgia aberta, a primeira é preferida, para pacientes qualificados, evitando uma laparotomia e anestesia geral bem como o pinçamento da aorta, sujeitando o paciente a um *stress* muito menor, o que se reflete nas complicações sistémicas, para além de ser um procedimento mais curto e a recuperação do paciente ser mais rápida.

O custo envolvido em todo o processo peri-operatório é significativamente menor na reparação endovascular, o que se deve ao facto de o procedimento endovascular ser significativamente menos invasivo quando comparado com o procedimento de cirurgia aberta, o que resulta numa menor perda de sangue por parte do paciente durante a operação, uma menor necessidade de cuidados médicos pós-operatórios, uma estadia hospitalar menor, e um regresso à vida normal mais rápido. A mortalidade pós-operatória relacionada com o procedimento de reparação endovascular está entre os 1% e 2%, o que é equivalente à mortalidade associada à cirurgia aberta. A taxa de mortalidade do procedimento endovascular é reduzida assim como as complicações severas nos primeiros 30 dias após a intervenção, quando comparado com o procedimento de cirurgia aberta. Contudo, estas vantagens não se mantêm a longo prazo sendo que após um ano não há uma diferença significativa na taxa de mortalidade e nas complicações severas em ambos os procedimentos.
Embora as estatísticas apontem para uma redução da morbilidade e mortalidade peri-operatória no procedimento endovascular quando comparado à cirurgia aberta, os endovazamentos, migrações das próteses e ruturas dos aneurismas associados a estes eventos levantam dúvidas acerca da durabilidade a longo prazo deste procedimento. Estes eventos servem para relembrar que o procedimento endovascular é uma tecnologia recente, com resultados a longo prazo desconhecidos, tornando-se necessário um acompanhamento do paciente, no 1^{o}, 3^{o}, 6^{o} e 12^{o} mês após a operação e subsequentes consultas anuais, para determinar a evolução do aneurisma e o estado da prótese. Este acompanhamento é feito através de exames imagiológicos, recorrendo às técnicas de tomografia computorizada e ressonância magnética, uma monitorização que para além de morosa apresenta muitos inconvenientes para todos os envolvidos nos exames devido ao elevado custo, efeitos secundários para o paciente devido à exposição acumulada de radiação ionizante e à administração repetitiva de agentes de contraste intravenosos, sendo os resultados obtidos com estas técnicas também dependentes da experiência e perícia do radiologista.
Outro fator indesejável está relacionado com todo o custo envolvido neste acompanhamento, que compromete a relação custo-benefício, ultrapassando mesmo os custos peri-operatórios e pós-operatórios da cirurgia aberta. Para reduzir ou mesmo eliminar os exames imagiológicos e reduzir os custos do acompanhamento pós-operatório do paciente, estão em desenvolvimento novas tecnologias de monitorização entre as quais se destacam as endopróteses inteligentes com sensores de pressão remotos integrados. Estas novas próteses endovasculares, que se encontram em avaliações clínicas enquanto que as estratégias do tratamento endovascular continuam a evoluir e a melhorar, prometem também um melhor entendimento do comportamento de aneurismas após a sua reparação, podendo a informação recolhida por estas novas próteses também alertar os médicos para problemas que atualmente são difíceis ou impossíveis de detetar, como as ruturas de sacos aneurismáticos sem qualquer tipo de endovazamento ou falhas da prótese [1][11][13][14].

Capítulo 4

Próteses Endovasculares

As endopróteses disponíveis no mercado podem ser constituídas por um único segmento ou por módulos. As próteses de apenas um segmento são colocadas desde o topo do canal endoluminal até à bifurcação da aorta, baseando-se no conceito de fixação anatómica e prevenindo assim a migração distal das próteses. Já as do tipo modular são constituídas por pelo menos dois componentes: o corpo principal que é depositado na aorta, no pescoço do aneurisma, e uma ou duas pernas que são posicionadas nas artérias ilíacas comuns. Do ponto de vista anatómico, as próteses endovasculares podem ser classificadas em:

1. Aórticas: aderindo apenas à artéria aorta;

2. Aórto-unilíacas: envolvendo um segmento que adere à artéria aorta e outro segmento que adere a uma das artérias ilíacas;

3. Aórto-biilíacas: envolvendo um segmento que adere à artéria aorta e outros dois segmentos que aderem a ambas as artérias ilíacas.

Na Tabela 4.1 estão apresentadas as características das próteses mais usadas atualmente. A mais recente prótese que obteve aprovação da FDA (*Food and Drug Administration*), em maio de 2013, é a prótese Endurant II. Esta endoprótese pertence ao grupo de próteses Aórto-uniilíacas, e é desenhada para tratar pacientes que não podem ser tratados com próteses bifurcadas [15].

Tabela 4.1: Características das próteses mais usadas atualmente [1].

Prótese (Fabricante)	***Material***	***Configuração***	***Fixação***
Zenith (Cook)	Polyester	Modular	Compressão e farpas
Talent (Medtronic)	Polyester	Modular	Compressão
Excluder (Gore)	ePTFE	Modular	Compressão e ancoras
Anaconda (Terumo)	Twilleave	Modular	Compressão e ganchos
Powerlink (Endologix)	ePTFE	Uma peça	Compressão

4.1 Endopróteses Inteligentes

Um método económico de monitorizar com frequência a evolução da pressão no interior do saco aneurismático sem recorrer a exames imagiológico seria ideal. Um sistema biocompatível integrado na endoprótese ou colocado no saco aneurismático com transmissão telemétrica de energia e de informação pode ser a solução para os problemas mencionados anteriormente. Contudo a implementação de um sistema deste género é delicado do ponto de vista técnico e médico uma vez que a profundidade do implante e a heterogeneidade dos tecidos biológicos levantam vários problemas que têm que ser resolvidos previamente. Para além disso levantam-se outras questões como a evolução da distribuição de pressões no aneurisma e a influência dos endovazamentos nas endotensões [14].

Uma prótese endovascular inteligente, uma endoprótese com a capacidade de desempenhar funções e comunicar as informações dessas funções a um elemento externo, é composto por três unidades fundamentais: a endoprótese; um elemento de monitorização (sensor); e um elemento leitor. A endoprótese inteligente para além de proteger o aneurisma da pressão sanguínea, tem um elemento sensorial incorporado capaz de recolher informação sobre a saúde do paciente e o desempenho da prótese. A informação recolhida é posteriormente enviada para um elemento externo, o leitor, e usada para fazer o diagnóstico do paciente ou para estudar o comportamento do saco do aneurisma após a implantação da endoprótese.

Uma endoprótese inteligente, tal como uma endoprótese convencional, é classificada como um dispositivo médico da categoria III e como tal, tem que ser biocompatível, bioestável, não tóxico, não alergénico e não carcinogénico. Para além disso, tem que ser tolerada pelo corpo humano, não podendo desencadear uma resposta inflamatória ou qualquer tipo de resposta imunitária. Apesar dos requisitos mecânicos, o dispositivo deve ter um longo tempo de vida, ser flexível, resistente e dúctil. Os seus componentes devem também apresentar resistência ao desgaste, erosão e não romper. Para uma proteção eficaz do vaso sanguíneo, o dispositivo deve ter um desenho tal que a implantação seja minimamente invasiva, minimizando também a resistência ao fluxo sanguíneo e quedas da pressão sanguínea. A força radial é outra propriedade importante, não só para a prótese se manter aberta durante a atividade muscular abdominal, mas também para fornecer uma boa fixação e consequentemente um bom isolamento do saco aneurismático residual. A implantação do dispositivo é um passo crítico pelo que este deverá ter um perfil reduzido para facilitar a implantação deste e minimizar lesões nas artérias de acesso. A opacidade à radiação é também crucial para assegurar um correto posicionamento da prótese. Do ponto de vista comercial, o dispositivo deve ser capaz de ser adequadamente esterilizado sendo desejado que este tenha também uma grande variedade de tamanhos para que seja possível o tratamento de um alargado conjunto de anatomias vasculares.

Uma das principais questões em relação a uma prótese endovascular inteligente reside nas suas características funcionais. Idealmente esta deve ser capaz de monitorar a degradação do material, detetar migrações e vazamentos. Em relação à transmissão de informação, o dispositivo deve ser capaz de transmitir a informação sem necessidade de dispor de fonte energia interna, não

podendo essa troca de informação interferir com outros possíveis implantes ou ser influenciada por outro tipo de sinais eletrónicos. Para assegurar o conforto do paciente e até reduzir os custos, o procedimento das leituras deve ser possível de realizar durante uma consulta médica ou mesmo em casa com o envio dos resultados para o gabinete médico. Independentemente do local das medições, o procedimento deve ser rápido e não invasivo para evitar qualquer tipo de dor ou desconforto ao paciente.

4.2 Estado da arte

Tem-se verificado uma corrente constante de investigações para a compreensão, prevenção e o melhoramento de tratamentos médicos na luta contra doenças cardiovasculares. Em particular, tem se verificado um maior empenho no desenvolvimento de tecnologias biomédicas implantáveis com o desenvolvimento de dispositivos para próteses e endopróteses.

Atualmente, existem vários sistemas em desenvolvimento usando sensores telemétricos, em particular na monitorização de glaucomas, estenoses e pressões arteriais que usam uma tecnologia similar à usada nas endopróteses inteligentes, contudo a profundidade a que estes sensores se situam dentro do corpo é reduzida quando comparado à profundidade das endopróteses inteligentes.

Em 2003 o ImPressure da Remon Medical Technologies, foi o primeiro sensor implantado em modelos animais usando a tecnologia de ondas acústicas de superfície para interrogar o sensor e comunicar os dados do interior do corpo para o exterior. Desde então numerosos laboratórios internacionais, académicos e industriais no mundo biomédico investiram na investigação e desenvolvimento de tecnologias minimamente invasivas para aplicações cardiovasculares.

Em 28 de outubro de 2005 a CardioMEMS, recebeu permissão da FDA para começar a comercialização do sensor EndoSure [16][17][18], tornando-se o primeiro sensor de monitorização da pressão no interior de um aneurisma no mercado. Este dispositivo transmitia a informação sobre a pressão por acoplamento indutivo. Contudo a sua aplicação era apenas aprovada para a monitorização da pressão aneurismática durante a intervenção de reparação endovascular.

Nos anos seguintes surgiram outros estudos com a finalidade de desenvolver um sensor para monitorizar a pressão aneurismática pós-operatória, entre as quais se destacam o Telemetric Pressure Sensor [4] do Instituto de Engenharia Biomédica e do Instituto de Materiais em Engenharia Elétrica de Helmotz (RWTH Aachen, Germany) baseado num processo completante digital para o processamento e transmissão dos dados, o dispositivo ENDOCOM que conta com uma cooperação de várias instituições Francesas [14][19][20], entre outros projetos que atualmente estão em desenvolvimento como a investigação de Dehennis e Wise (*Integrated Devices and Circuits, Solid State Electronics Laboratory*, Universidade de Michigan) que integraram dois sensores de pressão numa endoprótese para monitorar o fluxo sanguíneo, estando também a ser investigado esta tecnologia em Portugal numa colaboração entre a Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, o Instituto de Polímeros e Compósitos da Universidade de Minho, a Cirurgia Vascular do Hospital S. João da Faculdade de Medicina da Universidade do Porto, e o Laboratório de Tecnologia de

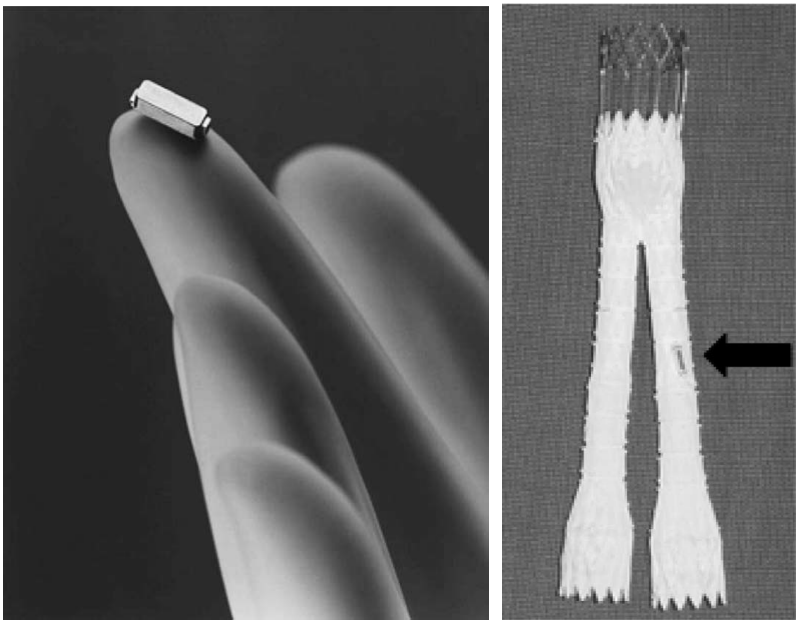

Figura 4.1: ImPressure [3].

Materiais e Estruturas Avançadas do Departamento de Aeronáutica e Astronáutica do Instituto de Tecnologia de Massachusetts de Cambridge EUA [4][21][22].

4.2.1 ImPressure

O dispositivo ImPressure (Figura 4.1) baseia o seu funcionamento na tecnologia de ultrassons, sendo ativado por ondas acústicas de superfície emitidas por uma sonda que se encontra exteriormente ao corpo do paciente. Esta sonda é similar a uma sonda de ultrassonografia assim como o sistema de monitorização. Para a monitorização da pressão no interior do saco aneurismático, o ImPressure é afixado a uma endoprótese antes da sua inserção (Figura 4.1). Para efectuar a leitura da pressão a sonda externa emite ondas acústicas que são captadas por uma elemento piezoelétrico presente no ImPressure e que carrega um condensador para alimentar o sensor, tornando o sensor independente de baterias ou fios. Uma vez ativado, o sensor mede a pressão envolvente e transmite essa informação, também por ondas acústicas, de volta à sonda. As ondas acústicas recebidas pela sonda são traduzidas numa curva que representa a pressão e que é monitorizada em tempo real [4][3].

4.2.2 EndoSure

O EndoSure da CardioMEMS, é um sistema sem fios desenvolvido para a monitorização da pressão no saco aneurismático durante a reparação endovascular do AAA, e a deteção de eventuais endovazamentos intra-operatórios. O sistema consiste num sensor esterilizado do tamanho de um clipe de papel (Figura 4.2) sem qualquer tipo de fonte de energia e pré-embalado no sistema de entrega.

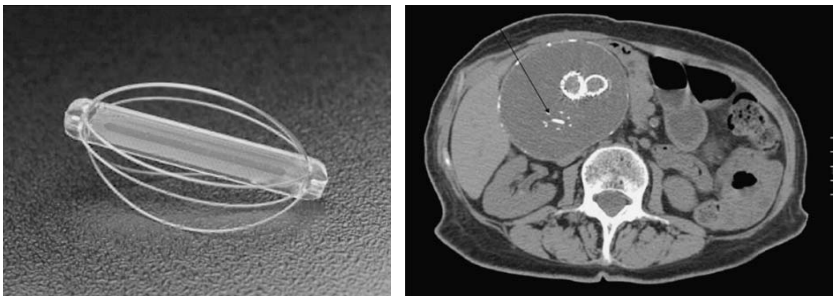

Figura 4.2: Sensor EndoSure. Imagem à esquerda: Sensor. Imagem à direita: sensor EndoSure no interior de um aneurisma. [3].

Este sensor comporta-se como um circuito ressonante, com uma frequência de ressonância que varia conforme a pressão no saco aneurismático. Durante a intervenção endovascular do AAA, o sensor é inserido na porção do saco do AAA onde é inserida a endoprótese. Para iniciar a monitorização o sensor é ativado por radiofrequência (RF) pela unidade de interrogação colocada na superfície do abdómen do paciente. Esta unidade de interrogação é constituída por um monitor sensível ao toque e uma antena de RF que envia para o sensor uma determinada onda que é então produzida pelo sensor, enviando de volta um sinal com a respetiva frequência de ressonância. A onda que carateriza a pressão no saco do AAA é exibida com uma alta resolução e em tempo real no monitor da unidade de interrogação. Essa onda é analisada pelo software da unidade de interrogação em tempo real, a partir da qual é então determinada a pressão no interior do saco aneurismático, mais precisamente a pressão sistólica, diastólica, média e pulsátil [4][16][17][18]. Na Figura 4.2 apresenta-se a imagem de uma TAC onde é possível visualizar o sensor no interior do saco aneurismático (apontado pela seta) envolvido por uma rede de nitinol.

4.2.3 ENDOCOM

O projeto ENDOCOM visa a conceção e desenho de uma endoprótese dedicada à monitorização pós-operatória da pressão no saco aneurismático. A prótese é equipada com um sistema eletrónico integrado composto por um transdutor de pressão e uma interface de comunicação. O conceito técnico é baseado na transmissão telemétrica de energia para a endoprótese implantada, e na transmissão de dados do interior do corpo para um módulo externo para monitorização. Na Figura 4.3 está apresentado o protótipo deste sensor.

A arquitetura do sensor de pressão sem fios é baseado no princípio de funcionamento de *tags* RFID a uma frequência de 13.56 MHz, recomendada nas normas 15693 para comunicações, com um bloco instrumental. O bloco de instrumentação fornece as medidas da pressão absoluta no interior do saco aneurismático. Estas medidas são posteriormente adaptadas para um tratamento numérico. O bloco de processamento certifica se o sensor está a funcionar corretamente, isto é, se a gestão de energia está de acordo com o nível de fornecimento de energia e se o sensor está a emitir/receber os dados do módulo externo e se o sistema de aquisição de dados está em funcionamento. O bloco de comunicação contém, para além das partes dedicadas à comunicação,

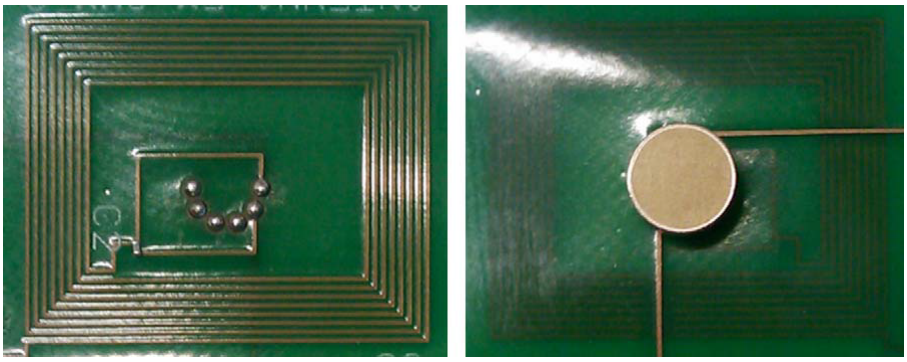

Figura 4.3: ENDOCOM[19]

uma função para a antena retificadora, para gerir o fornecimento de energia ao circuito em função do sinal de saída da antena [14][19][20].

4.2.4 Telemetric Pressure Sensor

O Telemetric Pressure Sensor é constituído por um sensor encapsulado e um módulo externo. A cápsula é constituída por um sensor capacitivo para a medição da pressão absoluta, um microship para o processamento dos sinais, e uma unidade indutiva para a telemetria, permitindo assim a minimização de interferência externas e a deteção de erros durante a transmissão. Tal como os sensores já referidos, o Telemetric Pressure Sensor também não contém qualquer tipo de alimentação interna, medindo 26 mm em comprimento e 3.3 mm em diâmetro. Este sensor tem ainda a propriedade de ter dois orifícios, permitindo assim a fixação do sensor ao exterior de uma endoprótese. [4][23]

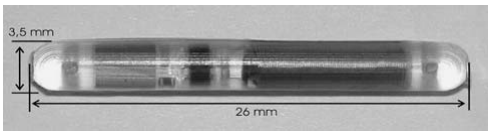

Figura 4.4: Telemetric Pressure Sensor [23].

4.3 Ensaios *In Vitro* e Avaliações clínicas

A eficiência de sensores remotos implantáveis em detetar endovazamentos foi e continua a ser testada em modelos animais, *in vitro*, e em avaliações clínicas. A medição remota da pressão já provou a sua precisão em detetar endovazamentos do tipo I e III assim como em identificar a oclusão do aneurisma durante a intervenção endovascular. A relevância clínica em detetar endovazamentos do tipo II ainda não está clarificada uma vez que estes estão associados a diferentes comportamentos de pressão no interior do saco aneurismático.
Ellozy et al. publicaram no seu estudo que em 5 dos 14 pacientes, que terminaram o protocolo de avaliação com pelo menos 6 meses de monitorização, se desenvolveram endovazamentos do

tipo II ao longo desse período. Estes endovazamentos estavam associados a elevadas pressões no interior do saco residual do aneurisma em 3 pacientes, e associados a baixas pressões em 2 pacientes, enquanto que no fenómeno de endo-tensões se verificava um aumento da pressão no interior do aneurisma sem qualquer evidência de endovazamentos [24]. As elevadas e reduzidas pressões aneurismáticas que se verificam em endovazamentos do tipo II, dependem fortemente das configurações específicas da corrente sanguínea dos vasos laterais da aorta, não podendo ser prevista a sua relevância clínica. Estudos futuros apontam para um aprofundamento na análise da relevância deste tipo de endovazamentos, assim como do comportamento de endo-tensões com o objetivo de correlar o crescimento do aneurisma e outros eventos adversos relacionados com estes episódios [4].

4.3.1 ImPressure

Num dos primeiros estudos o sensor ImPressure foi implantado num modelo suíno, para testar a viabilidade e eficácia da medição de pressão remota em sacos aneurismáticos residuais. Neste modelo eram criados artificialmente endovazamentos do tipo II nas artérias lombares após a exclusão do aneurisma, verificando-se um aumento permanente da pressão no saco aneurismático que podia ser detetado com o sensor ImPressure. O ImPressure foi ainda capaz de detetar endovazamentos do tipo III nas fases iniciais, ao se verificar uma mudança na pressão, de constante e estável para pulsátil. Estes tipos de endovazamentos eram criados duas semanas após a exclusão do aneurisma, imitando situações clínicas da evolução destes endovazamentos [25]. Os estudos que se seguiram demonstraram a durabilidade e validade do sensor num acompanhamento de oito semanas. Mesmo com o sensor embebido no trombo do aneurisma, este não apresentava erros de calibração ou desvios na medição da pressão [26].

Ellozy et al. publicaram os resultados da primeira avaliação clínica de um dispositivo integrado de medição remota da pressão durante uma reparação endovascular. Neste estudo o sensor ImPressure foi cosido manualmente ao exterior de uma prótese endovascular antes da reparação. Devido ao reduzido tamanho do sensor, a bainha de entrega não teve de ser ajustada para próteses endovasculares aorto-uniilíacas, já para as próteses aorto-biilíacas era necessário um aumento do tamanho da bainha de entrega de 18 Fr para 20 Fr. Os resultados dos 14 pacientes envolvidos foram promissores uma vez que em 13 dos 14 pacientes o procedimento de reparação endovascular foi bem sucedido e a pressão aneurismática pôde ser lida remotamente no período pós-operatório [27]. Em outro estudo clínico, a implantação da endoprótese foi bem sucedida em 20 dos 21 pacientes, sem evidencias de endovazamentos. Nesse grupo de pacientes, a pressão média no saco aneurismático diminuiu significativamente em pacientes com aneurismas que tinham reduzido em tamanho enquanto que em pacientes nos quais os aneurismas não tinham reduzido em tamanho a diferença entre as pressões era menos notória. O sensor ImPressure foi ainda capaz de detetar um endovazamento do tipo I um mês após a reparação endovascular num dos 21 pacientes. Este endovazamento estava associado a uma elevada pressão no saco aneurismático a qual diminuiu após a reparação da endoprótese. Os resultados obtidos para endovazamentos do tipo II não mostraram qualquer

correlação entre o índice de pressão média e o diâmetro do saco aneurismático, devido à grande complexidade da pressão exercida neste tipo de endovazamentos [24].

4.3.2 EndoSure

Silveira et al. implantaram 25 pacientes com o dispositivo EndoSure e compararam as leituras de pressão entre o dispositivo e o método convencional de medição da pressão com um cateter por angiografia colocado no mesmo saco, antes e depois da exclusão. A comparação revelou uma excelente concordância entre os resultados obtidos com o cateter e o EndoSure [28].
Hall e Duprat avaliaram a utilidade de sensores de pressão não invasivos para o período pós-operatório de AAA, chegando à conclusão que este tipo de sensores fornecem informações complementares úteis, sendo porém necessários mais estudos neste campo [29].
Hoppe et al. escreveram que os dados obtidos com a avaliação remota da pressão pode reduzir o número de exames imagiológicos no acompanhamento pós-operatório do paciente [30].
Em outro estudo efetuado por Ohki et al. foram avaliados 76 pacientes implantados com o dispositivos. O sensor EndoSure foi capaz de detetar todos os endovazamentos do tipo I antes da inserção do membro contralateral das endopróteses, e as medições de pressão feitas pelo sensor demonstraram uma excelente correlação com as pressões obtidas simultaneamente com o método baseado na medição da pressão com um cateter por angiografia. O EndoSure detetou vazamentos do tipo I e III com uma sensibilidade de 0.939 e uma especificidade de 0.800 durante o estudo. Numa avaliação a 30 dias o sinal do sensor era detetado em 97% da população estudada. Os autores deste estudo concluíram que o dispositivo tem uma sensibilidade à pressão similar à de um cateter, afirmando também que serão necessários mais estudos para determinar a eficácia do dispositivo a longo prazo [31].

4.3.3 ENDOCOM

O projeto do sensor ENDOCOM ainda está em fase inicial, com o estudo e criação de modelos suínos com AAA similares aos que se verificam na patologia humana, e a criação de uma bancada de testes para a simulação do fluxo sanguíneo no interior dos AAA que se verificam nos modelos suínos, não existindo ainda resultados sobre o desempenho deste sensor [19][20].

4.3.4 Telemetric Pressure Sensor

Até à data o TPS tem apenas sido testado num modelo *in vitro* que simula vários cenários clínicos, não tendo ainda sido implantado em pacientes após uma intervenção endovascular. Nos ensaios realizados no modelo *in vitro*, o sensor TPS foi capaz de detetar a exclusão completa do saco aneurismático, assim como os endovazamentos do tipo I, II e III simulados, ao detetar um aumento da pressão no saco aneurismático. Mesmo quando embebido completamente por trombos, o sensor era capaz de comunicar com o módulo exterior e transmitir a informação sobre a pressão no interior do aneurisma. No entanto, são necessários mais ensaios incluindo ensaios clínicos para determinar a viabilidade e eficácia deste sensor promissor [23].

Capítulo 5

Sistemas RFID

Os sensores analisados anteriormente são alimentados por radiofrequência, usando a mesma via para a comunicação de informação, com exceção do sensor ImPressure, o qual usa ondas acústicas para alimentar o circuito e comunicar com o módulo exterior. A tecnologia usada nos sensores que comunicam por radiofrequência é, em grande parte, a mesma que é utilizada em sistemas de identificação por radiofrequência (RFID). Esta tecnologia teve a sua primeira implementação durante a segunda guerra mundial servindo de meio de identificação e autenticação de aviões aliados. Apesar de ainda hoje ser utilizado para o mesmo fim, a sua aplicação divergiu para várias áreas: o comércio, servindo de identificação suplementar aos códigos de barras em vários produtos comerciais; na área da comunicação móvel, para a troca de informações de contacto entre dois telemóveis e para a carga sem fios da bateria do telemóvel; e na área da engenharia biomédica, em sistemas implantáveis com várias aplicações.

5.1 Arquitetura

Um sistema RFID é constituído por um *tag* que funciona como um dispositivo que transporta com ele informação programável. Este *tag* é constituído por um elemento de acoplamento, nomeadamente um circuito ressonante, e um circuito integrado (IC) CMOS de baixo consumo. O IC é geralmente composto por uma interface de radiofrequência analógica, um condensador de sintonização da antena, um circuito retificador RF-DC, um regulador de tensão, um circuito digital de controlo, uma memória, e circuitos de modulação de dados. Os *tags* que integram um sistema RFID podem ser do tipo:

1. Ativo: contém uma bateria que fornece energia a todas as funções;
2. Semi-passivo: contém uma fonte de energia que alimenta apenas o IC do tag;
3. Passivo: não contém qualquer bateria ou fonte de energia.

Para que a implantação de dispositivos que usem esta tecnologia seja minimamente invasiva, estes devem ter um tamanho reduzido, aspeto que constitui um dos principais desafios no desenho dos

mesmos. Outro fator a ter em conta no seu projeto é o consumo energético, o qual deve ser reduzido, bem como a respetiva fonte de energia. As baterias não são a escolha número um para dispositivos implantáveis uma vez que o tempo de vida destas é limitado, para além de aumentarem o tamanho do dispositivo, o que limita o local de implante, podendo também apresentar um grande risco para o paciente em caso de derrame do eletrólito. Por outro lado, os sistemas RFID com *tags* passivos têm uma funcionalidade limitada, não sendo possível desempenhar operações complexas com estes. A solução para estes problemas, em dispositivos que não têm a necessidade de uma alimentação contínua, passa por uma fonte de energia externa para a alimentação dos implantes (*tag* semi-passivo).

5.2 Princípios físicos

As operações efetuadas por um sistema RFID envolvem a leitura de dados contidos no *tag* por um dispositivo primário (leitor) sem contacto através de um sinal de RF. Dois aspetos de grande importância no desenho de um dispositivo RFID implantável são a fonte de alimentação e o tipo de comunicação de dados. O acoplamento indutivo é o método ideal para estes sistema, permitindo a transferência de energia do leitor para o *tag* e a troca de dados entre estes. Esta troca de informação ocorre quando o *tag* se encontra na proximidade do sinal do leitor, onde a distância entre o dispositivo implantado (*tag*/secundário) e o dispositivo de alimentação externa (leitor/primário) ronda normalmente alguns centímetros [32].

5.3 Campo-próximo

Nos implantes que usam o acoplamento indutivo como fonte de energia, a comunicação e transferência energética ocorre numa zona denominada por campo-próximo e a qual está limitada a uma certa distância (r) entre *tag* e leitor. A distância até à qual é possível este tipo de comunicação depende da frequência (f) ou comprimento de onda (λ) do sinal que é transmitido entre o primário e secundário e pode ser determinada a partir da equação 5.1, que é conhecida como raio da esfera de radiação *radian sphere*,

$$r = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f}, \tag{5.1}$$

onde c, a velocidade da luz no vácuo, tem o valor de 300.000.000 m/s, aproximadamente. Se a distância do *tag* ao leitor for inferior ao raio *radian sphere* este encontra-se no campo-próximo, caso contrário, este encontra-se no campo-afastado, onde não é possível uma comunicação por acoplamento indutivo.

Na comunicação em campo-próximo o leitor cria um campo magnético entre este e o *tag* induzindo uma corrente elétrica na antena do *tag*, a qual é usada para alimentar o IC e obter a informação contida no *tag*. A informação é posteriormente comunicada ao leitor por variação de carga na bobina da antena do leitor, alterando a corrente que nela circula. No campo-próximo é possível ter

um campo elétrico com um reduzido campo magnético ou um campo magnético com um campo elétrico reduzido. A escolha entre estas duas alternativas é determinada pelo desenho da antena de interrogação, embora os sistemas RFID sejam geralmente desenhados para minimizar a geração de campos elétricos.

Outra propriedade inerente ao campo-próximo é a atenuação do campo magnético com a distância em relação ao leitor com uma relação de $1/r^3$, o que em termos de potência equivale a $1/r^6$, uma redução de 60 dB/década da potência disponível para estimular o *tag*. O campo magnético é portanto forte na vizinhança próxima da bobina de transmissão, mas fraco na zona de campo-afastado, daí a confinação espacial em regiões de interrogação. A tensão induzida num *tag* a uma distância r do leitor é diretamente proporcional à densidade do fluxo a essa distância. Tendo isso em conta e sabendo que o campo magnético produzido pelo circuito leitor diminui com uma relação de $1/r^3$ no campo-próximo, a densidade de fluxo magnético pode ser maximizada segundo a equação 5.2,

$$a = \sqrt{2} \times r, \tag{5.2}$$

onde a é o raio da bobina do circuito leitor. Ou seja, aumentando o raio da bobina aumenta a distância de comunicação entre o leitor e *tag*, sendo o raio ótimo da bobina do leitor 1,41 vezes superior à distância de leitura.

5.4 Acoplamento indutivo

A possibilidade de o *tag* receber energia a partir do leitor sem que haja contacto entre os dois é baseados no acoplamento indutivo. Neste processo, a corrente que passa pela bobina gera um campo magnético à volta desta de acordo com as leis de *Ampere*, o qual não é uma onda propagante, mas sim uma onda atenuante e portadora. A intensidade do campo magnético gerado é diretamente proporcional à corrente (I), número de espiras da bobina (N), raio da bobina (a), e inversamente proporcional à distância perpendicular entre as bobinas (r):

$$B = \frac{\mu_0 I N a^2}{2r^3}. \tag{5.3}$$

onde μ_0, a permeabilidade do espaço vazio, tem o valor de $4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Por seu lado, o fluxo magnético Ψ é o campo magnético total que atravessa a superfície da bobina e é definido pela equação 5.4.

$$\Psi = \int B \bullet dS = BS\cos\alpha \tag{5.4}$$

Ou seja, o fluxo magnético que atravessa a bobina é afetado pela orientação entre as duas bobinas (α), a área da superfície da bobina (S) e o campo magnético (B). Assim sendo, quando as duas bobinas estão alinhadas paralelamente, $\alpha = 0^o$, o fluxo magnético que atravessa a bobina do *tag* é máxima, resultando na máxima tensão induzida. Consequentemente, à medida que o ângulo entre

as duas bobinas aumenta, o fluxo magnético que atravessa a bobina do *tag* diminui, resultando numa queda da tensão induzida. Em aplicações práticas, a maior distância entre bobinas até à qual existe acoplamento indutivo é obtida quando as duas bobinas se encontram alinhadas a 0^o e a menor quando estas se encontram alinhadas ortogonalmente.
A lei de *Faraday* afirma que um campo magnético variável no tempo dá origem a uma corrente. Quando as antenas do *tag* e do leitor estão próximas esse campo magnético variável produzido pela antena do leitor induz uma força eletromotriz (FEM) na antena do *tag* que gera uma tensão e consequentemente um fluxo de corrente na bobina. A tensão induzida na bobina é determinada a partir da equação que se segue

$$V = -N\frac{d\Psi}{dt}. \tag{5.5}$$

O sinal menos indica que a tensão induzida se opõe ao fluxo magnético que a produz, este fenómeno é conhecido por lei de *Lenz*: a direção da corrente induzida que flui num circuito é tal que o campo magnético gerado por essa corrente se irá opor ao campo magnético que originou essa corrente.

5.5 Eficiência energética

A tensão induzida no *tag*, isto é, a eficiência da transmissão de potência entre bobinas, é proporcional à frequência de operação, ao número de espiras, à área das bobinas, ao ângulo entre as duas bobinas, à distância entre as duas bobinas, e ao fator de qualidade (Q) do circuito ressoante:

$$V_{Tag} = 2\pi f NQB(S\cos\alpha). \tag{5.6}$$

As frequências de operação do sistema telemétrico e a absorção pelo tecido corporal são aspetos importantes a ter em consideração no desenho de um dispositivo implantável. O corpo humano é constituído por várias camadas de tecido com diferentes propriedades elétricas (condutividade e permitividade). Energia de alta frequência é absorvida pelo corpo humano, enquanto que energia de baixa frequência é refletida, em diferentes proporções dependendo da frequência. Numa região de frequência entre 1 MHz a 20 MHz, verifica-se uma transferência de energia máxima pelo corpo humano, portanto o desenho do sistema telemétrico é limitado a operar nesta banda de frequências [33].
A proporção de potência que é transferida do primário para o secundário é quantificada pelo fator de acoplamento (k) entre as duas bobinas, o qual está compreendido entre 0 e 1 (100%) e é dependente de fatores geométricos e propriedades materiais do meio (ar, tecido, osso, cabelo, etc.). Fatores de acoplamento típicos em transformadores com um acoplamento otimizado rondam os 0.5 (50%), com o acoplamento parasítico e a absorção no meio envolvente a contribuir para a perda de potência na transmissão. Para a transferência telemétrica de potência e dados, entre implante e leitor, o acoplamento é relativamente baixo, resultando num fator de acoplamento muito menor, de aproximadamente 5%.

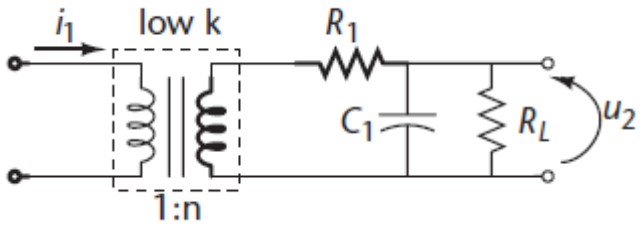

Figura 5.1: Modelo simplificado de um sistema acoplado indutivamente [34]

Num sistema implantável, a distância entre a bobina implantada e a bobina de leitura é de aproximadamente 2,5 cm, o que implica que o raio da bobina primária seja de pelo menos 3,53 cm, segundo a equação 5.2. Outra propriedade que aumenta o fator de acoplamento é a maximização do raio da bobina secundária, o que no caso de um implante é limitado, na ordem dos milímetros. Por outro lado, à medida que a frequência aumenta, diminui a indutância requerida para a bobina e consequentemente o número de espiras. Para uma frequência de 135 kHz é típico ter entre 100 a 1.000 espiras enquanto que para uma frequência de 13,56 MHz é típico usar entre 3 a 10 espiras [35].
A Figura 5.1 ilustra o circuito simplificado de um sistema de acoplamento indutivo. O lado esquerdo deste modelo representa a bobina do leitor, enquanto que o lado direito apresenta a bobina do dispositivo implantado. A tensão induzida na resistência R_L pode ser descrita por

$$V_2 = \frac{V_1}{1 + (j\omega L_2 + R_p)\left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_1\right)}. \tag{5.7}$$

Dado o baixo fator de acoplamento, são necessários valores para V_1 de aproximadamente 100 V para gerar uma tensão V_2 suficiente para alimentar o circuito implantado. Para gerar uma tensão com esse valor a partir de uma fonte de baixa tensão é necessário recorrer a um circuito ressonante LC. É também de notar que as altas tensões geradas na primeira bobina são seguras e não apresentam qualquer perigo para o paciente ou para o operador, dado que a elevada impedância do sistema telemétrico transmite uma potência relativamente baixa.

5.6 Circuitos Ressonantes

Para maximizar a corrente que circula na bobina, o circuito ressonante deve operar à frequência de excitação do circuito leitor. A frequência de ressonância (f_0) do leitor é determinada pela indutância da bobina (L) e a capacidade do condensador (C) da antena:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{5.8}$$

Uma vez determinada a frequência de excitação do circuito leitor, são ajustados os componentes do circuito ressonante da antena (L e C), de tal forma que a frequência de ressonância da antena secundária seja igual à frequência de ressonância do circuito leitor. Esta afinação é normalmente

realizada com a variação da capacidade do condensador uma vez que ao alterar a indutância da bobina se estariam a alterar outros aspetos fundamentais do implante.

O fator de qualidade (Q) dos elementos de acoplamento define a qualidade com que o circuito ressonante absorve a potência ao longo da banda de ressonância. Em aplicações de RFID o fator de qualidade necessário é relativamente elevado. Dado que a maioria dos circuitos ressonantes tem o condensador de afinação no interior do IC, onde é possível fabricar condensadores com boas propriedades, o fator de qualidade do circuito ressonante efetivo é determinado principalmente pelas perdas na bobina da antena. A qualidade da bobina é calculada a partir da equação que se segue,

$$Q = \frac{\omega L}{R_s}, \tag{5.9}$$

onde R_s é a resistência total efetiva de perdas da bobina, tendo em consideração a resistência DC, inerente ao tipo e perfil do condutor e resistência AC, provocada pelo fluxo de correntes de altas frequências nas espiras da bobina (fenómeno de efeito pelicular, *skin-effect*). Um aspeto importante do fator de qualidade de uma bobina é o facto de em condições de ressonância a tensão induzida ser Q vezes superior na banda da frequência ressonante do que fora dela. Geralmente, quanto maior o fator de qualidade, maior a potência à saída da antena, para um determinado tamanho da antena. Infelizmente, aumentar o fator de qualidade pode ter também implicações com as características da banda passante do leitor. Aplicações em sistemas práticos operam com um fator de qualidade, do elemento de acoplamento ressonante, que varia entre os 20 e 80. O fator de qualidade para um circuito LC é tipicamente 20 se este tiver uma bobina com um núcleo de ar e aproximadamente 40 para bobinas com núcleos de ferrite. Fatores de qualidade superiores a estes valores não são viáveis devido à atenuação indesejada do *backscattering*.

5.7 *Backscattering*

A energia transmitida ao *tag* é armazenada num condensador. Quando é atingido um determinado limiar de carga, capaz de alimentar o circuito do *tag* durante um determinado período de tempo, o circuito liga-se e começa a transmitir informação para o leitor. Para que essa troca de informação seja sincronizada e bem sucedida, o leitor e o *tag* devem usar o mesmo tipo de comunicação, isto é, o acoplamento indutivo. Na comunicação *backscattering* por acoplamento indutivo existem dois métodos: *full duplex* e *half-duplex*. No método *full duplex* o *tag* comunica a informação ao leitor ao modular a onda emitida pelo circuito leitor, aplicando uma carga ao circuito intermitentemente. Esta comutação afeta a onda que transmite a energia do circuito leitor para o *tag*, sendo detetada no leitor, o qual procede posteriormente à reconstrução da informação transmitida. Já no método *half-duplex*, o circuito leitor transfere energia para o *tag* até que este tenha energia suficiente para operar, de seguida o circuito leitor cessa a transferência de energia para que o *tag* envie a informação contida nele para o leitor.

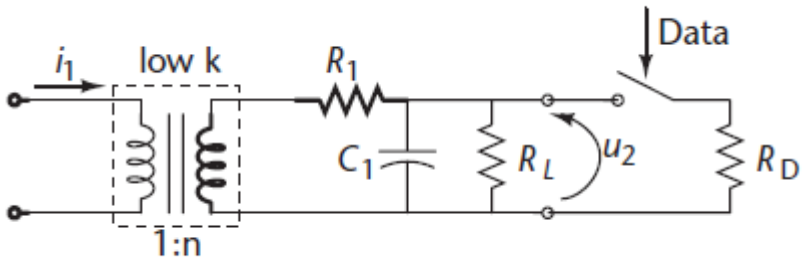

Figura 5.2: *Backscattering*: Esquemático de um sistema de modulação de dados por modulação de carga óhmica [34].

Na Figura 5.2 está ilustrado um esquema simplificado do *backscattering*. Neste exemplo a transmissão de informação é feita por modulação de carga óhmica, no entanto podem ser usados outros métodos como a modulação de carga capacitiva e transmissão ativa, cada um dos métodos com as suas vantagens e desvantagens. Para realizar a comutação da carga é geralmente usado um transístor que curto-circuita o circuito do *tag* intermitentemente. O transístor é por sua vez controlado por outro sub-circuito do *tag*, como por exemplo um circuito digital que altera a sua resposta com a variação da grandeza de um dos seus componentes, dependendo do sensor usado.

5.8 Sensores

Tendo em conta os requisitos de um sensor para uma endoprótese inteligente, i. e., detetar variações de pressão no saco aneurismático, o tipo de sensor usado com maior frequência recai sobre o grupo de sensores capacitivos.

5.8.1 Princípios Físicos

Quando se aplica uma diferença de potencial a dois objetos condutores posicionados no espaço, surge em cada um dos condutores uma carga elétrica de sinal contrário e valor variável dependendo da distância entre os condutores, as suas dimensões, a forma dos objetos e do meio que os separa. Se esses dois condutores forem armaduras condutoras planas e paralelas de área A, separadas por um isolador e com uma distância x entre elas, a capacidade é dada por

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{A}{x}, \tag{5.10}$$

onde ε_0 é a constante dielétrica do vácuo (8.854188×10^{-12} F/m) e ε é a constante dielétrica relativa do isolador. Em aplicações de sensores capacitivos é possível variar qualquer um dos três parâmetros A, x ou ε, porém o método mais comum, por ser usualmente o mais fácil de realizar, é o que provoca uma variação da distância entre as armaduras (Figura 5.3). Após uma variação da distância entre as armaduras, a capacidade é dada por

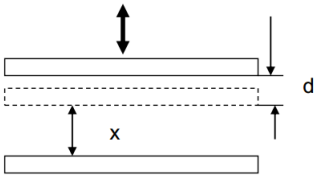

Figura 5.3: Variação da distância entre as armaduras.

$$C_\Delta = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{A}{x+d}, \tag{5.11}$$

sendo possível determinar a magnitude do deslocamento sofrido a partir da relação entre a capacidade inicial e final do condensador:

$$C - C_\Delta = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon A}{x} \frac{d}{x+d}. \tag{5.12}$$

Uma propriedade inerente a este tipo de sensores é o facto de o valor da capacidade não variar linearmente com a distância entre placas, exceto quando a distância entre placas é muito maior do que o deslocamento sofrido. Assim sendo, a sensibilidade de um sensor capacitivo deste tipo é dada por

$$K = \frac{\Delta C}{\Delta x} = -\varepsilon_0 \varepsilon \frac{A}{x^2}, \tag{5.13}$$

ou seja, a sensibilidade é tanto maior quanto menor for a distância entre as armaduras.

Capítulo 6

Antenas

Os elementos mais importantes de um sistema sem fonte de energia interna são a antena primária e secundária, isto é, as bobina primária e secundária. Tendo isso em conta foi efetuado um estudo de várias geometrias para a bobinas primária e secundária, mais precisamente com as configurações em espiral, retangular e octogonal (Figura 6.1).

6.1 Bobinas

Para uma determinada forma, uma bobina é completamente definida pelo número de espiras (N), a largura das pistas (w), o espaçamento entre pistas (e), e pelos diâmetros interior (d_{in}) e exterior (d_{out}), sendo que a espessura pouco afeta a indutância da bobina.
Para as bobinas secundárias foram pré-definidos os parâmetros: diâmetro exterior, diâmetro interior, espaçamento entre espiras, e espessura das pistas; como descrito na Tabela 6.1.
Estes valores foram escolhidos tendo em conta as limitações da tecnologia usada para fabricar as bobinas (espaçamento entre espiras e espessura das pistas), tendo em conta que estas bobinas têm que ter um tamanho reduzido, uma vez que estas devem ser alojadas no interior do aneurisma (diâmetro externo) e tendo em conta que o IC irá ser posicionado no centro da bobina (diâmetro interno). As medidas das bobinas secundárias foram alvo das mesmas limitações impostas pela tecnologia de fabricação, tendo havido no entanto uma maior liberdade na escolha do diâmetro exterior e interior, uma vez que estas bobinas se irão encontrar fora do aneurisma e do corpo do paciente. Assim sendo, foi usada a equação 5.2 para determinar o diâmetro externo das bobinas necessário para que o campo eletromagnético gerado pelo primário envolva por completo o secundário a uma distância de 4 cm, tal como ilustrado na Figura 6.2, isto é, para que fosse possível haver comunicação entre as duas bobinas a essa distância.

Tabela 6.1: Medidas teóricas para a bobina primária e secundária

Bobinas	d_{out} $[cm]$	d_{in} $[cm]$	w $[mm]$	e $[mm]$
Primárias	6.0	2.0	0.6	0.6
Secundárias	3.0	1.0	0.6	0.6

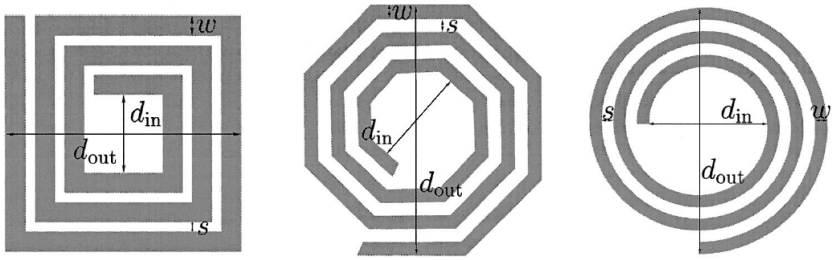

Figura 6.1: Configurações de bobinas. Imagem à esquerda: configuração retangular. Imagem ao centro: configuração octogonal. Imagem à direita: configuração circular. [36]

A partir dos dados da Tabela 6.1 e recorrendo ao programa EAGLE de desenho de PCB (Print Circuit Board) foram ajustados os números de espiras possíveis para as bobinas primárias e secundárias, respetivamente 17 e 8.

Os parâmetros de espaçamento entre espiras, diâmetro interior e exterior apresentados na Tabela 6.1 foram ajustados no desenho das diferentes configurações, de modo que o número de espiras para cada grupo de bobinas (primário e secundário) fosse o mesmo, tendo-se obtido novos valores para alguns dos parâmetros das respetivas geometrias, os quais estão tabulados na Tabela 6.2 e Tabela 6.3. De notar que a estas duas tabelas foram adicionados dois novos parâmetros das bobinas: o comprimento (l) e altura do condutor (h) das bobinas.

Uma vez definidos os valores para os parâmetros físicos das bobinas procedeu-se à determinação dos respetivos valores para os parâmetros elétricos e eletromagnéticos, isto é, à determinação da indutância e resistência de condução.

Tabela 6.2: Características das bobinas primárias.

Geometria	d_{out} $[mm]$	d_{in} $[mm]$	w $[mm]$	e $[mm]$	l $[mm]$	h $[\mu m]$
Circular	63.00	23.00	0.60	0.60	2305.05	35.00
Octogonal	63.00	23.00	0.60	0.60	2261.05	35.00
Quadrangular	57.74	17.65	0.60	0.70	2631.39	35.00

Tabela 6.3: Características das Bobinas Secundárias

Geometria	d_{out} $[mm]$	d_{in} $[mm]$	w $[mm]$	e $[mm]$	l $[mm]$	h $[\mu m]$
Circular	31.00	13.00	0.60	0.60	572.38	35.00
Octogonal	31.00	13.00	0.60	0.60	562.15	35.00
Quadrangular	29.03	10.58	0.60	0.70	653.21	35.00

Tabela 6.4: Coeficiente para as respetivas configurações geométricas das bobinas [36].

Configuração	c_1	c_2	c_3	c_4
Quadrangular	1,27	2,07	0,18	0,13
Octogonal	1,07	2,29	0,00	0,19
Circular	1,00	2,46	0,00	0,20

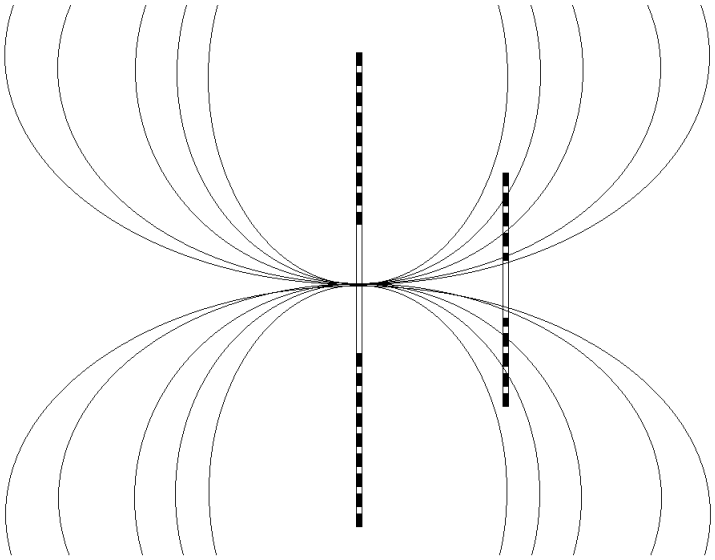

Figura 6.2: Campo eletromagnético gerado pelo primário (esquerda) sobre o secundário (direita).

6.1.1 Indutância

Para determinar a indutância das bobinas recorreu-se a uma expressão simples para bobinas planares, equação 6.1, que segundo [36] apresenta um erro máximo de 8%. No entanto esta expressão determina a indutância DC das bobinas, pelo que a indutância AC pode variar consideravelmente. A expressão que nos fornece o valor da indutância para as bobinas é dada por

$$L = \frac{\mu n^2 d_{avg} c_1}{2} (\ln(c_2/p) + c_3 p + c_4 p^2) \tag{6.1}$$

onde

$$p = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \tag{6.2}$$

e

$$d_{avg} = \frac{d_{in} + d_{out}}{2} \tag{6.3}$$

A equação 6.1 determina a indutância das bobinas aproximando os lados das mesmas a segmentos simétricos e equivalentes à densidade de corrente. Por exemplo, no caso de uma bobina quadrada são obtidos quatro segmentos idênticos. Os segmentos de lados opostos estão alinhados paralelamente e os segmentos adjacentes estão alinhados ortogonalmente. Usando essa simetria e o facto de segmentos ortogonais terem uma indutância mútua nula, o cálculo fica reduzido à auto-indução dos segmentos e à indutância mútua de segmentos opostos. A auto-indução e a indutância mútua são avaliadas usando a distância média geométrica, distância média aritmética e a distância média quadrada, onde os coeficientes (c_i) são dependentes da configuração da bobina. Na Tabela 6.4 estão tabulados os valores para as diferentes configurações.

6.1.2 Resistência

A resistência de condução depende do material do condutor e compreende duas componentes: a resistência DC e a resistência AC (que depende da frequência do sinal).

$$R_{DC} = \frac{l\rho}{S} = \frac{l}{\sigma S} \tag{6.4}$$

onde S é a área da secção reta ($w \times h$), σ a condutividade, ρ a resistividade, e l o comprimento do condutor.

Quando perante um sinal DC, as cargas são distribuídas uniformemente por toda a secção reta do condutor, enquanto que quando perante um sinal AC e à medida que a frequência aumenta, há um aumento do campo magnético no centro do condutor da bobina. Este aumento do campo magnético provoca um aumento da reactância na proximidade do centro do condutor da bobina, o que por sua vez resulta numa maior impedância para a densidade de corrente nessa região. Por conseguinte a carga afasta-se do centro do condutor em direção à periferia do mesmo, resultando numa diminuição da densidade de corrente no centro do condutor e num aumento da densidade de corrente na periferia do mesmo. Este efeito é denominado por efeito pelicular, sendo a profundidade à qual a densidade de corrente cai para 1/e (37%) dada pela expressão

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \tag{6.5}$$

onde μ é a permeabilidade do material. Ou seja, 63% da corrente que flui no condutor flui nos δ metros exteriores do condutor. A partir da profundidade da película é possível determinar a resistência AC do condutor

$$R_{AC} = \frac{l}{2(w+h)\delta\sigma} \tag{6.6}$$

onde w é a largura e h a espessura do condutor.

6.1.3 Fator de qualidade

O fator de qualidade de uma bobina será tanto melhor quanto menor for a resistência total da mesma e é dado pela expressão

$$Q = \frac{\omega L}{r} \tag{6.7}$$

Tabela 6.5: Propriedades eletromagnéticas do cobre

Permeabilidade (μ) $[h/m]$	***Resistividade*** (ρ) $[\Omega/m]$	***Condutividade*** (σ) $[mho/m]$
$4\pi \times 10^{-7}$	$1,68 \times 10^{-8}$	$5,8 \times 10^{7}$

onde *r* representa as perdas ôhmicas e é obtida pela soma das resistência DC e AC. Na Tabela 6.5 estão tabuladas as propriedades do cobre, uma vez que é este o material condutor usado para fabricar as bobinas.

A partir das equações 6.1, 6.4, 6.6, e 6.7 foram calculados os respetivos valores de indutância, resistência e fator de qualidade para as bobinas primárias e secundárias. De notar que na verdade também se criam capacidades parasitas nas bobinas visto que a bobina é formada por várias espiras entre as quais resultam várias capacidades entre secções de pistas paralelas. Este acoplamento capacitivo parasita aumenta com a frequência de operação da bobina e ronda normalmente alguns pF, pelo que será bastante inferior à capacidade que será usada no primário e secundário para o circuito ressonante, pelo que o seu efeito é desprezável e não será considerado para já. Na Tabela 6.6 e 6.7 estão apresentados os valores de indutância das respetivas bobinas, bem como as suas resistências DC, AC e fator de qualidade.

Tabela 6.6: Propriedades eletromagnéticas das bobinas primárias

Geometria	$L\ [\mu H]$	$R_{DC}\ [\Omega]$	$R_{AC}\ [\Omega]$	Q
Circular	13.34	1.89	0.47	35.48
Octogonal	13.66	1.86	0.46	36.93
Quadrangular	12.97	2.16	0.54	30.51

Tabela 6.7: Propriedades eletromagnéticas das bobinas secundárias

Geometria	$L\ [\mu H]$	$R_{DC}\ [\Omega]$	$R_{AC}\ [\Omega]$	Q
Circular	1.62	0.47	0.12	17.27
Octogonal	1.66	0.46	0.12	18.08
Quadrangular	1.36	0.54	0.13	12.75

6.2 Fabricação das bobinas

Após um estudo exaustivo sobre bobinas e as suas propriedades, com o objetivo de prever os seus parâmetros elétricos e eletromagnéticos, procedeu-se à fabricação das bobinas primárias e secundárias, recorrendo ao programa EAGLE para a posterior fabricação das mesmas em PCB. Na Figura 6.3 e 6.4 estão apresentados os desenhos feitos em EAGLE e os respetivos componentes fabricados.

6.3 Medições das bobinas

Uma vez fabricadas as bobinas, procedeu-se à medição dos respetivos parâmetros elétricos e eletromagnéticos com um *Network Analyzer*. A partir dos dados devolvidos pelo *Network Analyzer*, os parâmetros *S*, geraram-se em *Matlab* os *Smith Charts* das respetivas bobinas (apresentados na Figura 6.5), e calcularam-se os parâmetros Z correspondentes (equação 6.8 e 6.9). A partir dos

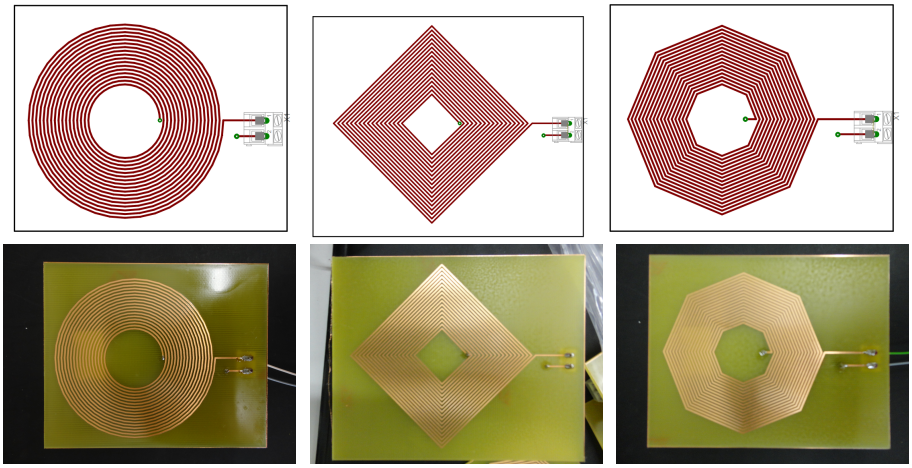

Figura 6.3: Bobinas primárias: Figuras no topo: desenho em EAGLE. Figuras no fundo: PCB.

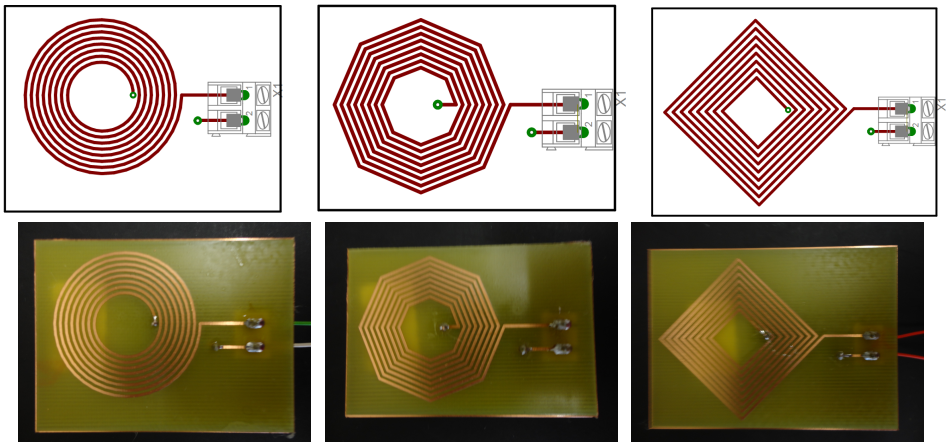

Figura 6.4: Bobinas primárias: Figuras no topo: desenho em EAGLE. Figuras no fundo: PCB.

parâmetros Z foram posteriormente calculadas a resistência e indutância efetiva de cada bobina a uma dada frequência, usando a equação 6.10. As tabelas apresentam os valores mais relevantes desta análise. Comparando os valores reais das bobinas aos valores teóricos esperados, estes apresentam uma boa aproximação, estando dentro do limite de erro de 8% previsto para baixas frequências até aproximadamente 1 MHz.

$$Z_R = R_{ef} = 50 \times \frac{1 - S_{11}^2 - S_{22}^2}{(1 - S_{11})^2 + S_{22}^2} \tag{6.8}$$

$$Z_L = 50 \times \frac{2S_{22}}{(1 - S_{11})^2 + S_{22}^2} \tag{6.9}$$

$$X_L = L_{ef} = \frac{Z_L}{\omega} \tag{6.10}$$

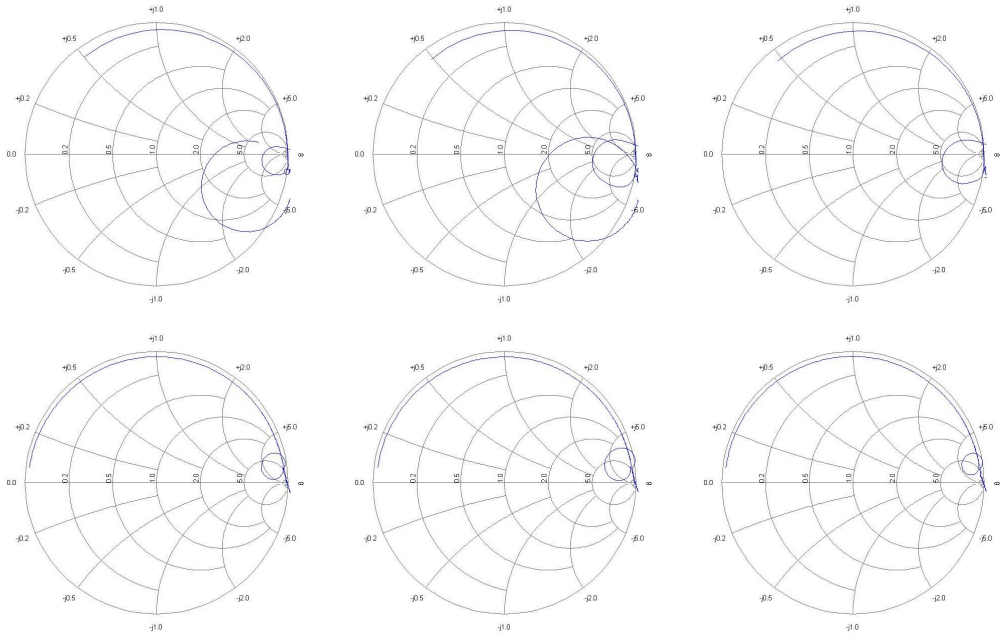

Figura 6.5: Smith Charts das boinas. No topo: Bobinas primárias circular, quadrada e octogonal (da esquerda para a direita). No fundo: bobinas secundárias circular, quadrada e octogonal (da esquerda para a direita).

6.4 Circuitos Ressonantes

Para maximizar a transferência de energia entre a antena primária e secundária é necessário que estas tenham a configuração ideal para enviar e receber energia, para além de terem de estar sintonizadas para a mesma frequência. Nesta subsecção são estudadas as propriedades dos circuitos RLC ressonantes. Estes circuitos podem ter duas configurações, em série ou em paralelo.

6.4.1 Circuito Ressonante em Paralelo

O circuito ressonante em paralelo, ilustrado na Figura 6.6, tem uma impedância dada por

Tabela 6.8: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina circular grande

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* $[\Omega]$	R_{Ef} $[\Omega]$	L_{ef} $[\mu H]$	Q
0,99	0,45 + 0,86i	3,06 + 82,48i	3,06	13,32	26,95
13,57	0,99 + 0,05i	140,59 + 1812,62i	140,59	21,26	12,89

Tabela 6.9: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina quadrada grande

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* $[\Omega]$	R_{Ef} $[\Omega]$	L_{ef} $[\mu H]$	Q
0,99	0,43 + 0,86i	3,44 + 80,70i	3,44	13,03	23,43
13,57	1.00 + 0,05i	93,04 + 2118,13i	93,04	24,84	22,77

Tabela 6.10: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina octogonal grande

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* [Ω]	R_{Ef} [Ω]	L_{ef} [μH]	*Q*
0,99	0,39 + 0,87i	4,00 + 77,14i	4,00	12,46	19,28
13,57	0,99 + 0,06i	125,18 + 1787,24	125,18	20,96	14,28

Tabela 6.11: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina circular pequena

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* [Ω]	R_{Ef} [Ω]	L_{ef} [μH]	*Q*
0,99	-0,89 + 0,37i	0,85 + 9,96i	0,85	1,61	11,65
13,57	0,74 + 0,61i	8,29 + 139,15i	8,29	1,63	16,79

Tabela 6.12: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina octogonal pequena

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* [Ω]	R_{Ef} [Ω]	L_{ef} [μH]	*Q*
0,99	-0,90 + 0,37i	0,72 + 9,75i	0,72	1,57	13,49
13,57	0,73 + 0,62i	8,03 + 135,43i	8,03	1,59	16,86

Tabela 6.13: Parâmetros Z, S, R_{ef}, L_{ef} e Q da bobina quadrada pequena

Frequência [MHz]	*Parmetros S*	*Parmetros Z* [Ω]	R_{Ef} [Ω]	L_{ef} [μH]	*Q*
0,99	-0,89 + 0,37i	0,87 + 9,93i	0,87	1,60	11,41
13,57	0,74 + 0,61i	8,26 + 138,42	8,26	1,62	16,76

$$Z(j\omega) = \frac{j\omega L}{(1-\omega^2 LC) + j\frac{\omega L}{R}} \tag{6.11}$$

Esta impedância é máxima quando o denominador da equação 6.11 é minimizado, o que acontece quando o circuito está em condições de ressonância, ou seja quando se verifica a igualdade da equação 6.12

$$\omega^2 LC = 1 \tag{6.12}$$

sendo que a frequência de ressonância é dada pela expressão

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{6.13}$$

Ao aplicar a equação 6.12 na equação 6.11, resulta a impedância à frequência de ressonância a qual é puramente resistiva:

$$Z = R \tag{6.14}$$

onde R representa a resistência de carga. Nestas condições, o circuito tem uma impedância máxima, resultando numa tensão máxima e uma corrente mínima circulante que é proporcional ao fator de qualidade (Q) do circuito.

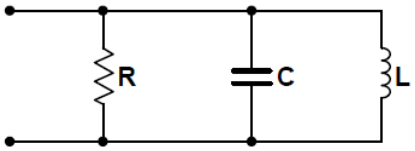

Figura 6.6: Circuito Ressonante em Paralelo

6.4.2 Circuito Ressonante em Série

Ao contrário daquilo que se verifica no circuito ressonante em paralelo, no circuito ressonante em série (Figura 6.7) verifica-se uma impedância mínima à frequência de ressonância, resultando numa corrente máxima no circuito. A impedância do circuito ressonante em série é dada por

$$Z(j\omega) = r + j(X_L - X_C) \tag{6.15}$$

onde r é a resistência óhmica da bobina e condensador, e onde X_L e X_C representam a reactância da bobina e do condensador respetivamente, tal que

$$X_L = 2\pi f_0 L \tag{6.16}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_0 C} \tag{6.17}$$

A impedância do circuito é minimizada quando as reactâncias se anulam, isto é, $X_L = X_C$, o que ocorre quando o circuito está em condições de ressonância. A frequência de ressonância do circuito ressonante em série é obtida pela mesma expressão que define a frequência de ressonância do circuito ressonante em paralelo (Equação 6.13).
Outra propriedade inerente ao circuito ressonante em série é a de este formar um divisor de tensão, sendo que a queda de tensão na bobina é dada por

$$V_o = \frac{jX_L}{r + jX_L - jX_C} V_{in} \tag{6.18}$$

Em condições de ressonância $X_L = X_C$, pelo que a tensão na bobina é dada por

$$V_o = \frac{jX_L}{r} V_{in} = jQV_{in} \tag{6.19}$$

ou seja, a tensão na bobina é o produto entre a tensão de entrada e o fator de qualidade, isto é, a tensão na bobina é Q vezes maior que a tensão de entrada.

6.5 Acoplamento Indutivo

As propriedades dos circuitos ressonantes referidas anteriormente tornam o circuito ressonante em série ideal para o circuito primário, ou seja, o circuito que induz um campo magnético sobre o

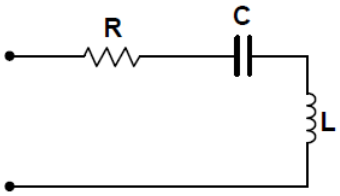

Figura 6.7: Circuito Ressonante em Série

secundário. Isto porque na configuração em série, em condições de ressonância, se consegue uma resistência mínima no circuito, e consequentemente uma tensão máxima aos terminais da bobina. A Figura 6.8 apresenta um exemplo de um circuito acoplado indutivamente. De notar que as resistências R_p e R_s correspondem à resistência do condutor da bobina primária e secundária respetivamente, isto é, à resistência DC e AC das bobinas, enquanto que a resistência R_L representa a resistência de carga.

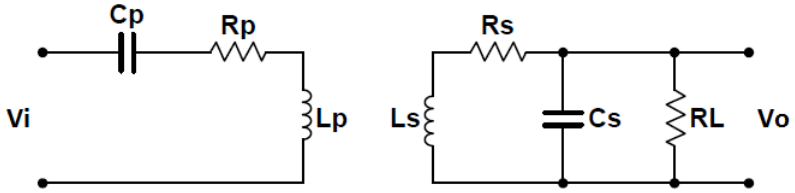

Figura 6.8: Acoplamento entre circuito primário e secundário.

Tendo isso em conta e a partir da equação 6.13 foram determinadas as capacidades necessárias para as antenas primárias e secundárias, para se verificar a condição de ressonância. As Tabelas 6.14 e 6.15 apresentam um resumo desses valores e os demais calculados previamente para cada um dos grupos de bobinas.

Tabela 6.14: Componentes das antenas primárias (frequência de ressonância de 13.56 MHz).

Geometria	L_{ef} $[\mu H]$	R_{ef} $[\mu H]$	C $[pF]$	Q
Circular	21.26	140.59	6.48	12.89
Octogonal	20.96	125.18	6.57	14.28
Quadrada	24.84	93.04	5.55	22.77

Tabela 6.15: Componentes das antenas secundárias (frequência de ressonância de 13.56 MHz).

Geometria	L_{ef} $[\mu H]$	R_{ef} $[\mu H]$	C $[pF]$	Q
Circular	1.63	8.29	84.51	16.79
Octogonal	1.59	8.03	86.64	16.86
Quadrada	1.62	8.26	85.03	16.76

Capítulo 7

Bio-dispositivo

Neste capítulo apresenta-se o bio-dispositivo proposto para medir a pressão no interior do saco residual do aneurisma. O bio-dispositivo (ou secundário) foi desenvolvido usando a tecnologia cnm25. No anexo B estão apresentadas as convenções usadas para os MOSFETs, os parâmetros da tecnologia cnm25, bem como uma tabela com os parâmetros físicos mais relevantes de MOSFETs usados para o desenho do circuito analógico. As dimensões destes MOSFETs foram escolhidas tendo em conta os principais requisitos do dispositivo:

1. dimensão milimétrica;
2. receber energia por acoplamento indutivo;
3. ter um baixo consumo energético;
4. fornecer uma resposta rápida;
5. extrair informação através de um sensor de pressão;

A Figura 7.1 apresenta um esquema com os blocos fundamentais do bio-dispositivo bem como do circuito leitor. No anexo C e D estão apresentados os esquemas dos circuitos completos.

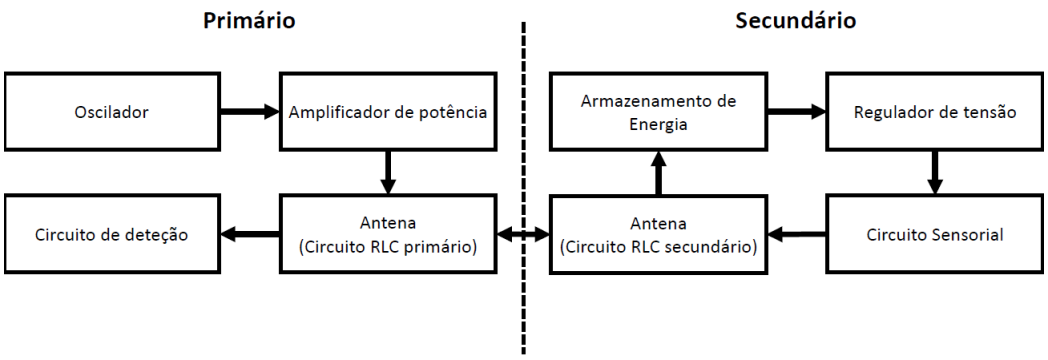

Figura 7.1: Esquema do fluxo de energia e dados entre o dispositivo primário e secundário.

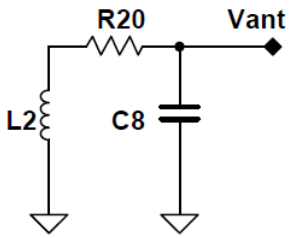

Figura 7.2: Antena do bio-dispositivo (antena secundária).

Para a antena do bio-dispositivo optou-se pela configuração do circuito RLC em paralelo, sintonizado para um frequência de ressonância de 13.56 MHz, dado que nesta configuração se obtém uma impedância máxima à frequência de ressonância. Uma vez transferida a energia para o circuito secundário, é necessário converter a tensão alternada numa tensão continua. O circuito de armazenamento de energia forma um bloco essencial neste processo, bem como no fornecimento de energia ao dispositivo. Neste circuito foi usado um retificador de pico para obter um tensão DC a partir da tensão AC na antena do dispositivo. A tensão armazenada no circuito de armazenamento de energia está dependente do circuito de carga, tornando-a inapropriada para uma alimentação direta do circuito sensorial. É necessária uma tensão de alimentação regulada para assegurar um funcionamento correto desse circuito. O regulador de tensão composto por uma referência (*beta multiplier*) e por uma amplificador garante uma tensão de polarização constante. A tensão de referência gerada pelo *beta multiplier* é usada em conjunto com o amplificador para gerar a tensão regulada a partir de um rácio de resistências. A tensão regulada é posteriormente usada para alimentar o circuito sensorial. Este circuito é responsável por medir a capacidade do sensor e enviar a informação para o dispositivo primário a partir da antena secundária.
Nas próximas secções irá ser apresentado e discutido o desenvolvimento dos vários andares do bio-dispositivo. O funcionamento do circuito leitor será discutido no próximo capítulo.

7.1 Antena secundária

Como referido no capitulo anterior, para a antena do bio-dispositivo optou-se pela configuração do circuito LC em paralelo, como ilustrado na Figura 7.2, onde L2 e R20 representam a indutância e resistência efetiva da bobina, sendo que C8 é o condensador de sintonização para o ajuste da frequência de ressonância do circuito (13.56 MHz). Na Tabela 7.1 estão apresentados os valores de cada um dos componentes.

7.2 Armazenamento de Energia

Uma vez transferida a energia para o circuito secundário, é necessário converter a tensão AC numa tensão DC. O retificador (retificador de pico) forma um bloco essencial neste processo, bem

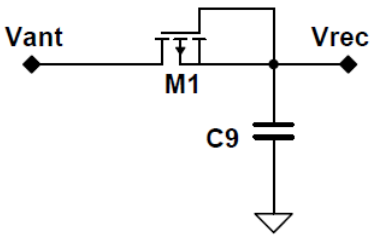

Figura 7.3: Retificador de pico.

como no fornecimento de energia ao dispositivo. Este converte a entrada sinusoidal numa saída unipolar, ou seja, converte a tensão alternada numa tensão contínua. Esta tensão deve ser o mais constante possível apesar das variações da alimentação de tensão alternada. A Figura 7.3 apresenta o circuito implementado no bio-dispositivo para esta tarefa.

Este circuito consiste num MOSFET de canal P (M1) ligado como díodo (dreno ligado à porta), enquanto que o substrato do MOSFET está ligado à fonte para evitar o efeito de corpo e reduzir as correntes de fuga no substrato, operando na zona de saturação quando ativo

$$I_D = \frac{KP_P}{2}\frac{W}{L}(V_{SG} - V_{THP})^2(1 + \lambda(V_{SD} - V_{SD,sat})), \tag{7.1}$$

onde

$$V_{SD,sat} = V_{SG} - V_{THP}. \tag{7.2}$$

A escolha de um MOSFET de canal P para o retificador é crucial. O uso de um MOSFET de canal P em vez de um MOSFET de canal N, na configuração de díodo, permite uma redução significativa da tensão de *threshold* devido ao efeito corpo.

$$V_{THP}(V_{BS}) = V_{THP0} + \gamma_p\left(\sqrt{2|V_{fn}| + V_{BS}} - \sqrt{2|V_{fn}|}\right) \tag{7.3}$$

Com esta abordagem é também mantido um isolamento suficiente entre o substrato de M1 e o substrato do IC dado que o substrato esta conectado à saída do retificador, mantendo um potencial positivo em relação ao substrato do IC. Para além disso, o uso de um dispositivo PMOS, permite que a porta do MOSFET também esteja ligada à saída do retificador prevenindo assim contra correntes que possam provocar *latch-up* evitando a necessidade de usar componentes adicionais.

Tabela 7.1: Valores para os componentes da antena secundária.

Componente	***Valor***	***Comentário***
L2	1.6 μH	Bobina secundária
R20	8 Ω	Resistência efetiva da bobina
C8	86 pF	Condensar de sintonização

Quando é captada a tensão na antena secundária, o circuito tem um comportamento diferente para tensões positivas e para tensões negativas. No semi-ciclo positivo, M1 conduz e o condensador C9 é carregado até ao valor de pico do sinal de entrada

$$V_{rec} = (V_{ant} - V_{TH,M1}). \tag{7.4}$$

onde $V_{TH,M1}$ é a tensão de *threshold* de M1. Já no semiciclo negativo, M1 não conduz, e o condensador descarrega pelo circuito de carga, resultando numa queda exponencial da tensão armazenada no condensador com uma constante de tempo

$$\tau = R_L C_9 \tag{7.5}$$

Esta descarga verifica-se até que no semiciclo positivo seguinte a tensão da onda de entrada exceda a tensão do condensador. Ultrapassado esse valor, M1 volta a conduzir e volta a carregar o condensador, repetindo-se o processo. Para evitar que a tensão de saída desça demais durante o ciclo de descarga do condensador, é necessário selecionar um condensador com uma capacidade tal que a constante de tempo seja muito maior do que o intervalo de descarga, o qual corresponde a aproximadamente o período do sinal (equação 7.6).

$$T = \frac{1}{f_s} \tag{7.6}$$

A saída do retificador irá conter ainda uma tensão residual de ondulação (V_r) resultante dos ciclos de descarga. Assim sendo a tensão retificada é dada por

$$V_{rec} = V_{ant} - V_{TH,M1} - \frac{1}{2}V_r \tag{7.7}$$

em que V_r é determinada pela equação 7.8.

$$V_r = \frac{V_{ant} - V_{TH,M1}}{f C_9 R_L} \tag{7.8}$$

Minimizar a tensão de ondulação resulta num sinal de saída mais constante, com uma tensão DC que se aproxima da tensão de pico do sinal de entrada. Consequentemente a corrente que percorre o circuito de carga também estabiliza podendo ser determinada a partir da equação 7.9.

$$I_{R_L} = \frac{V_{ant} - V_{TH,M1}}{R_L} \tag{7.9}$$

7.2.1 Dimensionamento

A equação 7.7 mostra que reduzir $V_{TH,M1}$ aumenta V_{rec}. Assim sendo é desejável ter um rácio W/L grande, mas outros fatores têm que ser considerados: resistência parasita, capacidade parasita, correntes de fuga, tempo de carga, bem como a área ocupada pelo dispositivo. MOSFETs com um rácio W/L grande têm uma corrente de fuga significativa quando polarizados inversamente, introduzindo também capacidades, as quais podem degradar consideravelmente o fator de qualidade

Tabela 7.2: Componentes do circuito retificador.

Componente	*Valor*	*Comentário*
M1	W=150μm L=7.5μm	MOSFET retificador
C9	1 nF	Condensador de Carga (off-chip)

da antena do bio-dispositivo. Assim sendo, e recorrendo a simulações em *SPICE* determinou-se o rácio W/L para M1, tendo em conta os requisitos do circuito armazenador de energia: tempo de carga reduzido, baixas correntes de fuga. As simulações em *SPICE* demonstraram não haver uma variação significativa na relação entre o rácio W/L e tempo de carga de C9, por essa razão e para manter as correntes de fuga e a área ocupada pelo dispositivo mínimas, foi escolhido o rácio W/L da Tabela B.4.

Outra variável que influencia V_{rec} e que pode ser diretamente controlada é a tensão residual de ondulação (V_r). Segundo a equação 7.8, aumentar a capacidade que armazena a tensão retificada (C9), diminui a tensão de ondulação residual, que por sua vez influencia diretamente o tempo de funcionamento do circuito de carga. O tempo de funcionamento do circuito de carga é influenciado pelas perdas de carga do condensador devido à corrente que se dissipa pelo circuito de carga. Esta dissipação de energia é determinada a partir da equação 7.10.

$$Q_{perdas} = C_9 V_r \tag{7.10}$$

Outro efeito desejável proporcionado pelo aumento da capacidade C9 é o aumento da energia armazenada no condensador,

$$E = \frac{C_9 V_{rec}^2}{2}. \tag{7.11}$$

ou seja, aumentar a capacidade C9 diminui a tensão residual de ondulação no condensador C9 e aumenta o tempo de funcionamento do circuito de carga. Por outro lado, aumentar C9 aumenta o tempo de carga de C9 bem como a área do dispositivo. Apesar de esta capacidade ser *off-chip* é desejável que ocupe o menor espaço possível. A partir das equações 7.5-7.10 e recorrendo a simulações em *SPICE*, foi determinada a capacidade apropriada para C9 tal que se verificasse a condição

$$\frac{dQ_{C9}}{dt} > \frac{dQ_{perdas}}{dt} \tag{7.12}$$

isto é, uma capacidade que permitisse um funcionamento contínuo do dispositivo. A Tabela 7.2 sumariza os valores dos componentes do circuito retificador.

7.2.2 Comentário

Nesta fase poderia surgir a dúvida de que usar um retificador de onda completa para o circuito de armazenamento de energia poderia ser mais eficiente. No retificador de ponte (Figura 7.4), quando a onda está no seu ciclo positivo e ultrapassa a amplitude da tensão armazenada entre as

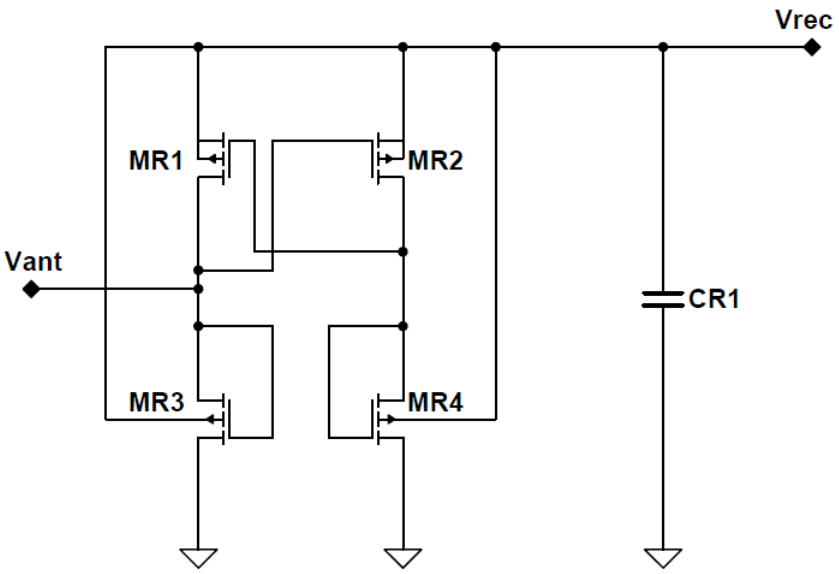

Figura 7.4: Retificador de pico de onda completa.

placas do condensador CR1, os MOSFETs MR1 e MR4 conduzem e os MOSFETs MR2 e MR3 ficam contra-polarizados. Por outro lado, quando a onda está no seu ciclo negativo e a tensão entre as placas do condensador é menor do que a tensão do sinal de entrada, MR2 e MR3 conduzem enquanto MR1 e MR4 não conduzem. Ou seja, o condensador carrega quando a amplitude do sinal V_{ant} é maior do que a tensão entre as placas do condensador e descarrega proporcionalmente à constante de tempo (equação 7.5) quando a amplitude da tensão V_{ant} é inferior à tensão V_{rec}.
Por um lado, esta abordagem usa ambos os semiciclos da onda bipolar captada pela antena secundária para carregar a capacidade CR1, diminuindo assim o intervalo de descarga do condensador para aproximadamente meio período da onda retificada e aumentando o intervalo de carga para aproximadamente o dobro do retificador de meia onda. Isto reflete-se num menor tempo de carga da capacidade CR1, bem como em uma diminuição da amplitude da tensão residual de ondulação, que por sua vez resulta num sinal de saída mais constante. Consequentemente a corrente que percorre o circuito de carga também fica mais estável. As equações 7.13-7.15 resumem as alterações introduzidas no circuito.

$$V_{rec} = V_{ant} - 2V_{TH} - \frac{1}{2}V_r \tag{7.13}$$

$$V_r = \frac{V_{ant} - 2V_{TH}}{2fCR_L} \tag{7.14}$$

$$I_{R_L} = \frac{V_{ant} - 2V_{TH}}{R_L} \tag{7.15}$$

No entanto, se compararmos as equações do retificador de meia onde e do retificador de onda completa deparamos-nos com um problema nesta abordagem. A tensão máxima que poderá ser

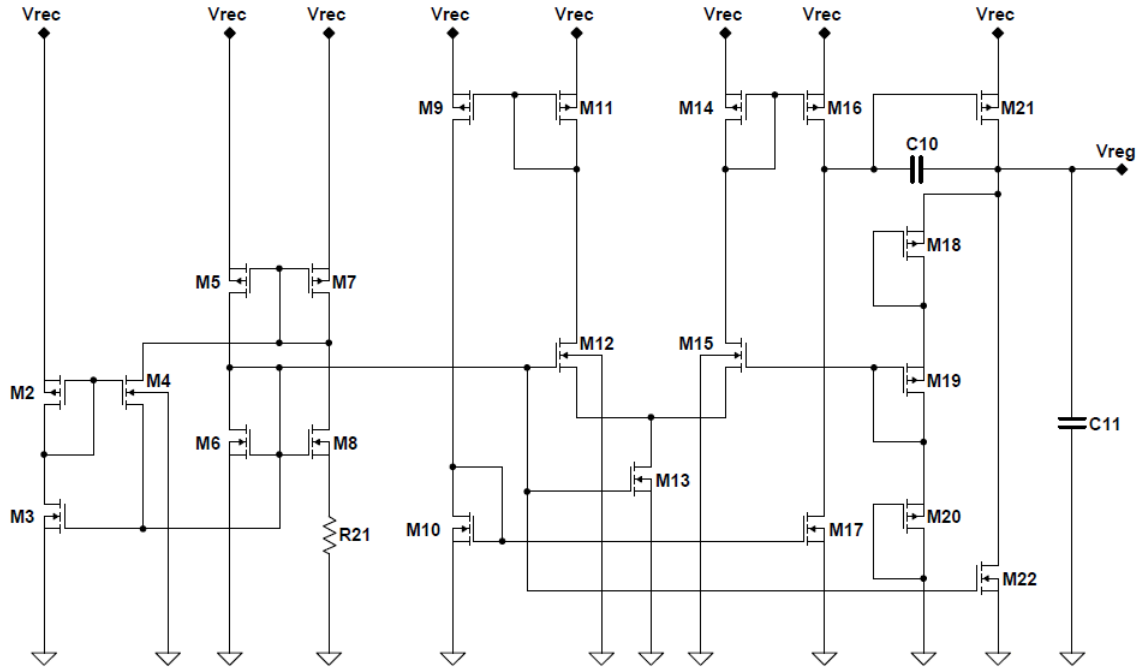

Figura 7.5: Regulador de tensão.

armazenada no condensador fica reduzida a $V_{ant} - 2V_{TH}$, enquanto que no retificador de meia onda esta tensão é de $V_{ant} - V_{TH}$. Ou seja, há uma maior queda de tensão provocada pelos MOSFETs no retificador de onda completa.

Num sistema com um fator de acoplamento que ronda os 5% é fundamental conservar toda e qualquer energia que seja captada pela antena do secundário. Um não aproveitamento de 1-1.2 V num dispositivo que é desenhado para operar a partir dos 3.2 V resulta num desperdício que pode chegar aos 38% . Outra desvantagem desta abordagem é o aumento significativo da área ocupada por esta topologia (4 vezes a área ocupada pelo retificador de meia onda se considerarmos apenas a área ocupada pelos MOSFETs), para além da introdução de resistências e capacidades parasitas degradarem o fator de qualidade da antena secundária, podendo mesmo desviar significativamente a frequência de ressonância da mesma, o que resulta numa atenuação da tensão V_{ant}.

7.3 Regulador de Tensão

A tensão armazenada no condensador C9 está dependente do circuito de carga, tornando-a inapropriada para uma alimentação direta do circuito sensorial. É necessária uma tensão de alimentação regulada para assegurar um funcionamento correto desse circuito. A Figura 7.5 exibe o circuito desenhado para alimentar o circuito sensorial com uma tensão regulada.

A tensão à saída deste circuito é regulada em função de uma tensão de referência e através de uma malha de realimentação negativa. A tensão de referência é gerada a partir de um circuito independente da tensão de alimentação (V_{rec}), o *beta-multiplier*. De notar que esta topologia necessita de

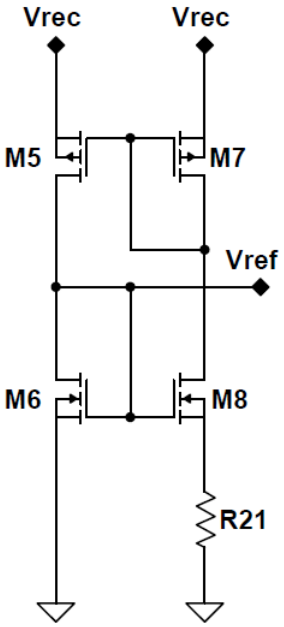

Figura 7.6: Referência *Beta-multiplier*.

uma corrente mínima de operação para um funcionamento adequado.

Uma vez que a maioria dos sistemas implantáveis são de sinais mistos (*mixed-signals*), é frequente o uso de dois reguladores de tensão no IC, para separar a alimentação analógica da alimentação digital. Esta abordagem permite minimizar o ruído de comutação do circuito digital na alimentação analógica. Como o circuito sensorial desenvolvido para determinar a pressão no interior do saco residual é completamente digital, é suficiente o uso de um único regulador de tensão.

O objetivo principal no desenho deste circuito é assegurar uma operação eficiente para uma ampla gama de tensões, mesmo para tensões de amplitude reduzidas armazenadas no circuito de armazenamento. O circuito mais importante para cumprir esse objetivo é o *beta-multiplier* que garante uma polarização dos MOSFETs constante, independente da tensão de alimentação, mesmo com variações de processo.

7.3.1 Beta-Multiplier

A Figura 7.6 apresenta a referência *beta-multiplier* que pode ser descrita pela equação

$$V_{GS6} = V_{GS8} + I_{D7,D8} \cdot R_{21} \ . \tag{7.16}$$

Esta equação é apenas valida se $V_{GS6} > V_{GS8}$. Para garantir que esta condição se verifique, é usado um valor para β maior em M8, isto é, é multiplicado o β de M6 em M8 tal que a tensão V_{GS8} necessária para conduzir I_{D8} seja menor, daí o nome do circuito, *beta-multiplier*. Geralmente isto é conseguido usando uma largura maior em M8. Sabendo que

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_{THN}, \tag{7.17}$$

onde

$$\beta = KP_N \cdot \frac{W}{L}, \tag{7.18}$$

e

$$\beta_8 = K \cdot \beta_6, \tag{7.19}$$

que é satisfeito por

$$W_8 = K \cdot W_6, \tag{7.20}$$

e onde K é o fator de multiplicação, podemos escrever

$$I_{D8} = \frac{2L_6}{R_{21}^2\, KP_N\, W_6} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2, \tag{7.21}$$

ou

$$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{THN} = \frac{2L_6}{R\, KP_N\, W_6} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right). \tag{7.22}$$

É importante notar que I_{D8} e $Vovn$ ($V_{GS} - V_{THN}$) são independentes de V_{rec}, negligenciando a resistência finita à saída do MOSFET, que não foi incluída na derivação da equação 7.22. Também é relevante frisar que este circuito, quando $K = 4$, é chamado de circuito de polarização de g_m constante uma vez que

$$g_m = \sqrt{2KP_N \frac{W}{L} I_{D8}} = \frac{1}{R}, \tag{7.23}$$

uma constante independente de variações de processo.

Tabela 7.3: Dimensões dos componentes do *beta-multiplier*

Componente	***Valor***	***Comentário***
M2	L=100μm W=10μm	Circuito *start-up*
M3	L=2.5μm W=10μm	Circuito *start-up*
M4	L=2.5μm W=25μm	Circuito *start-up*
M5	L=7.5μm W=150μm	*beta-multiplier*
M6	L=7.5μm W=50μm	*beta-multiplier*
M7	L=7.5μm W=150μm	*beta-multiplier*
M8	L=7.5μm W=200μm	*beta-multiplier*
R21	16.67kΩ	*beta-multiplier*

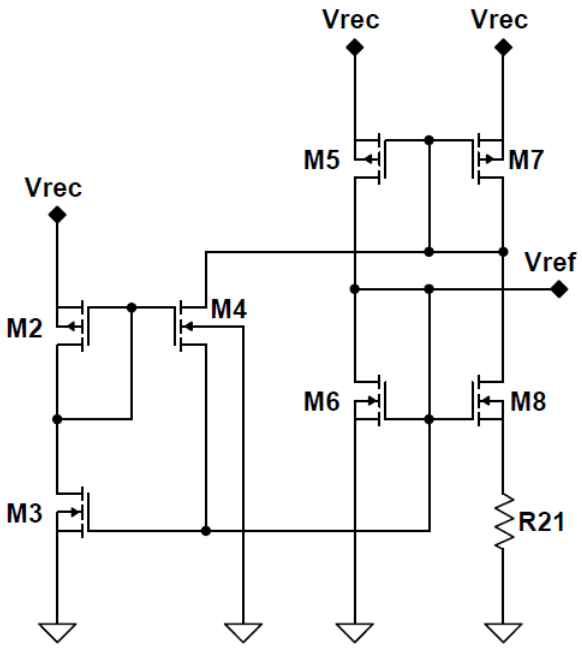

Figura 7.7: Referência *Beta-multiplier* com circuito *start-up*.

A Figura 7.7 ilustra o esquema do *beta-multipier* com um circuito *start-up*. Em qualquer circuito sem polarização externa existem dois pontos de operação: o que acabou de ser descrito e quando a corrente que flui no circuito é nula. Este estado indesejado ocorre quando as portas de M6/M8 estão a uma tensão nula ao mesmo tempo que as portas de M5/M7 estão com uma tensão V_{rec}. Quando o circuito se encontra neste estado, a porta de M3 também se encontra a uma tensão nula, ou seja, M3 está no estado *off*, enquanto que a porta de M2 se encontra algures entre V_{rec} e $V_{rec} - V_{THP}$. M4, que se comporta como um interruptor NMOS, liga nestas condições, e drena uma corrente para as portas de M6/M8 a partir das portas de M5/M7. Este mecanismo faz com que a corrente I_{D7}/I_{D8} atinja a amplitude pretendida enquanto que M4 desliga. De notar que durante a operação normal, o circuito *start-up*, não deve afetar a operação do *beta-multipier*, isto é, a corrente em M4 deve ser nula, ou próxima de zero.

Tendo em conta os parâmetros dos MOSFETs apresentados na Tabela B.4, foi dimensionado o *beta-multiplier* para um K de 4. Resolvendo a equação 7.21 em ordem a R21, foi obtido um valor de aproximadamente 17 kΩ. A Tabela 7.3 apresenta os valores para os restantes componentes.

O *beta-multiplier* é um exemplo de um circuito que usa realimentação positiva. A adição da resistência anula o ganho de circuito fechado (um circuito com realimentação positiva pode ser

Tabela 7.4: Características DC do *beta-multiplier*

V_{rec} $[V]$	V_{ref} $[V]$	***Comentário***
1.35	1.05	$V_{rec,min}$ = 1.35V
2	1.0534209	ΔV_{rec}=8V ΔV_{ref}=52.704692mV
10	1.1061256	ε= 0.66 %

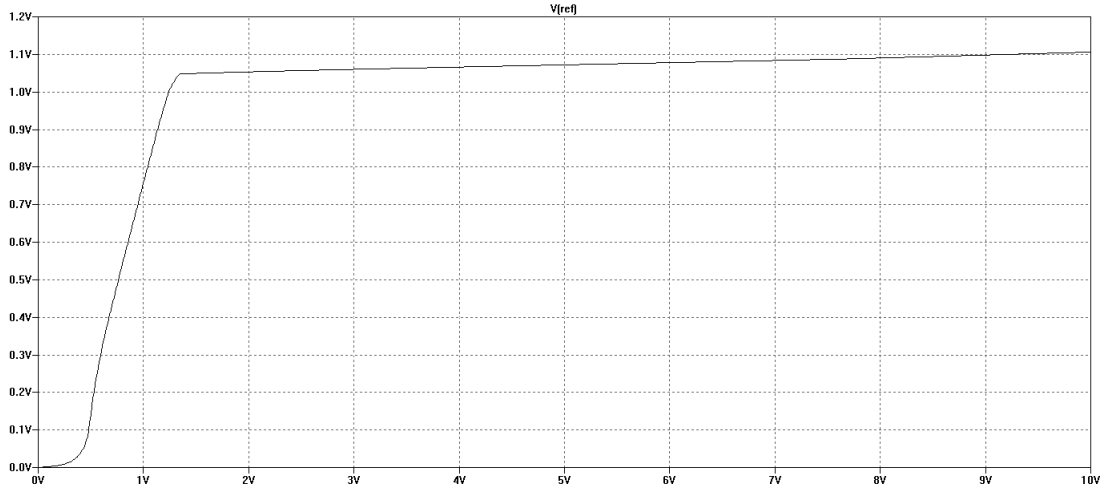

Figura 7.8: Análise DC do *beta-multiplier* com circuito *start-up*: Tensão V_{ref} (eixo y) em função da tensão V_{rec} (eixo x).

estável se o ganho de circuito fechado for inferior a 1). Contudo, se diminuirmos o valor da resistência, aumentamos o ganho do circuito, empurrando o circuito em direção à instabilidade. Esta instabilidade pode também ser provocada quando a capacidade parasítica da fonte de M8 para a massa é muito grande, efetivamente curto-circuitando a fonte de M8 à massa. Se a resistência do *beta-multiplier* for colocada no exterior do IC para estabelecer a corrente I_{D7}/I_{D8}, é provável que este circuito de polarização oscile. É por esta razão que a resistência R21 é fabricada no próprio IC.

A Figura 7.8 ilustra como a tensão de referência varia com V_{rec}. O valor mínimo de V_{rec} pode ser estimado determinando o valor mínimo da tensão V_{SD5} e V_{DS6} necessária. Para V_{SD5}, este valor corresponde a $V_{SD,sat}$, ou seja, 0.2 V (uma vez que estão a ser usadas as dimensões da Tabela B.4 no desenho do *beta-multiplier*). Para M6, $V_{DS6} = V_{GS6} = 1.15$. Podemos concluir então que

$$V_{rec,min} = V_{SD5,sat} + V_{GS6} = 1.35V \tag{7.24}$$

7.3.2 Regulador de tensão

Uma das aplicações dos amplificadores diferenciais é a de amplificador de erro do circuito regulador de uma tensão *on-chip*. A Figura 7.9 mostra a topologia do circuito usada para regular a tensão no bio-dispositivo. O primeiro andar deste amplificador é composto por um OTA (amplificador de transcondutância), sendo que o andar de saída é formado por um amplificador *common-source*.

Neste amplificador, a tensão de referência é usada para gerar a tensão regulada. V_{reg} é uma função de rácios de resistências, sendo que a variação no ganho de circuito aberto do amplificador operacional é dessensibilizada usando esta malha de realimentação. A tensão regulada ideal, quando o amplificador operacional tem um ganho de circuito aberto infinito, é dada por

$$V_{reg} = V_{ref}\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \tag{7.25}$$

onde R_A é formado pelo MOSFET M18 e R_B pelos MOSFETs M19 e M20. Se o amplificador operacional tiver um ganho de circuito aberto finito, então podemos escrever

$$V_{reg} = A_{OL}(v_p - v_m), \tag{7.26}$$

onde a tensão na entrada não inversora v_p (porta de M12) é

$$v_p = V_{ref}, \tag{7.27}$$

e onde a tensão na entrada inversora v_m (porta de M15) é dada por

$$v_m = V_{reg}\frac{R_B}{R_A + R_B}, \tag{7.28}$$

Resolvendo em ordem à tensão regulada real, obtemos

$$V_{reg} = V_{ref}\frac{1}{\frac{1}{A_{OL}} + \frac{R_B}{R_A + R_B}} \tag{7.29}$$

Note-se que quando A_{OL} é infinito (ou muito grande), esta equação simplifica para a equação 7.25. O regulador desenhado é unipolar pelo que apenas fornece corrente. É por isso necessário dimensionar o MOSFET M21, no andar de saída, com um tamanho apropriado, para assegurar

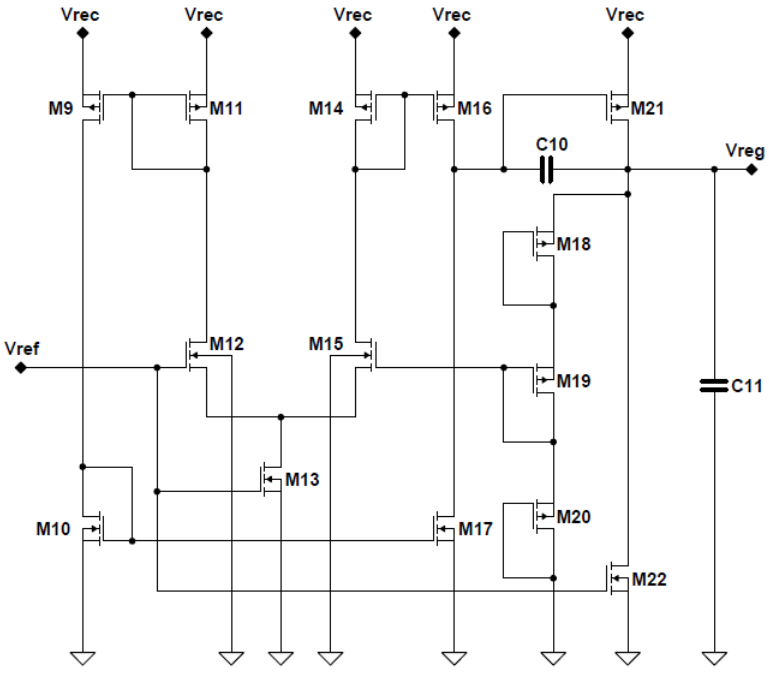

Figura 7.9: Amplificador de regulação da tensão.

que o regulador seja capaz de fornecer a corrente necessária para alimentar o circuito sensorial. No entanto, este MOSFET não deve ter dimensões muito maiores do que as necessárias, uma vez que o uso de dispositivos PMOS grandes introduz um *offset* considerável.

Habitualmente nos regulador de tensão é usado um condensador *bypass* (C11) para fornecer corrente à carga durante momentos transitórios de maior exigência de corrente, isto é, um condensador que se liga de V_{reg} à massa. A largura de banda requerida para o regulador é assim reduzida, uma vez que o condensador *bypass* toma conta dos transitórios de maior frequência.

É desejável que este condensador tenha uma capacidade grande para filtrar as necessidades súbitas de corrente por parte do circuito de carga. Contudo este condensador torna a compensação do amplificador mais desafiante. O polo associado à saída do primeiro andar encontra-se a uma frequência muito mais baixa da do polo associado à saída do andar de saída. Se for usada uma capacidade grande para fornecer carga nas transições/variações bruscas de corrente, então será necessário compensar o amplificador com a capacidade de carga.

Se o amplificador operacional (o regulador de tensão) for compensado usando a capacidade de carga, então é necessário garantir que existe um valor mínimo para C11. Aumentar a capacidade para além do valor mínimo deve aumentar a estabilidade do regulador. Por outro lado, este aumento reflete-se num aumento do tempo de resposta do amplificador operacional, para além de aumentar a área do próprio IC.

A redução na velocidade do amplificador é no entanto contrabalançada pelo facto de que uma capacidade de carga maior ter a capacidade de fornecer mais carga a um transitório de corrente antes que o amplificador tenha que responder.

Outro condensador, o condensador de compensação (C10), realiza uma compensação de *Miller* contribuindo para reduzir a frequência do polo criado no dreno de M16 e puxar o polo associado à saída do regulador para uma frequência mais alta (devido à redução da resistência por efeito da realimentação), exatamente o oposto do pretendido. Mesmo assim este condensador é usado, mas com uma capacidade reduzida. Se V_{reg} cair abruptamente, a diminuição da tensão é realimentada diretamente à porta de M21 através do condensador de compensação. Isto aumenta a tensão de v_{GS} de M21 rapidamente, permitindo uma restauração de V_{reg}, e contornando a ação de realimentação mais lenta do amplificador.

É de notar que C10 não é usado para compensar o amplificador operacional, e que na realidade torna o regulador mais instável. Para além disso, aumentar o ganho do amplificador operacional, o ganho do primeiro andar, também prejudica a estabilidade do regulador. Ao usar um R_{N1} maior, o polo associado à saída do primeiro andar é movido para uma frequência mais baixa.

Para estimar a localização do polo de saída, assumindo que é o polo dominante no sistema, é calculada a resistência de circuito fechado à saída do amplificador operacional $R_{out,CL}$. A resistência de circuito aberto à saída do amplificador operacional é R_{N2}. O ganho de circuito aberto do amplificador, para frequências baixas, é dada por

$$A_{OL,DC} = \frac{v_{reg}}{v_p - v_m} = g_{m,N1} R_{N1} g_{m,N2} R_{N2} \tag{7.30}$$

Se for introduzida uma tensão (v_t) de teste na Figura 7.9, notar que V_{ref} (=v_p=0) é terra AC, podemos escrever

$$i_t = \frac{v_t}{R_{N2}} + \frac{v_t}{R_A + R_B} + g_{m,N1} R_{N1} g_{m,N2} \frac{v_t}{A_{CL}}. \tag{7.31}$$

Se assumirmos que a corrente na malha de realimentação ($R_A + R_B$) é pequena, então a resistência de saída do regulador é dada por

$$R_{out,CL} \approx \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{R_{N2}} + \frac{g_{m,N1} R_{N1} g_{m,N2}}{A_{CL}}} \approx \frac{A_{CL}}{A_{OL,DC}} R_{N2} \tag{7.32}$$

o polo de saída está localizado em

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{out,CL}} = \frac{A_{OL,DC}}{2\pi R_{N2} C_{11} A_{CL}} \tag{7.33}$$

Para este polo compensar o amplificador operacional, é necessário usar um valor baixo para o ganho de circuito aberto, $A_{OL,DC}$. Mais uma vez, isto significa que não deve ser usado um valor de resistência muito grande no nodulo 1, à saída do amplificador diferencial. O problema com esta abordagem é o facto de quanto mais baixo for o ganho de circuito aberto, mais difícil será regular a tensão de saída.

Para ter uma ideia do valor mínimo da capacidade de carga necessário para um amplificador operacional estável, foram usados os valores da Tabela B.2. Quanto maior for a amplitude de corrente que o regulador fornece, isto é, quanto mais corrente flui por M21, menor o valor de R_{N2}. Diminuindo R_{N2} é provável que o regulador se torne mais instável (f_2 aumenta) à medida que fornece mais corrente. Contudo, ao mesmo tempo, o ganho de circuito aberto, $A_{OL,DC}$, diminui e a capacidade de o amplificador regular a tensão de saída declina.

O valor de f_1 pode ser estimado, assumindo que $C_{GS21} >> C_{10}$, pela equação

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi R_{N1} C_{GS21}} \tag{7.34}$$

Se o amplificador for usado na configuração seguidora onde R_B é infinito e R_A é zero (A_{CL} é 1), então

$$f_2 = \frac{A_{OL,DC}}{2\pi R_{N2} C_{11} A_{CL}} \tag{7.35}$$

A frequência de ganho unitário é dada por

$$f_{un} = A_{OL,DC} f_2 = \frac{A_{OL,DC}^2}{2\pi R_{N2} C_{11,min} A_{CL}} \tag{7.36}$$

Rescrevendo a equação 7.36 é obtida a equação a partir da qual é possível determinar o valor da capacidade

$$C_{11,min} = \frac{(g_{m,N1} R_{N1} g_{m,N2})^2 R_{N2}}{2\pi f_{un} A_{CL}} \tag{7.37}$$

Tabela 7.5: Dimensões dos MOSFETs do regulador de tensão.

Componente	*Dimensão*
M9	L=7.5μm W=150μm
M10	L=7.5μm W=50μm
M11	L=7.5μm W=150μm
M12	L=7.5μm W=50μm
M13	L=7.5μm W=100μm
M14	L=7.5μm W=150μm
M15	L=7.5μm W=50μm
M16	L=7.5μm W=150μm
M17	L=7.5μm W=50μm
M18	L=7.5μm W=150μm
M19	L=7.5μm W=150μm
M20	L=7.5μm W=150μm
M21	L=2.5μm W=300μm
M22	L=7.5μm W=50μm
C10	10 pF
C11	10 pF

É de notar que um aumento linear da corrente que flui em M21 causa uma redução linear em R_{N2}, assumindo que a resistência de saída de M21 domina R_{N2}, e $g^2_{m,N2}$ aumenta linearmente .

Uma vez que o desenho deste circuito é complexo, é necessária uma caracterização aprofundada recorrendo a simulações em *SPICE*. Tendo isso em conta, e com base nas equações que descrevem este regulador de tensão, foram simuladas as variações da corrente de carga assim como uma larga gama de capacidades de carga (C11), para garantir que o regulador se mantivesse estável com as variações de V_{rec} e as variações de processo. A Tabela 7.5 apresenta as dimensões dos MOSFETs e capacidades para o regulador de tensão.

7.4 Circuito Sensorial

Devido ao consumo energético relativamente elevado do circuito sensorial, este foi desenhado para operar no modo *sleep-active*. Esta propriedade do circuito sensorial é de extrema importância, não só para diminuir o consumo energético total do IC mas também para permitir que o circuito de armazenamento de energia acumule a carga necessária para um correto funcionamento do circuito sensorial, antes que este entre em funcionamento. Na Figura 7.10 é apresentado o circuito desenhado para desempenhar a função de medir a pressão no interior do saco residual do aneurisma.

Quando a antena secundária recebe o campo magnético da antena primária (Figura F.1), é gerada no circuito de armazenamento uma tensão (Figura F.2). Esta tensão aumenta de amplitude com uma constante de tempo, polarizando o *beta-multiplier* e o regulador de tensão até que a tensão no condensador de armazenamento de energia seja suficientemente alta para estabelecer a tensão de

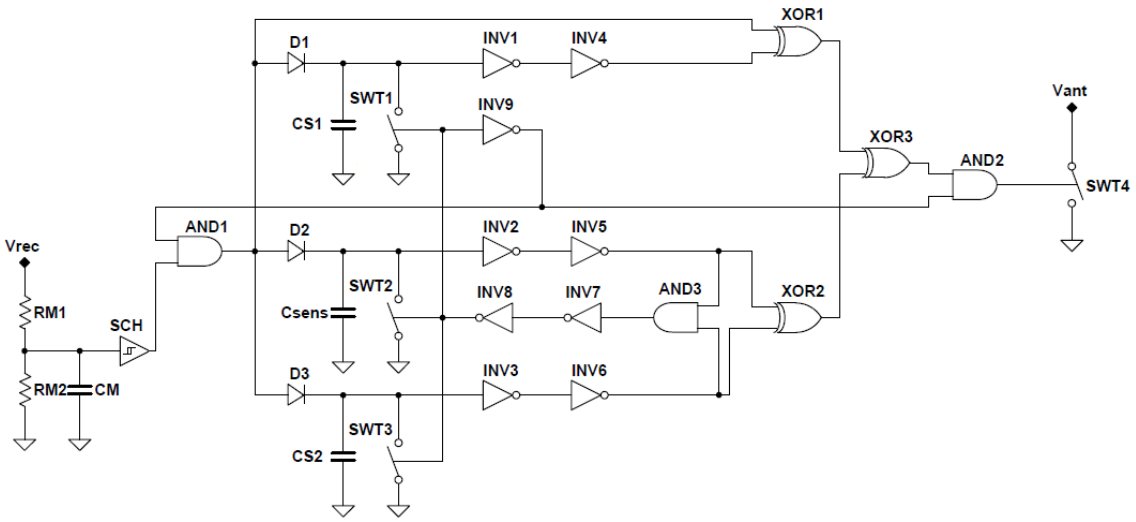

Figura 7.10: Abstração do circuito sensorial desenvolvido usando a tecnologia cnm25.

referência pretendida (Figura F.3), e a tensão regulada (Figura F.4) atinja a tensão desejada para polarizar o circuito sensorial.

Quando este estado é atingido, a tensão no condensador de armazenamento de carga continua a aumentar até que o *schmitt-trigger* (SCH) dispara ativando o circuito sensorial ao ligar a porta AND1. A malha composta pelas resistência R_{M1}, R_{M2} e C_M introduz uma constante de tempo neste processo. Relembrando que a tensão com que o IC é alimentado não é constante, esta constante de tempo torna-se fundamental para que o *schmitt-trigger* não dispare durante a carga do condensador de armazenamento de energia. A variação de V_{reg}, provocada pela tensão crescente V_{rec}, irá alterar as tensões de *threshold* do *schmitt-trigger*, por outras palavras, esta topologia garante que o *schmitt-trigger* esteja completamente polarizado antes de receber a tensão real da tensão de entrada, permitindo ao circuito sensorial permanecer no modo *sleep* até que a carga armazenada no condensador atinja uma pré-determinada tensão.

Imediatamente depois de o circuito sensorial ser ativado, inicia-se a carga dos condensadores C_{S1}, C_{S2} e C_{sens} com uma corrente proveniente da porta AND1 e é passado o primeiro sinal *high* pelas portas XOR1 e XOR3 e pela AND2. Este sinal *high* fecha o interruptor SWT4, enviando assim o primeiro sinal para a antena do secundário por modulação de carga. Quando a tensão no condensador C_{S1} atinge a tensão V_{SP} do inversor INV1 é passado o sinal *high* à porta XOR1, pelo conjunto de inversores INV1 e INV4. Relembrando que a porta XOR1 já tem um sinal *high* na outra entrada, esta irá devolver um sinal *low* que é transmitido até ao interruptor SWT4 pelas portas XOR3 e AND2, abrindo o interruptor.

Este mesmo mecanismo ocorre quando a carga nos condensadores C_{sens} e C_{S2} atinge a tensão V_{SP} do respetivo inversor, resultando num sinal *high* no interruptor SWT4 quando C_{sens} atinge a tensão V_{SP} do inversor INV2 e num sinal *low* quando C_{S2} atinge a tensão V_{SP} do inversor INV3. Os díodos D_1, D_2 e D_3 isolam os condensadores em malhas diferentes, permitindo que seja possível realizar a carga destas com uma única fonte, assegurando ainda que não haja qualquer corrente de fuga

nos condensadores.
Imediatamente depois de todos os condensadores atingirem a tensão V_{SP} dos respetivos inversores, é ligada a porta AND3 ativando o ciclo de descarga dos condensadores ao passar um sinal *high* aos interruptores SWT1, SWT2 e SWT3. Ao mesmo tempo é enviado um sinal *low* à porta AND2 pelo inversor INV9 que desliga a comunicação durante o ciclo de descarrega, para que não sejam enviados sinais à antena durante este período. Os inversores INV7, INV8 e INV9 estão dimensionados de modo que haja um atraso na transmissão do sinal suficientemente grande para que todas as capacidades descarreguem completamente antes que se inicie um novo ciclo de carga. Uma vez descarregados todos os condensadores, a *AND gate* desliga, abrindo os interruptores responsáveis pela descarga dos condensadores, re-estabelecendo a comunicação na antena do secundário, e dando início a um novo ciclo de carga. Este ciclo repete-se, até que a tensão armazenada no condensador baixe para além daquela requerida para o circuito operar e o circuito sensorial entre de novo em modo *sleep*, ou até o IC deixar de ser estimulado. O resultado deste mecanismo do circuito sensorial é visível na Figura F.5, que apresenta o sinal enviado pelo circuito sensorial. A Figura F.1 apresenta a modulação obtida na antena secundária.

7.4.1 Inversores

O inversor CMOS (Figura 7.11) é um bloco básico no desenho de circuitos digitais. A tensão de comutação de estado (*threshold*) do inversor pode ser ajustada alterando as dimensões dos dispositivos PMOS e NMOS.

7.4.1.1 *Switching Point* do Inversor

O ponto de cruzamento entre V_{in} e V_{out}, quando a tensão de entrada tem a mesma amplitude que a tensão de saída, é denominado *switching point* do inversor (V_{SP}). A esta tensão, ambos os MOSFETs encontram-se na região de saturação. Tendo isso em conta e sabendo que a corrente

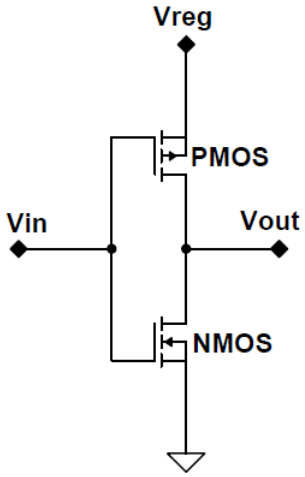

Figura 7.11: Inversor.

no dreno de cada MOSFET tem que ser igual, podemos escrever (não considerando o efeito da modulação do comprimento do canal)

$$\frac{\beta_n}{2}(V_{SP} - V_{THN}^2) = \frac{\beta_p}{2}(V_{reg} - V_{SP} - V_{THP}^2), \tag{7.38}$$

resolvendo em ordem a V_{SP}, obtemos a equação a partir da qual é possível ajustar o valor de V_{SP} de um inversor

$$V_{SP} = \frac{\frac{\beta_n}{\beta_p} V_{THN} + (V_{reg} - V_{THP})}{1 + \frac{\beta_n}{\beta_p}}. \tag{7.39}$$

Com base nesta equação e recorrendo a simulações em *SPICE*, foram ajustadas as dimensões dos MOSFETs para os inversores INV1-INV9, tendo em conta a aplicação de cada um deles. A Tabela 7.6 apresenta as dimensões para os MOSFETs de cada inversor. Na Figura 7.15 estão apresentadas as respetivas funções de transferência.

7.4.1.2 Comentário

Embora se possa pensar que os inversores que fazem fronteira entre os condensadores e as XOR *gates* sejam dispensáveis, este não é o caso. Seria possível editar as NAND *gates* tal que o V_{SP} de cada uma delas fosse equivalente ao V_{SP} do primeiro inversor de cada linha. No entanto, este procedimento levantaria vários problemas que tornariam a determinação da capacidade impossível. Isto porque a mais ligeira variação na tensão, ou atraso na subida da tensão, em um dos condensadores, isto é, a um dos terminais da entrada da XOR *gate*, iria influenciar o ponto V_{SP} da respetiva NAND *gate*. De notar que uma das capacidades, nomeadamente o sensor, irá variar o seu tempo de carga em função da pressão exercida sobre ele, dando origem a constantes de tempo maiores e menores, o que iria influenciar o funcionamento das NAND *gates*, nomeadamente o valor V_{SP}. Outro problema que se encontraria se não fossem usados os inversores, seriam as referências necessárias para fazer o *reset* das capacidades para dar início a um novo ciclo de carga. Mais uma vez, seria possível obter estas referências nas NAND *gates*, mas de novo a dinâmica do circuito iria influenciar o tempo de descarga das capacidades, podendo até iniciar-se um novo ciclo de carga sem estas terem descarregado completamente.

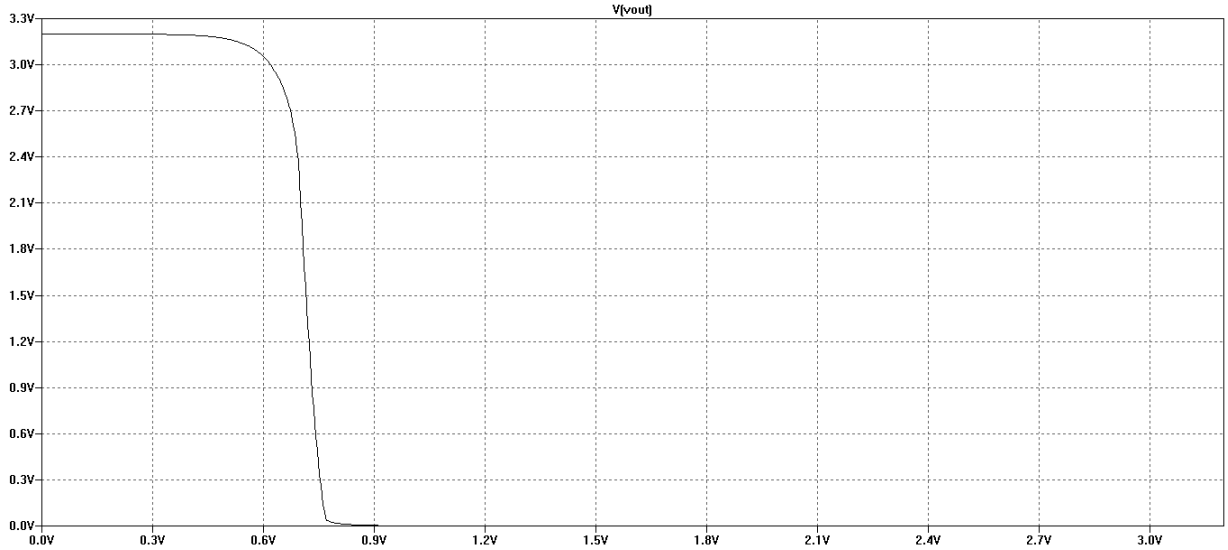

Figura 7.12: Tensão *switching point* (V_{SP}) dos inversores INV1, INV2, INV3. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor.

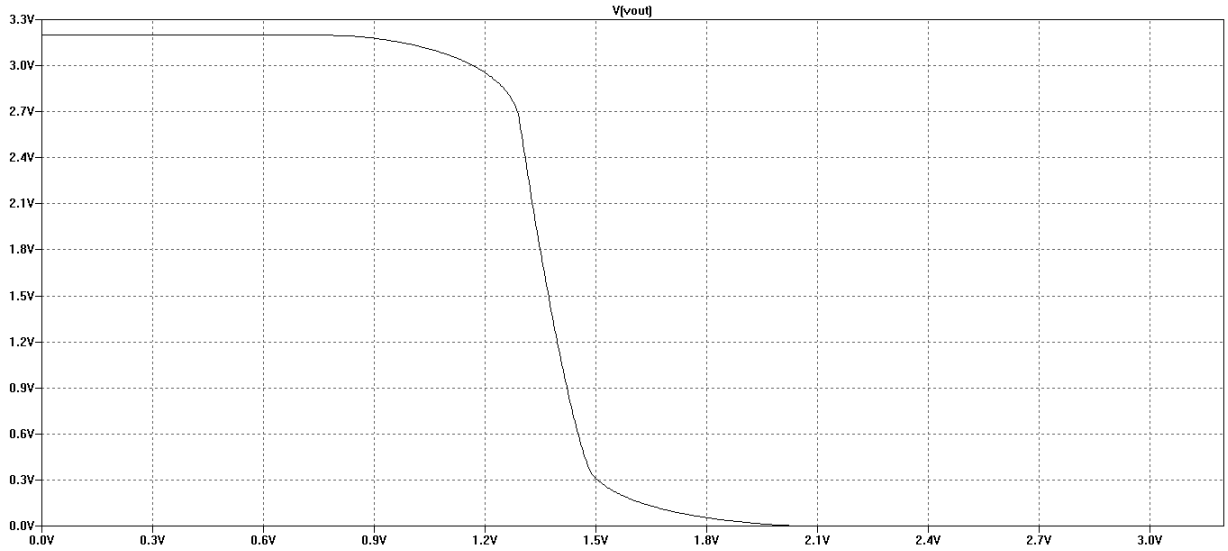

Figura 7.13: Tensão *switching point* (V_{SP}) dos inversores INV4, INV5, INV6, INV9. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor.

Tabela 7.6: Características dos inversores e dimensões dos respetivos MOSFETs.

Inversor	***PMOS (W/L)[μm]***	***NMOS (W/L)[μm]***	V_{SP} $[V]$
INV1, INV2, INV3	2.5/25	25/2.5	0.74
INV4, INV5, INV6, INV9	30/2.5	10/2.5	1.40
INV7	2.5/150	150/2.5	0.51
INV8	150/2.5	2.5/150	2.20

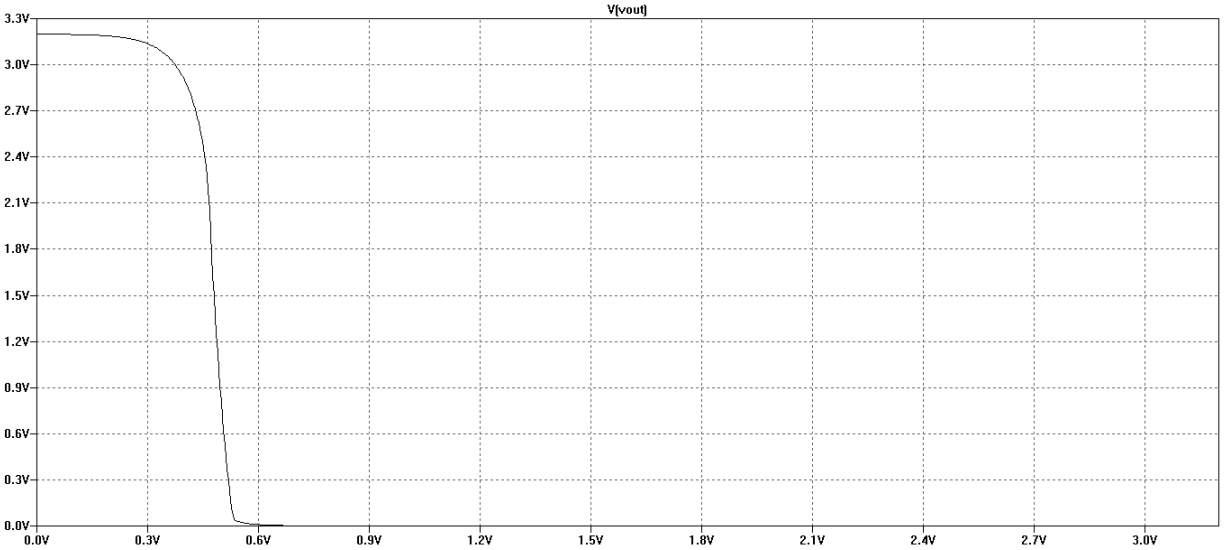

Figura 7.14: Tensão *switching point* (V_{SP}) do inversor INV7. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor.

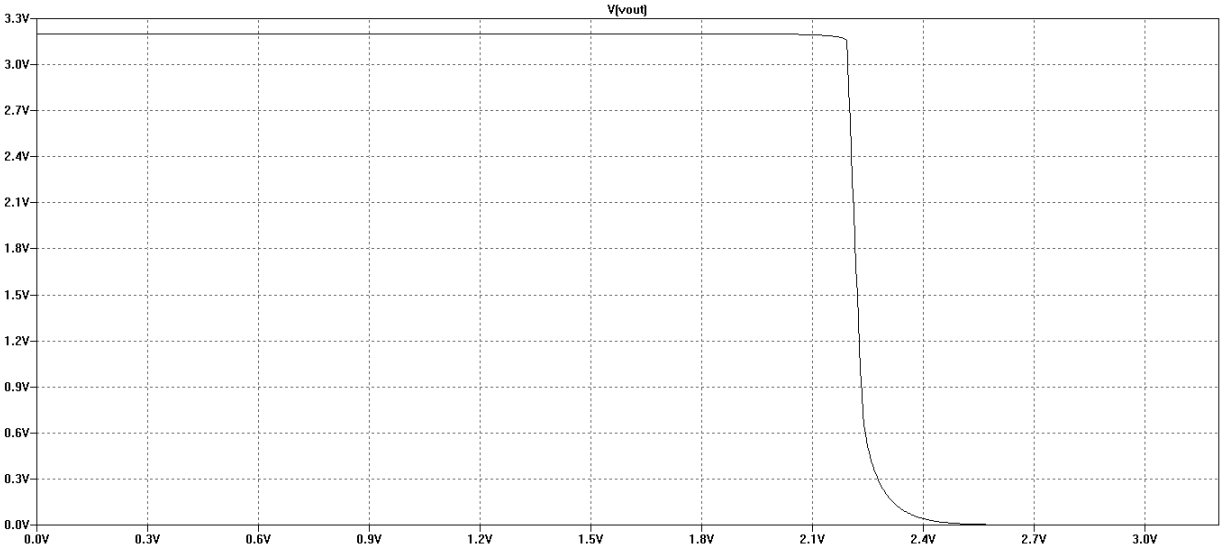

Figura 7.15: Tensão *switching points* (V_{SP}) do inversor INV8. Eixo x: Tensão à entrada do inversor. Eixo y: tensão à saída do inversor.

7.4.2 Schmitt-trigger

O *schmitt-trigger* apresentado na Figura 7.16 tem um funcionamento que se assemelha ao funcionamento do inversor. No entanto existe uma característica importante que distingue os dois componentes, tornando um mais apropriado para certas funções do que o outro.

A característica que os distingue, e ignorando o inversor no andar de saída do *schmitt-trigger* (M34 e M35), é a histerese. No inversor a tensão de entrada tem que cruzar a tensão V_{SP} para haver uma mudança de estado à saída deste. Já no *schmitt-trigger*, quando a saída está no estado *high* e a entrada excede V_{SPH}, a saída comuta para o estado *low*. Contudo, a tensão de entrada terá

que baixar para além de V_{SPL} antes que a saída comute de novo para o estado *high*. De notar que quando $V_{SPH} = V_{SPL}$ é obtido o funcionamento de um inversor. A histerese do *schmitt-trigger* é definida por

$$V_H = V_{SPH} - V_{SPL}. \tag{7.40}$$

É possível dividir o circuito do *schmitt-trigger* em duas partes, dependendo de a saída estar no estado *high* ou *low*. Quando a saída está no estado *low*, M33 está ligado e M32 desligado, sendo apenas necessário analisar a porção do circuito que contém os MOSFETs de canal P para determinar as tensões do *switching point*, enquanto que quando a saída está no estado *high*, M33 esta desligado e M32 ligado, sendo apenas necessário analisar a porção do circuito que contém os MOSFETs de canal N, para além de M28 e M29 estarem também ligados, estabelecendo uma conexão DC para V_{reg}.

Analisando o circuito nestas condições e começando pela análise quando a saída do circuito se encontra no estado *high* ($= V_{reg}$) e a entrada está *low*, é encontrada a tensão de comutação superior, V_{SPH}. Nestas condições os MOSFETs M30 e M31 estão desligados, com $V_{in} = 0$, enquanto que M32 está ligado. A fonte de M32 aproxima-se do valor de $V_{reg} - V_{THN}$ (V_x).

Com V_{in} inferior à tensão de *threshold* de M31, V_x permanece a um potencial de $V_{reg} - V_{THN,M32}$. À medida que V_{in} aumenta em amplitude, M31 começa a ligar-se e a tensão V_x começa a diminuir em direção à massa. A tensão de comutação superior é definida por

$$V_{in} = V_{SPH} = V_{THN,M30} + V_x \tag{7.41}$$

ou seja, quando M30 se começa a ligar. À medida que M30 se liga, a saída do *schmitt-trigger*

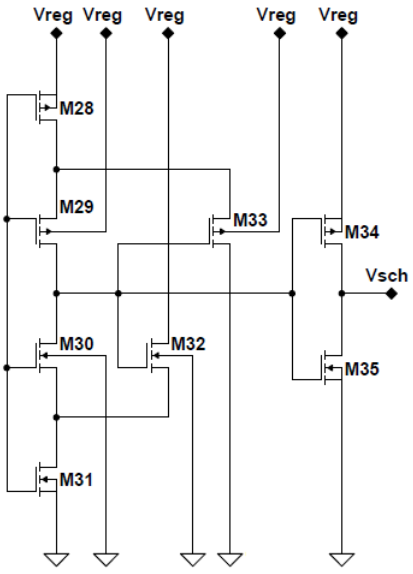

Figura 7.16: *Schmitt-trigger*.

começa a mover-se em direção à massa, começando por se desligar M32. Por sua vez, V_x diminui, ligando ainda mais M30. Este processo continua até que M32 esteja completamente desligado e M30 e M31 ligados. Esta realimentação positiva resulta numa tensão *switching point* bem definida.

Quando se verifica a condição da equação 7.41, as correntes que fluem em M31 e M32 são essencialmente as mesmas. Igualando estas correntes resulta na seguinte equação

$$\frac{\beta_{31}}{2}(V_{SPH}-V_{THN})^2=\frac{\beta_{32}}{2}(V_{DD}-V_x-V_{THN32})^2. \tag{7.42}$$

Uma vez que as fontes de M30 e M32 estão conectadas, $V_{THN30}=V_{THN32}$, ou seja, o aumento na tensão de *threshold* provocado pelo efeito de corpo (*body-effect*) é igual para cada MOSFET. A combinação das equações 7.41 e 7.42 resulta na seguinte equação

$$\frac{\beta_{31}}{\beta_{32}}=\frac{W_{31}L_{32}}{L_{31}W_{32}}=\left[\frac{V_{DD-V_{SPH}}}{V_{SPH}-V_{THN}}\right]^2. \tag{7.43}$$

A tensão de *threshold* de M31, dada por V_{THN} nesta equação, é a tensão de *threshold* sem efeito de corpo (ver Tabela B.4). Dada uma determinada tensão para o *threshold* da tensão de *switching point* superior, é determinado o rácio das transconductâncias ao resolver esta equação. Uma regra geral para dimensionar M30 (β_{30}), é dada pela equação 7.44

$$\beta_{30}\geq\beta_{31}\ ou\ \beta_{32}, \tag{7.44}$$

dado que M30 é usado como um interrutor. Uma análise similar pode ser feita para determinar a tensão de *threshold* do *switching point* inferior, V_{SPL}, resultando na seguinte equação

$$\frac{\beta_{28}}{\beta_{33}}=\frac{W_{28}L_{33}}{L_{28}W_{33}}=\left[\frac{V_{SPL}}{V_{DD}-V_{SPL}-V_{THP}}\right]^2 \tag{7.45}$$

Com base nas equações 7.41 e 7.45, e recorrendo a simulações em *SPICE* foram dimensionados os MOSFETs do *schmitt-trigger* para um V_{SPH} de 1.4 V e um V_{SPL} de 1.1 V. A Tabela 7.7 apresenta as dimensões de cada MOSFET.

Tabela 7.7: Dimensões dos MOSFETs do *Schmitt-trigger*

MOSFET	$L\ [\mu m]$	$W\ [\mu m]$
M28	2.5	30
M29	2.5	30
M30	2.5	10
M31	2.5	10
M32	25	2.5
M33	2.5	15
M34	2.5	30
M35	2.5	10

7.4.3 *XOR Gate* e *AND gate*

As *XOR gates* e *AND gates* foram desenhadas a partir de *NAND gates* de duas entradas (Figura 7.17). Antes de analisar a operação deste componente, é de salientar que cada entrada está conectada a um dispositivo PMOS e NMOS através das respetivas portas, similar à configuração do inversor. Este componente requer que ambas as entradas estejam no estado *high* antes que a saída transite para o estado *low*. Se as duas entradas estiverem conectadas, este componente tem o mesmo comportamento que um inversor. Para determinar o *switching point* (V_{SP}) nesta configuração, é necessário relembrar que dois MOSFETs conectados em paralelo se comportam como um único MOSFET com uma largura (W) equivalente à soma das larguras individuais de cada MOSFET. Para os dois dispositivos PMOS em paralelo, isto corresponde a

$$W_{P1} + W_{P2} = 2W_P \tag{7.46}$$

assumindo que $W_{P1} = W_{P2}$. Os parâmetros de transcondutância de cada MOSFET também podem ser combinados em um único parâmetro

$$\beta_3 + \beta_4 = 2\beta_P. \tag{7.47}$$

Já os dois dispositivos NMOS em série, com as portas ligadas, comportam-se como um único dispositivo MOSFET com um comprimento (L) equivalente à soma dos comprimentos individuais de cada MOSFET. Pode-se escrever para os dispositivos NMOS que

$$L_{N1} + L_{N2} = 2L_N, \tag{7.48}$$

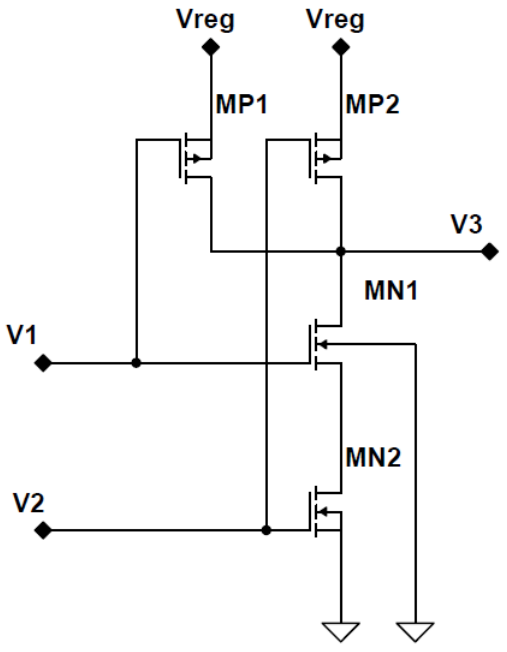

Figura 7.17: *Nand-gate*

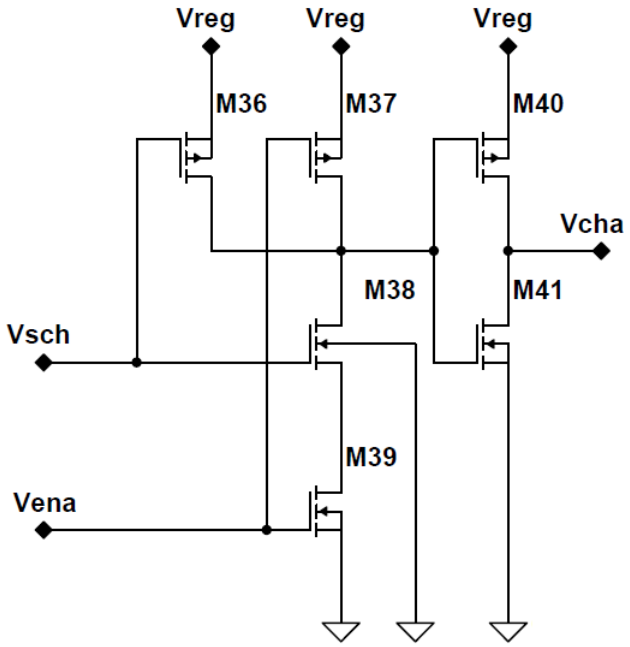

Figura 7.18: *AND gate*.

e a transonductandia é dada por

$$\beta_{N1} + \beta_{N2} = \frac{\beta_N}{2}, \tag{7.49}$$

considerando, também nesta situação que $L_{N1} = L_{N2}$. Se a *NAND gate* for modelada com ambas as entradas conectadas, tal como um inversor, em que o dispositivo NMOS tem uma largura W_N e um comprimento $2L_N$, e um dispositivo PMOS com uma largura $2W_P$ e um comprimento L_P, é possível determinar o rácio de transcondutância deste componente como

$$Racio\ de\ tranconductancia\ da\ NAND\ gate = \frac{\beta_N}{4\beta_P} \tag{7.50}$$

O V_{SP} da *NAND gate* é dado por

$$V_{SP} = \frac{\frac{\beta_N}{4\beta_P} V_{THN} + (V_{DD} - V_{THP})}{1 + \frac{\beta_N}{4\beta_P}} \tag{7.51}$$

Estas equações são derivadas com a assunção de que ambas as entradas estão conectadas. Se apenas uma das duas entradas está a comutar, V_{SP} é diferente do valor calculado em 7.51, assumindo que a comutação de uma das entradas causa efetivamente uma mudança de estado à saída.

7.4.3.1 AND *Gate*

O comportamento desta porta lógica está resumido na tabela de verdade apresentada na Tabela 7.8. As *AND gates* AND1, AND2 e AND3 foram obtidas acrescentando um inversor à saída

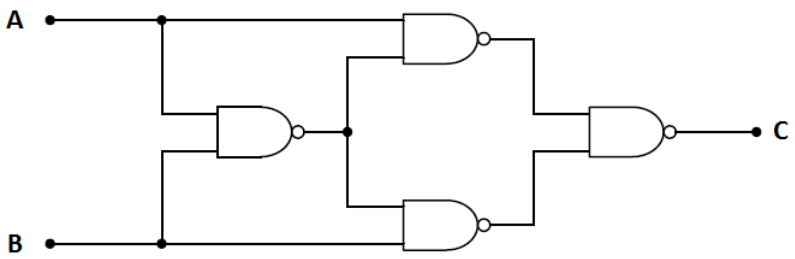

Figura 7.19: *XOR gate*.

da respetiva *NAND gate*. A Figura 7.18 ilustra as alterações efetuadas. Na Tabela 7.9 estão apresentados as dimensões dos MOSFETs das *AND gates* AND1, AND2 e AND3.

Tabela 7.8: Tabela de verdade da *AND gate*.

V_{SCH}	V_{ENA}	V_{CHA}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabela 7.9: Dimensões dos MOSFETs das *AND gates* AND1, AND2 e AND3.

MOSFET	***L [µm]***	***W [µm]***
NMOS	2.5	10
PMOS	2.5	30

7.4.3.2 XOR *Gate*

O comportamento da *XOR gate* esta sumarizado na Tabela 7.10. As *XOR gates* XOR1, XOR2 e XOR3 foram projetadas a partir de quatro *NAND gates*. A Figura 7.19 apresenta as ligações entre as *NAND gates* necessárias para se obter uma porta lógica *XOR*. As dimensões dos MOSFETs de cada *NAND gate* da *XOR gate* (XOR1, XOR2 e XOR3) são as mesmas das usadas para a *AND gate* (Tabela 7.9).

Tabela 7.10: Tabela de verdade da *XOR gate*.

A	***B***	***C***
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

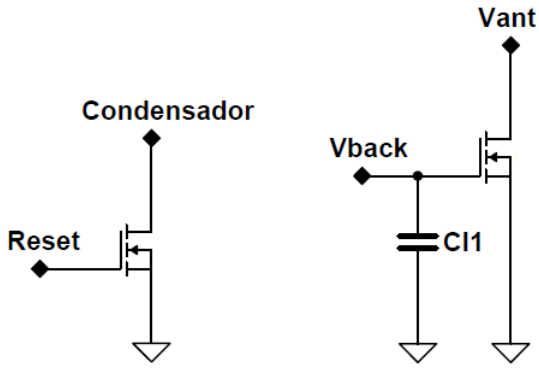

Figura 7.20: Interuptores. Imagem à esquerda: SWT1, SWT2, SWT3; Imagem à direita: SWT4

7.4.4 Interruptores

O MOSFET, quando usado como interruptor, requer uma tensão positiva na porta para se ligar (fechar o circuito) e uma tensão nula na porta para se desligar (abrir o circuito). Quando a tensão na porta do MOSFET está no estado *high* a corrente no dreno aumenta para o valor máximo devido à redução na resistência do canal. I_D torna-se uma constante independente de V_{DS}, dependendo apenas de V_{GS}. Por conseguinte, o MOSFET comporta-se como um interruptor fechado, mas com uma resistência, devido à resistência do canal R_{DS}. Da mesma maneira, quando a tensão na porta está no estado *low*, a resistência do canal é elevada, comportando-se o MOSFET como um circuito aberto, e nenhuma corrente flui no canal.
Quando a tensão aplicada no dreno de um MOSFET interruptor é um sinal AC, este deixa de apresentar as condições ideais descritas, gerando-se correntes de fuga na porta do MOSFET. Por esta razão tornou-se necessário o uso de uma capacidade na porta do interruptor $SWT4$, para minimizar correntes de fuga para o circuito sensorial de modo a não afetar a operação deste. A Figura 7.20 apresenta os interruptores SWT1-SWT4 enquanto que a Tabela 7.11 apresenta as dimensões dos MOSFETs de cada interruptor usado no circuito sensorial.

Tabela 7.11: Dimensões dos MOSFETs dos interruptores SWT1, SWT2, SWT3, SWT4.

MOSFET	***L [μm]***	***W [μm]***	***Comentário***
SWT1, SWT2, SWT3	2.5	25	
SWT4	2.5	1000	$C_{I1} = 10\ pF$

7.4.5 Díodo

Para o desenho dos díodos D1, D2 e D3 foi usado o mesmo principio que aquele usado para o desenho do díodo do circuito de armazenamento de energia, com a exceção de ser usado um MOSFET de canal N na configuração de díodo (dreno ligado à porta), como é visível na Figura 7.21. A opção por um MOSFET de canal N ao invés de um MOSFET de canal P deveu-se as características distintas deste. Como referido anteriormente, o MOSFET de canal P na configuração de

Tabela 7.12: Dimensões dos MOSFETs dos díodos D1, D2 e D3.

MOSFET	***L [μm]***	***W [μm]***
D1, D2, D3	100	2.5

díodo, permite uma redução significativa da tensão de *threshold* devido à ausência de efeito corpo. Este efeito é incompatível para a aplicação dos díodos D1, D2 e D3. Estes devem ter uma tensão de *threshold* o mais constante possível para que a corrente que flua no díodo também seja o mais constate possível. A Tabela 7.12 resume as dimensões destes três díodos.

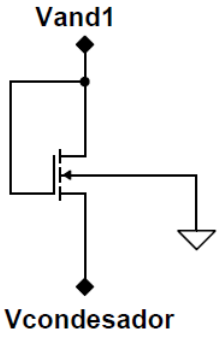

Figura 7.21: Díodo NMOS.

Capítulo 8

Circuito Leitor

O circuito primário, responsável pela geração de uma campo eletromagnético circundante e responsável pela leitura da informação enviada pelo circuito secundário, é formado por quatro blocos essenciais, como ilustrado na Figura 8.1.

O oscilador é responsável pela geração de uma onda sinusoidal com uma frequência de 13.56 MHz, usando um oscilador *wien-bridge*. Esta frequência está alocada para aplicações médicas. É também a esta frequência, entre 1 MHz - 20 MHz, que se verifica uma menor absorção e reflexão das ondas eletromagnéticas por parte dos tecidos do corpo humano. O sinal de baixa potência gerado pelo oscilador necessita de ser amplificado para poder fornecer a corrente necessária à antena primária. Para esse fim, foi usado o amplificador de potência *push-pull*. O sinal amplificado é posteriormente enviado para a antena primária onde é gerado o campo eletromagnético necessário para fornecer energia ao dispositivo secundário. A antena é formada por um circuito ressonante em série sintonizado para uma frequência de 13.56 MHz. As imperfeições do sinal gerado e amplificado são filtrados por este circuito ressonante, que se comporta como um filtro de banda passante.

Devido ao processo de backscattering, o sinal de resposta captado pela antena primária, é posteriormente tratado pelo circuito de deteção. Este circuito faz a extração do sinal de interesse e

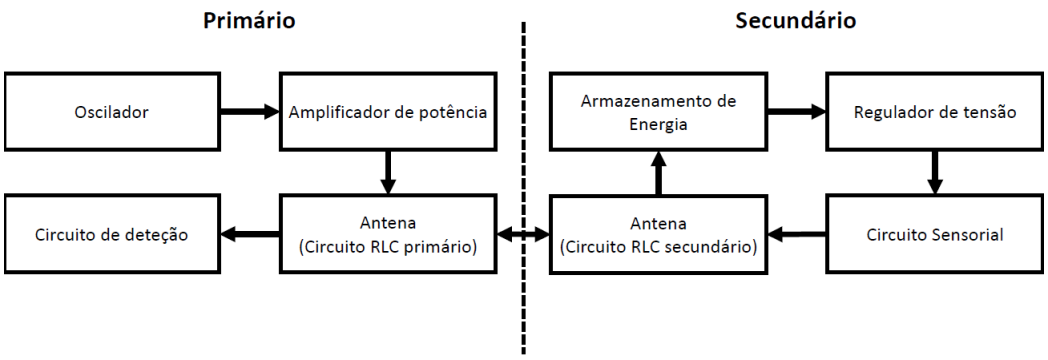

Figura 8.1: Esquema do fluxo de energia e dados entre o dispositivo primário e secundário.

restaura-o. O primeiro andar deste circuito de deteção é um retificador de pico. Este circuito memoriza a tensão de pico do sinal na antena, extraindo assim o sinal enviado pelo dispositivo secundário ao dispositivo primário. O sinal obtido à saída deste retificador é filtrado por um filtro *sallen-key* passa baixo para remover as frequências indesejadas, fundamental para determinar com precisão a capacidade do sensor. Para remover qualquer *off-set* que possa existir e conservar os impulsos do sinal enviado empregou-se um circuito diferenciador. O sinal de magnitude reduzida à saída do diferenciador é amplificado por uma montagem amplificadora inversora, dando origem a um sinal com uma magnitude suficiente para ser alimentado a uma cadeia de comparadores que restaura o sinal. O resultado dessa restauração é um sinal idêntico àquele gerado no dispositivo secundário, no dispositivo primário.

8.1 Oscilador

Um dos osciladores mais simples é o baseado na *Wien brige*. O esquema deste oscilador está ilustrado na Figura 8.2. O circuito consiste num amplificador operacional na configuração não inversora com um ganho de circuito fechado de $1+R_4/R_3$. À malha de realimentação deste amplificador, de ganho positivo, está conectada uma rede RC. O ganho do circuito pode ser facilmente obtido ao multiplicar a função de transferência da malha de realimentação $V_{in+}(s)/V_o(s)$, pelo ganho do amplificador,

$$L(s) = \left[1+\frac{R_4}{R_3}\right]\frac{Z_p}{Z_p+Z_s} = \frac{1+R_4/R_3}{1+Z_s\,Y_p}, \tag{8.1}$$

onde $Z_p = C||R$ e $Z_s = C+R$, ou seja,

$$L(s) = \frac{1+R_4/R_3}{3+sCR+1/sCR}, \tag{8.2}$$

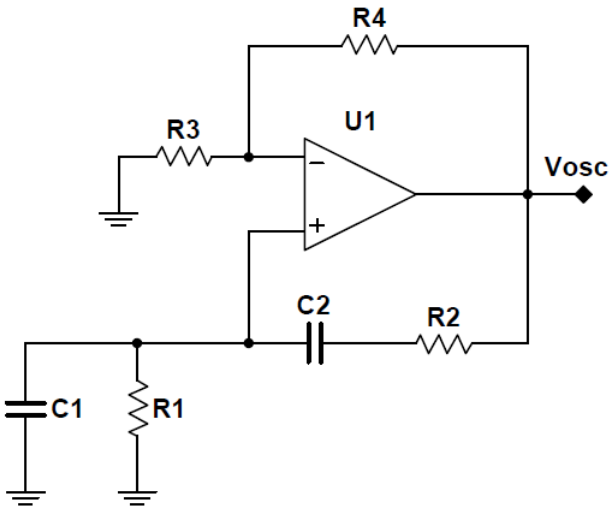

Figura 8.2: Oscilador *Wien-bridge*

Tabela 8.1: Componentes do oscilador *wien-bridge*.

Componente	***Valor***
R1	1 kΩ
R2	1 kΩ
R3	1 kΩ
R4	2.5 kΩ
C1	8.7 pF
C2	8.7 pF
U1	LM7372

substituindo s=jw resulta a equação

$$Z(jw) = \frac{1 + R_4/R_3}{3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)}. \tag{8.3}$$

O ganho deste circuito oscilador é um número real, isto é, a fase será nula, à frequência de oscilação dada por

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}. \tag{8.4}$$

Para obter uma oscilação sustentada a esta frequência, o ganho do circuito deve ser de 1. Isto pode ser conseguido ao selecionar

$$\frac{R_4}{R_3} = 2. \tag{8.5}$$

Para assegurar que o circuito entre em oscilação, é selecionado uma relação R_4/R_3 ligeiramente maior que 2. É facilmente verificável que se $R_4/R_3 = 2 + \delta$, onde δ é um valor reduzido, as raízes da equação característica $1 - L(s) = 0$ irão estar do lado direito do plano S. Com base nas equações referidas e recorrendo a simulações em SPICE foram determinados os valores para os componentes da *wien-bridge* para obter uma frequência de oscilação de 13.56MHz. A Tabela 8.1 apresenta esses mesmos valores.

Analisando a forma de onda do sinal gerado pela *wien-bridge*, Figura E.1, e o respetivo espectro do sinal apresentado na Figura 8.3 , é percetível que o amplificador entra em saturação, dando origem a um sinal com uma frequência bem definida mas com uma distorção indesejada. Para evitar que o amplificador entre em saturação, isto é, para que a amplitude de oscilação do oscilador seja estabilizada, e reduzir a introdução de sinais harmónicos no espectro do sinal, pode ser usado um circuito de controlo não linear. Existem várias funções de controlo de amplitude que podem ser aplicadas no circuito oscilador *wien-brigde*, no entanto, as modificações introduzidas no circuito iriam aumentar o número de componentes necessários ou aumentar o consumo de potência, para além de não ser necessário a implementação de um circuito deste género para o circuito leitor uma vez que a antena deste, formada por um circuito ressonante RLC, opera como um circuito de banda passante, sintonizada para um frequência igual à frequência de oscilação do oscilador *wien-bridge*, resultando num sinal filtrado com uma distorção harmónica reduzida.

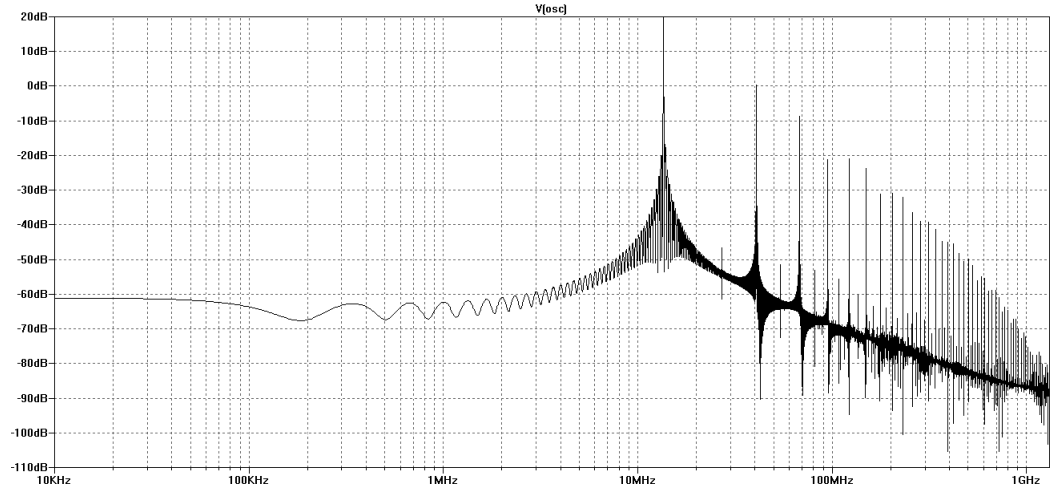

Figura 8.3: Tensão V_{osc}: Análise espectral da onda sinusoidal gerada pelo oscilador *wien-bridge.*

8.2 Amplificador de potência

O sinal de baixa potência gerado pelo oscilador necessita de ser amplificado para poder fornecer a corrente necessária à antena primária. Para esse fim, foi usado o amplificador de potência *push-pull* apresentado na Figura 8.4.

Este amplificador é constituído por um amplificador de classe B inserido na malha de realimentação negativa de um amplificador operacional. O facto de o amplificador estar inserido na malha de realimentação negativa de um amplificador de ganho elevado reduz a distorção *crossover* característica do amplificador de classe B. A banda morta de $\pm 0.7\ V$ é reduzida para $\pm 0.7/A_0$, onde

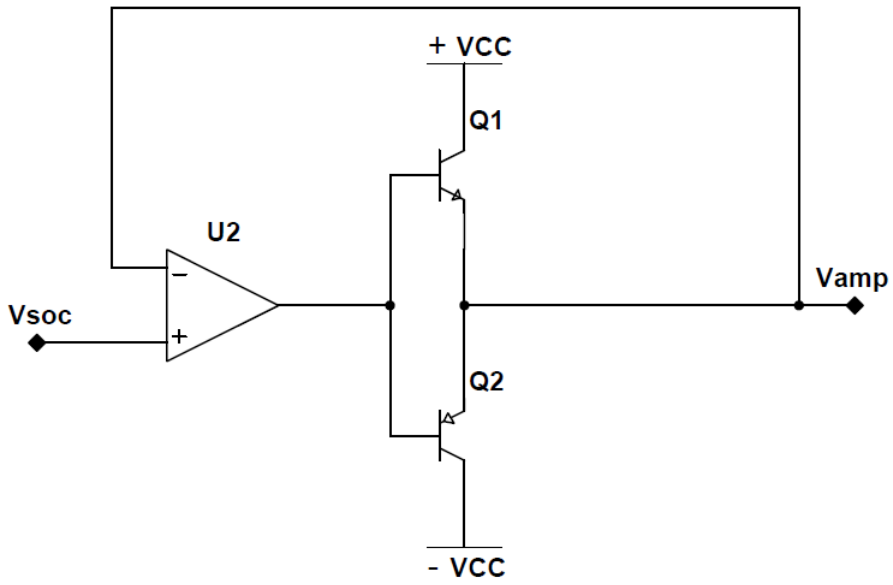

Figura 8.4: Amplificador *push-pull*: Amplificador de potência de classe B inserido na malha de realimentação negativa de um amplificador operacional.

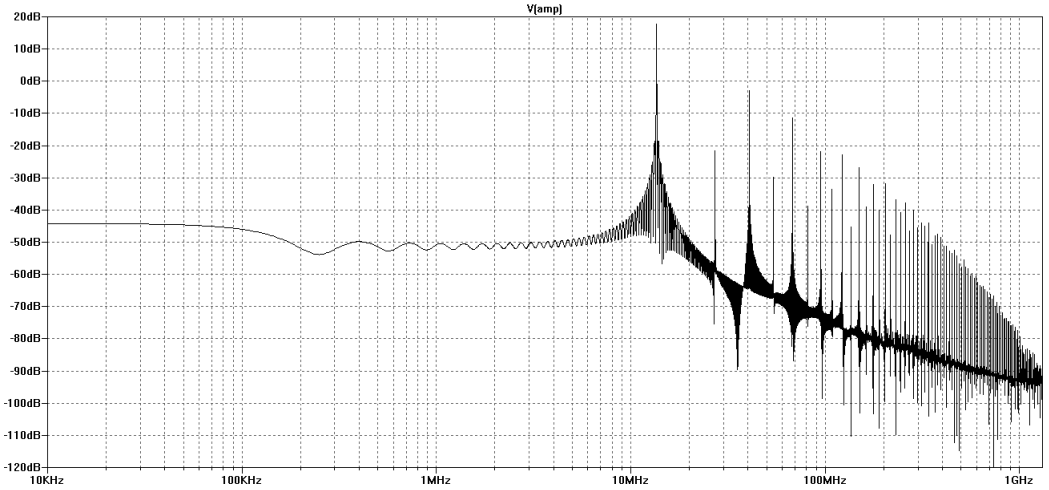

Figura 8.5: Tensão V_{amp}: Espectro do sinal à saída do amplificador de potência *push-pull*.

A_0 é o ganho DC do amplificador operacional. Contudo, a *slew-rate* limitada do amplificador faz com que o ligar e desligar dos BJT's se faça sentir no sinal de saída (Figura E.2), introduzindo mais distorções harmónicas àquelas que já estão presentes no sinal gerado pela *wien-brigde*, como é possível deduzir a partir da análise do espetro do sinal apresentado na Figura 8.5. No entanto, estas distorções harmónica não têm grande relevância, uma vez que não afetam a qualidade do sinal na antena primária, como será demonstrado na próxima secção.

Os componentes do amplificador de potência *push-pull* foram escolhidos com base nos seguintes requisitos: frequência de operação compatível com a frequência de 13.56 MHz (BJT's e amplificador operacional); *slew-rate* elevada (amplificador operacional); corrente de saída elevada, capaz de fornecer a corrente necessária à antena primária (BJT's). A Tabela 8.2 apresenta os modelos escolhidos para o amplificador operacional e para os BJT's.

Tabela 8.2: Componentes do amplificador *push-pull*.

Componente	***Valor***
Q1	2N4401
Q2	2N4403
U2	LM7372

8.3 Antena primária

A antena primária, apresentada na Figura 8.6, é formada pela bobina quadrangular e por um condensador de sintonia que combinados formam o circuito ressonante em série com uma frequência de ressonância de 13.56 MHz. As imperfeições do sinal gerado e amplificado, pela *wien-bridge* e amplificador de potência, respetivamente, são filtrados por este circuito ressonante, que se comporta como um filtro passa banda, como é visível na Figura 8.8, que apresenta a resposta em

frequência da antena primária. O resultado desta propriedade da antena é um sinal com uma distorção harmónica reduzida na antena primária como é visível na Figura E.3 e Figura 8.7, que apresentam o sinal e espectro do sinal na antena primária, respetivamente.

Para que fosse possível efetuar a leitura do sinal enviado pelo dispositivo secundário na antena primária, foi inserida uma resistência na antena primária, a resistência R6. Aos terminais desta resistência é captado o sinal para efetuar a leitura da resposta do circuito secundário, nomeadamente o sinal V_{back} (Figura E.4).

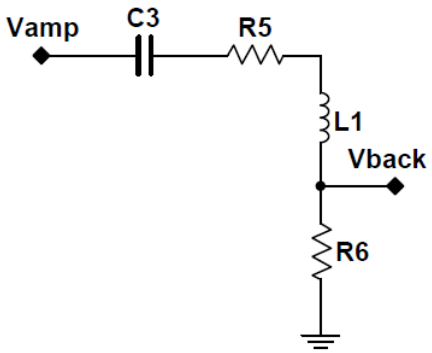

Figura 8.6: Antena primária.

Tabela 8.3: Componentes da antena primária.

Componente	***Valor***
R5	93.04 Ω
R6	10 Ω
C3	5.55 pF
L1	24.84 μH

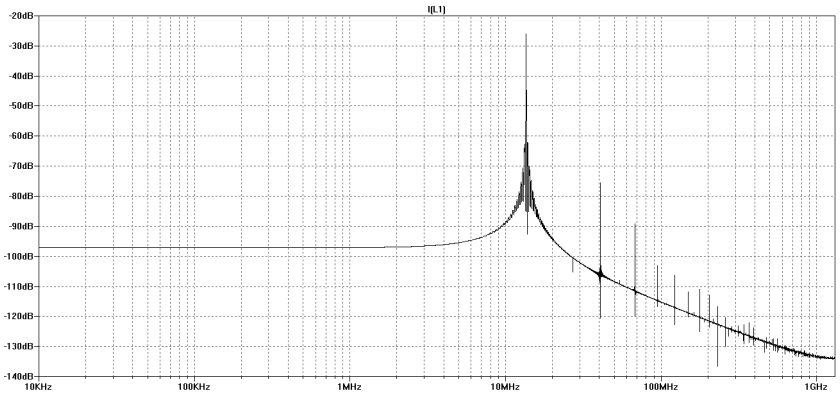

Figura 8.7: Corrente I_L: Espectro do sinal sinusoidal de 13.56 MHz na antena primária.

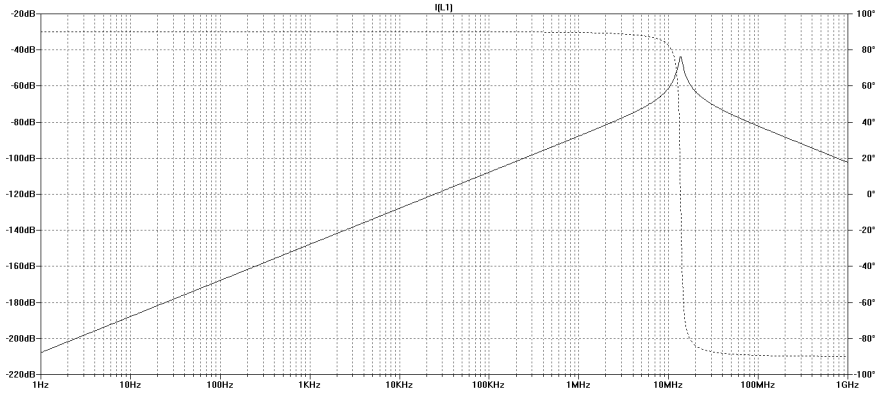

Figura 8.8: Corrente I_L: Resposta em frequência da antena primária.

8.4 Retificador de pico de precisão

Incluir um díodo na malha de realimentação negativa de um amplificador operacional juntamente com uma malha RC à saída do amplificador, resulta num retificador de pico de precisão, como apresentado na Figura 8.9. A combinação entre o díodo e o amplificador é conhecida como a configuração de super-díodo. A operação deste circuito é relativamente simples. Para um V_{back} maior que a tensão armazenada no condensador C4, o amplificador liga o díodo, fechando assim a malha de realimentação negativa, e a configuração comporta-se como um amplificador seguidor. A tensão no condensador irá seguir a tensão de entrada enquanto $V_{back} > V_{C4}$, com o amplificador a fornecer a corrente necessária para a carga do condensador. Este processo continua até que a entrada atinja a sua tensão de pico. A partir deste momento, quando $V_{back} < V_{C4}$, o amplificador irá ter uma tensão negativa entre os dois terminais de entrada. Este estado à entrada do amplificador provoca uma tensão negativa à saída deste, o díodo desliga-se, e o amplificador entra em saturação. Este mecanismo faz com que o condensador memorize a tensão de pico da entrada. A inserção de uma resistência R7 em paralelo com o condensador C4 é fundamental para que o circuito também seja capaz de detetar reduções na amplitude dos picos subsequentes. Esta resistência possibilita uma descarga controlada do condensador, com uma constante de tempo dada por

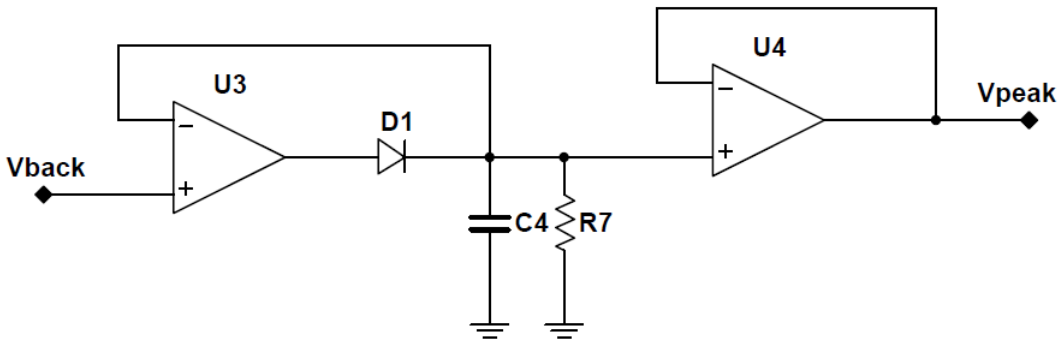

Figura 8.9: Retificador de pico de precisão.

Tabela 8.4: Componentes do Retificador de pico de precisão.

Componente	***Valor***
R7	500 Ω
C4	10 nF
U3	LT1819
U4	LT1819
D1	1N4148

$$\tau = R_7 C_4. \tag{8.6}$$

À saída da malha RC está conectado um amplificador operacional na configuração seguidora. Este amplificador é necessário para isolar a saída do retificador de pico dos andares subsequentes, para além de o amplificador seguidor apresentar uma impedância de entrada elevada, permitindo que o condensador descarregue apenas pela resistência R7. O resultado da operação efetuada pelo retificador de pico de precisão está apresentado na Figura E.5. Na Tabela 8.4 estão descriminados os componentes escolhidos para o retificador de pico de precisão.

8.5 Filtro *Sallen-key*

O sinal obtido à saída do retificador de pico contém sinais indesejados. A remoção das frequências indesejadas é fundamental para determinar com precisão a pressão no interior do aneurisma. Para esse fim, o sinal é filtrado pelo filtro *sallen-key* passa baixo (Figura 8.10). Este filtro ativo de segunda ordem tem uma propriedade que o torna popular. O amplificador garante que as malhas RC deste filtro estejam isoladas dos andares subsequentes, eliminando o efeito de carga, o que permite um desenho independente deste filtro e também das estruturas subsequentes. As equações que caracterizam a frequência de corte, função de transferência e fator de qualidade deste filtro são descritas pelas equações 8.7, 8.8 e 8.9.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_8 R_9 C_5 C_6}} \tag{8.7}$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(2\pi f_c)^2}{s^2 + 2\zeta(2\pi f_c)s + (2\pi f_c)^2} \tag{8.8}$$

$$Q = \frac{1}{2\zeta} \tag{8.9}$$

Recorrendo a estas equações, foram determinados os valores dos componentes do filtro *sallen-key* passa baixo para um frequência de corte de 1 MHz. A Tabela 8.5 apresenta os valores determinados. O sinal resultante, após a filtragem, está apresentado na Figura E.6.

Tabela 8.5: Componentes do amplificador diferenciador.

Componente	*Valor*
R8	1 kΩ
R9	1 kΩ
C5	160 pF
C6	160 pF
U5	LT1819

8.6 Diferenciador

O circuito diferenciador apresentado na Figura 8.11, como o próprio nome indica, efetua a operação matemática de diferenciação. Para entender como esta configuração efetua a diferenciação, é necessário ignorar as resistência R10 e R12 no circuito, isto é, assumir que são curtos circuitos. Assumindo, nessa configuração, que V_{filt} é uma função que varia no tempo e tendo em conta que a entrada inversora tem uma massa virtual, então, irá aparecer efetivamente a tensão V_{filt} aos terminais do condensador C7. Assim sendo, a corrente no condensador será dada por $C_7(dV_{filt}/dt)$. Esta corrente percorre a resistência R11 na malha de realimentação, dando origem a uma tensão à saída do amplificador descrita por

$$V_{dif}(t) = -C_7 R_{11} \frac{dV_{filt}(t)}{dt} \,. \tag{8.10}$$

A natureza deste circuito torna-o um amplificador de ruído. Isto deve-se ao facto de ser gerado um pico à saída do amplificador cada vez que há uma mudança brusca em V_{filt}. Este estimulo que é induzido no circuito pelo sinal de interesse, também pode ser provocado por interferências eletromagnéticas. É por esta razão que é necessário conectar a resistência R10 em série com o condensador C7, apesar de esta modificação tornar o diferenciador não-ideal. Enquanto que o uso da resistência R12 é necessária para eliminar o *off-set* introduzido pelo amplificador. A função de

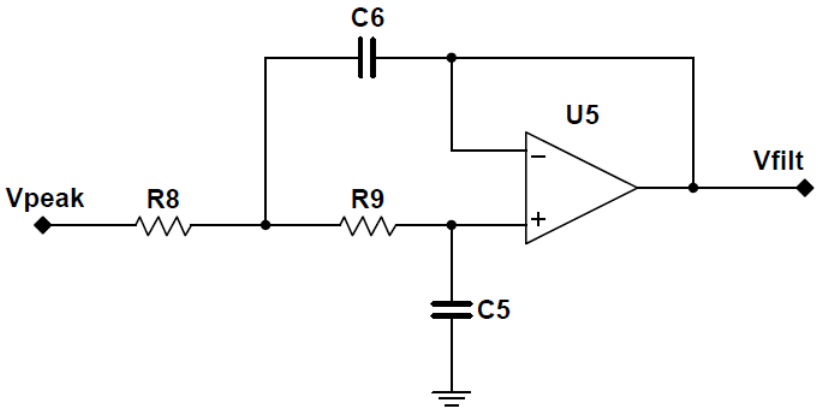

Figura 8.10: Filtro *sallen-key* passa baixo

transferência do diferenciador é dada por,

$$\frac{V_{dif}(s)}{V_{filt}(s)} = -\frac{R_{11}}{R_{10}} \frac{s}{s+\frac{1}{C_7 R_{10}}} , \tag{8.11}$$

ou seja,

$$\frac{V_{dif}(j\omega)}{V_{filt}(j\omega)} = -\frac{R_{11}}{R_{10}} \frac{j\omega}{j\omega+\frac{1}{C_7 R_{10}}} , \tag{8.12}$$

A resposta em frequência do amplificador diferenciador pode ser aproximada à STC (*single-time-constant*) de um filtro passa alto com uma frequência *corner* em infinito e intersectando os 0 dB quando se verifica a igualdade $|V_{dif}/V_{filt}| = 1$ da equação

$$\left|\frac{V_{dif}}{V_{filt}}\right| = \frac{R_{11}}{\sqrt{R_{10}^2 + \left(\frac{1}{\omega C_7}\right)^2}} . \tag{8.13}$$

Com base nas equações que caracterizam o amplificador diferenciador foram determinados os valores dos respetivos componentes para obter um diferenciador com um zero á frequência de 1 MHz e um polo à frequência de 10 MHz. O resultado desta análise está resumido na Tabela 8.6. O sinal resultante está apresentado na Figura E.7.

Tabela 8.6: Componentes do amplificador diferenciador.

Componente	***Valor***
R10	1 kΩ
R11	10 kΩ
R12	10 kΩ
C7	16 pF
U6	LT1819

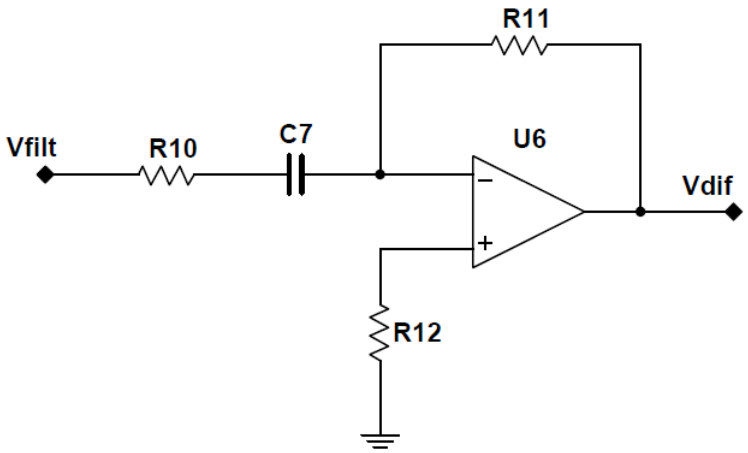

Figura 8.11: Amplificador diferenciador.

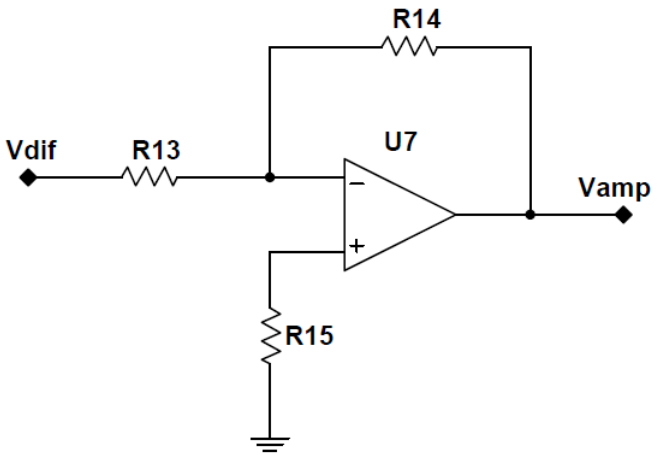

Figura 8.12: Amplificador Inversor.

8.7 Amplificador

As variações bruscas detetadas pelo amplificador diferenciador têm uma amplitude reduzida. É necessário amplificar o sinal para que este possa ser tratado pelos andares subsequentes. A Figura 8.12 mostra a configuração do amplificador usada para amplificar o sinal V_{dif}, nomeadamente a configuração inversora. O circuito amplificador, propriamente dito, consiste nas resistência R13, R14 e no amplificador U7, sendo que a resistência R15 é usada para eliminar o *off-set* do amplificador. O ganho desta configuração é dado por

$$\frac{V_{amp}}{V_{dif}} = -\frac{R_{14}}{R_{13}} \tag{8.14}$$

e a resistência para a eliminação do *off-set* do amplificador é determinada a partir da equação

$$R_{15} = R_{13}||R_{14} \tag{8.15}$$

A Tabela 8.7 apresenta os valores escolhidos para uma amplificação de 1000x. O resultado desta amplificação do sinal é visivel na Figura E.8.

Tabela 8.7: Componentes do amplificador inversor.

Componente	***Valor***
R13	1 kΩ
R14	1 MΩ
R15	1 kΩ
U7	LT1819

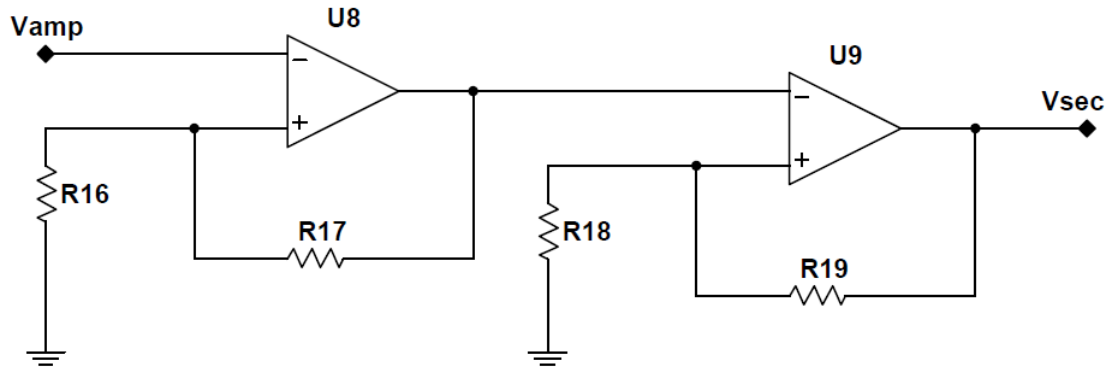

Figura 8.13: Cascata de amplificadores na configuração de comparadores com histerese.

8.8 Comparadores com histerese

Um amplificador operacional tem uma entrada diferencial bem balançada e um ganho muito elevado, o que paralela com as características de um comparador, podendo o comparador ser substituído por um amplificador em certas aplicações, como é o caso da aplicação no circuito primário, onde é requerida uma *slew-rate* muita elevada, que não é atingível com um comparador. Na teoria, um amplificador operacional, que opera sem realimentação negativa, pode ser usado como um comparador. Quando a entrada não inversora está a um potencial mais elevado do que o potencial na entrada inversora, o ganho elevado do amplificador causa uma saturação no potencial mais positivo á saída deste. Quando a entrada não inversora está a um potencial inferior ao potencial na entrada inversora, a saída satura no potencial mais negativo.
Através da inserção de uma malha de realimentação positiva a um amplificador operacional, é possível configurar as tensões de *threshold* positivas e negativas, V_{TH} e V_{TL} respetivamente. A introdução de uma malha de realimentação positiva torna o comparador mais estável e mais previsível. As equações a partir das quais é possível determinar esses *threholds* são dadas por

$$V_{TL} = -L_{(+)}\frac{R_{17,19}}{R_{16,18}}\,, \tag{8.16}$$

$$V_{TH} = -L_{(-)}\frac{R_{17,19}}{R_{16,18}}\,, \tag{8.17}$$

onde $L_{(+)}$ e $L_{(-)}$ são as amplitudes das tensões que alimentam o amplificador. Com base nestas equações foram determinados os componentes dos dois comparadores para que o sinal à saída do ultimo andar fosse uma reconstrução do sinal gerado no dispositivo secundário. A Tabela 8.8 apresenta os valores dos componentes obtidos. O sinal resultante à saída da cadeia de comparadores está apresentado na Figura E.9.

Tabela 8.8: Componentes da cascata de amplificadores na configuração de comparadores com histerese.

Componente	***Valor***
R16	40 kΩ
R17	100 kΩ
R18	40 kΩ
R19	100 kΩ
U8	LT1819
U9	LT1819

Capítulo 9

Simulações

A partir do dispositivo primário e secundário desenvolvidos foram feitas simulações para avaliar a exatidão e precisão das medições da capacidade do sensor. Nesse sentido, foram feitas simulações para as variações de processo *typical-typical* (tt), *fast-fast* (ff) e *slow-slow* (ss). A variação de capacidade avaliada foi de 2 pF, variando entre os 8-10 pF. Em todas as simulações foi assumido que o fator de acoplamento entre dispositivo primário e secundário é aquele que normalmente se encontra neste tipo de comunicações e o qual corresponde a 0.05 (5%).

A pressão no interior do saco residual do aneurisma é proporcional à capacidade do sensor. Determinando a capacidade efetiva do sensor é possível determinar a pressão a que este está exposto. Como já referido, o tempo de carga dos condensadores do circuito sensorial é diferente. Isto porque os condensadores têm capacidades diferentes, dando origem a constantes de tempo diferentes. É com base nesta propriedade que é determinada a capacidade do condensador (sensor capacitivo). O condensador C_{S1} controla o período do primeiro impulso enviado para a antena do secundário. Este impulso sinaliza o início de um ciclo de carga, enquanto que o segundo impulso sinaliza o fim de carga dos condensadores C_{sens} e C_{S2} (transição *low-high* indica o fim da carga de C_{sens} e a transição *high-low* o fim de carga de C_{S2}). Sabendo o valor da capacidade do condensador C_{S2} (Tabela 9.1) é possível determinar a capacidade de C_{sens} a partir do tempo de carga destas, como indica a equação 9.1

$$C_{sens} = \frac{t_{Csens}\, C_{S2}}{t_{C_{S2}}} \ . \tag{9.1}$$

A equação 9.1 determina o tempo que um condensador de 1 pF demora a carregar a partir de $C_{S2}/t_{C_{S2}}$. Com base nessa solução, e sabendo o tempo que C_{sens} demora a carregar, é determinada a capacidade deste. A Figura 9.1 ilustra como são obtidos os tempos t_{Csens} e $t_{C_{S2}}$.

Tabela 9.1: Capacidades dos condensadores do circuito sensorial

$C_{S1}\ [pF]$	$C_{S2}\ [pF]$	$C_{sens}\ [pF]$
1	20	8-10

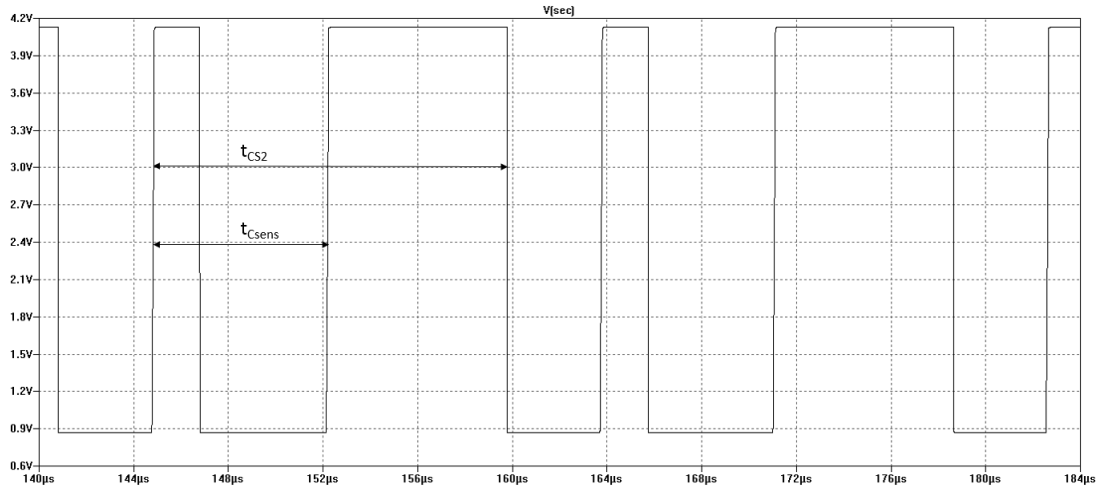

Figura 9.1: Tensão V_{sec} (Resposta do circuito sensorial): determinação dos tempos de carga de C_{sens} e C_{S2}.

No Anexo G estão apresentadas todas as medições efetuadas. Os desvios devidos à sensibilidade do circuito a variações do processo de fabrico, absoluto ($\delta_{a,Csens}$) e relativo $\delta_{r,Csens}$), apresentados nas tabelas do Anexo G são calculados a partir das seguintes expressões

$$\delta_{a,Csens} = C_{sens,medido} - C_{sens,real}. \tag{9.2}$$

$$\delta_{r,Csens} = \frac{\delta_{a,Csens}}{C_{sens,real}}. \tag{9.3}$$

Para uma melhor visualização dos dados, foram resumidos os valores das medições apresentados no Anexo G. Nestas tabelas, os valores para a média da capacidade medida ($\bar{C}_{sens,medido}$), o desvio absoluto médio ($\bar{\delta}_{a,Csens}$) e desvio relativo médio ($\bar{\delta}_{r,Csens}$) foram calculados determinando a média aritmética dos valores obtidos nas medições efetuadas. Na próxima secção são apresentados os resultados obtidos na determinação da capacidade do sensor.

9.1 Resultados

As Tabelas 9.2, 9.3 e 9.4 apresentam um resumo dos valores obtidos em cada uma das variações de processo (ss, tt e ff). Os resultados obtidos com a metodologia adaptada apresentam um desvio mínimo de 4.60% (Tabela 9.3) e um desvio máximo de 10.88% (Tabela 9.4). Estes resultados estão muito além daqueles que são requeridos para um dispositivo deste género. Desvios de medição nesta ordem de magnitude podem implicar complicações e transtornos sérios para o paciente: a rutura do aneurisma, provocado por uma leitura de pressão muito inferior àquela que se

Tabela 9.2: Resultados das simulações para a variação de processo tt (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.61	0.61	7,63
9	9.57	0.57	6.33
10	10.49	0.49	4.90

Tabela 9.3: Resultados das simulações para a variação de processo ss (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.57	0.57	7,13
9	9.54	0.54	6.00
10	10.46	0.46	4.60

Tabela 9.4: Resultados das simulações para a variação de processo ff (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.87	0.87	10,88
9	9.81	0.81	9.00
10	10.74	0.74	7.40

verifica no interior do aneurisma; intervenção de substituição da endoprotese desnecessária, provocado por uma leitura de pressão muito superior àquela que se verifica no interior do aneurisma. Grande parte do desvio nas medições tem origem na *XOR gate* XOR1, devido à ausência de dois inversores numa das suas entradas. Nas restantes entradas da *XOR gate* XOR1 e XOR2, há um atraso na propagação do sinal provocado pelos inversores à entrada destes. Para reduzir este desvio e para que seja possível obter um resultado mais preciso sem recorrer a modelos matemáticos, é possível compensar o desvio introduzido devido à ausência de dois inversores à entrada da *XOR gate* XOR1 variando a largura do MOSFET de canal N do inversor INV3. A compensação é atingida ao modificar o V_{SP} do inversor INV3. Alterando a largura do dispositivo NMOS deste inversor é possível minimizar o desvio na determinação direta da capacidade do sensor. Os resultados obtidos após realizar esta modificação no circuito são bastante satisfatórios. Com uma largura (W) de 17.5 μm o desvio máximo fica reduzido a 1.50% sendo que o desvio minimo é de apenas 0.11%. As Tabelas 9.5, 9.6 e 9.7 apresentam os valores obtidos após a realizar as modificações referidas. A Figura 9.2 apresenta um resumo destas tabelas para uma melhor visualização dos dados.

Tabela 9.5: Resultados das simulações para a variação de processo tt (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.06	0.06	0.75
9	8.97	0.03	0.33
10	9.86	0.14	1.40

Tabela 9.6: Resultados das simulações para a variação de processo ss (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.11	0.11	1.38
9	9.04	0.04	0.44
10	9.97	0.03	0.30

Tabela 9.7: Resultados das simulações para a variação de processo ff (INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

$C_{sens,real}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens,medido}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [\%]$
8	8.12	0.12	1.50
9	8.99	0.01	0.11
10	9.86	0.14	1.40

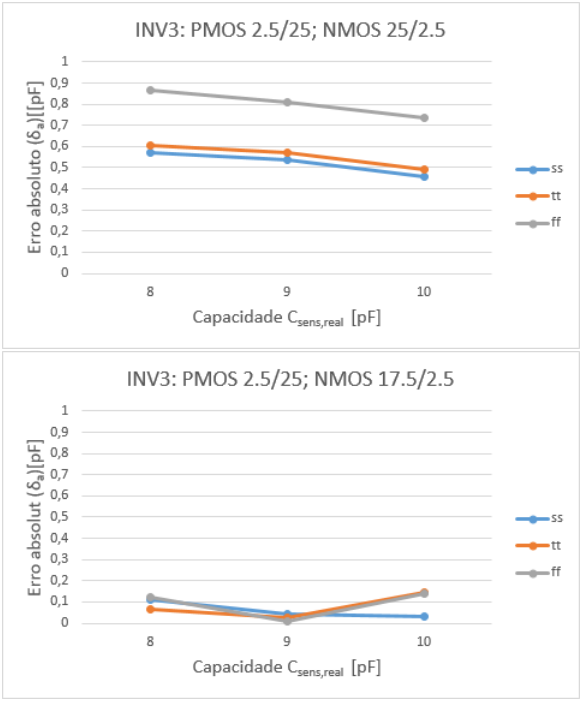

Figura 9.2: Desvios absolutos na determinação da capacidade C_{sens}.

Capítulo 10

Conclusão e Trabalho Futuro

As simulações *in vitro* e avaliações clínicas dos sensores existentes demonstraram a sua eficácia em detetar endovazamentos do tipo I e III. A sensibilidade em detetar endovazamentos do tipo II e a classificação da sua relevância clínica é menos clara sendo necessário aprofundar o estudo deste fenómeno. Contudo uma endoprótese com a capacidade de monitorar a pressão aneurismática pode ajudar a aliviar os custos envolvidos no acompanhamento pós-operatório dos pacientes. O sucesso destas novas próteses irá depender certamente do desempenho que estas irão oferecer bem como a adoção desta tecnologia pela comunidade médica, sendo portanto necessário manter uma relação próxima com os profissionais de saúde para que as tecnologias integradas nas próteses desenvolvidas alimentem as necessidades/funcionalidades pretendidas por estes. Outro fator importante desta nova tecnologia será o tamanho da prótese, a qual deverá idealmente ter o tamanho que atualmente se verifica nas endopróteses convencionais para que a reparação endovascular mantenha a sua identidade. Uma vez que os resultados dos primeiros ensaios clínicos são promissores, esta tecnologia poderá afetar os atuais protocolos de acompanhamento pós-operatório dos pacientes, ao permitir monitorizações regulares da pressão no saco aneurismático, dando origem a um complemento confiável e rentável às presentes técnicas de imagiologia.

O principal objetivo desta dissertação, que consistia em desenvolver um circuito secundário capaz de medir uma variação de pressão, bem como o desenvolvimento de um circuito primário capaz de alimentar o circuito secundário e efetuar a leitura deste, foi atingido, tendo o desempenho do dispositivo atingido as expectativas que se foram formando durante o desenvolvimento. Relativamente à transferência de energia do primário para o sensor (secundário), mostra-se que é possível armazenar energia suficiente para um funcionamento contínuo do dispositivo secundário. Já na reconstrução do sinal obtiveram-se resultado excelentes, com a única diferença entre o sinal gerado no secundário e reconstruido no primário ser o desfasamento, o que não afeta a determinação da capacidade do sensor e consequente determinação da pressão. O sistema proposto nesta dissertação mostra ser viável para determinar a capacidade do sensor de pressão com um desvio máximo de 2%.

O trabalho futuro passará por desenvolver um dispositivo primário e secundário físico, o primeiro em PCB e o segundo em IC, e otimizar ambos os dispositivos de acordo com o requerido para

as aplicações clínicas. Poderá vir a ser necessário o estudo de soluções alternativas para alguns dos blocos que formam o circuito primário e secundário, para atingir esse objetivo. Isto é, o circuito a implementar na prótese endovascular pode ser otimizado em dimensão e em desempenho se for fabricado um circuito integrado especificamente projetado para esta aplicação tendo em consideração os requisitos e limitações identificadas nos ensaios *in vitro*.

Anexo A

Nomenclatura Anatómica

A anatomia é o estudo das estruturas do corpo. É por convenção divido em anatomia topográfica, anatomia microscópica ou histológica, e anatomia embriológica. A linguagem anatómica é uma das linguagens fundamentais da medicina. As descrições inequívocas de milhares de estruturas é possível sem um vocabulário extensivo ou altamente especializado. Idealmente, estes termos, que são muitas vezes derivados do latim ou do grego, devem ser usados para a exclusão de qualquer outra, por todo o mundo.

A.1 Planos, Direções e Relações

Para evitar ambiguidades, todas as descrições anatómicas assumem que o corpo está na posição anatómica convencional, isto é, ereto com o rosto voltado para a frente, os membros superiores posicionados de lado com as palmas da mão viradas para a frente, e os membros inferiores juntamente com os dedos dos pés voltados para a frente (Figura A.1).

As descrições são baseadas em quatro planos imaginários aplicados ao corpo humano na posição anatómica convencional: plano mediano; plano sagital; plano coronal; plano horizontal. O plano mediano passa longitudinalmente pelo corpo e divide-o em metade direita e esquerda. O plano sagital é qualquer plano vertical em paralelo com o plano mediano. O plano coronal (frontal) é ortogonal ao plano mediano e divide o corpo em anterior (frente) e posterior (trás). O plano horizontal (transversal) é ortogonal a ambos o plano mediano e sagital.

Para estruturas mais próximas do crânio é usado o termo *superior*, *craniano* ou *cefálico*, enquanto que para estruturas mais próximas dos pés é usado o termo *inferior*.

Os termos *medial* e *lateral* indicam uma proximidade ao plano mediano, sendo que o termo *medial* indica uma maior proximidade do que o termo *lateral*: na posição anatómica convencional o dedo mendinho é *medial* em relação ao polegar, enquanto que o dedo halux é *medial* em relação ao 5º pododáctilo.

Também podem ser usados termos especializados para substituir os termos *medial* e *lateral*. Assim, no membro superior, os termos *ulnar* e *radial* são usados com o mesmo significado que

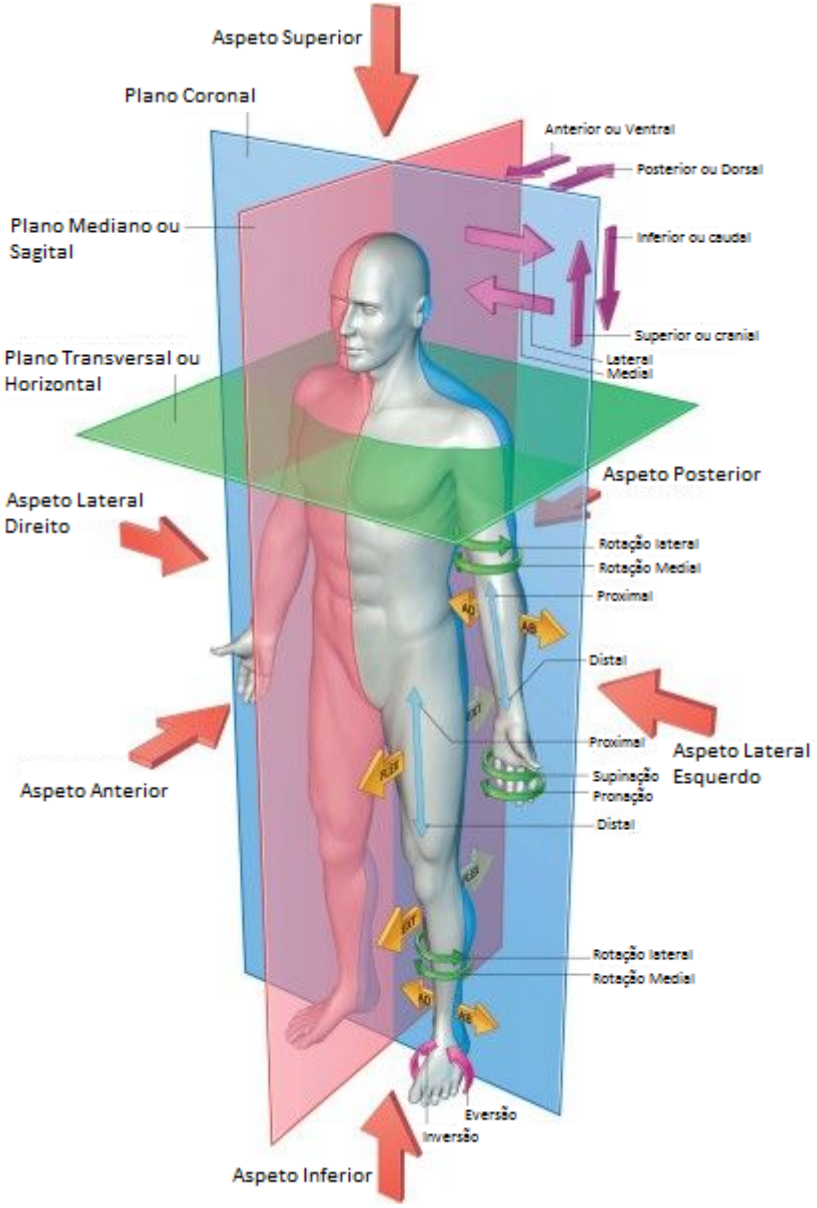

Figura A.1: A terminologia usada em anatomia descritiva. Abreviações indicadas nas setas: AD, adução; AB, abdução; FLEX, flexão (da coxa ao nível da articulação da anca); EXT, extensão (da perna ao nível da articulação do joelho).[9]

medial e *lateral*, respetivamente, e nos membros inferiores, os termos *tibial* e *peroneal* significam o mesmo que *medial* e *lateral*, respetivamente.

Os termos também podem ser baseados em relações embriológicas: a borda do membro superior que inclui o polegar, e a borda do membro inferior que inclui o halux são as bordas pre-axiais, enquanto que as bordas opostas formam as bordas post-axiais. São reconhecidos vários graus de obliquidade que usam termos composto como por exemplo o termo *postero-lateral*.

Quando se faz referência a estruturas do tronco e membros superiores são usados os sinónimos: *anterior*, *ventral*, *flexor*, *palmar*, *volar*, *posterior*, *dorsal* e *extensor*. É reconhecido que estes

sinónimos nem sempre são satisfatórios: o aspeto *extensor* da perna é *anterior* em relação ao joelho e às articulações do tornozelo, e *superior* em relação ao pé e pododáctilos; o aspeto *plantar* (*flexor*) do pé é *inferior*. O termo *dorsal* e *ventral* são particularmente usados por embriologistas e neuro-anatomistas.

Os termos *distal* e *proximal* são usados particularmente para descrever estruturas nos membros, tendo como ponto de referência a articulação entre o membro e o tronco (por vezes referido como a raiz), tal que uma estrutura *proximal* esteja mais próxima da articulação do membro do que uma estrutura *distal*. Contudo, os termos *proximal* e *distal* também são usados para descrever ramificações de estruturas, como por exemplo brônquios, vasos e nervos.

Os termos *externo* e *interno* referem-se à distância ao centro de um órgão ou cavidade, por exemplo, as camadas da parede corporal, ou o córtex e medula do rim.

Os termos *superficial* e *profundo* são usados para descrever a relação entre estruturas adjacentes.

O termo *ipsilateral* refere-se ao mesmo lado do corpo, órgão ou estrutura, o termo *bilateral* a ambos os lados, e o termo *contra-lateral* refere-se ao lado oposto.

Anexo B

Caracterização da tecnologia cnm25

Neste capitulo é discutida a operação dos MOSFETs e caracterizada a tecnologia usada no desenvolvimento do dispositivo secundário, a tecnologia CMOS, *twin well*, 2.5 μm 2P 2M, cnm25 (www.cnm.es). A Figura B.1 mostra como são definidas as tensões, correntes e designações dos terminais dos MOSFETs. É importante ter em mente que o MOSFET é um dispositivo de quatro terminais: Dreno (*Drain*); Fonte (*Source*); Porta (*Gate*); Substrato (*Substrate* ou *Body*), e que a fonte e dreno são intercambiáveis, isto é, os MOSFETs são dispositivos simétricos. Quando o substrato está conectado à fonte, são usados os modelos simplificados apresentados no topo da Figura B.1, caso contrário são usados os modelos apresentados no fundo da mesma figura. De notar que todas as tensões e correntes são positivas usando a convenção de nomes vistos na Figura B.1. Se for dito que "o V_{SG} do MOSFET é..." é sabido que está ser referido um dispositivo PMOS. É também de notar que a corrente no dreno flui no sentido norte-sul do símbolo. Para dispositivos NMOS, o dreno está no topo do símbolo enquanto que para dispositivos PMOS a fonte está no topo do símbolo. Os dispositivos são complementares.

B.1 Parâmetros BSIM

A Tabela B.1 apresenta os valores de constantes físicas relevantes para o desenho de circuitos em CMOS. A Tabela B.2 e B.3 apresentam os valores dos parâmetros da tecnologia cnm25.

Tabela B.1: Parâmetros de constante físicas relevantes para o desenho CMOS.

Nome	***Simbolo***	***Valor***
Constante dielétrica do vazio	ε_0	8.85 aF/μm
Constante dielétrica do silício (Si)	ε_{si}	$11.7\varepsilon_0$
Constante dielétrica da silica (SiO_2)	ε_{ox}	$3.97\varepsilon_0$
Constante de Boltzman	k	1.38 x 10^{-12} J/K
Carga elétrica	q	1.6 x 10^{-23} C
Tensão térmica	V_T	kT/q = 26 mV @ 300K

B.2 Parâmetros MOSFET

Por meio de simulação foram determinados os valores de parâmetros usados nas equações do modelo de 1ª ordem de transístores MOS de canal N e de canal P, realizados na tecnologia 2.5 μm a ser usada. A fim de considerar gamas suficientemente alargadas de dimensões e de níveis de

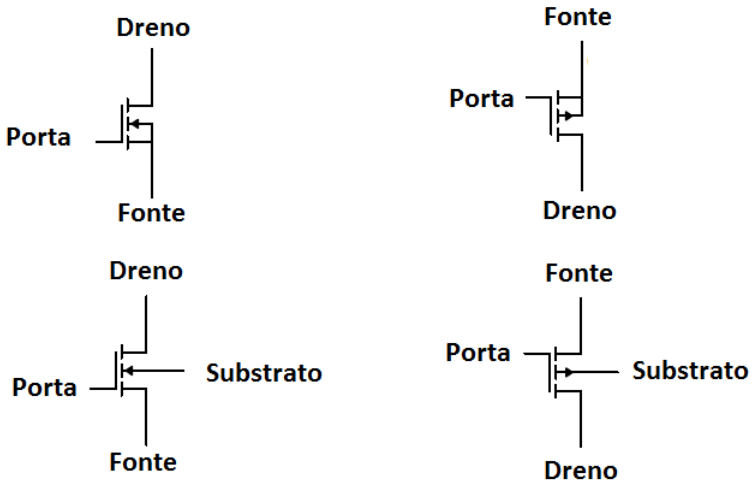

Figura B.1: Símbolos e designações dos terminais dos MOSFETs usados nesta dissertação. À esquerda Dispositivo NMOS. À direita Dispositivo PMOS.

Tabela B.2: Parâmetros de Modelo BSIM nivel 2 para os dispositivos NMOS

Parâmetro	***Descrição***	***Unidades***
TOX	Gate-oxide thickness	38 [nm]
VTO	Zero-bias threshold voltage	vton [V]
NSUB	Substate doping density	2.64E16 [cm^{-3}]
UO	Surface mobility	uon [$cm^2/(V{\cdot}s)$]
UCRIT	Mobility degradation critical field	1E4 [V/cm]
UEXP	Mobility degradation exponent	6.86E-2
NFS	Fast surface-state density	7.11E11 [cm^{-2}]
DELTA	Width effect on threshold	2.20
RS	Source contact resistance	93.8 []
LD	Lateral diffusion length	9.13E-7 [m]
XJ	Metallurgical junction depth	8.24E-8 [m]
VMAX	Maximum drift velocity	5.96E4 [m/s]
NEFF	Channel charge coefficient	1.48
CJ	Bulk p-n zero-bias bottom capacitance/length	3.50E-4 [F/m^2]
MJ	Bulk p-n bottom grading coefficient	.40
CJSW	Bulk p-n zero-bias perimeter capacitance/length	5.95E-10 [F/m]
MJSW	Bulk p-n sidewall grading coefficient	.29
PB	Bulk p-n potential	.65 [V]
AF	Flicker noise exponent	1.33
KF	Flicker noise coefficient	1e-29

Tabela B.3: Parâmetros de Modelo BSIM nível 2 para os dispositivos PMOS

Parâmetro	***Descrição***	***Unidades***
TOX	Gate-oxide thickness	38 nm
VTO	Zero-bias threshold voltage	vtop [V]
NSUB	Substate doping density	1.36E16 [cm^{-3}]
UO	Surface mobility	uop [$cm^2/(V{\cdot}s)$]
UCRIT	Mobility degradation critical field	1E4 [V/cm]
UEXP	Mobility degradation exponent	1.16E-1
NFS	Fast surface-state density	6.62E11 [cm^{-2}]
DELTA	Width effect on threshold	1.82
RS	Source contact resistance	134.9 []
LD	Lateral diffusion length	8.10E-7 [m]
XJ	Metallurgical junction depth	2.78E-9 [m]
VMAX	Maximum drift velocity	1.20E5 [m/s]
NEFF	Channel charge coefficient	6.67E-2
CJ	Bulk p-n zero-bias bottom capacitance/length	3.82E-4 [F/m^2]
MJ	Bulk p-n bottom grading coefficient	.35
CJSW	Bulk p-n zero-bias perimeter capacitance/length	7.38E-10 [F/m]
MJSW	Bulk p-n sidewall grading coefficient	.39
PB	Bulk p-n potential	.56 [V]
AF	Flicker noise exponent	1.33
KF	Flicker noise coefficient	1e-29

tensão, os parâmetros serão obtidos para valores de largura do canal de W=[10, 15, 40, 80, 200, 400, 1000] μm. O comprimento dos transístores é mantido constante em L=7,50 μm (3xLmin).

B.2.1 Modulação do comprimento do canal - λ

Para obter o parâmetro λ que caracteriza o efeito de modulação do canal pela tensão V_{DS}, é simulado o circuito apresentados na Figura B.2, mantendo V_{GS}= 1 V (transístor de canal N) e V_{SG}=1.2 V (transístor de canal P) fazendo o varrimento das dimensões dos transístores e da tensão V_{DD}=[1; 1.2 ; 1.4; 1,8; 2.3; 2.8] V para o transístor de canal N e V_{DD}=[1.2 ; 1.4; 1.8; 2.3; 2.8; 3.5] V para o de canal P. Para cada um dos valores de W, é verificado, qual o valor de corrente obtido

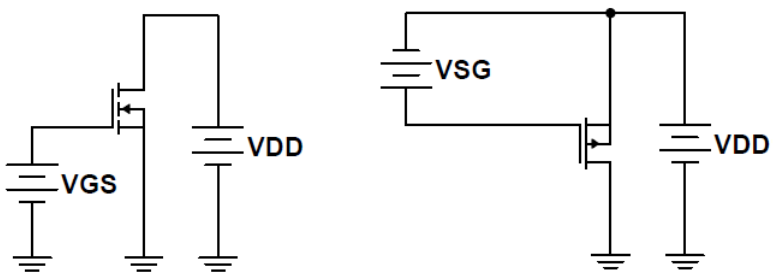

Figura B.2: Esquemas usados para determinar a modulação do comprimento do canal - λ. À esquerda: esquema para NMOS. À direita: esquema PMOS.

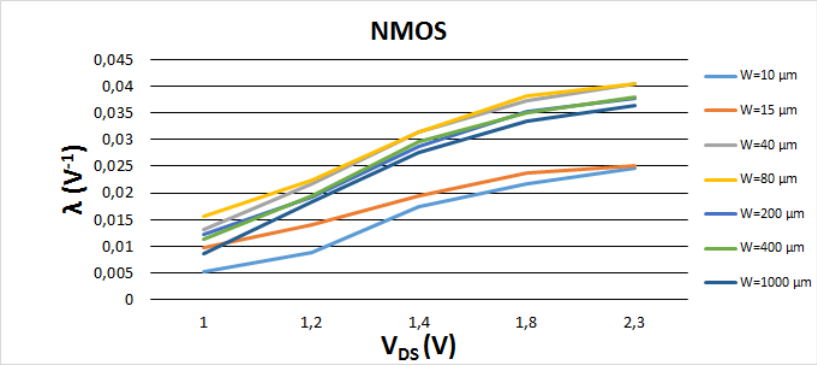

Figura B.3: Modulação do comprimento do canal dos MOSFETs de canal N.

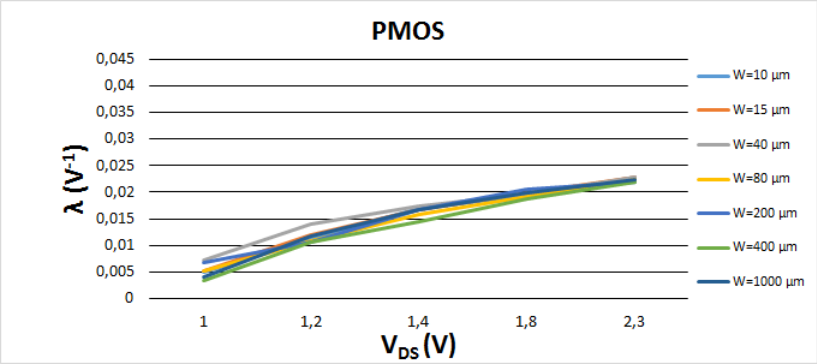

Figura B.4: Modulação do comprimento do canal dos MOSFETs de canal P.

para o menor valor de V_{DD}. Uma vez que para este baixo valor de $|V_{DS}|$ o efeito da modulação do canal é também pequeno e se pode considerar desprezável, os valores de λ para cada par de valores de W e V_{DD} podem ser obtido a partir de

$$\lambda = \frac{\frac{I_{DS}}{I_{DS0}} - 1}{V_{DS}} \tag{B.1}$$

em que I_{DS0} é a corrente observada para o menor valor de V_{DD}. Com o conjunto dos valores obtidos foram criados os gráficos das curvas $\lambda = f(V_{DS})$ parametrizadas em W (Figura B.3 e B.4).

B.2.2 Ganho intrínseco de transcondutância – KP

Para obter o ganho de transcondutância intrínseco são usados os circuitos apresentados na Figura B.5. Nestes, os transístores operam em modo díodo ($V_{GS} = V_{DS}$) de modo a minimizar o efeito da modulação do comprimento do canal no valor da corrente. Nestas condições

$$I_{DS} \approx \frac{1}{2}\beta(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{B.2}$$

em que

$$\beta = \mu_{n,p} C_{ox} \frac{W}{L} \tag{B.3}$$

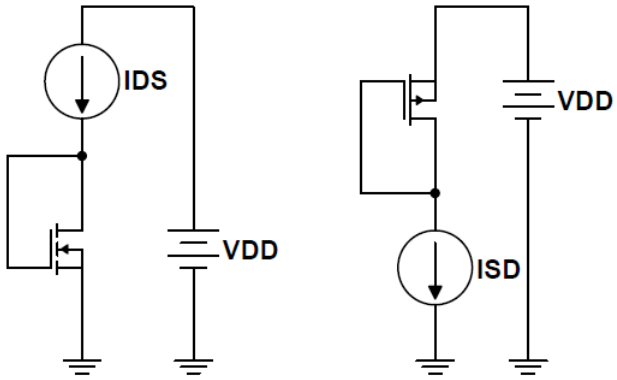

Figura B.5: Esquemas usados para determinar o ganho intrínseco de transcondutância – KP. À esquerda: esquema para NMOS. À direita: esquema PMOS.

e

$$\mu_{n,p} C_{ox} = KP \tag{B.4}$$

Simulando o circuito (transístor de canal N ou de canal P) para valores da fonte de corrente I_{DS} = [1, 30, 60, 100, 200, 400, 800, 1500] μA e os valores de W e L indicados no início. Para cada

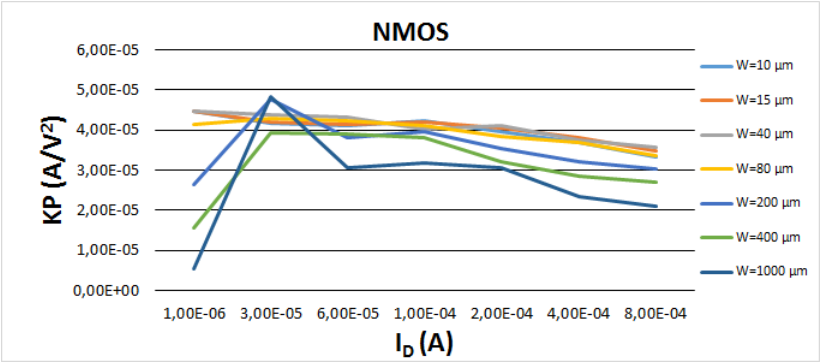

Figura B.6: Ganho intrínseco de transcondutância – KP dos MOSFETs de canal N.

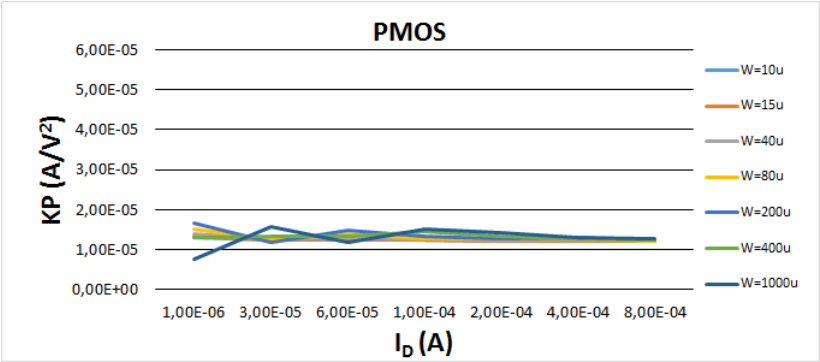

Figura B.7: Ganho intrínseco de transcondutância – KP dos MOSFETs de canal P.

valor de W é medido V_{GS} e calculado o ganho de transcondutância intrínseco resolvendo para cada conjunto de valores consecutivos I_{DSn}, V_{GSn}; I_{DSn+1}, V_{GSn+1}

$$\beta = 2 \times \left(\frac{\sqrt{I_{DS1}} - \sqrt{I_{DS2}}}{V_{GS1} - V_{GS2}} \right)^2 \tag{B.5}$$

Com os valores obtidos obteve-se o gráfico das curvas $\mu_{n,p} C_{ox} = f(I_{DS})$ parametrizadas em W (Figura B.6 e B.7).

B.2.3 Tensão de *threshold* - V_{TH}

Usando as mesmas curvas obtidas no ponto anterior, podem agora obter-se a tensão de *threshold* para cada um dos valores de W resolvendo

$$V_{TH} = V_{GS1} - \sqrt{\frac{2I_{DS1}}{\beta}} \tag{B.6}$$

Com os valores obtidos obteve-se o gráfico das curvas $V_{TH} = f(I_{DS})$ parametrizadas em W (Figura B.8 e B.9).

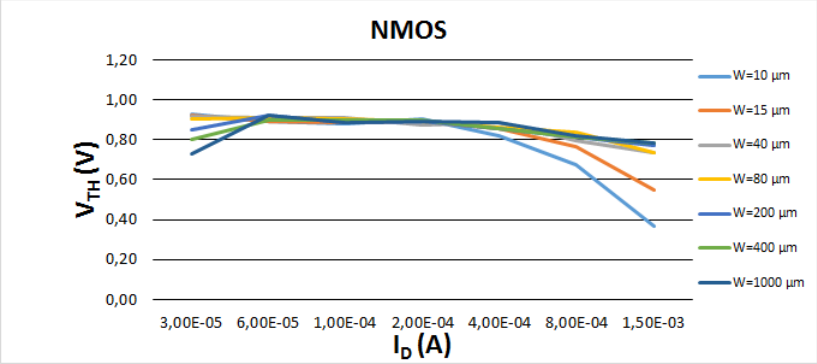

Figura B.8: Tensão de *threshold* - V_{TH} dos MOSFETs de canal N.

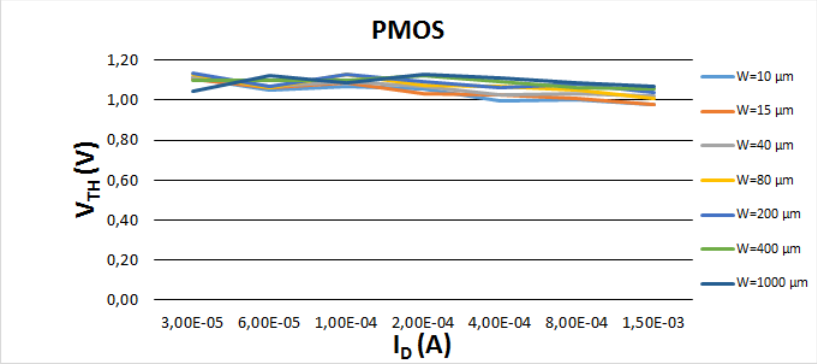

Figura B.9: Tensão de *threshold* - V_{TH} dos MOSFETs de canal P.

B.3 Capacidade C_{ox} e Condensadores Poly-Poly

O dielétrico de dióxido de silício entre as duas camadas de poly tem aproximadamente a mesmas espessura que o óxido da porta (t_{ox}). Sabendo que

$$C'_{ox} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{t_{ox}} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \tag{B.7}$$

e sabendo que a capacidade poly-poly é determinada pela porção de poly1 e poly2 que se sobrepõem, é determinada a capacidade poly-poly e a capacidade C_{ox} a partir da equação

$$C_{ox} = C'_{ox} A \tag{B.8}$$

onde A é a área de sobreposição poly-poly, ou a área do MOSFET. Com base nesta equação e a partir dos valores das Tabelas B.1, B.2 e B.3 é determinado o valor de 1.15 fF/μm^2 para a capacidade C_{ox}.

B.4 Modelos para desenho geral

A partir dos parâmetros do modelo BSIM 2 para a tecnologia cnm25 e a partir das simulações realizadas, foi elaborada a Tabela B.4. Esta tabela resume os parâmetros mais relevantes para o desenho geral dos dispositivos de canal N e P. As dimensões dos dispositivos PMOS e NMOS foram selecionadas com base nos gráficos da Figura B.3, B.4, B.6, B.7, B.8 e B.9.

Tabela B.4: Parâmetros para o desenho geral usando a tecnologia cnm25.

Parâmetro	***NMOS***	***PMOS***	***Comentário***
I_D	2.5 μA	2.5 μA	aproximadamente
W/L	50/7.5 μm/μm	150/7.5 μm/μm	típico
$V_{DS,sat}$	0.2 V	0.2 V	
V_{TH}	0.95 V	1.15 V	típico
KP	45 $\mu A/V^2$	15 $\mu A/V^2$	típico
C'_{ox}	1.15 fF/μm^2	1.15 fF/μm^2	aproximadamente
C_{ox}	431 fF	1293 fF	
C_{gs}	287 fF	867 fF	
g_m	60 μA/V	60 μA/V	

Anexo C

Bio-dispositivo

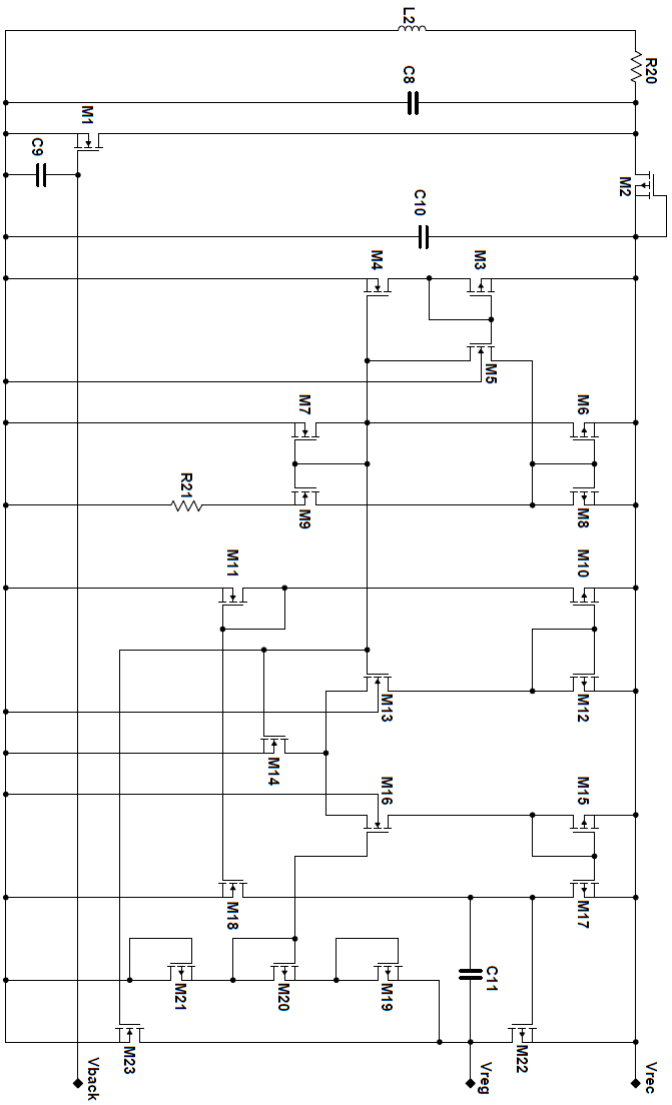

Figura C.1: Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 1/5).

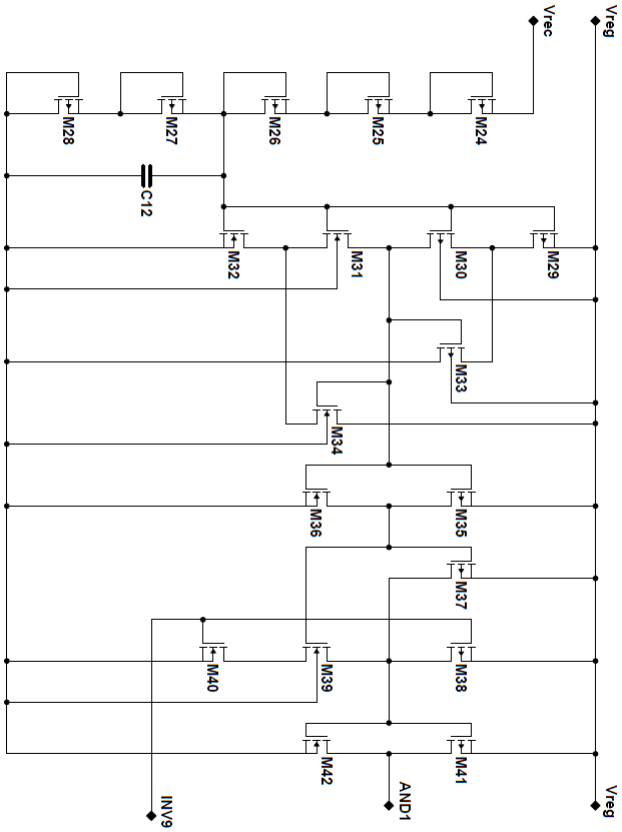

Figura C.2: Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 2/5).

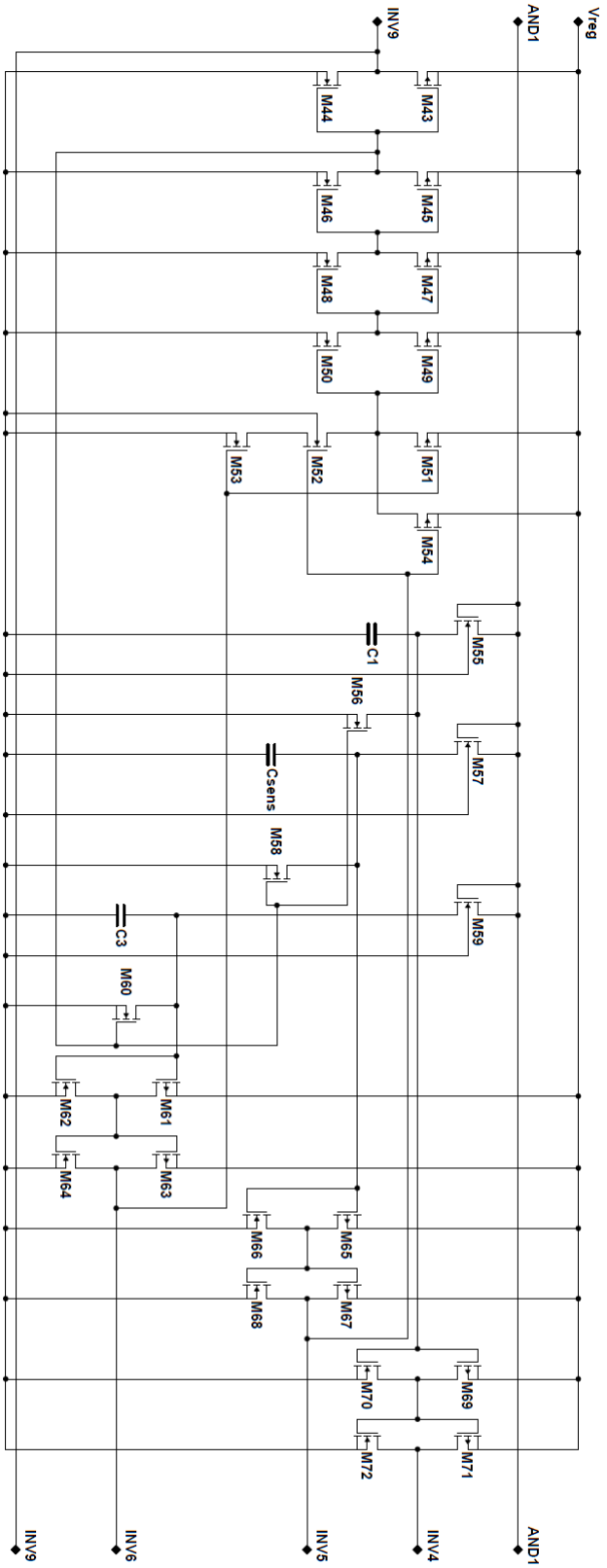

Figura C.3: Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 3/5).

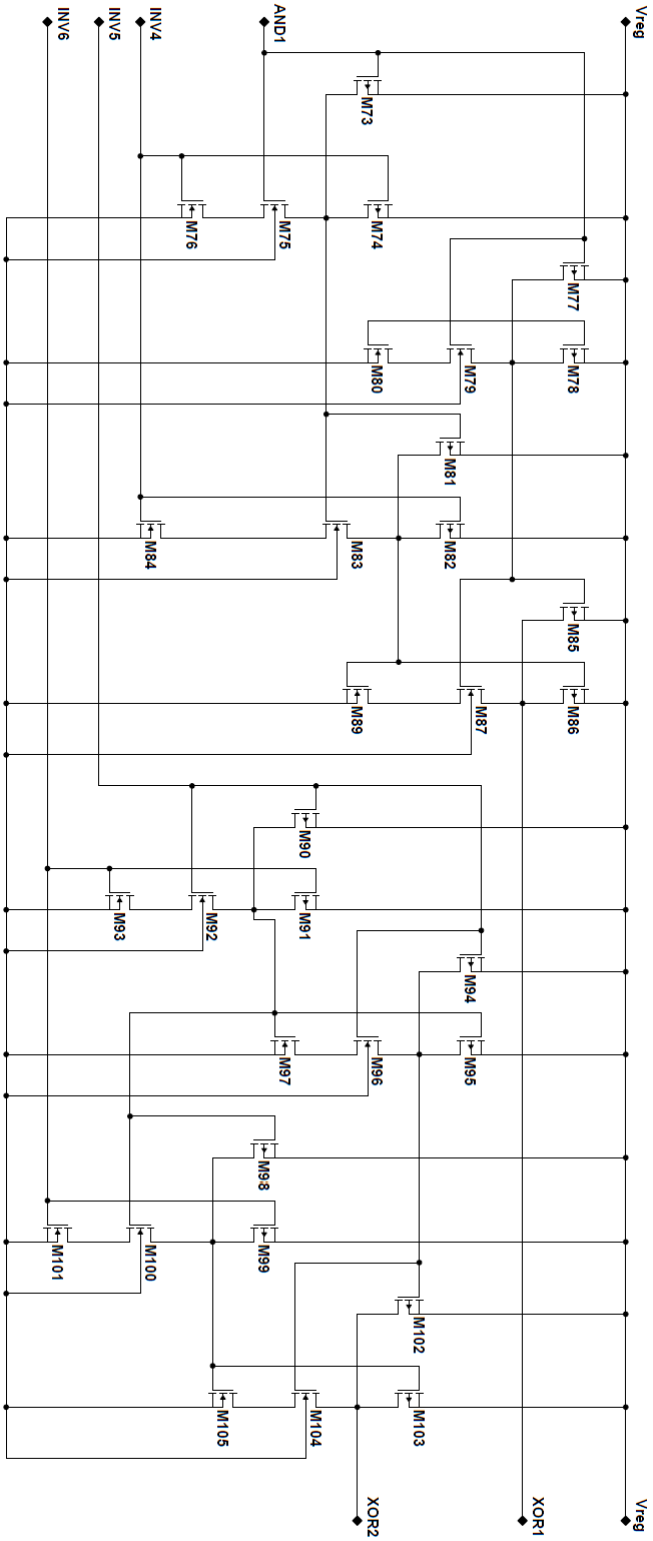

Figura C.4: Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 4/5).

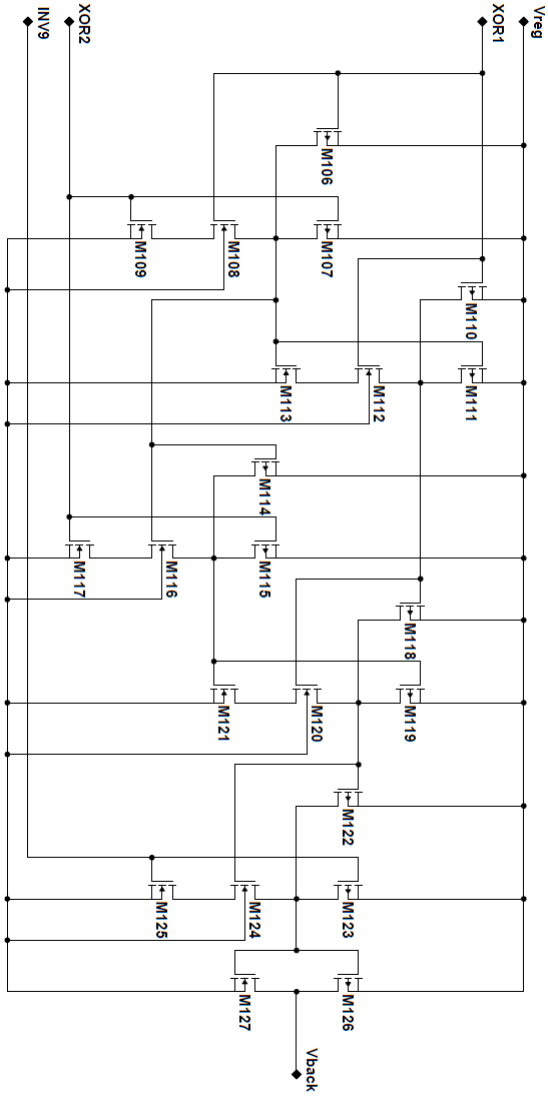

Figura C.5: Esquemático do circuito do bio-dispositivo (Parte 5/5).

Anexo D

Circuito Leitor

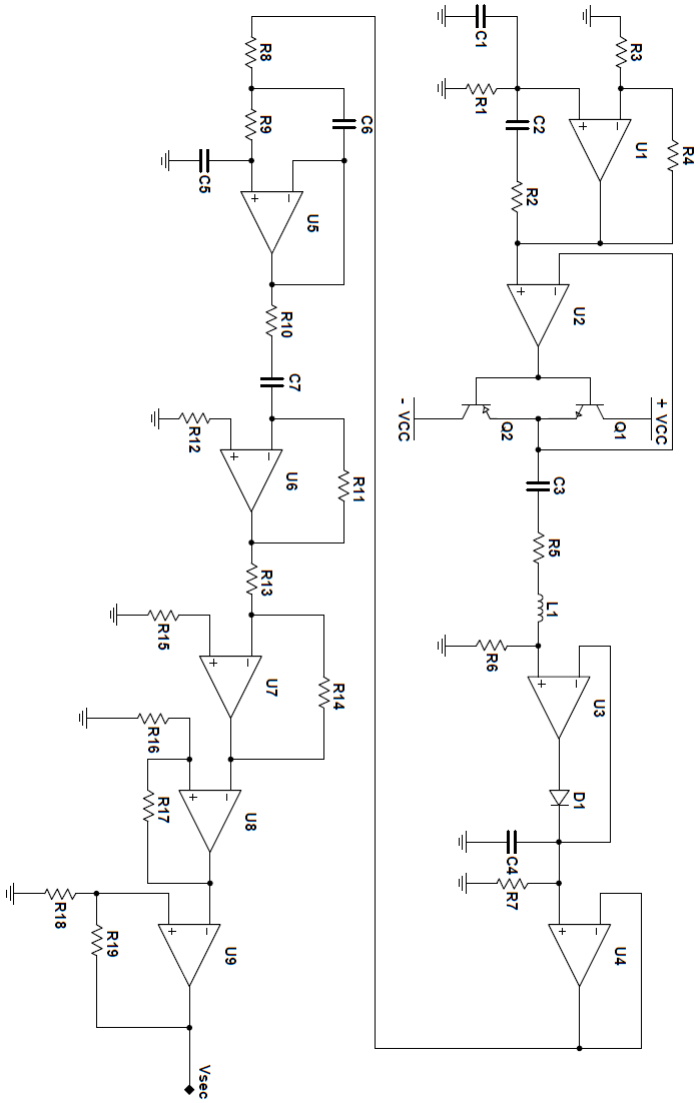

Figura D.1: Esquemático do circuito do dispositivo primário.

Anexo E

Resultado das simulações: Circuito Leitor

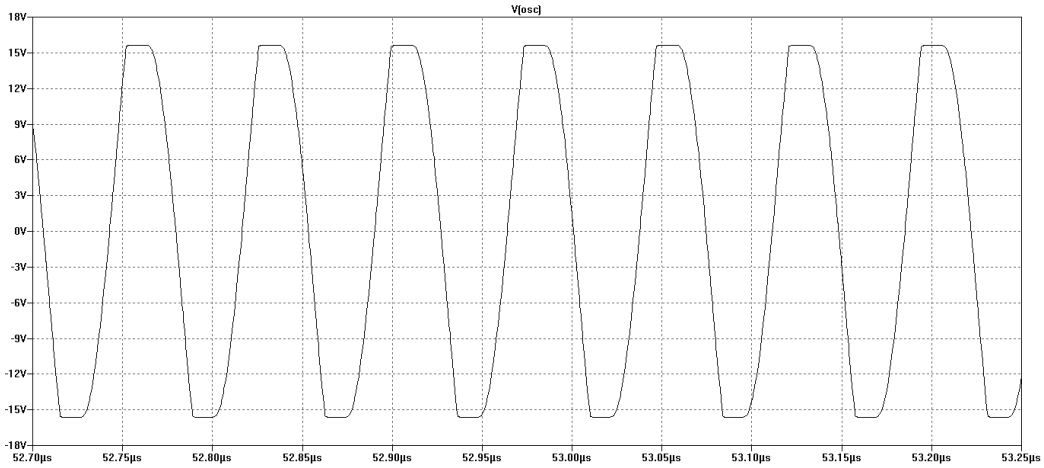

Figura E.1: Tensão V_{osc} gerada pelo oscilador *wien-bridge*.

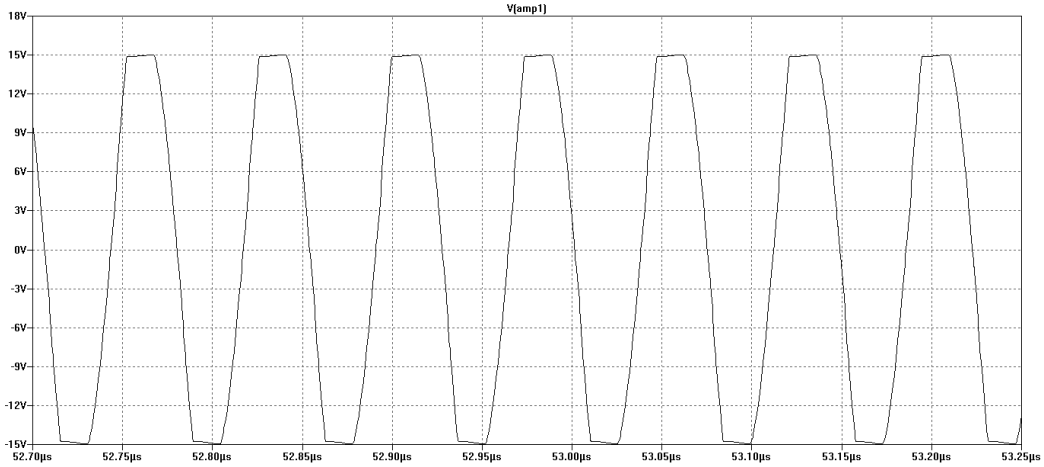

Figura E.2: Tensão V_{amp1} à saída do amplificador de potência *push-pull*.

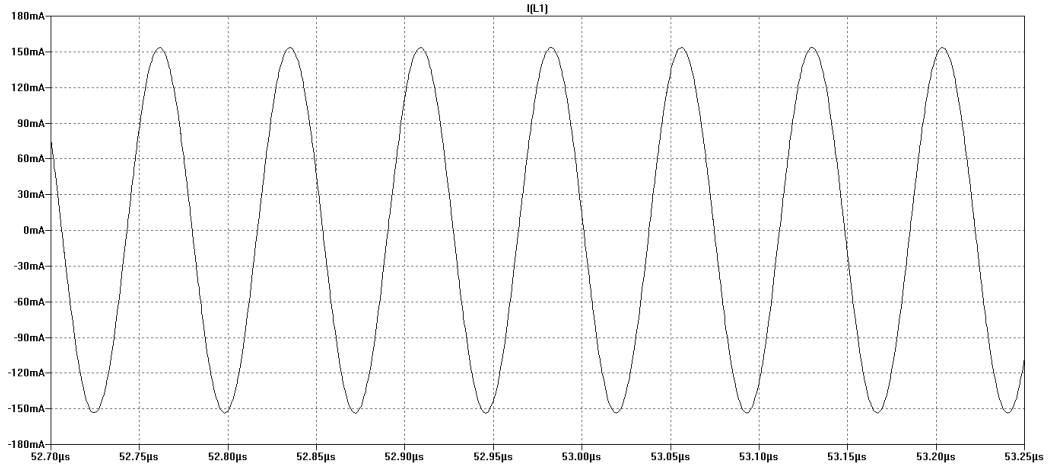

Figura E.3: Corrente I_{L1} que flui na bobina da antena primária.

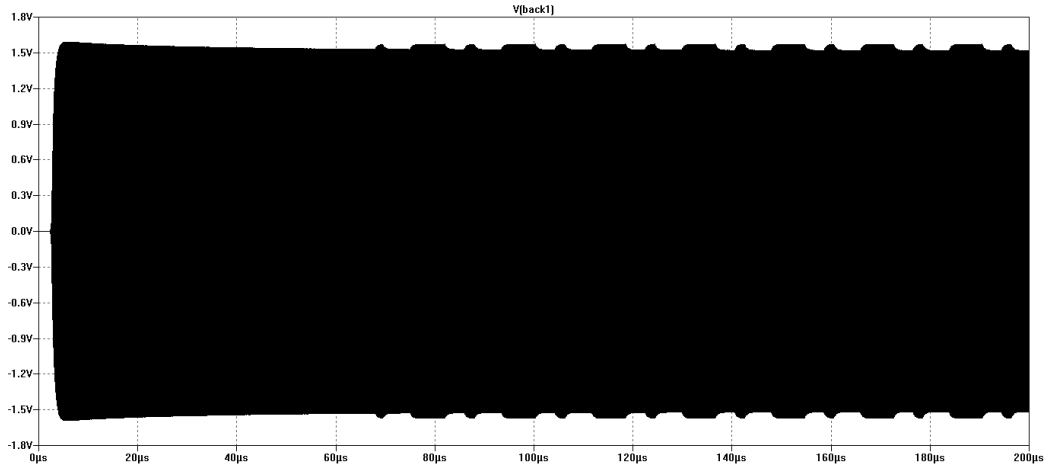

Figura E.4: Tensão V_{back1} captada na antena primária para posterior reconstrução do sinal.

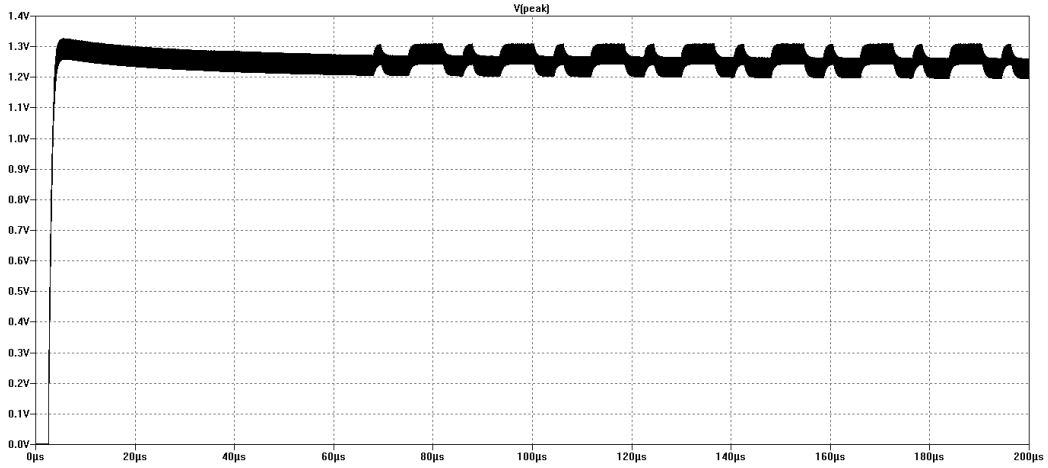

Figura E.5: Tensão V_{peak} à saída do retificador de pico.

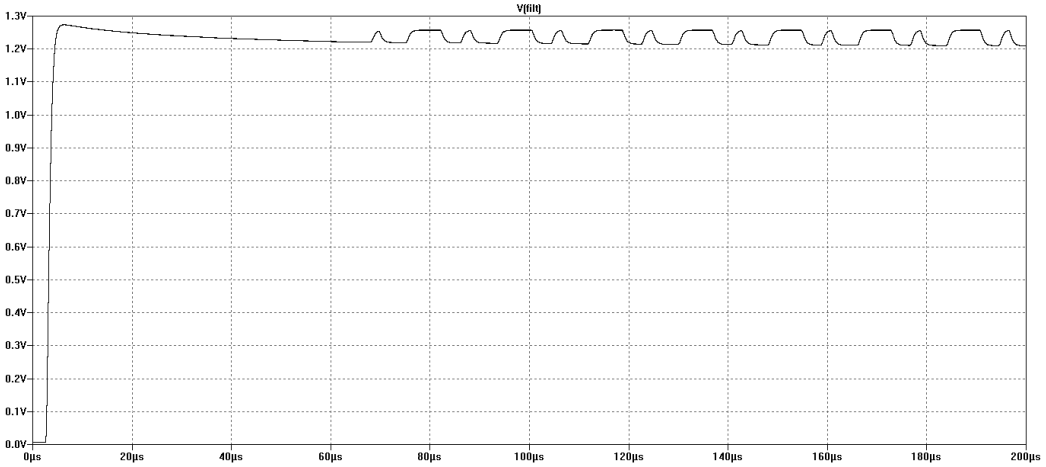

Figura E.6: Tensão V_{filt} à saída do filtro *sallen-key* passa baixo.

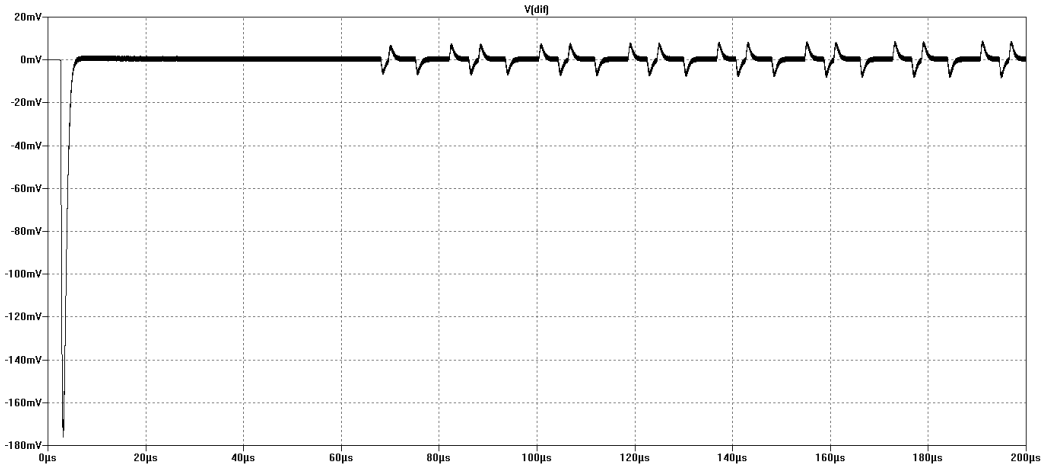

Figura E.7: Tensão V_{dif} à saída do amplificador diferenciador.

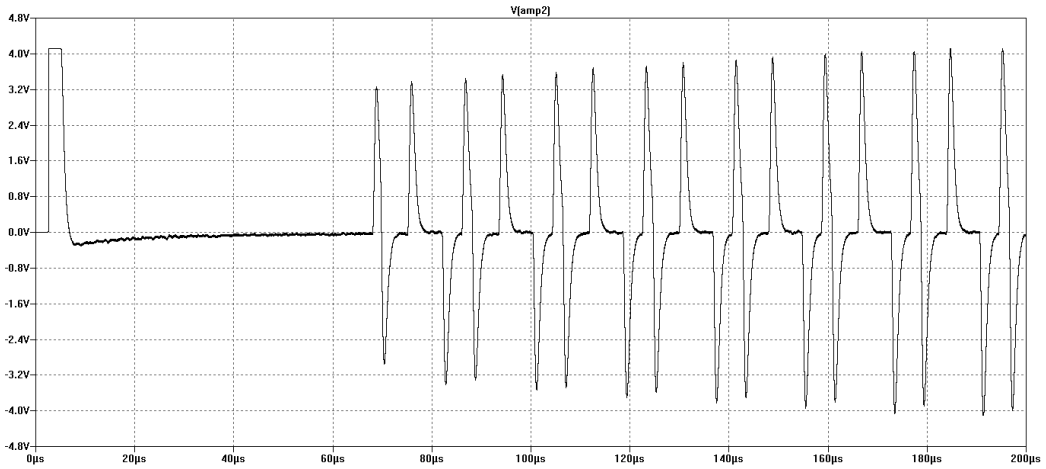

Figura E.8: Tensão V_{amp2} à saída do amplificador inversor.

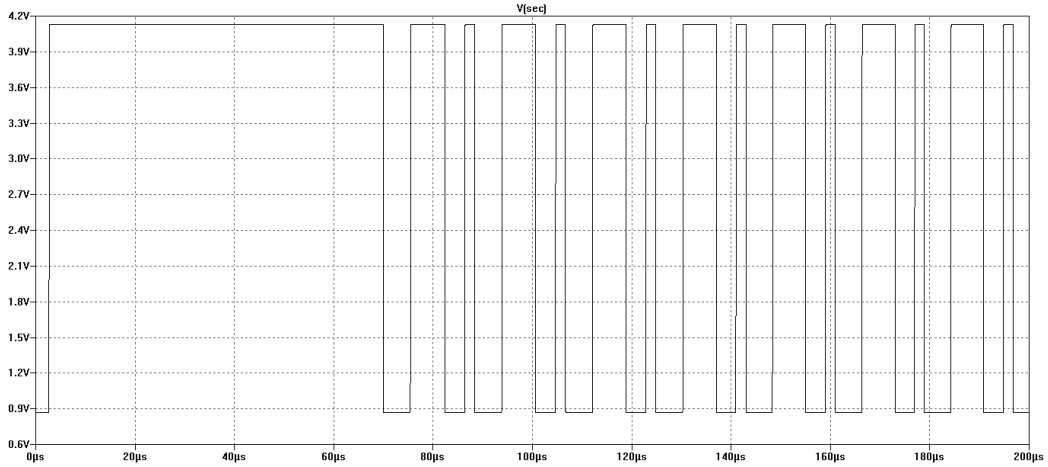

Figura E.9: Sinal V_{sec} à saída da cascata de comparadores.

Anexo F

Resultado das simulações: Bio-dispositivo

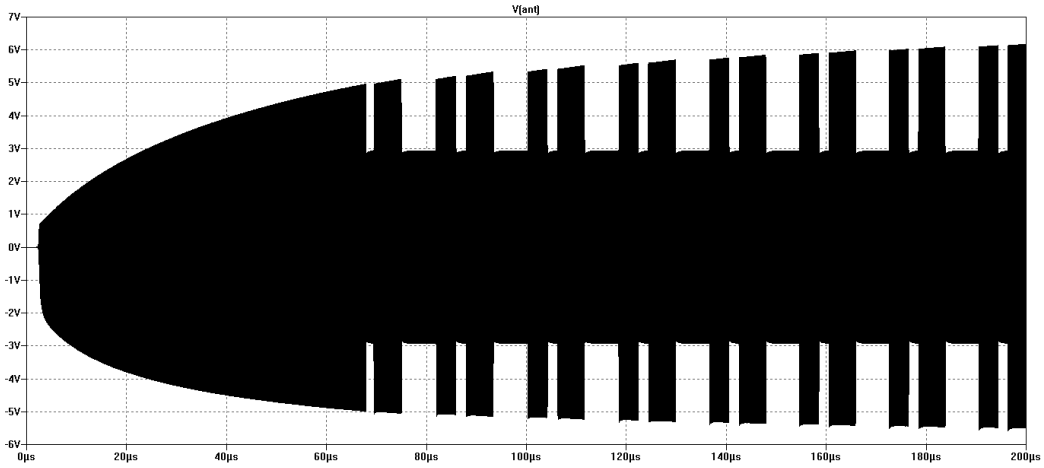

Figura F.1: Tensão V_{ant} na antena secundária.

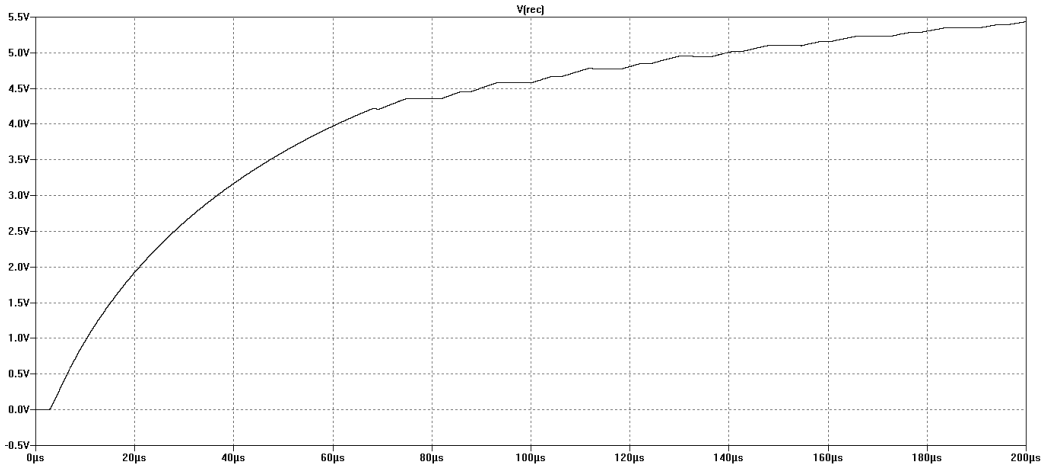

Figura F.2: Tensão V_{rec} armazenada no circuito de armazenamento.

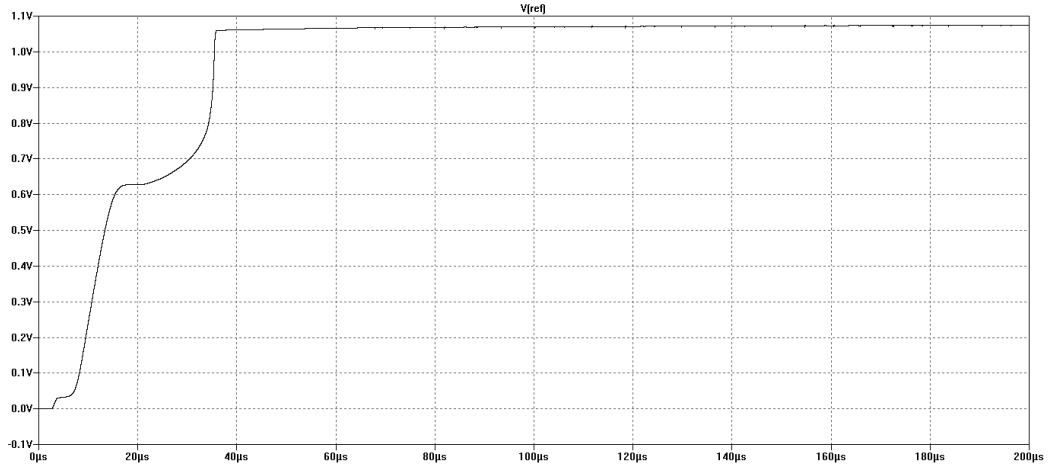

Figura F.3: Tensão V_{ref} gerada pelo *beta-multiplier*.

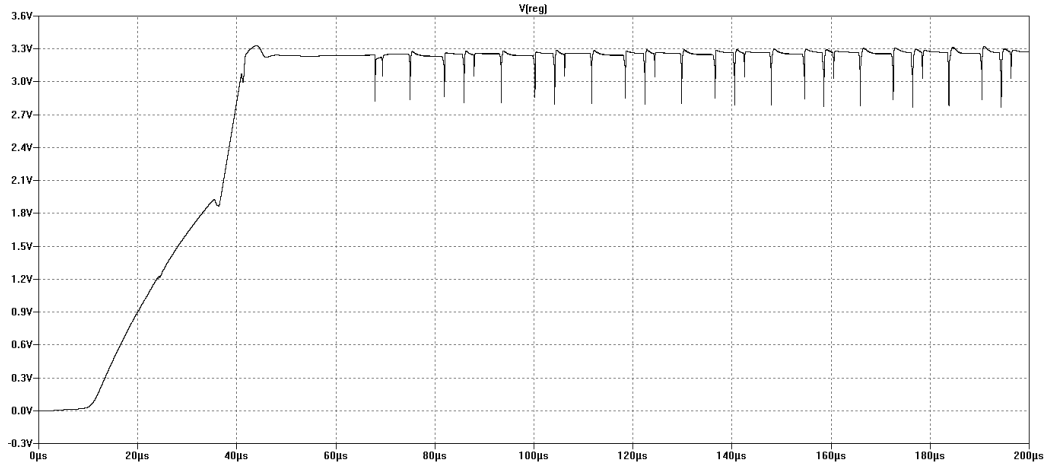

Figura F.4: Tensão V_{reg} à saída do regulador de tensão.

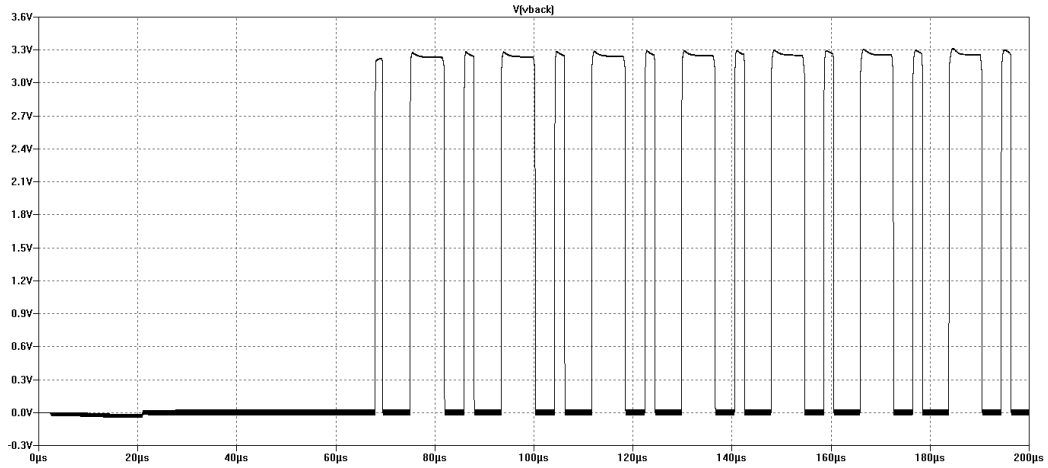

Figura F.5: Tensão V_{back} enviada pelo circuito sensorial para a antena secundária.

Anexo G

Medições

G.1 INV3 L=2.5 μm W=25 μm

G.1.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt

Tabela G.1: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$
1º	6.14	14.29	8.59	0.59		
2º	6.11	14.21	8.60	0.60	8.61	0.61
6º	6.02	13.98	8.63	0.63		

Tabela G.2: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{a,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{a,Csens}\ [pF]$
1º	6.83	14.29	9.56	0.56		
2º	6.79	14.22	9.55	0.55	9.57	0.57
6º	6.71	13.98	9.60	0.60		

Tabela G.3: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	7.49	14.24	10.52	0.52		
2º	7.44	14.18	10.49	0.49	10.49	0.49
6º	7.26	13.88	10.46	0.46		

G.1.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss

Tabela G.4: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.07	18.84	8.57	0.57		
2º	8.00	18.71	8.55	0.55	8.57	0.57
6º	7.94	18.48	8.59	0.59		

Tabela G.5: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.94	18.79	9.52	0.52		
2º	8.92	18.72	9.53	0.53	9.54	0.54
6º	8.82	18.45	9.56	0.56		

Tabela G.6: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	9.84	18.77	10.48	0.48		
2º	9.79	18.75	10.44	0.44	10.46	0.46
6º	9.64	18.43	10.46	0.46		

G.1.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff

Tabela G.7: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	4.52	10.21	8.85	0.85		
2º	4.47	10.06	8.89	0.89	8.87	0.87
6º	4.37	9.86	8.86	0.86		

Tabela G.8: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	4.98	10.18	9.78	0.78		
2º	4.92	10.05	9.79	0.79	9.81	0.81
6º	4.85	9.84	9.86	0.86		

Tabela G.9: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 25/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	5.47	10.15	10.78	0.78		
2º	5.39	10.09	10.68	0.68	10.74	0.74
6º	5.29	9.84	10.75	0.75		

G.2 INV3 L=2.5 μm W=20 μm

G.2.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt

Tabela G.10: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	6.14	14.87	8.26	0.26		
2º	6.12	14.80	8.27	0.27	8.27	0.27
6º	6.01	14.50	8.29	0.29		

Tabela G.11: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	6.86	14.87	9.22	0.22		
2º	6.80	14.81	9.18	0.18	9.19	0.19
6º	6.65	14.52	9.16	0.16		

Tabela G.12: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	7.50	14.86	10.09	0.09		
2º	7.46	14.82	10.11	0.11	10.11	0.11
6º	7.31	14.45	10.12	0.12		

G.2.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss

Tabela G.13: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.03	19.44	8.26	0.26		
2º	8.03	19.36	8.30	0.30	8.29	0.29
6º	7.95	19.12	8.32	0.32		

Tabela G.14: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.87	19.39	9.15	0.15		
2º	8.94	19.39	9.22	0.22	9.21	0.21
6º	8.86	19.11	9.27	0.27		

Tabela G.15: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	9.89	19.47	10.16	0.16		
2º	9.79	19.35	10.12	0.12	10.14	0.14
6º	9.65	19.05	10.13	0.13		

G.2.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff

Tabela G.16: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	4.51	10.75	8.39	0.39		
2º	4.47	10.63	8.41	0.41	8.42	0.42
6º	4.40	10.42	8.45	0.45		

Tabela G.17: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	5.02	10.73	9.36	0.36		
2º	4.94	10.61	9.31	0.31	9.31	0.31
6º	4.80	10.36	9.27	0.27		

Tabela G.18: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 20/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	5.46	10.70	10.21	0.21		
2º	5.37	10.60	10.13	0.13	10.16	0.16
6º	5.26	10.39	10.13	0.13		

G.3 INV3 L=2.5 μm W=17.5 μm

G.3.1 Resultados obtidos para a variação de processo tt

Tabela G.19: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	6.14	15.24	8.06	0.06		
2º	6.12	15.16	8.07	0.07	8.06	0.06
6º	5.99	14.87	8.06	0.06		

Tabela G.20: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	6.84	15.23	8.98	-0.02		
2º	6.78	15.15	8.95	-0.05	8.97	0.03
6º	6.66	14.82	8.99	-0.01		

Tabela G.21: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo tt)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	7.49	15.21	9.85	-0.15		
2º	7.45	15.15	9.83	-0.17	9.86	0.14
6º	7.33	14.82	9.89	-0.11		

G.3.2 Resultados obtidos para a variação de processo ss

Tabela G.22: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.04	19.83	8.11	0.11		
2º	8.03	19.78	8.12	0.12	8.11	0.11
6º	7.90	19.48	8.11	0.11		

Tabela G.23: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	8.94	19.82	9.02	0.02		
2º	8.89	19.72	9.02	0.02	9.04	0.04
6º	8.85	19.47	9.09	0.09		

Tabela G.24: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ss)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	9.88	19.85	9.95	-0.05		
2º	9.82	19.70	9.97	-0.03	9.97	0.03
6º	9.72	19.48	9.98	-0.02		

G.3.3 Resultados obtidos para a variação de processo ff

Tabela G.25: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 8 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	4.51	11.12	8.11	0.11		
2º	4.45	10.97	8.11	0.11	8.12	0.12
6º	4.37	10.73	8.15	0.15		

Tabela G.26: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 9 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	5.00	11.10	9.01	0.01		
2º	4.91	10.97	8.95	-0.05	8.99	0.01
6º	4.83	10.72	9.01	0.01		

Tabela G.27: Resultados das simulações para uma capacidade nominal de 10 pF (variação de processo ff)(INV3: PMOS 2.5/25; NMOS 17.5/2.5).

Sinal	$t_{C_{sens}}\ [\mu s]$	$t_{C_{S2}}\ [\mu s]$	$C_{sens,medido}\ [pF]$	$\delta_{r,Csens}\ [pF]$	$\bar{C}_{sens}\ [pF]$	$\bar{\delta}_{r,Csens}\ [pF]$
1º	5.45	11.05	9.86	-0.14		
2º	5.37	10.94	9.82	-0.18	9.86	0.14
6º	5.29	10.68	9.91	-0.09		

Bibliografia

[1] Y. Murai, *Aneurysm*, InTech, 2012

[2] C. D. Karkos, U. Mukhopadhyay, I. Papakostas, J. Ghosh, G. J. L. Thomson, R. Hughes, *Abdominal Aortic Aneurysm: the Role of clínical Examination and Opportunistic Detection*, Eur J Vasc Endovasc Surg 19: 299–303, 2000

[3] Milner R, Kasirajan K, Chaikof E., *Future of endograft surveillance*, Seminars in Vascular Surgery 19 (2):75-82, March 2006

[4] Springer F, Günther RW, Schmitz-Rode T., *Aneurysm Sac Pressure Measurement with Minimally Invasive Implantable Pressure Sensors: An Alternative to Current Surveillance Regimes after EVAR?*, Cardiovasc Intervent Radiol, 31 (2008) , 460–467

[5] Lip, Le, Ijlra, Inra, Inria, Irphe, Utc, Aphp, Orange Labs,*ENDOCOM: Implantable wireless pressure sensor for the follow-up of abdominal aortic aneurysm stented*, IRBM, Volume 32, Issue 3, June 2011, pp. 163-168

[6] P. Chopra, *Illustrated Textbook of Cardiovascular Pathology*, Taylor & Francis Routledge, 2004

[7] V. Kumar, A.K. Abbas, N. Fausto, R. Mitchell, *Robins Basic Pathology*, 8th Edition, Saunders Elsevier, 2007

[8] N. Oliveira, E. Dias, L. Borges, R. Lima, F. Oliveira, I. Cássio, *Falso Aneurisma Femoral Iatrogénico – Ainda uma indicação para a Cirurgia Convencional?*, Angiologia e Cirurgia Vascular, Volume 7, Número 4, Dezembro 2011, 195-203

[9] S. Standring, *Gray's Anatomy: The Anatomical Basis of clínical Basis*, 40th Edition, Churchill Livingstone Elsevier , 2008

[10] The United Kingdom EVAR Trial Investigators, *Endovascular versus Open Repair of Abdominal Aortic Aneurysm*, The New England Journal of Medicine, Vol. 362, No. 20, May 20, 2010

[11] D.A. Vorp, *Biomechanics of Abdominal Aortic Aneurysm*, J Biomech, 2009

[12] F.R. Arko, S.T. Smith, C.K. Zarins, *Repair of Infrarenal Abdominal Aortic Aneurysm*, WebMD, 2007

[13] S.A. Choksy, C.R. Quick, A.B.M. Wilmink, *Ruptured abdominal aortic aneurysm in the Huntingdon district: a 10-year experience*, Ann R Coll Surg Engl 81: 27-31, 1999

[14] J. Mazeyrat, O. Romain, P. Garda, P.Y. Lagrée, M. Destrade, E. Flecher, M. Karouia, P. Leprince, *Wireless Communicative stent for follow-up of Abdominal Aortic Aneurysm*

[15] Candace Stuart, *FDA paves way for stent graft system, sheath*, Cardiovascular Business, May 30, 2013

[16] K. Bruen, *EndoSure^{TM} Wireless AAA Pressure Measurement System*

[17] Cardiomems^{TM}, *PHYSICIAN BILLING GUIDE FOR THE: CardioMEMS EndoSure^{TM} WIRELESS AAA PRESSURE MEASUREMENT SYSTEM*

[18] *Endosure wireless implantable pressure sensor for long-term monitoring following abdominal aortic aneurysm (AAA) and thoracic aortic aneurysm (TAA)*, Medical Policy, Harvard Pilgrim HealthCare

[19] O. Romain, *ENDOCOM: Implantable wireless pressure sensor for the follow-up of abdominal aortic aneurysm stented*, Elsevier Masson, 2011

[20] J. Mazeyrat, O. Romain, P. Garda, *ENDOCOM: Abdominal Aortic Aneurysm test bench for in vitro simulation*, proceeding of the 28th Annual International Conference of the IEEE EMBS, Cité Internationale, Lyon, France, August 23-26, 2007

[21] I. Santos, J. Tavares, L. Rocha, S. Sampaio, R. Roncon-Albuquerque, *A Possibility for Pos-EVAR Surveillance: a Novel Smart Stent-graft*

[22] Isa C.T. Santos1, Alexandra T. Sepulveda2, Júlio C. Viana2, António J. Pontes2, Brian L. Wardle3, S. M. Sampaio4, R. Roncon-Albuquerque4, João Manuel R.S. Tavares1 and L.A. Rocha2, *Improving post-EVAR surveillance with a smart stent-graft*

[23] F. Springer, R. Schlierf, J.G. Pfeffer, A.H. Mahnken, U. Schnakenberg, T. Schmitz-Rode, *Detecting endoleaks after endovascular AAA repair with a minimally invasive, implantable, telemetric pressure sensor: an in vitro study*, European Radiology 17(10): 2589-2597,2007.

[24] S.H. Ellozy A. Carroccio, R.A. Lookstein, *Abdominal aortic aneurysm sac shrinkage after endovascular aneurysm repair: Correlation with chronic sac pressure measurement*, J Vasc Surg 43:2–7, 2006

[25] R. Milner, H.J. Verhagen, M. Prinssen, *Noninvasive intrasac pressure measurement and the influence of type 2 and type 3 endoleaks in an animal model of abdominal aortic aneurysm*, Vascular 12:99–105, 2004

[26] R. Milner, J.P. Ruurda, J.D. Blankensteijn, *Durability and validity of a remote, miniaturized pressure sensor in an animal model of abdominal aortic aneurysm*, J Endovasc Ther 11:372–377, 2004

[27] S.H. Ellozy, A. Carroccio, R.A. Lookstein, *First experience in human beings with a permanently implantable intrasac pressure transducer for monitoring endovascular repair of abdominal aortic aneurysms*, J Vasc Surg 40:405–412, 2004

[28] Silveira, PG, Miller, CW, Mendes, RF, Galego, GN., *Correlation between intrasac pressure measurements of a pressure sensor and an angiographic catheter during endovascular repair of abdominal aortic aneurysm*, Clinics, 2008, 63(1): 59-66

[29] Hall, MJ., Duprat, GI, *Utility of noninvasive aneurysm sac pressure measurement during and after endovascular abdominal aortic aneurysm repair*, J Vasc Interv Radiol, 2011, 22(7): 969-73

[30] Hoppe, H., Segall, JA., Liem, TK., Landry, GJ., Kaufman, JA., *Aortic aneurysm sac pressure measurements after endovascular repair using an implantable remote sensor: initial experience and short-term follow-up*, Eur Radiol, 2008, 18(5): 957-65

[31] Ohki, T, Ouriel K, Silveira PG, Katzen B, White R, Criado F, Diethrich E., *Initial results of wireless pressure sensing for endovascular aneurysm repair: the APEX Trial – Acute Pressure Measurement to Confirm Aneurysm Sac Exclusion*, Journal of Vascular Surgery, 2007, 45(2): 235-42

[32] C. Oliveira, N. Almeida, and J. Machado da Silva, *Inductive coupling system for endovascular aneurysm repair monitoring*, Studies in Health Technology and Informatics; pHealth 2012 - Proceedings of the 9th International Conference on Wearable Micro and Nano Technologies for Personalized Health. IOS Press, 2012, vol. 177, pp. 101–6.

[33] B. Gosselin, A. E. Ayoub, M. Sawan, *A Low-Power Bioamplifier With a New Active DC Rejection Scheme*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2006, pp. 2185–2188

[34] K. Iniewski, *VLSI Circuits for Biomedical Applications*, Artech House, 2008

[35] H. Lehpamer, *RFID Design Principles*, Artech House, 2008

[36] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, Thomas H. Lee, *Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, NO. 10, OCTOBER 1999

[37] J.A.E. Pina, *Anatomia Humana: do Coração e Vasos* 2ª Edição, LIDEL, 2010

[38] L.C. Junqueira, J. Carneiro, *Histologia Básica*, 10ª Edição, Guanabra Koogan, 2004

[39] R. Putz, R. Pabst, *Sobotta: Atlas of Humana Anatomy*, Volume 2, 14th Edition, Elsevier, 2006

[40] V.M. Meirels, *Circuitos Eléctricos*, 4ª Edição, LIDEL, 2007

[41] A. Campilho, *Instrumentação electrónica: Métodos e Técnicas de Medição*, 1ª Edição, FEUP Edições, 2000

[42] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6th Edition, Oxford University Press, 2010

[43] R. Jacob Baker, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*, Third Edition, John Wiley Sons, 2010

[44] Ivan D. Avramov, *The RF-Powered Surface Wave Sensor Oscillator: A Successful Alternative to Passive Wireless Sensing*, IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 51, no. 9, september 2004

[45] Youbok Lee, *Antenna Circuit Design for RFID Applications*, Microchip Technology, 2003

[46] Ghazi Ben Hmida, Hamadi Ghariani, Mounir Samet, *Design of Wireless Power and Data Transmission Circuits dor Implantable Biomicrosystem*, Asian Network for Scientific Information, 2007

[47] Alberto M. Pernía, Iván C. Orille, J.A. Martinez, J. Martín-Ramos, *Intracorporeal microvalve activation system using a transcutaneous parallel resonant converter without magnetic core*, IEEE, 2006

[48] João Filipe Oliveira de Castro, *Projecto de Interface Indutivo para Aplicação em Microdispositivos Médicos*, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto: Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores Major de Telecomunicações, Julho de 2010

[49] Hiroshi Sakamoto, Koosuke Harada, *A NOVEL CIRCUIT FOR NON-CONTACT CHARGING THROUGH ELECTRO-MAGNETIC COUPLING*, IEEE, 1992

[50] H.L. Chan, K.W.E. Cheng and D. Sutanto, *Calculation of inductances of high frequency air-core transformers with superconductor windings for DC-DC converters*, IEE, 2003

[51] L. Xue, H.W. Hao, L. M. Li, B.Z. Ma, *A new method of radio frequency links by coplanar coils for implantable medical devices*, Tsinghua Space Center, Tsinghua University, Beijing, P.R.China, Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference, Shanghai, China, September 1-4, 2005

[52] YAMU HU, MOHAMAD SAWAN1, MOURAD N. EL-GAMAL, *An Integrated Power Recovery Module Dedicated to Implantable Electronic Devices*, Analog Integrated Circuits and

Signal Processing, 43, 171–181, 2005, Springer Science + Business Media, Inc. Manufactured in The Netherlands

[53] Yumu Hu, Mohamud Suwan, *A Fully-Integrated Low-Power BPSK Based Wireless Inductive Link for Implantable Medical Devices*, The 47th IEEE International Mdwest Symposium on Circuits and System