

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Recetor Heteródino para Captura do Sinal de  
um Implante no Corpo Humano**

Joana Ferreira Maciel

Dissertação realizada no âmbito do  
Mestrado em Engenharia Biomédica

Orientador: Professor José Machado da Silva  
Co-orientador: Me. Cristina da Cunha Oliveira

Julho de 2016



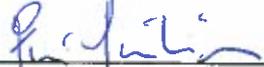
A Dissertação intitulada

“Recetor Heteródino para Captura do Sinal de um Implante no Corpo Humano”

foi aprovada em provas realizadas em 22-07-2016

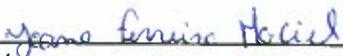
o júri

  
Presidente Prof. Doutor Joaquim Gabriel Magalhães Mendes  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da FEUP - U.Porto

  
Prof. Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins  
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

  
Prof. Doutor José Alberto Peixoto Machado da Silva  
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da  
FEUP - 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.

  
Autor - Joana Ferreira Maciel

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



# Resumo

Um aneurisma na aorta abdominal (AAA) consiste numa protuberância ou dilatação desta artéria. Cerca de 40% a 80% dos casos existentes de aneurisma na artéria abdominal são passíveis de serem tratados por método endovascular. Após uma intervenção deste género há necessidade de uma contínua monitorização da condição clínica do paciente.

Atualmente, a monitorização pós-EVAR, que pretende detetar a presença de *endoleaks* ou até mesmo o alargamento do aneurisma, é feita recorrendo ao uso de técnicas de imagiologia (com tomografia axial computadorizada ou ultrassons). De forma a melhorar a qualidade dos processos de monitorização tem havido um esforço da comunidade científica para desenvolver sistemas minimamente invasivos que não apresentem risco para os pacientes, que sejam práticos de utilizar, que apresentem precisão nas medições, e que permitam a constante e fácil monitorização de pacientes sujeitos a EVAR. Para dar resposta a estas necessidades surge o sistema em desenvolvido na FEUP, no âmbito do projeto SenseCardioHealth.

O principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de telemetria alternativo ao até então utilizado. O novo sistema baseia-se na utilização de um recetor com arquitetura heteródina, que deverá ter como entrada o sinal proveniente do sistema de leitura.

O recetor heteródino apresenta à entrada um *mixer*/misturador que realiza a multiplicação do sinal proveniente do sistema de leitura com o sinal gerado por um oscilador, tendo como resultado um sinal de menor frequência e de mais fácil aquisição. Antes da aquisição pelo conversor A/D, o sinal é filtrado, para eliminação de frequências indesejadas, e amplificado. Os dados à saída do amplificador são posteriormente processados de forma a detetar a frequência do sinal de entrada. Nos testes realizados essa frequência é detetada corretamente com um desvio máximo de 480 kHz em relação à frequência real.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Abstract

An abdominal aortic aneurism (AAA) is characterized by a dilatation on that artery. About 40% to 80% of the AAA can be treated by endovascular repair. After that intervention it is necessary a continuous surveillance of the physical well-being of the patient.

Nowadays, the post-EVAR monitoring, intended to detect the presence of endoleaks or the expansion of the aneurysm, is made by imaging technics (computer axial tomography or ultrasound). To improve the monitoring quality the scientific community has been making efforts to develop minimally invasive systems which do not present risks to the patient, are practical to use, that present measurement precision and allow for a constant and easy monitoring of a post-EVAR patient. In order to satisfy these needs a system was developed at FEUP, under the project SenseCardioHealth.

The aim of this dissertation is to develop an alternative telemetric system to the one currently used. The new system is based on a heterodyne receiver, which should take as input the signal from the already existing reading system.

The heterodyne receiver shows on its input a mixer that is responsible for the mixing of the signal from the reading system with the one generated by an oscillator, generating at the output a lower frequency signal, which is easier to acquire using a lower sampling frequency. Before the A/D conversion the signal is filtered, to eliminate undesired frequencies, and amplified. The captured data is then processed to calculate the corresponding input signal. Experimental tests were carried out which show that the captured signal frequency is properly detected with a maximum deviation of 480 kHz relative to the actual frequency.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Agradecimentos

Aos meus pais, por todas as oportunidades dadas mas especialmente por todo o apoio e incentivo.

À minha irmã pelas opiniões e correções.

Aos meus tios e primos por sempre se preocuparem comigo.

Ao professor José Machado da Silva e à Me. Cristina Oliveira por me terem orientado no desenvolvimento do projeto e na escrita da dissertação.

A todos os técnicos dos laboratórios e armazéns da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto por responderem aos meus muitos pedidos e dúvidas e por me ajudarem em todas as ocasiões.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Índice

<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1. Aneurisma da aorta abdominal .....	1
1.1.1. Diagnóstico .....	2
1.1.2. Dinâmica de crescimento e rotura .....	3
1.1.3. Tratamento.....	6
1.2. Motivação .....	8
1.3. Organização do trabalho.....	9
<b>2. Sensores de Pressão e Monitorização de Pressão na Aorta Abdominal ..</b>	<b>11</b>
2.1. Sistemas de medição invasivos .....	11
2.2. Sistemas de medição minimamente invasivos .....	12
2.2.1. Sensor ImPressure .....	12
2.2.2. Sensor EndoSure .....	13
2.2.3. ENDOCOM .....	15
2.2.4. Outros sistemas em desenvolvimento .....	16
2.3. Sistema anteriormente desenvolvido.....	17
2.3.1. Sensores.....	18
2.3.2. Sistema de leitura.....	20
2.3.2.1. Detetor .....	20
2.3.2.2. Amplificação.....	23
2.3.2.3. Filtro passa-baixo.....	24

2.3.3. Conversão analógica/digital.....	25
<b>3. Sistema de Telemetria Proposto.....</b>	<b>27</b>
3.1. Misturador.....	29
3.1.1. Fundamentos teóricos sobre misturadores .....	29
3.1.2. Escolha do circuito integrado misturador.....	32
3.1.3. Circuito integrado SA602A.....	33
3.2. Oscilador .....	34
3.2.1. Osciladores com malha LC.....	35
3.2.2. Escolha do oscilador de <i>Colpitts</i> .....	36
3.2.3. Dimensionamento do oscilador .....	37
3.2.3.1. Cálculo da gama de frequências .....	38
3.2.3.2. Escolha da capacidade variável .....	40
3.3. Filtro passa-baixo.....	42
3.3.1. Caracterização do sinal de saída do misturador.....	42
3.3.2. Fundamentos teóricos sobre filtros .....	44
3.3.3. Cálculo da ordem do filtro .....	45
3.3.4. Escolha da topologia do filtro.....	47
3.3.5. Dimensionamento do filtro .....	48
3.3.6. Caracterização do sinal à saída do filtro.....	49
3.4. Amplificador.....	51
3.4.1. Montagem não-inversora.....	51
3.4.2. Dimensionamento do amplificador.....	52
3.4.3. Caracterização do sinal à saída do amplificador .....	53
<b>4. Desenvolvimento dos Protótipos.....</b>	<b>57</b>
4.1. Protótipo em <i>breadboard</i> .....	58
4.1.1. Resultados iniciais .....	59
4.1.2. Apresentação de equação e circuito com componentes parasitas .....	61
4.1.3. Resultados finais .....	62
4.2. Protótipo em PCB .....	64

4.2.1. Escolha dos componentes .....	64
4.2.2. Escolha do componente interruptor .....	66
4.2.3. Placa final .....	67
<b>5. Validação Experimental .....</b>	<b>69</b>
5.1. Desenvolvimento do código para microprocessador .....	69
5.1.1. Programação da frequência de oscilação .....	70
5.1.2. Obtenção dos valores de frequência .....	71
5.2. Desenvolvimento da interface gráfica .....	71
5.3. Resultados com PCB de $C_v$ variável .....	74
5.3.1. Comprovação da variação das frequências de oscilação .....	74
5.3.2. Estudo das características do sistema proposto .....	75
5.3.3. Detecção da frequência de sinais provenientes dos sensores .....	78
<b>6. Conclusão e Trabalhos Futuros .....</b>	<b>81</b>
<b>Referências .....</b>	<b>83</b>
<b>Anexos .....</b>	<b>91</b>
Anexo A. Instrumentos de Aquisição de Dados a Alta Velocidade.....	92
Anexo B. Capacidade Variável MAX1474.....	94
Anexo C. Dedução de Equações e Cálculo de Valores .....	96
C.1. Circuito de entrada .....	96
C.2. Filtro .....	97
C.3. Amplificador .....	99
C.4. Oscilador com capacidades parasita .....	101

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Lista de figuras

Figura 1.1 - Secções da aorta: (1) aorta ascendente, (2) arco da aorta, (3) aorta torácica e (4) aorta abdominal (à esquerda); detalhe da artéria aorta abdominal (à direita) [83].	1
Figura 1.2 - Comparação entre o diâmetro da artéria aorta normal com uma artéria aorta abdominal com aneurisma [84].	2
Figura 1.3 - Modelo 3D da variação de pressão na superfície da parede de um AAA, obtido em [14].	4
Figura 1.4 - CAT onde se identifica o ponto de rotura (à esquerda); modelo 3D para demonstrar o local de máxima pressão (à direita), obtidos em [14].	4
Figura 1.5 - Esquema dos aneurismas utilizados em [12].	5
Figura 1.6 - Modelos do aneurisma (à esquerda) e do <i>stent</i> implantado (à direita) usados no estudo [6].	6
Figura 1.7 - Representação da reparação do aneurisma por cirurgia [17].	7
Figura 1.8 - Representação da reparação do aneurisma por método endovascular [17].	7
Figura 2.1 - Sensores para medição de pressão avaliados em testes clínicos: ImPressure [31] (à esquerda) e EndoSure (à direita) [85].	12
Figura 2.2 - Sensor ImPressure aplicado no <i>stent</i> (à esquerda) [29] e a unidade de leitura externa (à direita) usada [32].	13
Figura 2.3 - Sensor EndoSure de primeira geração [36] (à esquerda) e monitor externo e antena para leitura [34] (à direita).	14
Figura 2.4 - Sistema ENDOCOM: transdutor integrado num encapsulamento de titânio (à esquerda) e vista superior da antena de comunicação interna (à direita) [18].	15
Figura 2.5 - Estrutura encapsulada do sensor desenvolvido por Michael A. Fonseca <i>et al.</i> em [38]: componente indutiva e capacitiva.	16
Figura 2.6 - Diagrama de blocos do sistema anteriormente desenvolvido no âmbito do projeto SenseCardioHealth.	18
Figura 2.7 - Circuito representativo do sensor utilizado no sistema atual [43].	19

Figura 2.8 - Estrutura do sensor de pressão (à esquerda) e apresentação dos constituintes na secção transversal (à direita) [40].	19
Figura 2.9 - Circuito representativo do detetor inicial do sistema atual (circuito primário) [43].	21
Figura 2.10 - Circuito representativo do detetor final do sistema atual (circuito primário, circuito gémeo e detetor diferencial) [41].	21
Figura 2.11 - Sinais à saída do bloco de deteção atual para diferentes distâncias entre o sistema de leitura e o sensor [43].	22
Figura 2.12 - Diagrama de blocos do sistema atual após deteção diferencial (AI: amplificador de instrumentação; Filtro PB: filtro passa-baixo; Conversor A/D: conversor analógico/digital; PC: Computador portátil).	23
Figura 2.13 - Circuito “ <i>inverting input differential I/O amplifier</i> ” do amplificador OPA2695 [86] e resistência externa ao integrado RG2.	23
Figura 2.14 - Sinal transitório à saída do sistema de leitura atual (à esquerda) e protótipo em PCB do sistema de leitura (à direita) [44].	24
Figura 2.15 - Placa de aquisição DC1371 com placa DC1565A que contem o conversor A/D LTC2152-14 (ver [48], [75]).	25
Figura 3.1 - Diagrama de blocos do sistema proposto.	28
Figura 3.2 - Esquema representativo dos sinais de entrada e saída dos blocos constituintes do recetor heteródino do sistema proposto.	28
Figura 3.3 - Esquema representativo das frequências de entrada e saída de um misturador genérico [52].	29
Figura 3.4 - Diagrama de blocos das arquiteturas do <i>mixer</i> : (a) <i>unbalanced</i> ; (b) <i>single balanced</i> ; (c) <i>double balanced</i> [51].	30
Figura 3.5 - Principais etapas da estrutura da célula de Gilbert: etapa de carga, etapa de multiplicação e etapa de transcondutância.	31
Figura 3.6 - Esquema representativo dos sinais de entrada e saída do misturador utilizado no sistema proposto.	31
Figura 3.7 - Diagrama de blocos do SA602A [53].	33
Figura 3.8 - Circuito equivalente do misturador SA602A com representação dos pinos do circuito integrado [73].	33
Figura 3.9 - Configuração proposta do circuito de entrada, com configuração <i>single-ended (unbalanced)</i> [53].	34
Figura 3.10 - Representação da malha LC de três componentes [56].	35
Figura 3.11 - Circuitos osciladores com malha LC: <i>Hartley</i> (em acima) e <i>Colpitts</i> (em baixo) [56].	36
Figura 3.12 - Configuração proposta para o oscilador LC, a usar na obtenção de frequência variável (interruptor fechado).	37
Figura 3.13 - Diagrama funcional da capacidade variável MAX1474 [58].	38

Figura 3.14 - Configuração proposta para o oscilador LC, a usar na obtenção de frequência variável (interruptor aberto).....	39
Figura 3.15 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do misturador para diferentes frequências de entrada e oscilação: (a) oscilador 18.38 MHz e entrada 18.18 MHz; (b) oscilador 10.77 MHz e entrada 10.62 MHz; (c) oscilador 16.72 MHz e entrada 16.62 MHz; (d) oscilador 9.80 MHz e entrada 9.75 MHz. ....	44
Figura 3.16 - Gráfico da função de transferência real de um sinal $H(s)$ em função da frequência $f$ para um filtro passa-baixo [66].....	45
Figura 3.17 - Esquema do filtro passa-baixo ativo de segunda ordem do tipo <i>Sallen-Key</i> [67]. ....	47
Figura 3.18 - Configuração proposta para o filtro ativo de segunda ordem do tipo <i>Sallen-Key</i> a dimensionar.....	48
Figura 3.19 - Função de transferência do filtro ativo dimensionado. ....	49
Figura 3.20 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do filtro: (a)200 kHz; (b) 125 kHz; (c) 100kHz; (d) 50 kHz. ....	50
Figura 3.21 - Montagem não-inversora de um AmpOp [69].....	51
Figura 3.22 - Configuração proposta para o amplificador do tipo não-inversor a dimensionar. ....	52
Figura 3.23 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do amplificador: (a)200 kHz; (b) 125 kHz; (c) 100kHz; (d) 50 kHz. ....	53
Figura 4.1 - Configuração proposta para o recetor heteródino. ....	57
Figura 4.2 - Adaptadores para a indutância, representativa de $L_{eq} = L_1 + L_2$ , (à esquerda) e para o misturador SA602A (à direita). ....	58
Figura 4.3 - Montagem em <i>breadboard</i> com indicação dos componentes e valores das fontes de alimentação.....	59
Figura 4.4 - Gráfico comparativo das linhas de tendência correspondentes aos valores de frequência esperados, de simulação e experimentais para diferentes valores de $C_V$ . ....	60
Figura 4.5 - Representação das capacidades parasitas no circuito oscilador usado para simulação. ....	61
Figura 4.6 - Gráfico comparativo das linhas de tendência dos valores de frequência esperados sem parasitas, experimentais e esperados com parasitas, para diferentes valores de $C_V$ . ....	63
Figura 4.7 - Gráfico comparativo das linhas de tendência dos valores de frequência experimentais e esperados e de simulação com parasitas, para diferentes valores de $C_V$ .....	63
Figura 4.8 - Circuito oscilado com transístor como interruptor. ....	66
Figura 4.9 - Vista superior da placa de circuito impresso produzida, com indicação de cada bloco constituinte, dos componentes e das entradas dos conectores. ....	67
Figura 4.10 - Vista inferior da placa de circuito impresso produzida, onde se localiza o adaptador da capacidade variável NCD2100. ....	68

Figura 5.1 - Microprocessador Olimexino-328 com microcontrolador ATmega328. ....	70
Figura 5.2 - Aplicação desenvolvida para interface gráfica com o utilizador. ....	72
Figura 5.3 - Painel da interface gráfica com os resultados enviados do microcontrolador: sem deteção de frequência (em cima) e com os valores de frequência detetados (em baixo). ....	73
Figura 5.4 - Valores de frequência em função da capacidade variável para $L_{eq} = L_1$ . ....	74
Figura 5.5 - Valores de frequência em função da capacidade variável para $L_{eq} = L_1 + L_2$ . ....	74
Figura 5.6 - Figura demonstrativa dos dados importados e analisados em excel. ....	75
Figura 5.7 - Protótipo da antena para acoplamento indutivo (a) com o protótipo do sensor de pressão: componente $C_s$ (b) e $L_s$ (c). ....	78
Figura C.1 - Circuito representativo do filtro com estrutura Sallen-Key para auxílio nos cálculos. ....	97
Figura C.2 - Função de transferência considerada para o amplificador. ....	100
Figura C.3 - Circuito representativo das impedâncias usadas para a dedução da capacidade equivalente do circuito oscilador com capacidades parasitas. ....	101

# Lista de tabelas

Tabela 3.1 - Configurações do oscilador, dependendo da frequência, sugeridas em [55]. .....	36
Tabela 3.2 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável dimensionado (interruptor fechado). .....	39
Tabela 3.3 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável dimensionado (interruptor aberto). .....	40
Tabela 3.4 - Características das capacidades variáveis. ....	41
Tabela 3.5 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável, com $C_v$ entre 2,6 pF e 14,55 pF. ....	41
Tabela 3.6 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável, com $C_v$ entre 6,6 pF e 37,55 pF. ....	42
Tabela 3.7 - Frequência considerada para o oscilador e sinal de entrada, dependendo da componente subtrativa da frequência desejada, e componente aditiva correspondente. ....	43
Tabela 3.8 - Cálculo da ordem do filtro para diferentes valores de amplitude (em dB). .....	46
Tabela 3.9 - Valores dos componentes obtidos para o filtro ativo dimensionado. ....	48
Tabela 3.10 - Componente aditiva e subtrativa da frequência do sinal de saída do misturador e características do sinal correspondente à saída do filtro (frequência e amplitude). .....	50
Tabela 3.11 - Valores dos componentes obtidos para o amplificador dimensionado. ....	53
Tabela 3.12 - Comparação das características dos sinais à saída do filtro e do amplificador (frequência e amplitude). ....	54
Tabela 4.1 - Valores dos componentes calculados e disponíveis, e a sua tolerância, para a montagem do circuito oscilador em <i>breadboard</i> . ....	58
Tabela 4.2 - Valores de $C_v$ usados e frequências obtidas teoricamente, em simulação e experimentalmente para a montagem do oscilador em <i>breadboard</i> (sem as capacidades parasitas). ....	60

Tabela 4.3 - Valores de $C_v$ usados e frequências obtidas teoricamente, em simulação e experimentalmente para a montagem do oscilador em <i>breadboard</i> (com capacidades parasitas). .....	62
Tabela 4.4 - Valores dos componentes e das frequências obtidas para o mínimo e máximo valor de $C_v$ e para as duas indutâncias ( $L_1$ e $L_2$ ), considerando as capacidades parasitas. ....	64
Tabela 4.5 - Valores e tolerância dos componentes a utilizar na montagem do circuito. ....	65
Tabela 4.6 - Valores de frequência obtidos nos diferentes circuitos osciladores considerando diferentes valores de $C_v$ . ....	67
Tabela 5.1 - Frequências reais e frequências teóricas e desvio em função do valor esperado. ....	76
Tabela 5.2 - Frequências de entrada e variação mínima de frequência detetada. ....	77
Tabela 5.3 - Valores considerados no cálculo da frequência referente ao protótipo do sensor. ....	79
Tabela 5.4 - Frequências reais dos sensores, frequências calculadas no processamento de dados e frequência de entrada máxima e mínima esperada. ....	79
Tabela A.1 - Instrumentos e dispositivos para aquisição de dados, para altas frequências, e suas características. ....	92
Tabela B.1 - Valores possíveis para a capacidade variável MAX1474. ....	94

# Abreviaturas e símbolos

Lista de abreviaturas (ordem alfabética)

AAA	Aneurisma da Aorta Abdominal
AC	<i>Alternating Current</i> (Corrente Alternada)
A/D	Analógico/Digital
AmpOp	Amplificador Operacional
CAD	<i>Computer Aided Design</i> (Projeto Assistido por Computador)
CAT	<i>Computerized Axial Tomography</i> (Tomografia Axial Computorizada)
DC	<i>Direct Current</i> (Corrente Contínua)
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
EVAR	<i>Endovascular Abdominal Aortic Aneurysm Repair</i> (Reparação do Aneurisma da Aorta Abdominal)
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
SpS	<i>Samples per Second</i> (Amostras por Segundo)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)
PCI	<i>Peripheral Component Interface</i> (Interface para Componentes Periféricos)
PCIe	<i>Peripheral Component Interface Express</i> (Interface para Componentes Periféricos Expresso)
PDMS	Dimetil Polissiloxano
SMD	<i>Surface Mounting Device</i>
SOIC	<i>Small Outline Integrated Circuit</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

## Lista de símbolos

$\omega$	Frequência angular
$\alpha$	Ângulo
$\Omega$	Ohm
A	Amplitude
C	Capacidade
dB	Decibel
F	Faraday
Hz	Hertz
L	Indutância
m	Metro
Pa	Pascal
R	Resistência
V	Volt

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1. Aneurisma da aorta abdominal

A artéria aorta é a artéria com maior diâmetro do corpo humano [2] e é responsável pela condução do sangue bombeado pelo coração a partir da válvula aórtica do ventrículo esquerdo [3]. Como é visível na Figura 1.1 à esquerda, esta apresenta quatro secções principais: (1) aorta ascendente; (2) arco da aorta e (3 - 4) aorta descendente. O diafragma é o nível de separação da aorta descendente em duas outras secções: a (3) aorta torácica - porção superior- e (4) aorta abdominal - porção inferior [2].

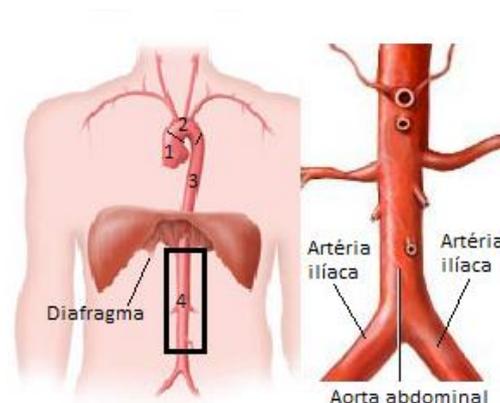


Figura 1.1 - Secções da aorta: (1) aorta ascendente, (2) arco da aorta, (3) aorta torácica e (4) aorta abdominal (à esquerda); detalhe da artéria aorta abdominal (à direita) [83].

A artéria aorta abdominal, sendo uma continuação da artéria torácica, inicia-se imediatamente abaixo do diafragma e vai-se ramificando até ao baixo abdómen onde se transforma nas artérias ilíacas (Figura 1.1 à direita). Esta é responsável pela entrega de sangue aos órgãos e estruturas localizadas na secção pélvica e abdominal [3].

Um aneurisma na aorta abdominal (AAA) consiste, tal como é mostrado na Figura 1.2, numa protuberância ou dilatação desta artéria [4]. Considera-se que existe um aneurisma quando esta apresenta um aumento de diâmetro na zona infrarrenal na ordem dos 50% do diâmetro considerado normal ou cujo diâmetro é superior a 3cm [5].

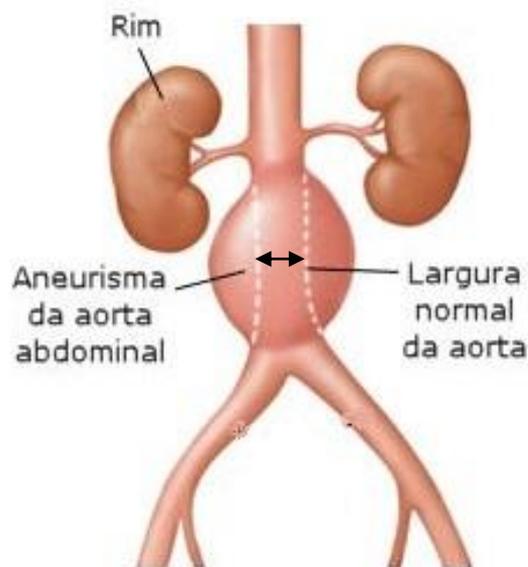


Figura 1.2 - Comparação entre o diâmetro da artéria aorta normal com uma artéria aorta abdominal com aneurisma [84].

O contínuo preenchimento desta região protuberante com sangue vai provocando um gradual aumento de pressão no saco do aneurisma (região protuberante na Figura 1.2), podendo até levar à sua rutura [6].

### 1.1.1. Diagnóstico

A taxa de mortalidade de pacientes com uma rutura do aneurisma abdominal está situada entre 65% e 85%, sendo que cerca de metade destas mortes ocorrem antes do paciente chegar à sala de operação [7]. Dados estes números justifica-se que se procure diagnosticar a presença destes aneurismas o mais cedo possível, de forma a conseguir proceder-se à sua reparação e conseqüente monitorização de forma mais eficaz.

Para massas pulsáteis o exame mais comum é o de palpação da zona supra - umbilical. Contudo, este exame tem um carácter subjetivo uma vez que a sua sensibilidade está dependente de fatores como o tamanho da cintura do paciente (proporção inversa) e o diâmetro do aneurisma. Segundo dados apresentados em [7] 61% para aneurismas entre 3 cm e 3.9 cm; 69% para 4 cm a 4.9 cm e 82% para diâmetros superiores a 5 cm.

No entanto, uma grande percentagem deste tipo de aneurisma apresenta ausência de sintomas aquando a sua formação e crescimento [8], sendo indetetáveis pelo exame de palpação [9]. Cerca de 80% da deteção ocorre de forma inesperada através da realização de radiografias à região abdominal, prescritas aquando consultas de rotina [8]. Estas, detetam a existência de calcificações que permitem a visualização de dilatações nas paredes da aorta e, portanto, conseguem detetar a presença de aneurismas [7].

Aneurismas assintomáticos, após deteção, têm uma intervenção diferente dependendo do seu diâmetro. Para aneurismas de tamanho reduzido (menos de 4.5cm ou de 4.5cm até 5cm) [7] é recomendada uma rotina de vigilância periódica (a cada 6 meses ou 3 meses, respetivamente) através do uso de ecografias [10]. Este método é o mais utilizado, não só pela sua acessibilidade, mas também pela sua precisão na medição do tamanho do aneurisma em diversas orientações (longitudinal, ântero-posterior e transversal) [7].

Caso se verifique que o tamanho do aneurisma ou os sintomas sejam de tal ordem que exija o recurso a um tratamento é então feita uma tomografia computadorizada (CAT) para escolher qual a melhor opção de tratamento [7].

### 1.1.2. Dinâmica de crescimento e rotura

Uma vez que as propriedades mecânicas da aorta ainda não são totalmente conhecidas [10], e de forma a aprofundar o conhecimento sobre a evolução dos AAA, diversos estudos (experimentais e numéricos) têm sido feitos. Estes focam-se na determinação dos fatores de risco intervenientes tanto no crescimento como na rutura do aneurisma [11].

Apesar de todos estes estudos apresentarem diferentes objetivos e conclusões, verifica-se que na grande maioria dos AAA uma elevada taxa de crescimento (superior a 1 cm/ano) e um elevado diâmetro (maior que 55 mm) estão associados a um elevado risco de rotura [11]. Para além disso, a espessura da parede e a pressão sanguínea também são dois fatores determinantes na rutura de AAA [12].

Estudos recentes têm vindo a demonstrar que o uso de parâmetros relacionados com a hemodinâmica, como os picos de máxima pressão, são mais fiáveis na previsão de ruturas do que os critérios atualmente usados (taxa de crescimento anual, por exemplo) [11]. De facto, em 2003 a *Society for Vascular Surgery* e a *Internacional Society for Cardiovascular Surgery* atualizaram o conjunto de recomendações (primeiramente elaborado em 1992) relativas às diretrizes de tratamento para o aneurisma da aorta abdominal. Neste documento constam várias indicações acerca dos tratamentos a realizar consoante o diâmetro do aneurisma. Referem mesmo que o grau de risco de um paciente não deve ser indicado tendo como única referência este parâmetro e que o método terapêutico deve ser individualizado [13].

Desta forma, tem havido uma crescente utilização de ferramentas de simulação com vista a criar modelos 3D que apresentem um comportamento o mais próximo possível da realidade. Nestes trabalhos são simuladas interações entre os fluídos e as estruturas intervenientes.

Num estudo levado a cabo por Venkatasubramaniam *et al.* [14] calcula-se e compara-se a pressão exercida sobre paredes de aneurismas que tinham sofrido rutura com a de outros que ainda estavam intactos, por exemplo, sem rutura. Para isso foram consideradas diferentes geometrias de AAA, as propriedades dos materiais da parede aórtica e as forças e restrições que atuam sobre a parede (considerando a pressão sistólica sanguínea como a maior pressão a atuar sobre as paredes do aneurisma).

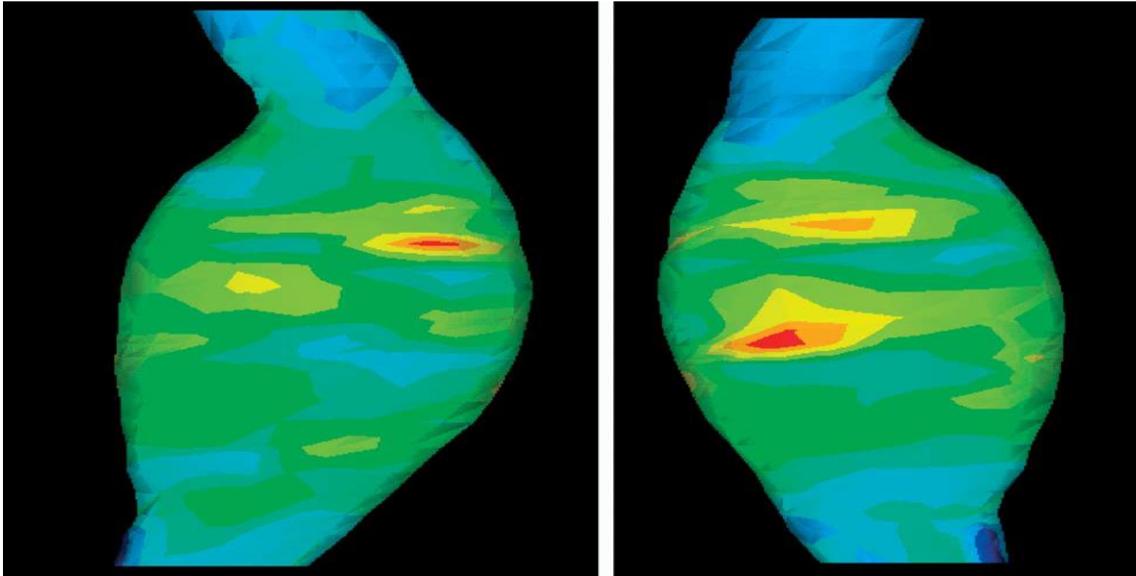


Figura 1.3 - Modelo 3D da variação de pressão na superfície da parede de um AAA, obtido em [14].

Com a análise de uma malha 3D (obtida a partir da simulação com o método de elementos finitos - ver Figura 1.3), foi concluído que haveria um pico máximo de pressão mais baixo em aneurismas que não chegaram à rutura (aproximadamente 0.62 MPa) do que em aneurismas que vieram a sofrer rutura ou que já a tinham sofrido (cerca de 1.02 MPa), sendo de notar que nos últimos o valor da pressão sistólica também era ligeiramente superior.

Como se verifica na Figura 1.4, neste estudo foi concluído também que o local na parede onde se situava o pico de pressão (identificado a vermelho na Figura 1.4 à direita) relacionava-se com o local de rutura (monitorizado com o recurso a uma CAT (Figura 1.4 à esquerda)).

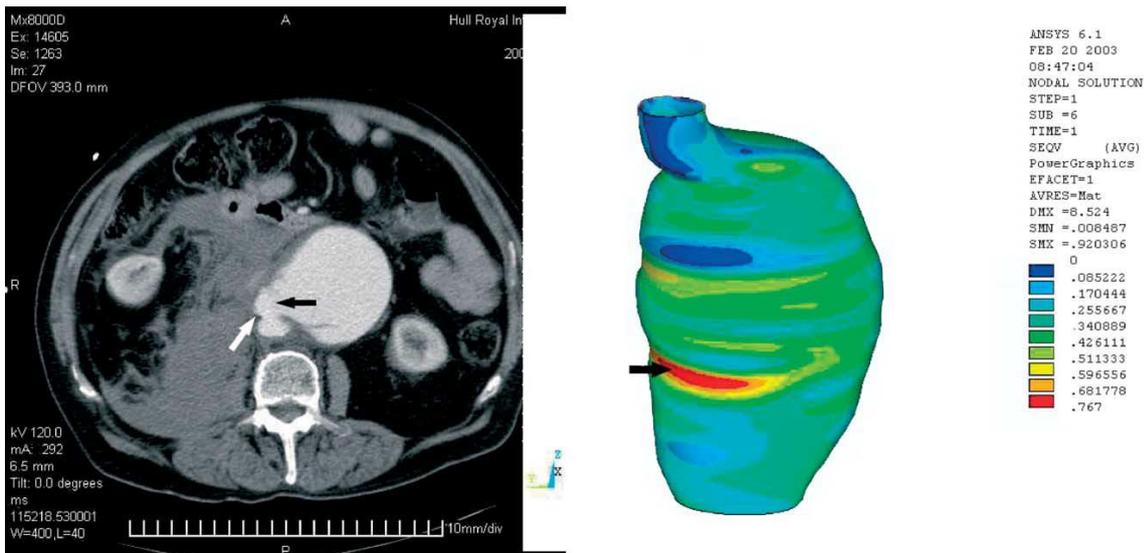


Figura 1.4 - CAT onde se identifica o ponto de rutura (à esquerda); modelo 3D para demonstrar o local de máxima pressão (à direita), obtidos em [14].

No entanto, a maior parte dos estudos a este nível considera apenas os fatores estruturais do aneurisma ou os fatores relativos à dinâmica de fluidos. Uma análise onde se consideram ambos os fatores proporciona resultados hemodinâmicos e biomecânicos mais realistas e precisos, tal como verificado por Z. Li e C. Kleinstreuer em [12].

Neste estudo em específico, para a análise do fluxo sanguíneo e de parâmetros relativos à parede, foram consideradas três representações para modelos de AAA (Figura 1.5).

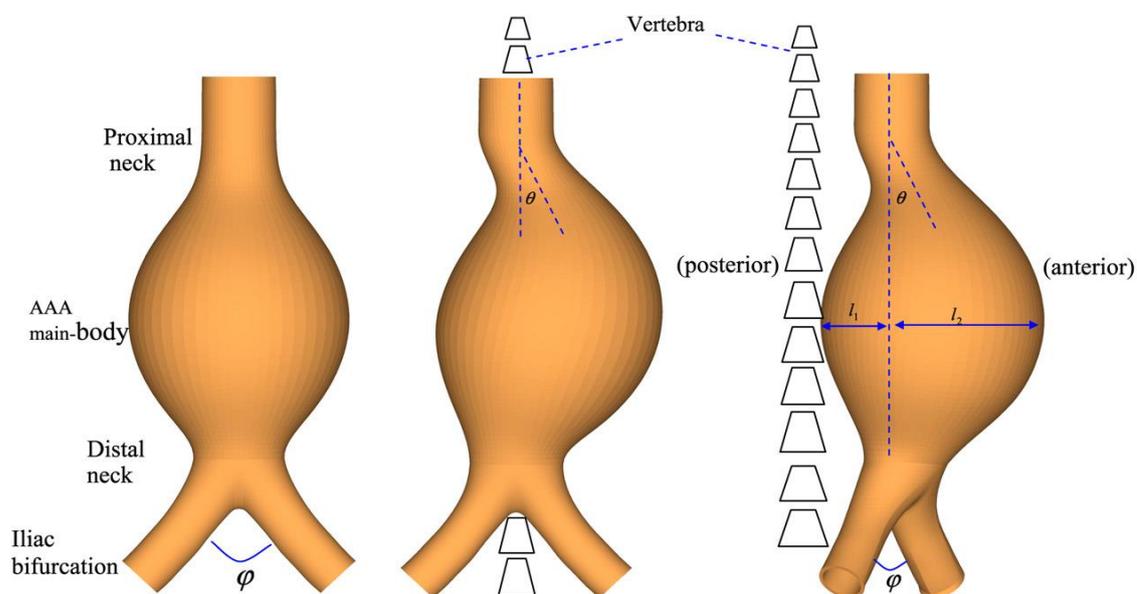


Figura 1.5 - Esquema dos aneurismas utilizados em [12].

Após a obtenção dos padrões de variação de pressão, nos três modelos diferentes e em diferentes fases do ciclo cardíaco (influxo máximo, máxima pressão, máximo fluxo reverso), concluiu-se que o ângulo do pescoço (identificado como  $\theta$  na Figura 1.5) influencia em grande escala os campos relativos ao fluxo sanguíneo e conseqüentemente apresenta também influência na distribuição da pressão ao longo da parede. Para além disso, verificou-se que os padrões de fluxo sanguíneo são altamente influenciados pelo tipo de fluxo de entrada/saída, pela geometria do aneurisma (nomeadamente a nível do ângulo do pescoço) e pelo movimento inerente à parede [12].

Já no que respeita aos estudos efetuados sobre os aneurismas reparados por cirurgia endovascular estes, até há relativamente pouco tempo, tinham um grande fator desfavorável: todos eles se referiam apenas à pressão existente nas paredes do aneurisma ou ao fluxo existente no lúmen do *graft* endovascular.

De forma a resolver esta falha, Z. Li e C. Kleinstreuer [6] avançaram no seu trabalho e, utilizando modelos representativos de AAA (ver Figura 1.6), efetuaram um novo estudo de forma a analisar qual o efeito que a hemodinâmica tem na distribuição de pressão (tanto na parede do aneurisma como no *stent*) e nas pressões no saco, entre outros.

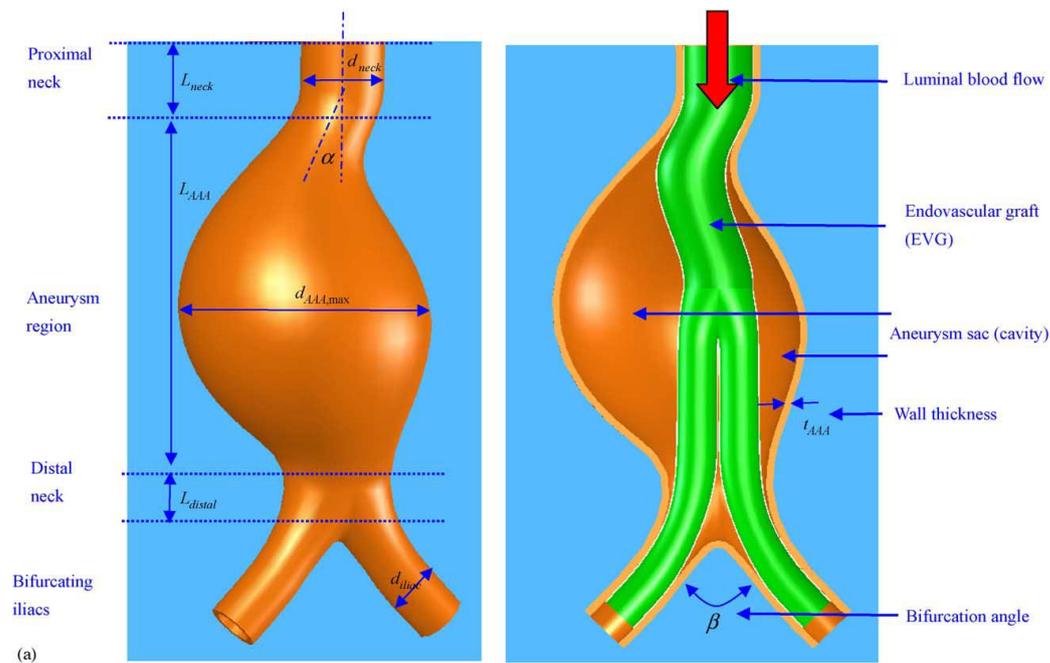


Figura 1.6 - Modelos do aneurisma (à esquerda) e do *stent* implantado (à direita) usados no estudo [6].

De forma conclusiva corroboram a teoria de que um *stent* apresenta um impacto benéfico no aneurisma, protegendo a parede da zona afetada da pressão do fluxo sanguíneo. Referem ainda que a pressão máxima exercida sobre a parede do aneurisma com *stent* é 20 vezes menor que aquela encontrada em paredes de aneurismas em que este não foi aplicado.

Referem contudo que apesar de a pressão no saco quando este está totalmente isolado baixar significativamente nunca chega a ser nula. Esta pressão, mesmo sem a existência de *endoleaks*, pode ser gerada pela interação existente entre o fluxo sanguíneo no lúmen, a parede do *stent*, o sangue existente no saco do aneurisma e a parede do aneurisma.

### 1.1.3. Tratamento

Atualmente, quando os aneurismas detetados apresentam risco de rutura, pode ser escolhido um dos dois métodos existentes para o seu tratamento, dependendo do formato e tamanho do aneurisma [4].

O método mais invasivo é o de reparação por cirurgia aberta. Neste método, ilustrado na Figura 1.7, a região afetada pelo aneurisma (região “dilatada”) é retirada do segmento principal da aorta e substituída por um enxerto. Tal como o nome do método indica, este exige uma cirurgia e, conseqüentemente, a aplicação de anestesia, tendo um período de recobro alargado (7 a 10 dias) [15]. Tendo em conta estes fatores, este tem sido um método que se tem vindo a utilizar cada vez com menos frequência.

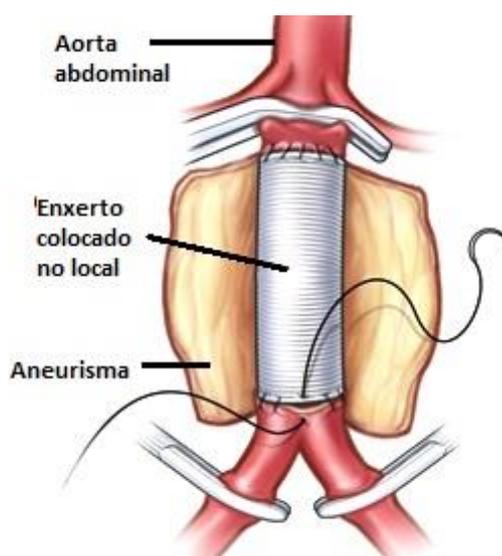


Figura 1.7 - Representação da reparação do aneurisma por cirurgia [17].

Um outro método, muito menos invasivo, é a reparação por método endovascular (EVAR). Neste, como pode ser visualizado na Figura 1.8, um *stent* é colocado na aorta com o auxílio de um cateter [4]. O cateter, ou qualquer outro instrumento utilizado para a colocação, é monitorizado enquanto o posicionamento do *graft* por métodos de fluoroscopia [16]. Este método pretende separar a região da parede aórtica que se encontra afetada do fluxo de sangue lá existente. Estando posicionado, o *stent* impede o fluxo de sangue no saco do aneurisma [17], passando este a dar-se através dele. “Absorvendo” a pressão aplicada sobre a parede aórtica, leva a uma estabilização desta, impedindo a deformação e até mesmo a ruptura desta [18]. Cerca de 40% a 80% dos casos existentes de aneurisma na artéria abdominal são passíveis de serem tratados com esta técnica [7].

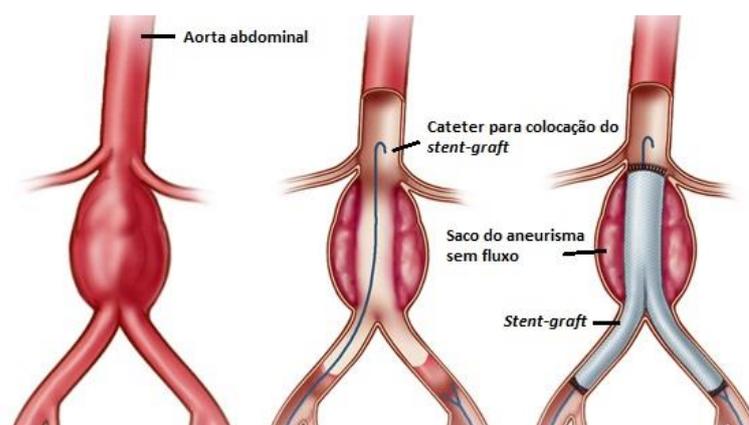


Figura 1.8 - Representação da reparação do aneurisma por método endovascular [17].

Estudos comparativos entre os dois métodos têm sido feitos, de forma a avaliar a eficiência relativa dos dois. Na maior parte desses estudos [16], [19] os resultados obtidos

(taxas de sucesso, número de cirurgias efetuadas, taxas de risco) são mais favoráveis à reparação endovascular.

Em Portugal, foi feito um estudo tendo em conta todas as reparações de aneurismas da artéria aorta abdominal (por cirurgia ou EVAR) efetuadas entre 2000 e 2010. Neste analisou-se a proporção relativa de cada tipo de intervenção e a respetiva taxa hospitalar. Concluiu-se que atualmente nas zonas Norte e de Lisboa os aneurismas são maioritariamente reparados por EVAR (55.3% e 54.5% respetivamente). Já na zona Centro as cirurgias apresentam um número muito maior de ocorrências (66.7% comparativamente com os 33.3% da EVAR). Sendo estes dados referentes ao ano de 2010, denota-se pelos dados um crescente aumento do número de intervenções por EVAR.

Foi verificado, por outro lado, que tanto a mortalidade hospitalar como o número de dias de internamentos é mais reduzido nos casos de AAA reparados por EVAR (em casos de AAA íntegros e com rotura), sendo este panorama comum tanto a nível nacional como internacional [9].

## 1.2. Motivação

Apesar dos resultados obtidos com o procedimento EVAR serem promissores [20], e da grande aceitação por parte da comunidade médica [16], após uma intervenção deste género há necessidade de uma contínua monitorização da condição clínica do paciente.

Mesmo com a colocação do *stent* pode continuar a ocorrer pressurização do saco do aneurisma, devido à ocorrência de *endoleaks* (vazamento de sangue para dentro do saco do aneurisma [21]). Este vazamento levará a um conseqüente aumento da pressão no saco do aneurisma, mantendo-se portanto o risco de rutura. De facto, estima-se que decorridos 30 dias da primeira intervenção cerca de 10% dos pacientes tenham de voltar a ser intervencionados, estando mesmo a taxa de mortalidade situada entre os 1.1% e os 7% (variando consoante o hospital onde é realizada e o cirurgião que a realiza) [7].

Atualmente, a monitorização pós-EVAR, que pretende detetar a presença de *endoleaks* ou até mesmo o alargamento do aneurisma, é feita recorrendo ao uso de técnicas de imagiologia (CAT ou ultrassons) [22], [23]. No período posterior à intervenção endovascular o paciente é sujeito a exames ao fim de 3, 6, 12, 18 e 24 meses e, no final deste período, segue-se uma rotina de exame anual [24]. Para além das desvantagens inerentemente associadas a estes métodos (custo monetário elevado e risco cancerígeno para o paciente [22], associado à presença de uma quantidade substancial de radiação [25]), estas técnicas não apresentam uma monitorização contínua, o que pode levar à ocorrência de diversos acidentes (formação de *endoleaks* ou até mesmo deslocamento do *stent*), e conseqüente rotura do aneurisma, no período de tempo decorrente entre cada exame [22].

Deste modo, de forma a proporcionar uma melhor e mais eficaz monitorização, e até mesmo detetar a necessidade de uma segunda intervenção, o trabalho a desenvolver pela autora no âmbito da dissertação de curso insere-se no decorrer do desenvolvimento de um sistema de monitorização para deteção de anomalias em *stent-graft* da aorta abdominal após a sua colocação. Esta monitorização consiste na medição da pressão detetada por um conjunto de sensores colocados nas paredes do *stent*, mais concretamente na deteção de desvios da pressão medida em relação a valores de referência, indicadores da presença de

uma anomalia do estado ou do posicionamento do *stent*. O objetivo principal deste projeto é o de desenvolver um sistema alternativo que permita uma monitorização mais simples e que possa ser realizada em ambulatório com mais periodicidade que a feita com os procedimentos correntes. Decorre do trabalho de investigação já realizado na FEUP no âmbito do projeto SenseCardioHealth, tendo como objetivo mais específico desenvolver um sistema de telemetria alternativo ao até então realizado, de maior consumo e que exige a utilização de elevadas frequências de amostragem para aquisição do sinal monitorado.

### 1.3. Organização do trabalho

Este relatório é composto por 6 capítulos, sendo o primeiro o capítulo atual, onde se apresentam os conceitos fundamentais para a compreensão do problema e do seu enquadramento.

No capítulo 2 é descrito o estado da arte atual. Em suma, são apresentados alguns projetos que já foram ou estão a ser desenvolvidos e cujo principal objetivo é o mesmo do projeto a desenvolver na dissertação: a monitorização de aneurismas com *stent-graft*. Neste capítulo é também feita uma abordagem inicial ao sistema a desenvolver, que contém a descrição dos principais blocos constituintes.

No capítulo 3 são apresentadas as propostas de alteração ao sistema existente, bem como os motivos justificativos das alterações. É ainda apresentado o desenvolvimento do sistema de simulação.

No capítulo 4 são apresentadas alguns resultados relativos à montagem *breadboard* e é também dada uma apresentação inicial à placa de circuito impresso (PCB) realizada.

No capítulo 5 é explicada a aplicação desenvolvida para aquisição e visualização. São referidas também todas as experiências realizadas com o recurso à PCB para diferentes entradas, inicialmente sinusoidais e depois provenientes dos protótipos dos sensores

De forma conclusiva são ainda apresentadas algumas considerações finais bem como melhorias que se poderão fazer ao projeto em trabalhos futuros.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

## Capítulo 2

# Sensores de Pressão e Monitorização de Pressão na Aorta Abdominal

### 2.1. Sistemas de medição invasivos

De forma a combater as lacunas das técnicas de vigilância atuais (entre elas a ausência de informação relativamente à pressão) diversos têm sido os dispositivos desenvolvidos de monitorização da pressão na zona de colocação do *stent*. Estes dispositivos pretendem identificar tanto uma exclusão correta do saco do aneurisma, como a presença de *endoleaks* [1]. Surgem então alguns métodos invasivos para medição de pressão, testados em pequenos grupos de pacientes [26]-[28].

Nestas, posteriormente a uma intervenção EVAR de reparação, sensores de pressão são colocados dentro do saco do aneurisma com o auxílio de um cateter e apresentam ligação a uma interface eletrónica que permite a gravação automática dos resultados. Depois das medições os sensores voltam a ser retirados [26].

No entanto, apesar dos resultados promissores apresentados nos testes iniciais [1], estes métodos de controlo revelam-se de realização difícil e incómoda e não são aplicados a todos os pacientes passíveis de EVAR, em particular naqueles em que o espaço pós tratamento entre a parede do aneurisma e o *stent* for inadequado. Para além disso, é ainda necessária uma anestesia local e a realização de CAT, para ver o posicionamento do *stent*, de cada vez que se quer realizar uma medição [26].

## 2.2. Sistemas de medição minimamente invasivos

De forma a melhorar a qualidade dos processos de monitorização tem havido um esforço da comunidade científica para desenvolver sistemas minimamente invasivos [1] que não apresentem risco para os pacientes, que sejam práticos de utilizar, que apresentem precisão nas medições, e que permitam a constante e fácil monitorização de pacientes sujeitos a EVAR [29]. É de forma a dar resposta a estas necessidades que surgem os dispositivos de monitorização de pressão minimamente invasivos. Estes dispositivos medem a pressão sistólica e diastólica dentro do saco do aneurisma e enviam essa informação remotamente para um sistema de leitura, tornando uma monitorização mais simples [22] e permitindo avaliar a necessidade de uma segunda intervenção [26].

Existem atualmente dois sensores que já foram avaliados em testes clínicos: o sensor ImPressure (Figura 2.1 à esquerda), baseado em técnicas de ultrassons [22], e o EndoSure (Figura 2.1 à direita), baseado em técnicas de radiofrequências [29].

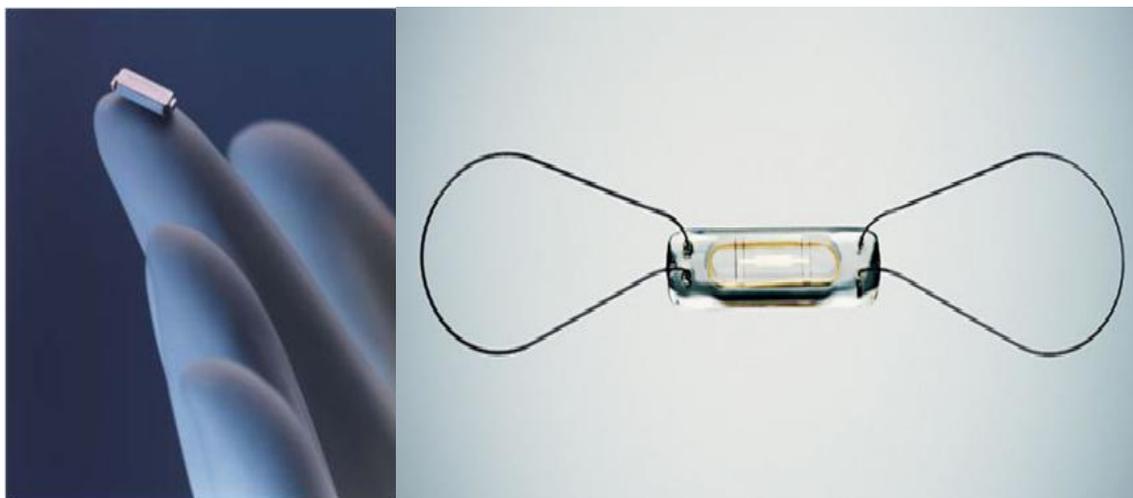


Figura 2.1 - Sensores para medição de pressão avaliados em testes clínicos: ImPressure [31] (à esquerda) e EndoSure (à direita) [85].

### 2.2.1. Sensor ImPressure

O ImPressure, com uma dimensão de 3 mm x 9 mm x 1.5 mm, é um sensor de monitorização que funciona sem o recurso a baterias ou qualquer tipo de fios. Este dispositivo é incluído no implante endovascular (ver Figura 2.2 à esquerda) antes da sua inserção [30]. Desta forma, quando o *stent* for colocado no aneurisma o sensor já está integrado no mesmo e é também colocado, permitindo a medição de pressões, fluxos, temperatura, entre outras funcionalidades [31].

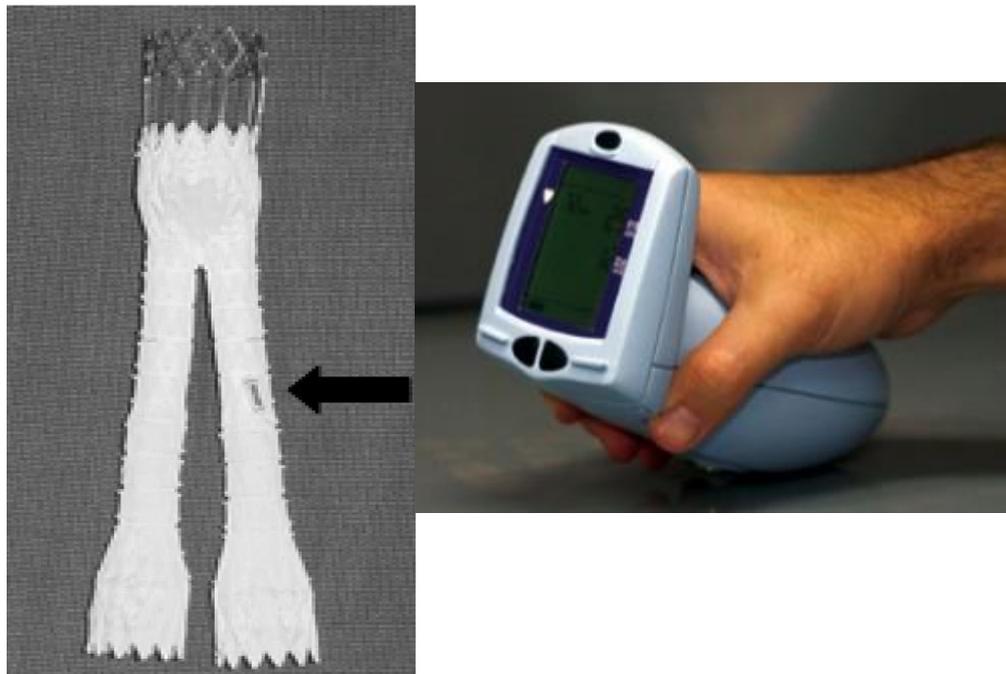


Figura 2.2 - Sensor ImPressure aplicado no *stent* (à esquerda) [29] e a unidade de leitura externa (à direita) usada [32].

A monitorização destes valores é feita através de uma unidade externa que tem por base o funcionamento de uma sonda de ecografia [29]. Esta unidade (Figura 2.2 à direita), para além de receber a informação enviada pelo sensor [32], tem também a funcionalidade de fornecimento de energia para a correta atividade do sensor [33].

Os primeiros estudos experimentais foram feitos utilizando ovelhas às quais foram provocados aneurismas e em que estes permitiram simular a formação de *endoleaks*. Nestes estudos foi possível demonstrar a eficácia do aparelho [29].

### 2.2.2. Sensor EndoSure

Relativamente ao sensor EndoSure, com dimensão 30 mm x 5 mm x 1.5 mm [34], este consiste num sensor simples mas com uma unidade de leitura externa sofisticada que mede pressão média, sistólica e diastólica, frequência cardíaca e débito cardíaco [29]. Contrariamente ao anterior, que era inserido integrado no *stent*, a colocação deste sensor ocorre também aquando a colocação do implante endovascular mas de forma independente. Este é fixado na parede do aneurisma com o seu próprio invólucro e com o auxílio de um cateter [29].

Numa primeira geração, o sensor (Figura 2.3 à esquerda) apresentava uma estrutura envolvente que não tinha qualquer funcionalidade elétrica. Esta deveria servir para manter a posição do sensor dentro do saco do aneurisma [34]. Mais tarde, a estrutura foi alterada dando origem a uma segunda geração destes sensores (Figura 2.1 à direita). A segunda geração apresenta alguma vantagens mecânicas face à primeira: os aros laterais são

amarrados ao cateter de colocação, dando maior estabilidade ao sensor aquando a sua colocação [35].



Figura 2.3 - Sensor EndoSure de primeira geração [36] (à esquerda) e monitor externo e antena para leitura [34] (à direita).

Há semelhança do sensor ImPressure, também este tem a energia necessária para o funcionamento fornecida pela unidade externa (Figura 2.3 à direita) mas, neste caso, por radiofrequência [34]. Este sistema de leitura, de grande dimensão, é composto por uma antena e um recetor e tem também a funcionalidade de recolha das informações do sensor interno.

A primeira geração foi inicialmente testada em modelos caninos demonstrando a eficácia na monitorização da exclusão do saco do aneurisma [29]. Posteriormente, esta mesma geração foi sujeita a um estudo mais intensivo (*APEX Trial - Acute Pressure Measurement to Confirm Aneurysm Sac Exclusion* - ver [34], [36]), desta vez com uma população em estudo de 76 pacientes seguidos em 12 centros (9 nos Estados Unidos e 3 fora dessa área). Os resultados obtidos levaram a um cálculo de sensibilidade para *endoleaks* do tipo I ou III de 94% e a um valor de especificidade de 80% [34].

Apesar de se concluir que este dispositivo é seguro e que apresenta grande fiabilidade como dispositivo para monitorização remota da pressão no aneurisma, continuou a considerar-se que é necessário fazer estudos mais prolongados de forma a dar maior credibilidade ao mesmo [34]. Os resultados obtidos no *APEX Trial* levaram a que o dispositivo fosse aprovado pela *US Food and Drug Administration*<sup>1</sup> para implantação no tratamento de casos agudos e na confirmação da exclusão do aneurisma da aorta abdominal [29]. No entanto ainda não foi aprovado como ferramenta para uma vigilância crónica.

Estudos independentes têm sido realizados de forma a relatar diversas experiências de utilização.

Um estudo independente, aprovado pelo *Institutional Review Board*, analisou 12 pacientes (provenientes de um único centro médico) que foram implantados com o EndoSure de primeira geração [37]. Os resultados obtidos foram os esperados (redução da pressão no

<sup>1</sup> Entidade responsável nos EUA pelo controlo de alimentos, medicamentos, equipamentos médicos, etc.

saco do aneurisma, por exemplo) e concluíram que a monitorização remota da pressão no saco do aneurisma proporciona informações importantes relativamente aos métodos por imagem e podem ajudar a reduzir o número de CAT de supervisão.

Um outro estudo independente, desta vez mais recente, realizado por parte da divisão de cirurgia torácica e cardiovascular e da secção de cirurgia vascular do centro médico e universitário de Duke, Carolina do Norte (ver [35]), já testou as duas gerações de EndoSure. De entre os vários resultados conseguidos, obtiveram uma taxa de mau posicionamento dos sensores de primeira geração de 22%, que, devido à alteração da estrutura e à prática do manuseamento, foi reduzida para 10% nos sensores de segunda geração. Este sensor para além de fornecer informações sobre *endoleaks* do tipo I e III permitia também a observação dos de tipo II.

Apesar de estes serem os dispositivos mais referidos e comentados na literatura, visto que já se encontram em ensaios clínicos, tem havido o desenvolvimento de outros projetos com as mesmas finalidades.

### 2.2.3. ENDOCOM

O sistema ENDOCOM foi inicialmente apresentado em 2007 e desenvolveu um sensor dedicado à monitorização de intervenções pós-EVAR. O sensor interno deve ser colocado dentro do saco do aneurisma aquando a colocação do *stent*, sendo que a parte sensível deve ficar em contacto com o lado interno da parede do aneurisma, para medições mais eficazes.

Esta unidade de medição interna é composta por duas partes: um transdutor de pressão (Figura 2.4 à esquerda) que constitui a parte sensível do sistema, responsável por fazer as medições, e uma antena [24]. A antena, com uma dimensão atual de 15 mm x 18.5 mm x 2 mm, apresenta uma face superior (Figura 2.4 à direita) que é responsável pela comunicação RFID e uma face inferior onde o sensor de pressão deve estar colocado [18]. À semelhança dos sistemas anteriores, também este tem uma unidade externa que lê os resultados obtidos do sistema interno e fornece energia para o seu correto funcionamento.

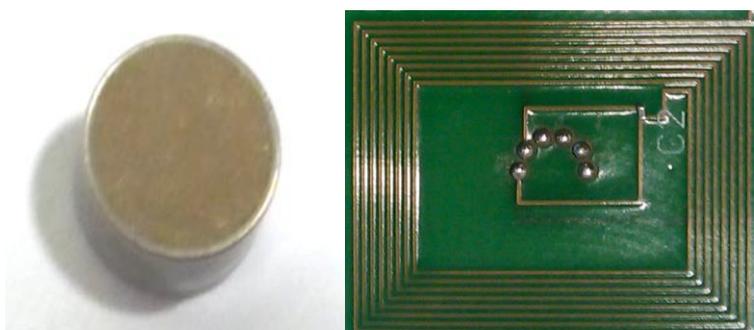


Figura 2.4 - Sistema ENDOCOM: transdutor integrado num encapsulamento de titânio (à esquerda) e vista superior da antena de comunicação interna (à direita) [18].

Com o desenvolvimento deste sistema foi também o desenvolvido de um sistema de simulação numérico, com o objetivo de estudar onde, no saco do aneurisma, deve ser colocado o sensor, de forma a serem obtidas medições de pressão mais fiáveis [24]. Este

simulador deverá ter em conta as características geométricas do aneurisma de cada paciente [18]. Em paralelo, terão realizadas experiências *in vivo* e *in vitro* em modelos suínos, de forma a corroborar os resultados teóricos obtidos e permitir a aquisição de mais dados para validação do sistema numérico [18].

#### 2.2.4. Outros sistemas em desenvolvimento

Um outro projeto, desenvolvido por Michael A. Fonseca *et al.* (ver [38]), apresenta um sensor de pressão com uma estrutura encapsulada, em que apenas a superfície externa está exposta. A estrutura interna é constituída por uma componente indutiva e outra capacitiva (ver Figura 2.5.).

Relativamente à componente capacitiva, esta apresenta um valor variável com a pressão o que possibilita a medição da mesma. A área total deste componente é de 13.1 mm<sup>2</sup> com um comprimento de 6.68 mm e uma largura variável (2 mm nas extremidades e 1.4 mm no centro).

A componente indutiva corresponde a um indutor planar em espiral, com cerca de 12 espiras, com um raio interno das espiras de 3.8 mm. O espaçamento entre cada volta é de 80 µm e a espessura do componente é de 18 µm. É esta a componente responsável pela comunicação *wireless* com o exterior.

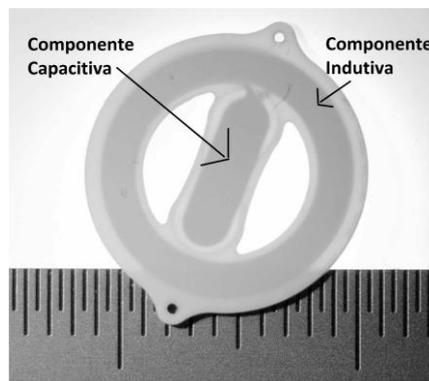


Figura 2.5 - Estrutura encapsulada do sensor desenvolvido por Michael A. Fonseca *et al.* em [38]: componente indutiva e capacitiva.

O sensor apresenta um involucro individual do *stent* devendo ser inserido com o auxílio de um cateter imediatamente antes da realização da reparação do AAA por método endovascular.

Para o teste deste sensor de pressão circular foram usados modelos animais onde foi simulado um aneurisma da aorta abdominal recorrendo ao uso de um *graft*. Foi depois realizado nestes animais o procedimento completo, simulando a colocação do *stent* e a reparação do AAA num humano. Concluíram que o sensor pode ser usado para a medição da pressão pulsátil ao longo de vários dias, mas não seria o indicado para uma medição precisa da pressão média por longos períodos de tempo [38]. Isto deve-se ao facto de a pressão pulsátil apresentar, no decorrer da experiência, valores sempre coincidentes com os de

referência mas os desvios da pressão média, em relação à referência, vão-se tornando maiores com o avançar dos 50 dias.

Um projeto semelhante é relatado por J. Zhai, T. V. How e B. Hon em [39]. Neste artigo relata-se o *design* e a modelação de um sensor para leitura de pressão sanguínea no local pretendido. Este sensor pretende ser muito menor que o EndoSure e operar sem a necessidade de uma fonte de alimentação embutida. Este é um projeto em desenvolvimento e que não apresenta ainda resultados preliminares.

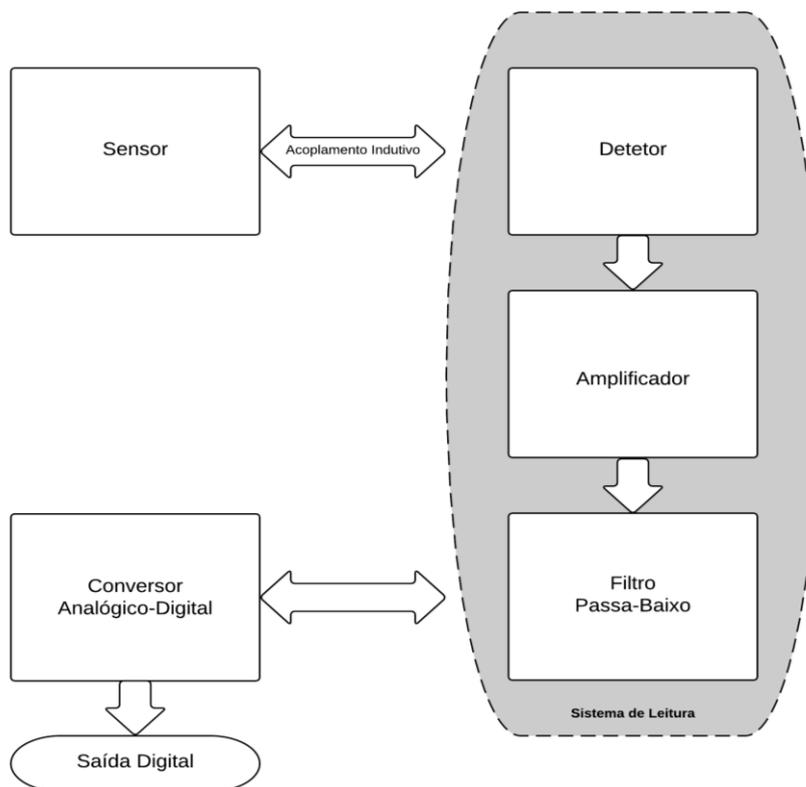
Muitos destes projetos, apesar de ainda não terem sido testados em modelos vivos, apresentam já resultados preliminares satisfatórios. Todos eles têm aspetos desfavoráveis em comum: (1) apresentam medições periódicas mas nunca contínuas; (2) focam os seus estudos apenas no sensor e recetor e (3) utilizam um único sensor para a medição de pressão.

Assim sendo, e de forma a corrigir estas situações, o sistema proposto para monitorização (ver [40]-[43]) pretende não só o desenvolvimento de sensores para colocação no *stent*, e respetivo sistema de leitura, mas também o estudo de um sistema de telemetria adequado, que permita uma monitorização constante e permanente, que deverá ser associado a um dispositivo móvel.

Também para uma melhor e mais correta monitorização, e considerando que vários estudos confirmam que a distribuição da pressão ao longo do saco do aneurisma não é uniforme (ver secção 1.1.2. - Dinâmica de crescimento e rotura no Capítulo 1), o sistema deverá utilizar vários sensores de tamanho reduzido, que serão colocados em diferentes posições no *stent-graft*. O recurso a mais de um sensor permitirá uma melhor monitorização do aneurisma pós-EVAR e um aumento da sensibilidade do sistema na deteção de *endoleaks* face às soluções existentes [43].

### 2.3. Sistema anteriormente desenvolvido

O sistema anteriormente desenvolvido na FEUP (Figura 2.6), no âmbito do projeto SenseCardioHealth, é constituído por três blocos principais: o sensor, o sistema de leitura e a carta de aquisição de dados, onde está incluído o conversor analógico/digital (conversor A/D).



**Figura 2.6 - Diagrama de blocos do sistema anteriormente desenvolvido no âmbito do projeto SenseCardioHealth.**

Os sensores, alocados no *stent* quando a colocação deste, deverão ser capazes de detetar as variações de pressão que ocorrem dentro do saco do aneurisma. Posteriormente, o conjunto de sensores envia os valores de pressão, que são detetados pelo aparelho de leitura externo, sendo então o sinal enviado para um bloco de conversão analógico/digital.

Esta última etapa é necessária para que seja possível uma aquisição dos dados por parte do computador, permitindo assim um processamento dos mesmos e o desenvolvimento de uma interface para apresentação de resultados ao utilizador [43].

De seguida irá ser apresentada uma descrição mais pormenorizada das propriedades e características de cada bloco do sistema atual, de forma a proporcionar uma melhor compreensão do mesmo.

### 2.3.1. Sensores

Tal como já referido, o sistema de monitorização é baseado na deteção de variações de pressão dentro do saco do aneurisma. Essa deteção é feita através de um conjunto de sensores, sendo que cada um deles é simplesmente um circuito ressonante LC [44].

Na Figura 2.7 pode-se ver a malha representativa desse mesmo circuito: a indutância  $L_S$  apresenta um valor fixo, a resistência  $R_S$  representa as resistências referentes às perdas da capacidade e da indutância presentes no sensor. Relativamente à capacidade  $C_S$  esta é uma capacidade variável cujo valor muda consoante a pressão detetada [43].

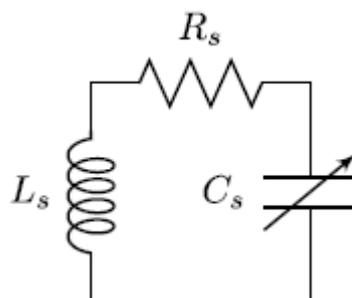


Figura 2.7 - Circuito representativo do sensor utilizado no sistema atual [43].

O sensor (Figura 2.8 à esquerda), como será agregado ao *stent*, apresenta uma estrutura dobrável, extremamente flexível, e com um tamanho reduzido [44]. Na sua composição apresenta um indutor planar (parte externa a castanho na Figura 2.8 (à esquerda)) onde estão inseridas duas placas (parte interna a preto na Figura 2.8 (à esquerda)), que constituem a capacidade variável [44], formando um sensor com uma área de implantação entre os 10 x 10 mm<sup>2</sup> e 20 x 20 mm<sup>2</sup> e uma espessura de 220 μm [42].

Na Figura 2.8 (à direita) está representada a secção transversal do sensor que demonstra de forma mais clara os constituintes. O indutor  $L_s$  corresponde aos fios de cobre (a vermelho na secção transversal da Figura 2.8) depositados sobre uma placa de poliimida (*polyimide* na secção transversal da Figura 2.8) [42]. A capacidade  $C_s$  apresenta o funcionamento de um dielétrico e corresponde às duas placas de nanotubos de carbono (A-CNTs) com ar entre elas (componentes a preto da secção transversal) [44]. O encapsulamento está representado a azul e é composto por PDMS (dimetil polissiloxano) de forma a assegurar a biocompatibilidade do dispositivo [42].

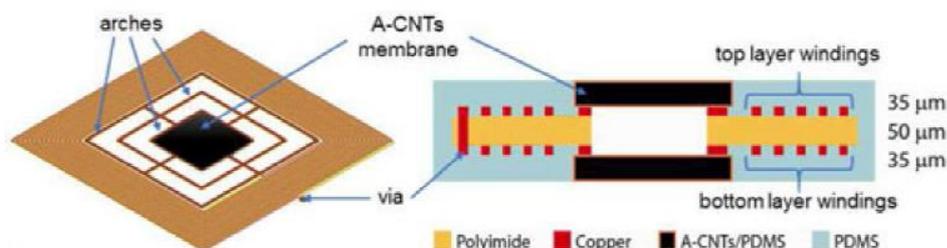


Figura 2.8 - Estrutura do sensor de pressão (à esquerda) e apresentação dos constituintes na secção transversal (à direita) [40].

Quando há uma variação de pressão no aneurisma, a distância entre as placas da capacidade  $C_s$ , anteriormente mencionadas, varia provocando uma alteração no valor da capacidade e, conseqüentemente, uma mudança no valor de frequência [42]. Na equação (2.1) apresenta-se a relação entre o valor da capacidade variável e da frequência de oscilação do sensor, sendo  $k$  o fator de acoplamento (ver [43]). De referir que a equação para cálculo da frequência de oscilação não apresenta a componente resistiva apresentada no circuito

elétrico ( $R_s$  da Figura 2.7) pois este é um elemento de pequeno valor que não apresenta influência significativa na frequência de ressonância do circuito [43].

$$f_{oscilação} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k^2)L_s C_s}} \quad (2.1)$$

Para a escolha da banda de frequências foram tidas em conta as recomendações feitas no guia *Radio Frequency Wireless Technology in Medical Devices* redigido pelo *U.S. Department of Health and Human Services* da *Food and Drug Administration* (ver [45]). Desta forma, optou-se por usar a banda de frequências entre os 10 MHz e os 20 MHz para a comunicação entre o sensor e o sistema de leitura pelos seguintes motivos: (1) esta é uma das gamas de frequências destinadas a aplicações médicas (ver referência [46]) e, para além de evitar interferências com outros dispositivos e equipamentos eletrônicos, garante uma proteção contra efeitos biológicos; (2) dentro das gamas disponíveis para uso médico é aquela que permite o uso de componentes menores, levando a uma menor área de implementação; (3) para dispositivos médicos implantáveis a frequência tem de ser de tal ordem que permita uma propagação nos tecidos e uma taxa de absorção apropriadas, por exemplo, baixa atenuação do sinal eletromagnético nos tecidos biológicos até à profundidade a que se encontra o implante.

De referir ainda que, como deverão ser usados vários sensores para a monitorização, cada um deles deverá ter uma frequência de oscilação própria, correspondente a uma sub-banda da gama de frequências escolhida [40].

### 2.3.2. Sistema de leitura

Relativamente ao circuito de leitura externo, este deverá ser incorporado num pequeno dispositivo móvel para mais fácil manipulação. Apresenta como principal função a deteção da frequência de ressonância dos sensores, mas também funciona como fornecedor de energia para o funcionamento destes [43].

Para além desta componente de deteção apresenta ainda um condicionamento de sinal: um bloco para amplificação de sinal e uma posterior filtragem do mesmo.

#### 2.3.2.1. Detetor

O detetor corresponde ao primeiro bloco do sistema de leitura. Sendo o responsável pela interação do sensor de pressão com o sistema externo, é através de um acoplamento indutivo que o detetor entrega a energia necessária para o funcionamento do sensor e recebe do mesmo a informação da frequência de oscilação referente à pressão no aneurisma [44].

O circuito inicialmente desenvolvido (representado na Figura 2.9) é constituído por uma indutância  $L_p$  (através da qual é feito o acoplamento indutivo com  $L_s$ ), a resistência parasita em série  $R_p$  (associada à indutância), um gerador de onda quadrada  $V_{vs}$  e a sua resistência interna  $R_{vs}$  [43].

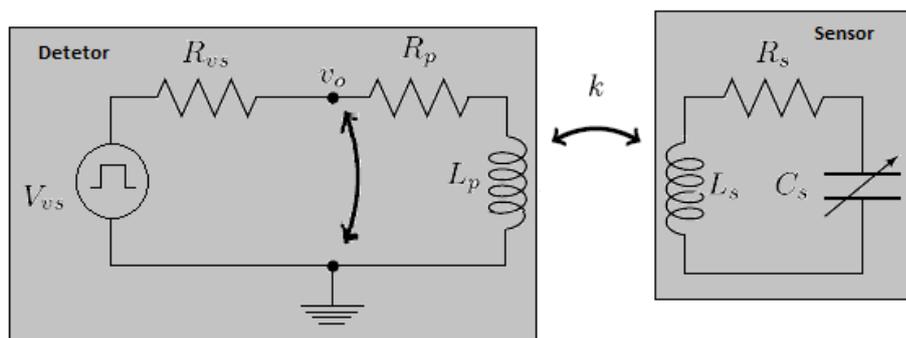


Figura 2.9 - Circuito representativo do detetor inicial do sistema atual (circuito primário) [43].

O gerador produz uma onda quadrada que apresenta uma frequência na ordem dos 100 kHz [42] e é nas suas transições ascendentes e descendentes que é realizado o acoplamento entre as indutâncias e, conseqüentemente, o fornecimento de energia ao sensor e a transmissão de informação ao circuito primário. Contudo, a existência desta onda produz um grande número de harmônicos (componentes indesejadas de frequência [47]) associados ao sinal de saída  $v_o$ . De forma a eliminar esses harmônicos, foi então adicionado um circuito gêmeo que proporciona uma deteção diferencial.

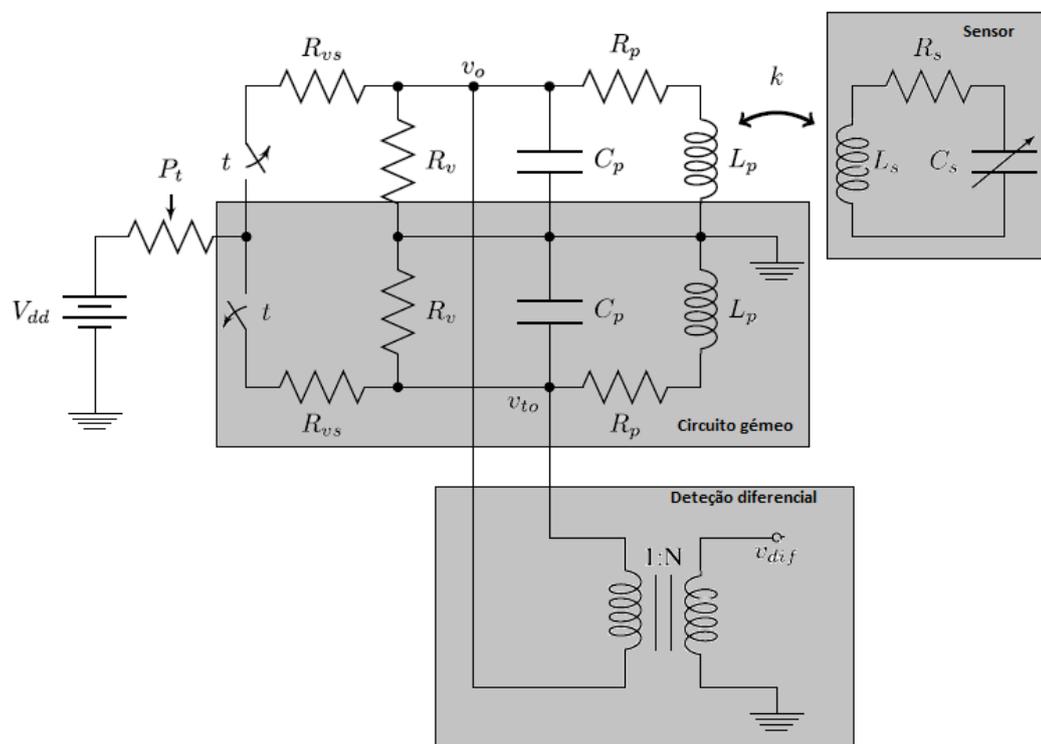


Figura 2.10 - Circuito representativo do detetor final do sistema atual (circuito primário, circuito gêmeo e detetor diferencial) [41].

Nesta nova representação (Figura 2.10), a resistência  $P_t$  é utilizada para controlar a tensão de entrada do sistema e a capacidade  $C_p$  é necessária para maximizar a transferência de energia e a captura do sinal do sensor [44].

O circuito gêmeo apresenta os mesmos componentes que o circuito base, sendo que a sua indutância  $L_p$  corresponde a um indutor magneticamente isolado. Desta forma, é recriado o sinal indesejado  $v_{to}$ , correspondente aos harmônicos provenientes da onda quadrada, sem a presença da frequência associada ao sensor. Dá-se então uma subtração dos sinais por amplificação diferencial (ver “deteção diferencial” na Figura 2.10) obtendo-se à saída deste último bloco o sinal  $v_{dif}$  com a frequência fundamental. Esta subtração provoca também uma eliminação do ruído em modo comum aumentando a qualidade do sinal [42].

O sinal de saída do detetor diferencial,  $v_{dif}$ , é um sinal transitório que tem como frequência fundamental a frequência de oscilação produzida pelo sensor, na já referida gama entre os 10 MHz e os 20 MHz. Utilizando um protótipo verificou-se que, apesar da elevada frequência, este sinal apresenta amplitudes bastante reduzidas, na ordem dos mV (ver Figura 2.11 retirada de [43]).

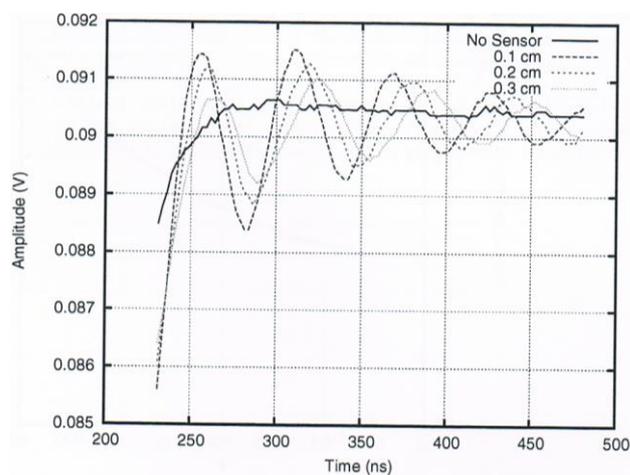


Figura 2.11 - Sinais à saída do bloco de detecção atual para diferentes distâncias entre o sistema de leitura e o sensor [43].

Com estes dados experimentais verificou-se que as propriedades deste sinal são influenciadas pela distância entre o detetor e o sensor. Como é visível na Figura 2.11, uma maior distância entre os dois provoca uma diminuição da amplitude do sinal (confirmando a equação (2.1), onde  $k$  é inversamente proporcional à distância entre os dois componentes indutivos).

Desta forma, como verificamos na Figura 2.12, seguidamente à deteção diferencial o sinal transitório passa por uma fase de amplificação a que se segue uma filtragem para eliminação de ruído e de componentes indesejadas do sinal. Só depois é que se poderá proceder à correta aquisição do sinal.

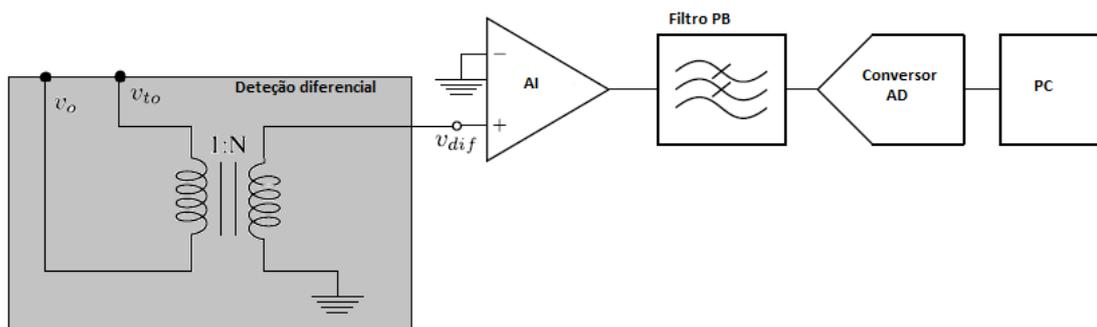


Figura 2.12 - Diagrama de blocos do sistema atual após detecção diferencial (AI: amplificador de instrumentação; Filtro PB: filtro passa-baixo; Conversor A/D: conversor analógico/digital; PC: Computador portátil).

### 2.3.2.2. Amplificação

Sendo o sinal  $v_{dif}$  de amplitude tão reduzida é necessário um aumento da mesma para que seja feita uma correta aquisição do sinal pelo conversor analógico/digital. Para esse efeito, utiliza-se o integrado com três componentes do amplificador OPA695, devido ao seu elevado *slew rate* e largura de banda.

De forma a alcançar uma alta taxa de rejeição em modo comum e devido à sua elevada impedância de entrada, necessária para eliminação de ruído, foi utilizada na montagem do circuito amplificador a configuração do amplificador de instrumentação (Figura 2.13) [44]. Foi ainda adicionada uma resistência à saída de cada um dos amplificadores (componente  $R_{G2}$  na Figura 2.13) de forma a fazer a ligação com o filtro passa-baixo a jusante.

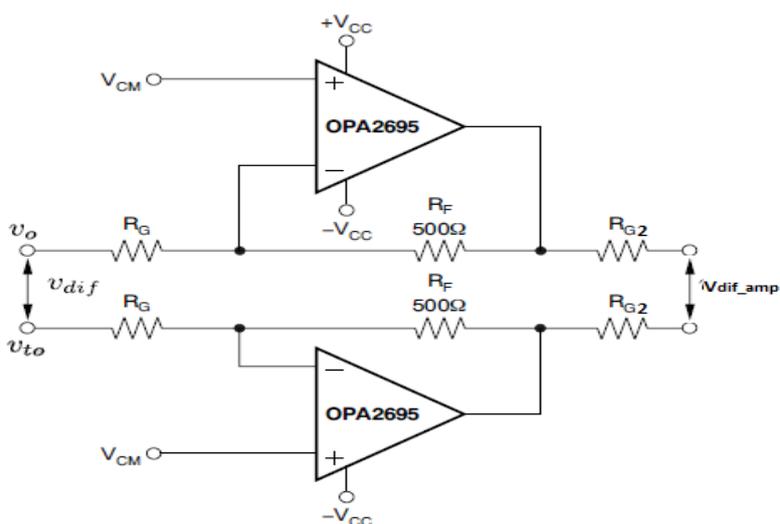


Figura 2.13 - Circuito "inverting input differential I/O amplifier" do amplificador OPA2695 [86] e resistência externa ao integrado  $R_{G2}$ .

Com esta amplificação obtém-se não só um sinal com amplitude adequada, para detecção pelo conversor A/D, mas também uma melhoria da relação sinal/ruído, devido às limitações da amplificação a frequências elevadas.

### 2.3.2.3. Filtro passa-baixo

De forma a eliminar as componentes de frequência indesejadas, posteriormente à amplificação o sinal,  $v_{dif\_amp}$  na Figura 2.13, passa por um filtro passa-baixo. Neste filtro são eliminados os harmónicos do sinal. Sem essas interferências há a melhoria da qualidade do sinal, levando a uma conversão analógico-digital mais segura.

Desta forma, como o sinal  $v_{dif\_amp}$  tem sempre frequências fundamentais inferiores a 20 MHz, o filtro passa-baixo considera uma frequência de corte de 21 MHz. O filtro é do tipo passivo com malha LC (mais adequados para sinais de alta frequência) e uma configuração do tipo *Chebyshev* de ordem 6 [44].

O sinal à saída deste filtro apresenta a mesma frequência que o sinal à saída do detetor (Figura 2.11), com o mesmo regime transitório e de curta duração. Contrariamente ao primeiro, que possuía uma amplitude muito reduzida, podemos verificar na Figura 2.14 (à esquerda) que este sinal apresenta uma amplitude já bastante superior, na ordem das centenas de mV [44]. Com estas características, o sinal pode já ser adquirido pela carta de aquisição de dados e processado em computador.

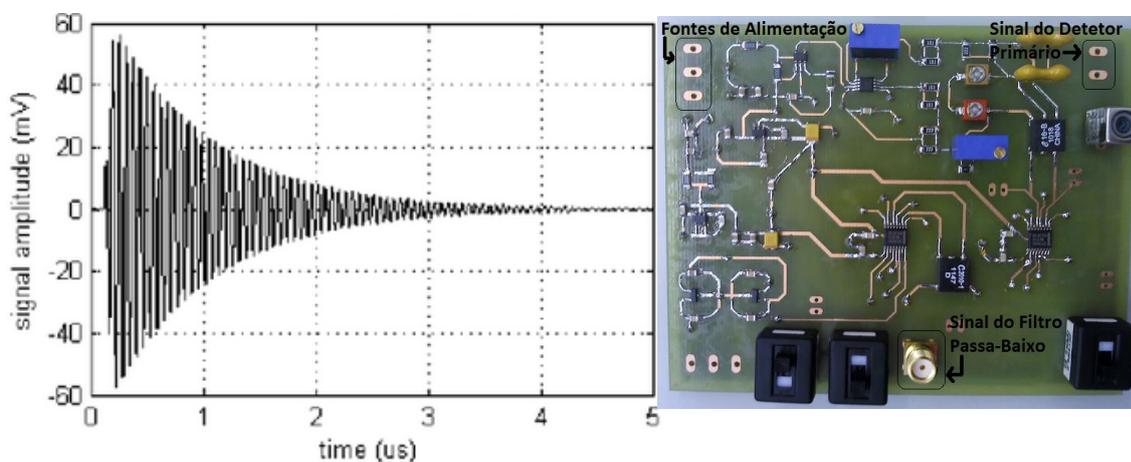


Figura 2.14 - Sinal transitório à saída do sistema de leitura atual (à esquerda) e protótipo em PCB do sistema de leitura (à direita) [44].

O sistema de leitura, constituído pelo detetor, amplificador e filtro passa-baixo, está todo integrado na mesma placa, formando o protótipo em PCB que se pode ver na Figura 2.14 (à direita). A entrada do protótipo é o sinal que se obtém do acoplamento indutivo entre  $L_s$  e  $L_p$ .

O sinal à saída é o referido anteriormente, saída do filtro passa-baixo, e que está representado na figura 2.15 (à esquerda). Esta placa está conectada ao bloco de conversão analógico/digital por um cabo SMA 50  $\Omega$ .

### 2.3.3. Conversão analógica/digital

Esta última etapa é de extrema importância pois é através dela que adquirimos os dados, que são enviados para o computador, permitindo uma análise dos mesmos bem como a construção de uma interface com o utilizador.

Com os dados dos sinais em computador é possível fazer uma análise das suas frequências de oscilação, determinando depois quais as pressões associadas a essas frequências e, deste modo, revelando quais os valores de pressão que são detetadas pelos sensores no saco do aneurisma.

Para transferir os dados para o computador é necessária uma conversão dos sinais analógicos para o domínio digital. Neste caso, a aquisição de dados é feita através da placa de aquisição de dados de alta velocidade DC1371 (ver [48]) associada à placa DC1565A onde é incluído o conversor A/D LTC2152-14 (ver Figura 2.15).

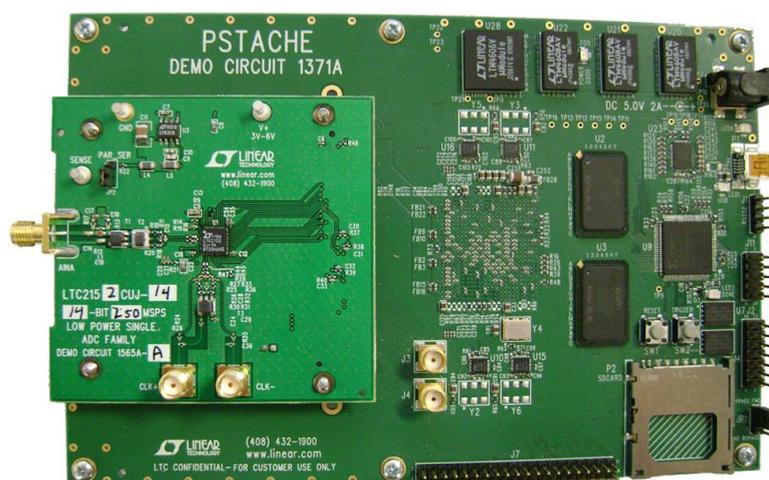


Figura 2.15 - Placa de aquisição DC1371 com placa DC1565A que contém o conversor A/D LTC2152-14 (ver [48], [75]).

Tal como já referido, o circuito de leitura é ligado à placa DC1565A (que possui o conversor A/D) através de um cabo. Esta, por sua vez, apresenta uma ligação a um gerador de sinais da Rohde & Schwarz (produz uma onda sinusoidal de 250 MHz).

O conversor A/D LTC2152-14 apresenta uma resolução de 14 bits, uma taxa de amostragem de 250 Msps, e necessita de um sinal de relógio para o seu funcionamento (produzido pelo gerador de sinais previamente mencionado).

A placa de aquisição DC1371 é alimentada por uma fonte de alimentação externa (5 V) e é ligada ao computador através de um cabo mini USB.

Posteriormente à aquisição dos dados há um controlo da operação da placa: é efetuado um *script* do *MatLab* que também calcula a FFT dos sinais amostrados de forma a determinar as principais frequências do sinal.

Devido ao tendencialmente elevado número de AAA a serem reparados por método endovascular torna-se necessário o desenvolvimento de métodos de monitorização pós-EVAR que não acarretem perigo para os pacientes. Uma vez que a medição da pressão na zona afetada, após a colocação do *stent*, se tem mostrado ser um método bastante eficaz, têm sido desenvolvidos sistemas que permitam essa monitorização de forma prática e eficaz. É o caso do sistema realizado na FEUP e anteriormente descrito.

De uma forma geral, tendo em conta a finalidade do sistema (conceção de um pequeno dispositivo portátil), os aparelhos anteriormente descritos e utilizados na transferência dos dados do sistema de leitura para o computador são elementos de grande dimensão (placa de aquisição, gerador de sinais e fonte de alimentação). É então necessário uma alteração da forma como os dados são adquiridos, para que o sistema se torne o mais portátil e pequeno possível.

## Capítulo 3

# Sistema de Telemetria Proposto

O sinal transmitido pelo sensor implantado apresenta uma frequência de banda de 10 MHz a 20 MHz. Para frequências tão elevadas, os dispositivos que permitem fazer uma aquisição direta de dados para o computador não são facilmente encontrados e, caso o sejam, apresentam elevadas dimensões e especificações tão particulares que o seu custo é muito elevado (consultar Anexo A - Instrumentos de Aquisição de Dados a Alta Velocidade).

Deste modo, pretende-se o desenvolvimento de um sistema, que possibilite a diminuição da banda de frequências do sinal, antes de ser feita a conversão A/D. Baixando a banda de frequências, facilita-se o processo de aquisição e torna-se a comunicação com o computador mais acessível [49].

A solução proposta (Figura 3.1) baseia-se na utilização de um recetor com arquitetura heteródina, que deverá ter como entrada o sinal proveniente do sistema de leitura.

Na sua conceção, o circuito proposto apresenta uma arquitetura que pode ser considerada relativamente simples. No entanto, este ostenta todos os elementos essenciais para cumprir os requisitos associados ao processamento desejado.

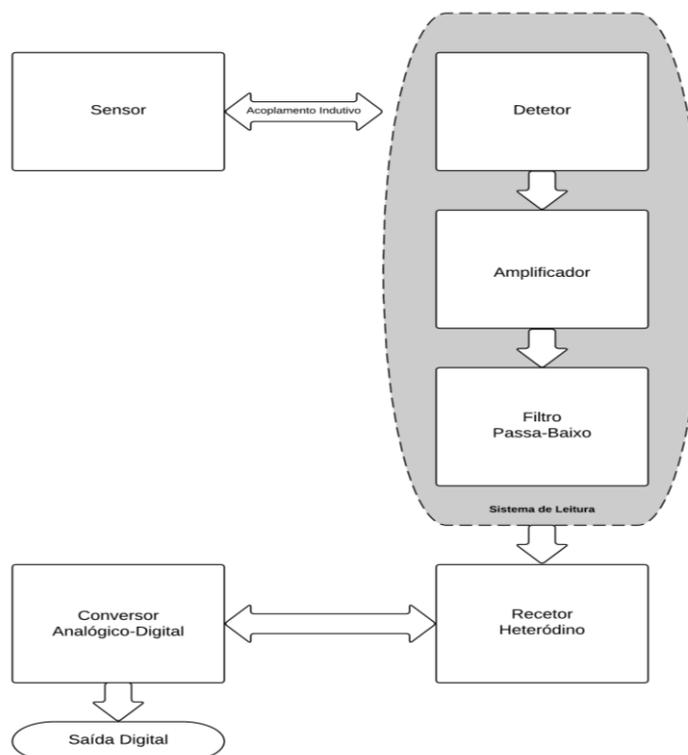


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do sistema proposto.

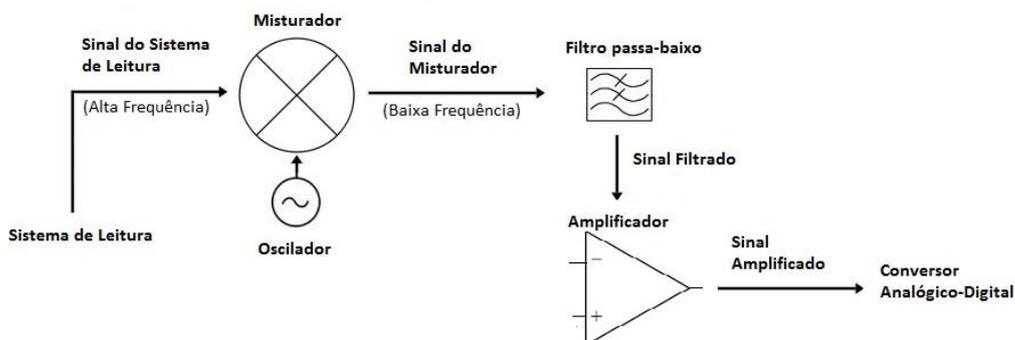


Figura 3.2 - Esquema representativo dos sinais de entrada e saída dos blocos constituintes do recetor heteródino do sistema proposto.

Como é visível na Figura 3.2 o recetor heteródino apresenta à entrada um *mixer*/misturador que, no presente sistema, realiza a multiplicação do sinal de alta frequência, proveniente do sistema de leitura, com o sinal gerado por um oscilador, tendo como resultado um sinal de menor frequência e de mais fácil aquisição. Antes da aquisição pelo conversor A/D, o sinal é filtrado, para eliminação de frequências indesejadas, e amplificado.

São de seguida apresentados individualmente cada um dos blocos, descrevendo a solução encontrada e o desenvolvimento do sistema proposto.

### 3.1. Misturador

O *mixer* é o primeiro componente do recetor heteródino por onde passa o sinal de alta frequência proveniente do sistema de leitura, anteriormente descrito na secção 2.3 - Sistema anteriormente desenvolvido.

Este é um componente de grande importância pois é essencialmente através dele que se realiza a diminuição da banda de frequências pretendida. Todos os outros constituintes do recetor são necessários para o correto funcionamento deste, como é o caso do oscilador, ou para melhorar a qualidade do sinal que se obtém à saída deste bloco, filtragem e amplificação.

De forma a compreender melhor a sua necessidade será feita uma pequena introdução teórica sobre misturadores e, por último, é apresentado o circuito integrado utilizado.

#### 3.1.1. Fundamentos teóricos sobre misturadores

Um misturador, numa das formas possíveis de implementação, é essencialmente um multiplicador (Figura 3.3), operação que no domínio das frequências permite uma conversão direta de frequências [49].

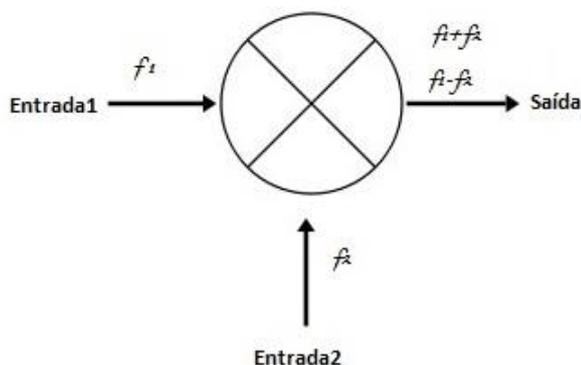


Figura 3.3 - Esquema representativo das frequências de entrada e saída de um misturador genérico [52].

Genericamente, à saída do misturador é obtido o produto dos dois sinais de entrada, gerando um sinal com várias componentes de frequência, referentes a múltiplos das frequências dos dois sinais de entrada. Deste modo, as várias componentes do sinal de saída são obtidas a partir da equação (3.1), onde  $m$  e  $n$  correspondem respetivamente a múltiplos das frequências dos sinais de entrada [50].

$$f_{saída} = mf_1 \pm nf_2 \quad (3.1)$$

No caso dos sinais de entrada (representados como Entrada1 e Entrada2 na Figura 3.3) serem sinais com frequências  $f_1$  e  $f_2$ , respetivamente, o sinal à saída do misturador

(representado como Saída na Figura 3.3) será composto por duas componentes de frequência ( $f_{saída}$ ): uma resultante da soma ( $f_{saída} = mf_1 + nf_2$ ) e outra da diferença ( $f_{saída} = mf_1 - nf_2$ ) das frequências de entrada [50]. Isto é, para sinais de entrada sinusoidais (cada um com frequência  $\omega$  e amplitude  $A$ ) a saída ideal ( $V_o$ ) é dada pela equação (3.2) [49].

$$V_o = \frac{A_1 A_2}{2} \left[ \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t \right] \quad (3.2)$$

Dependendo da estrutura apresentada os misturadores podem apresentar três diferentes classificações: *unbalanced mixer*, *single balanced mixer* ou *double balanced mixer* (ver Figura 3.4). Estas classificações têm em consideração as diferentes formas como as fases dos sinais Entrada1e Entrada2 estão arranjadas nas entradas do *mixer* [51].

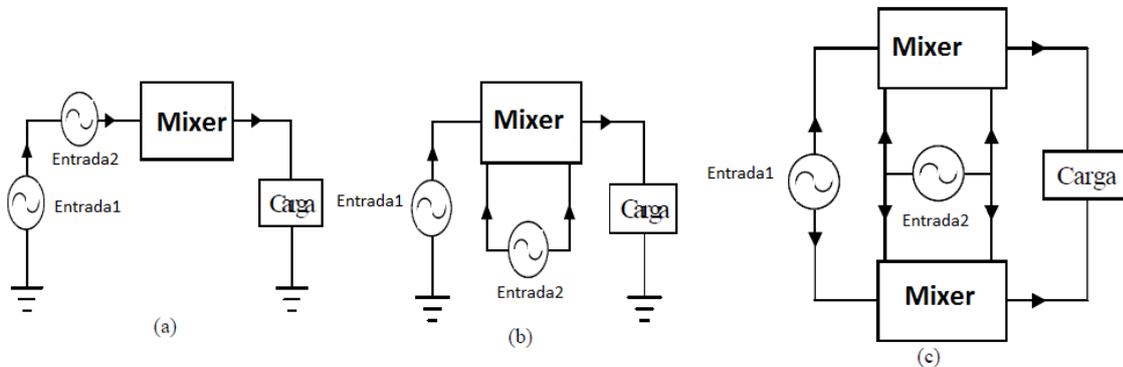


Figura 3.4 - Diagrama de blocos das arquiteturas do *mixer*: (a) *unbalanced*; (b) *single balanced*; (c) *double balanced* [51].

Entre os dois tipos de arquitetura *unbalanced* e *balanced*, a última tem melhor desempenho pois apresenta melhor isolamento entre terminais, eliminação de sinais indesejados à saída (devido à simetria do circuito) e eliminação dos sinais de entrada na saída do circuito [51].

Dentro da arquitetura *double balanced* a estrutura básica predominante é a da célula de Gilbert (Figura 3.5). Contudo, à estrutura base são efetuadas algumas modificações de forma a melhorar os desempenhos de ruído, o ganho de conversão, a linearidade, a redução do consumo de potência, etc [52].

A estrutura básica da célula de Gilbert, neste caso implementada com transistores de tecnologia bipolar, é a apresentada na Figura 3.5. Nesta verifica-se que a estrutura apresenta três etapas fundamentais.

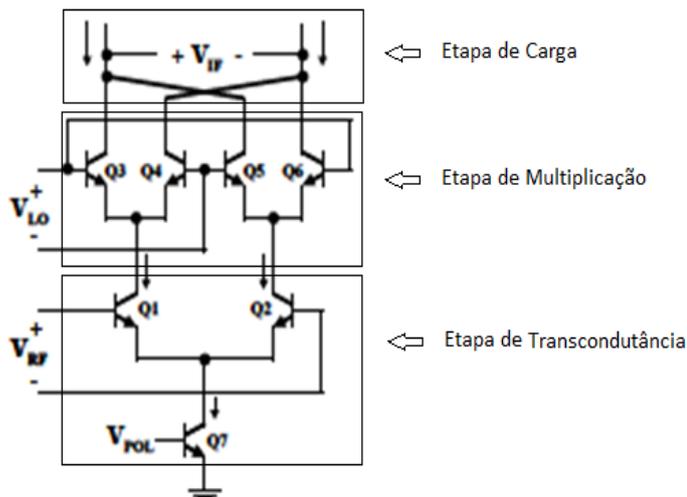


Figura 3.5 - Principais etapas da estrutura da célula de Gilbert: etapa de carga, etapa de multiplicação e etapa de transcondutância.

A primeira etapa é chamada de etapa de transcondutância e é onde, com o recurso a transístores, ocorre a conversão da tensão de entrada em corrente. De seguida encontra-se a etapa de multiplicação. É nesta que se dá a mistura dos dois sinais de entrada, transpondo a frequência de entrada para cima ou para baixo conforme o pretendido, misturadores *upconverter* ou *downconverter* respetivamente [51]. Por último é apresentada a etapa de carga onde a corrente de saída é convertida em tensão.

Uma das vantagens desta estrutura é, no caso por exemplo de os sinais de entrada serem diferenciais, não ser necessário o uso de indutores nem transformadores, facilitando a implementação destes componentes no mesmo *chip*.

Tal como já referido, a topologia típica desta célula é a *double balanced* no entanto esta pode ser modificada e transformada numa tipologia do tipo *single balanced*. Neste caso um dos terminais do sinal de entrada é ligado a um potencial de referência, ficando assim apenas um lado da estrutura original em funcionamento.

Considerado que entre as duas arquiteturas a que apresenta maior eliminação de sinais indesejados à saída do misturador é a *double balanced*, no sistema proposto é utilizado um misturador com essa mesma arquitetura.

Na aplicação específica deste trabalho (Figura 3.6), o misturador apresenta como um dos sinais de entrada o sinal proveniente do sistema de leitura, com frequência entre 10 MHz e os 20 MHz (ver secção 2.3.1 - Sensores).

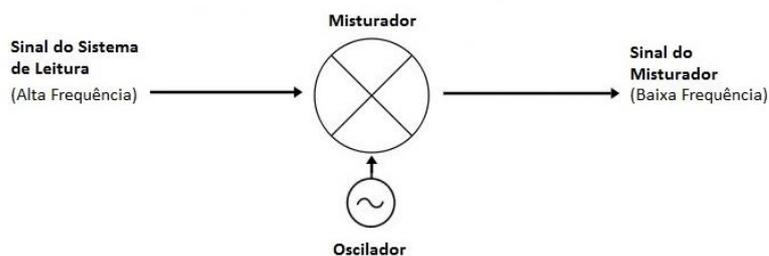


Figura 3.6 - Esquema representativo dos sinais de entrada e saída do misturador utilizado no sistema proposto.

Já o sinal de saída deverá apresentar uma componente diferença da frequência, presente na equação (3.1), variável entre 0 e 100 kHz, de forma a poder ser capturado diretamente por um sistema que tem por base um microprocessador.

À outra entrada do misturador será ligado um circuito oscilador. O sinal produzido por este oscilador influencia grandemente a linearidade e o comportamento do misturador, podendo levar a comportamentos indesejados por parte do mesmo [51]. Este circuito deverá apresentar valor de frequência variável, de forma a conseguir-se obter a componente diferença desejada. Logo, os valores de frequência do oscilador deverão estar entre os 10.1 MHz e 19.9 MHz.

### 3.1.2. Escolha do circuito integrado misturador

Para além da arquitetura e estrutura pretendidas (*double balanced* baseada na estrutura da célula de Gilbert), na escolha do circuito integrado misturador a usar teve-se em atenção outros aspetos (ver [52]). Relativamente ao tipo de aplicação onde este vai ser usado tem de ser do tipo *downconverter*, ou seja, de diminuição de frequência [51]. Já no que toca à banda de frequências pretendida para os sinais, o misturador deve ser capaz de suportar frequências de entrada entre os 10 MHz e os 20 MHz e conseguir produzir um sinal de saída de até 100 kHz.

Tendo em conta estas especificações, encontram-se no mercado apenas dois modelos de misturadores disponíveis.

Da *NXP* existe o modelo SA602A que suporta frequências de entrada até aos 500 MHz e frequências de oscilação até aos 200 MHz e é altamente baseado na estrutura da célula de Gilbert. Pode ser alimentado com fontes de tensão dos 4.5 V aos 8 V, apresenta um encapsulamento do tipo SOIC de 8 pinos, com uma dimensão de 5 mm x 4 mm x 1.75 mm. O preço por unidade ronda os 1.05 € (ver [53]).

Um outro modelo disponível é o LT5560 da *Linear Technology*. Este funciona com frequências até aos 5 GHz e alimentação entre os 2.7 V e os 5 V. Apresenta um encapsulamento do tipo QFN (8 pinos) com dimensão de 3 mm x 3 mm x 0,75 mm e tem na sua constituição uma arquitetura *double balanced* (ver [54]). Cada unidade custa cerca de 3.60 €.

Considerando os misturadores encontrados ambos apresentam a estrutura e frequências pretendidas. Para além disso, possibilitam a utilização de uma fonte de alimentação de 5 V, que é o mesmo valor usado pelo misturador. O SA602 apresenta um preço mais reduzido mas o LT5560 apresenta uma dimensão ligeiramente menor.

Desta forma, por ter um encapsulamento de mais fácil e prática utilização, vantajosa para o desenvolvimento do projeto, foi escolhido o circuito integrado misturador SA602A. Para além disso a sua área de implantação continua a ser reduzida e, por já ter resultados comprovados, apresentar melhor suporte literário.

### 3.1.3. Circuito integrado SA602A

O circuito integrado SA602A é um misturador *double balanced* de baixo consumo, com amplificador de entrada, oscilador local e regulador de tensão (ver Figura 3.7), o que lhe permite ser usado em sistemas de comunicação de exijam baixo consumo e um alto desempenho [53].

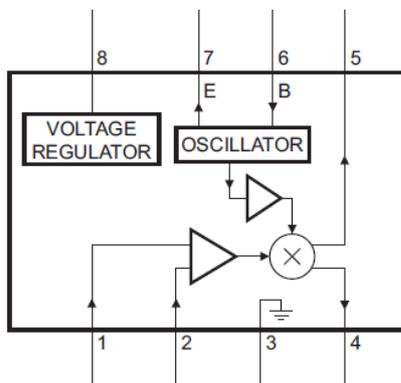


Figura 3.7 - Diagrama de blocos do SA602A [53].

Tal como se pode verificar na Figura 3.8, onde está representado o circuito equivalente deste misturador, este apresenta na sua constituição 8 pinos onde deverão estar ligadas as fontes de alimentação, os circuitos que fornecem os sinais de entrada e os circuitos que têm interação com os sinais de saída.

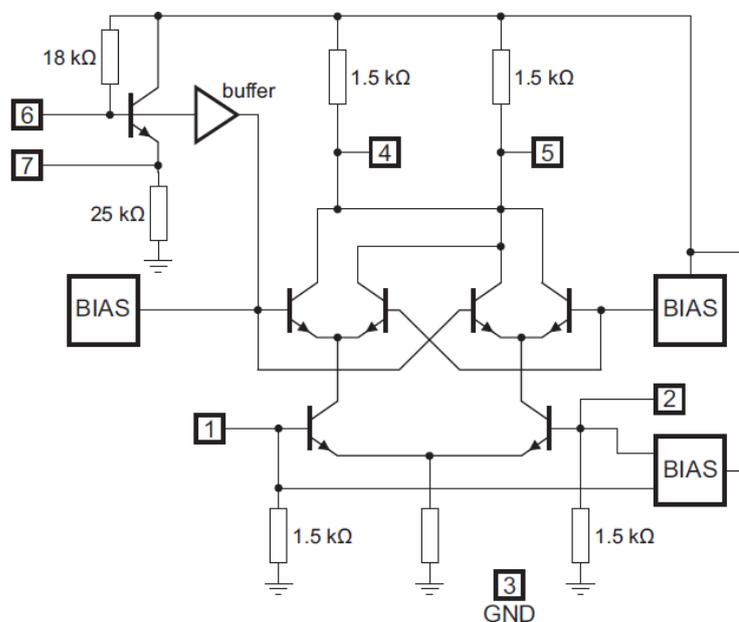


Figura 3.8 - Circuito equivalente do misturador SA602A com representação dos pinos do circuito integrado [73].

Os pinos 3 e 8 são ligados à alimentação, respetivamente à massa e à fonte de tensão ( $V_{CC}$ ). Ao pino 3 estará ligado unicamente a massa (0 V) e no pino 8 estará conectada apenas uma fonte de tensão que irá gerar um sinal contínuo de 5 volts.

Os sinais de entrada, neste caso provenientes do sistema de leitura, são ligados aos pinos 1 e 2. A existência de dois pinos para a entrada do mesmo sinal faz com que o utilizador possa escolher por ter um circuito de entrada, para equivalência de impedância, do tipo *unbalanced* ou *balanced* (consultar as diferentes configurações em [53]). Uma vez que a equivalência de impedância é mais difícil de obter utilizando um circuito do tipo *balanced* (em que o cálculo dos componentes do circuito de entrada é mais complexo) [55], foi utilizada uma estrutura *unbalanced* para entrada (ver Figura 3.9). O cálculo dos valores dos componentes é apresentado no Anexo C, secção C.1 - Circuito de entrada.

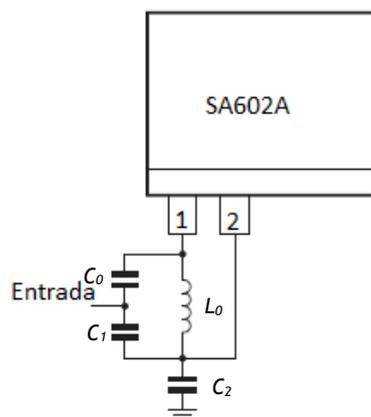


Figura 3.9 - Configuração proposta do circuito de entrada, com configuração *single-ended* (*unbalanced*) [53].

O outro sinal de entrada, proveniente do oscilador, apresenta conexão com os pinos 6 e 7. Nestes pinos serão ligados os componentes do circuito oscilador, que é apresentado com maior detalhe na secção seguinte (ver secção 3.2 - Oscilador).

Nos pinos 4 e 5 é obtido o sinal de saída. A um destes pinos é ligado um filtro passa-baixo, cuja finalidade e dimensionamento são descritos na secção 3.3 - Filtro.

## 3.2. Oscilador

Tal como referido, o circuito oscilador é ligado aos pinos 6 e 7 de forma a poder gerar a frequência de referência para o circuito misturador, através da qual se consegue obter as frequências de saída desejadas (ver secção 3.1).

Osciladores com diferentes classificações podem ser usados, dependendo de diversos critérios: tipo de malha usada na obtenção da frequência (LC ou RC), gama da frequência de oscilação (audiofrequência, radiofrequência, etc.) e forma de onda desejada (sinusoidal, quadrada, entre outras) [47], [56], [57].

### 3.2.1. Osciladores com malha LC

Na conceção do oscilador teve-se em atenção diferentes aspetos para se poder escolher uma estrutura adequada para o mesmo.

Como a forma de onda desejada é a sinusoidal deverão ser usados apenas componentes do tipo passivo: resistências, capacidades ou indutâncias (ver [47], [57]).

Relativamente à banda de frequências desejada, esta encontra-se na gama de radiofrequência, dos 20 kHz aos 30 MHz (ver [56]), que compreende frequências elevadas, e para a qual são aconselhados circuitos com malha LC (ver [57]).

Desta forma, o circuito é baseado na malha LC de três componentes, presente na Figura 3.10.

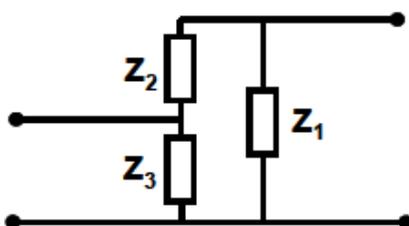


Figura 3.10 - Representação da malha LC de três componentes [56].

Sabe-se que este tipo de circuitos LC, na sua generalidade, apresenta uma frequência de oscilação ( $f_{oscilação}$ ) descrita pela equação (3.3) [57]:

$$f_{oscilação} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Deste circuito sabemos ainda que a impedância equivalente ( $Z_{eq}$ ) é dada pela equação (3.4) [56]:

$$Z_{eq} = Z_1 // (Z_2 + Z_3) = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2 + Z_3}} = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (3.4)$$

Existem dois osciladores baseados em circuitos LC muito conhecidos: o oscilador de *Colpitts* e o de *Hartley*. Na sua estrutura típica, o oscilador de *Hartley* apresenta uma capacidade ( $Z_2$ ) e duas indutâncias ( $Z_1$  e  $Z_3$ ) e o oscilador de *Colpitts* duas capacidades ( $Z_1$  e  $Z_3$ ) e uma indutância ( $Z_2$ ) (esquemas nas Figura 3.11).

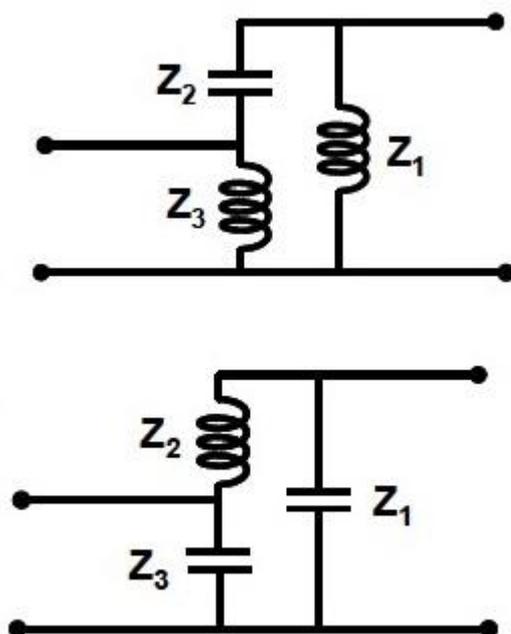


Figura 3.11 - Circuitos osciladores com malha LC: *Hartley* (em acima) e *Colpitts* (em baixo) [56].

### 3.2.2. Escolha do oscilador de *Colpitts*

De forma a escolher a configuração mais apropriada para o oscilador local (*Hartley* ou *Colpitts*), fez-se uso das notas de aplicação do circuito misturador escolhido (consultar [55]). Estas apresentam-nos uma indicação de qual deverá ser a configuração usada no oscilador, para diferentes gamas de frequências (ver Tabela 3.1).

Tabela 3.1 - Configurações do oscilador, dependendo da frequência, sugeridas em [55].

Banda de frequências	Configuração sugerida
0 MHz a 30 MHz	<i>Colpitts</i>
30 MHz a 70 MHz	<i>Colpitts</i>
70 MHz a 90 MHz	<i>Colpitts</i> (resistência de 22 k $\Omega$ do pino 7 à massa)
90 MHz a 170 MHz	<i>Buttler</i> (cristal em série; resistência de 22 k $\Omega$ do pino 7 à massa)
170 MHz a 300 MHz	Configuração LC

Assim sendo, tendo em conta as frequências pretendidas no oscilador, e a informação disponibilizada pelo fabricante do misturador, optou-se por usar um oscilador baseado na configuração *Colpitts*.

A frequência de oscilação deste deriva da equação (3.3), sendo que neste caso  $C$  corresponde à capacidade equivalente do circuito  $C_{eq}$ , e está representada na equação (3.5).

$$C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3}} = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} \quad (3.5)$$

### 3.2.3. Dimensionamento do oscilador

Tal como já foi referido, com o oscilador pretende-se possibilitar a variação da frequência de oscilação (entre os 10 MHz e os 20 MHz), de forma a ser possível gerar o varrimento que terá de ser feito aquando a leitura dos sinais recebidos dos sensores.

O circuito oscilador apresentado na Figura 3.12 foi retirado do *datasheet* do SA602A (ver [53]) e é composto por uma malha LC baseada na estrutura de *Colpitts*.

A capacidade  $C_v$  presente tem como função representar uma capacidade cujo valor será variado, permitindo a mudança do valor de frequência de oscilação. As capacidades  $C_6$ ,  $C_7$  e  $C_8$  e a indutância  $L_1$  apresentam um valor constante.

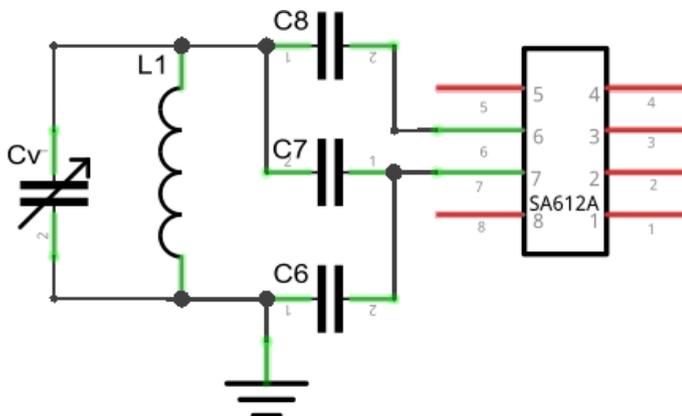


Figura 3.12 - Configuração proposta para o oscilador LC, a usar na obtenção de frequência variável (interruptor fechado).

Neste caso, para a capacidade variável optou-se por usar o circuito integrado MAX1474 (Figura 3.13), que é facilmente programável através de uma interface digital e que apresenta valores discretos na gama dos 6.4 pF aos 13.3 pF. O incremento dos valores é de 0.22 pF e, sendo assim, esta capacidade apresenta 32 valores possíveis (consultar Anexo B - Capacidade Variável MAX1474) [58].

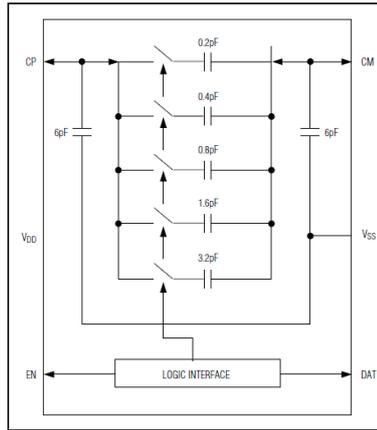


Figura 3.13 - Diagrama funcional da capacidade variável MAX1474 [58].

De forma a calcular os valores dos componentes tem-se por base a expressão (3.3). Partindo-se desta, sabe-se que a capacidade equivalente  $C_{eq}$  do circuito é dada pela expressão (3.6).

$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_{oscila\tilde{c}ao})^2 L_1} \quad (3.6)$$

Como a frequência apresenta uma relação inversa com a capacidade (equação (3.3)), para a frequência máxima do intervalo pretendido (20 MHz) considera-se  $C_v$  com o menor valor possível (6.4 pF). Assume-se ainda  $L_1$  de 4.7  $\mu$ H e  $C_8$  de 270 pF.

Assim, em (3.6) fazendo  $C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_6} + \frac{1}{C_7} + \frac{1}{C_8}} + C_v$  e simplificando, temos que

$$\frac{1}{C_6} + \frac{1}{C_7} = \frac{1}{\frac{1}{(2\pi f)^2 L_1} - C_v} - \frac{1}{C_8} \Leftrightarrow \frac{1}{C_6} + \frac{1}{C_7} = 13.8 \times 10^{12}. \text{ Assumindo } C_7 \text{ de } 10 \text{ pF}$$

obtém-se um  $C_6$  de 26.5 pF.

De denotar, que se teve em atenção colocar os valores de  $C_6$ ,  $C_7$  e  $C_8$  na gama dos pF para que a variação do valor de  $C_v$  conseguisse influenciar a frequência oscilatória.

### 3.2.3.1. Cálculo da gama de frequências

Com o circuito dimensionado pretendeu-se saber qual o valor mínimo de frequência que se consegue obter para o máximo valor de  $C_v$  (13,3 pF). Para confirmação dos valores obtidos foram realizadas simulações no *software* LTSpice que permite a importação de modelos já existentes e com os quais pretendemos trabalhar.

Tabela 3.2 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável dimensionado (interruptor fechado).

$C_6$ (pF)	$C_7$ (pF)	$C_8$ (pF)	$L_1$ ( $\mu$ H)	$C_v$ (pF)	Frequência Teórica (MHz)	Frequência De simulação (MHz)
26.5	10	270	4.7	6.4	20	18.33
				13.3	16.3	15.36

Na Tabela 3.2 podemos ver os resultados de frequência obtidos, tanto teoricamente como em simulação. De notar que os valores de frequência de simulação são inferiores aos obtidos teoricamente. Isto deve-se essencialmente a desvios dos modelos utilizados para os diferentes componentes. Estes modelos não simulam os componentes idealmente, levando em consideração diferentes aspetos que fazem com que os resultados obtidos sejam mais próximos dos reais.

Nesta mesma tabela demonstra-se que a gama de frequências que se consegue obter com este circuito é de 16.3 MHz a 20 MHz. Quando a capacidade  $C_v$  apresenta valor máximo a frequência correspondente é de 16.3 MHz. Esta frequência ainda se encontra acima do limite mínimo pretendido (10 MHz). De forma a obter toda a gama de frequências proposta, teve então de se adicionar um outro componente: à indutância já existente ligou-se uma outra indutância  $L_2$ , em série com a primeira, Figura 3.14.

A corrente que atravessa esta indutância deverá ser controlada por um interruptor. Quando o interruptor estiver fechado o circuito apresenta um comportamento igual ao representado na Figura 3.12 e a indutância equivalente do circuito ( $L_{eq}$ ) deverá ser igual a  $L_1$ . Neste caso a gama de frequências obtida será a anteriormente calculada, ver Tabela 3.2.

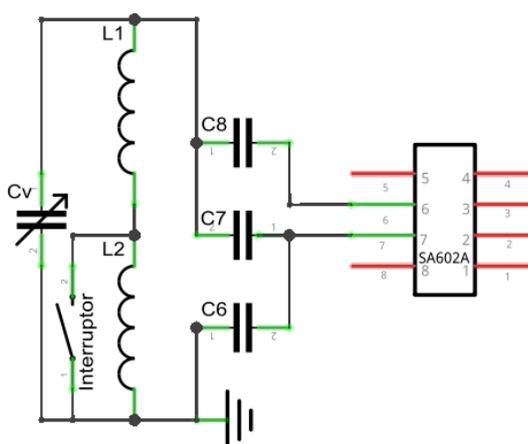


Figura 3.14 - Configuração proposta para o oscilador LC, a usar na obtenção de frequência variável (interruptor aberto).

No entanto, quando o interruptor estiver aberto, Figura 3.14, temos que  $L_{eq} = L_1 + L_2$  e conseqüentemente o valor da frequência diminuirá, ou seja, obteremos frequências inferiores a 16.3 MHz.

O valor de  $L_2$  para este circuito deverá ser calculado através da expressão  $L_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_{oscila\tilde{c}ao})^2 C_{eq}}$ , considerando  $f_{oscila\tilde{c}ao}$  o menor valor de frequência pretendido (10 MHz) e conseqüentemente considerar no cálculo de  $C_{eq}$  um  $C_v$  com o maior valor possível (13.3 pF).

**Tabela 3.3 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável dimensionado (interruptor aberto).**

$C_6$ (pF)	$C_7$ (pF)	$C_8$ (pF)	$L_1$ ( $\mu$ H)	$L_2$ ( $\mu$ H)	$C_v$ (pF)	Frequência Teórica (MHz)	Frequência De simulação (MHz)
26.5	10	270	4.7	7.7	13.3	10	9.57
					6.4	12.3	11.42

Na Tabela 3.3 está presente a gama de frequências que se consegue obter com a adição da nova indutância. Como podemos ver, para um valor máximo de  $C_v$  a frequência obtida é de 10 MHz. Quando a capacidade variável apresenta o seu valor mínimo nesta configuração o valor de frequência obtido é de 12.3 MHz.

Assim, com a adição de  $L_2$ , e considerando as duas configurações possíveis (interruptor aberto e interruptor fechado), a gama de frequências que se consegue obter ainda não é a pretendida. Pelas Tabela 3.2 e Tabela 3.3 a gama que se obtém está situada entre os 10 MHz a 12.3 MHz e os 16.3 MHz a 20 MHz, não se conseguindo obter os valores entre esses dois intervalos (valores entre 12.3 MHz e 16.3 MHz). Para solucionar esse problema fez-se uma nova pesquisa sobre capacidades variáveis existentes e aquelas cujos valores poderiam proporcionar o varrimento completo.

### 3.2.3.2. Escolha da capacidade variável

Na Tabela 3.4 são apresentadas algumas capacidades programáveis, cujo valor pode ser mudado por meio de uma interface digital. Apesar de serem confeccionadas por diferentes fabricantes, estes entre si apresentam produtos semelhantes.

Tabela 3.4 - Características das capacidades variáveis.

Descrição		Capacidade (pF)			Fonte (V)	Pacote (mm)
Empresa	Código	Mínima	Máxima	Mínimo		
<i>Arizona Microtek</i>	AZT70 [59]	2.6	14.55	0.063	2.5 a 5	SON8 (1.5 x 1 x 0.4)
	AZT71 [60]	6.6	37.55			SON8 (1.5 x 1 x 0.4); MLP6 (2 x 2)
<i>Integrated Circuits Division (IXYS)</i>	NCD2100 [61]	6.6	37.553	0.063	2.5 a 5.5	DFN (2 x 2); TSOT (2.8 x 2.9)
<i>CTS Valpey Corporation</i>	CTST570 [62]	2.8	14.55	0.063	2.5 a 5	SON8 (1.5 x 1)
	CTST571 [63]	6.6	37.55			SON8 (1.5 x 1); MLP6

De forma resumida, foram encontradas dois tipos de capacidades variáveis: uma cujo valor varia entre 2.6 pF e 14.55 pF e outra entre 6.6 pF e 37.55 pF. Tendo em conta os valores das capacidades encontradas, foram calculados de novo os valores dos componentes  $C_6$ ,  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $L_1$  e  $L_2$  utilizando a abordagem anteriormente descrita (na secção 3.2.3.1).

Os valores obtidos para os componentes bem como as gamas de frequências que é possível de obter (para circuito com interruptor aberto e fechado), tanto a teórica como a obtida em simulação, podem ser vistos nas Tabela 3.5 e Tabela 3.6.

Tabela 3.5 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável, com  $C_v$  entre 2,6 pF e 14,55 pF.

$C_6$ (pF)	$C_7$ (pF)	$C_8$ (pF)	$L_1$ (μH)	$L_2$ (μH)	$C_v$ (pF)	Frequência Teórica (MHz)	Frequência De simulação (MHz)
6	10	270	10	---	2.6	20	18.27
					14.55	11.77	11.72
				3.9	2.6	16.99	15.72
					14.55	10	10.65

Tabela 3.6 - Valores dos componentes e das frequências obtidos para o oscilador de frequência variável, com  $C_v$  entre 6,6 pF e 37,55 pF.

$C_6$ (pF)	$C_7$ (pF)	$C_8$ (pF)	$L_1$ ( $\mu$ H)	$L_2$ ( $\mu$ H)	$C_v$ (pF)	Frequência Teórica (MHz)	Frequência De simulação (MHz)
23.9	10	270	4.7	---	6.6	20	18.38
					37.55	11.01	10.77
				1	6.6	18.16	16.72
					37.55	10	9.8

Podemos ver que em ambos os casos há uma sobreposição das gamas de frequências obtidas quando o interruptor se encontra fechado e quando este se encontra aberto. Optou-se pela capacidade que varia entre os 6,6 pF e os 37,55 pF, pois os valores dos restantes componentes obtidos, nomeadamente  $L_2$  e  $C_6$ , são de mais fácil aquisição.

Relativamente ao fabricante do componente e à referência da capacidade (NCD2100, AZT71 ou CTST571), como todas apresentam as mesmas características e modo de funcionamento, será adquirida a capacidade NCD2100 da IXYS por ser aquela de mais fácil aquisição.

### 3.3. Filtro passa-baixo

Os filtros têm como principal objetivo a seleção das bandas de frequências desejadas e a consequente rejeição das bandas que não interessam [50].

Como à entrada do conversor A/D se pretende trabalhar com frequências inferiores a 100 kHz iremos eliminar a componente referente às frequências mais altas do sinal e manter as frequências mais baixas. Para isso recorre-se ao uso de um filtro passa-baixo.

#### 3.3.1. Caracterização do sinal de saída do misturador

Tal como anteriormente referido, o sinal à saída do misturador apresenta duas componentes: uma referente à soma e outra referente à subtração das frequências dos sinais de entrada (ver equações (3.1) e (3.2)). De forma a melhor demonstrar estas componentes foram feitas várias simulações. Nestas, foram utilizados os circuitos de entrada e oscilador

anteriormente dimensionados, ver valores dos componentes obtidos para o circuito de entrada no Anexo C e para o oscilador na Tabela 3.6.

A título demonstrativo, para simular o sinal proveniente do sistema de leitura foi considerado um sinal sinusoidal com amplitude de 200 mV. Como se pretende demonstrar todas as frequências presentes na Tabela 3.6 e diferentes componentes de frequência no sinal de saída, a frequência utilizada neste sinal de entrada depende das frequências a obter à saída do misturador.

Para o circuito oscilador com frequência de simulação 18.38 MHz consideramos uma componente subtrativa da frequência, à saída do misturador, de 200kHz; para o sinal de 10.77 MHz uma saída com 150 kHz; para os 16.72 MHz queremos 100 kHz na saída; e para os 9.8 MHz de oscilação, 50 kHz. Desta forma, tendo em atenção a equação (3.1), os valores das frequências que são utilizados no sinal de entrada e oscilador e as componentes teoricamente esperadas, componente aditiva e subtrativa, são apresentadas na Tabela 3.7.

**Tabela 3.7 - Frequência considerada para o oscilador e sinal de entrada, dependendo da componente subtrativa da frequência desejada, e componente aditiva correspondente.**

Frequência dos sinais de entrada		Valor dos componentes de frequência do sinal de saída do misturador	
Sinal oscilador $f_1$ (em simulação - MHz)	Sinal entrada $f_2$ (obtido - MHz)	Componente subtrativa (desejada - kHz)	Componente aditiva (esperada - MHz)
<b>18.38</b>	18.18 (18.38 M + 200 k)	200	36.56 (18.38 M + 18.18 M)
<b>10.77</b>	10.62 (10.77 M + 150 k)	150	21.39 (10.77 M + 10.62 M)
<b>16.72</b>	16.62 (16.72 M + 100 k)	100	33.34 (16.72 M + 16.62 M)
<b>9.8</b>	9.75 (9.8 M + 50 k)	50	19.55 (9.8 M + 9.75 M)

Na Figura 3.15 são apresentados os espectros de frequência referentes aos diferentes conjuntos dos sinais de entrada, anteriormente referidos. Nas diferentes imagens, à esquerda do espectro encontra-se o pico de frequência referente à componente de subtração. Já num pico mais à direita, encontra-se a frequência referente à soma das frequências dos sinais de entrada. Nos quatro casos verifica-se que os valores dessas componentes, obtidas em simulação, correspondem aos valores pretendidos e esperados teoricamente.

Ainda referente à análise dos espectros, nestes podemos visualizar outros dois picos correspondentes a frequências de relevância. Um corresponde à frequência do sinal que simula o sinal de saída do sistema de leitura (frequência em (a) 18.18 MHz; (b) 10.62 MHz; (c) 16.62 MHz; (d) 9.75 MHz). O outro pico é referente à frequência do oscilador (frequência em (a) 18.38 MHz; (b) 10.77 MHz; (c) 16.72 MHz; (d) 9.80 MHz).

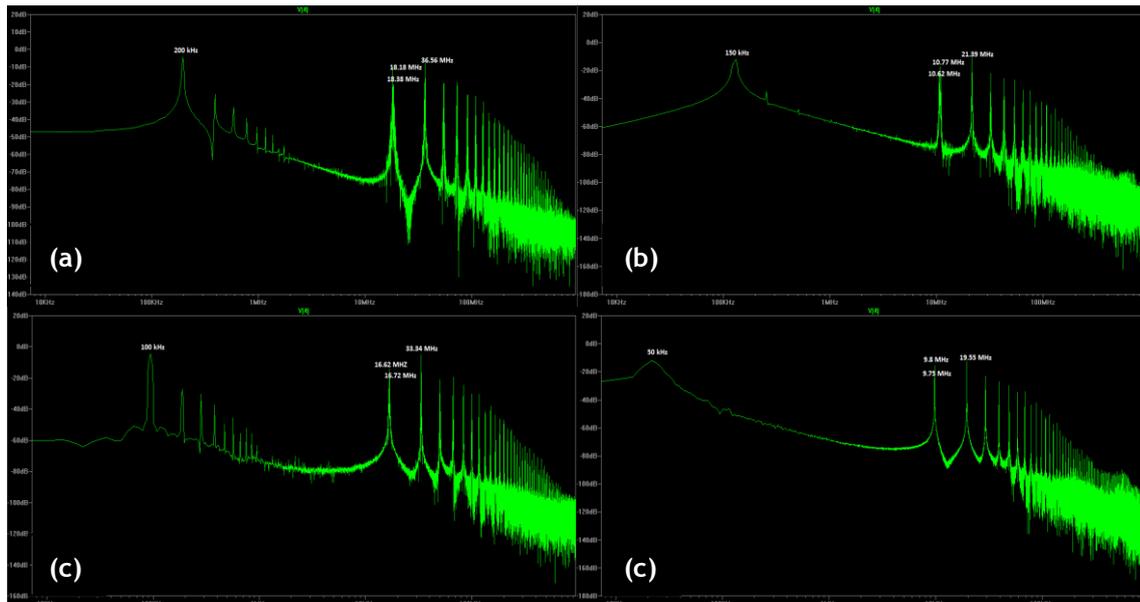


Figura 3.15 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do misturador para diferentes frequências de entrada e oscilação: (a) oscilador 18.38 MHz e entrada 18.18 MHz; (b) oscilador 10.77 MHz e entrada 10.62 MHz; (c) oscilador 16.72 MHz e entrada 16.62 MHz; (d) oscilador 9.80 MHz e entrada 9.75 MHz.

Os restantes picos de frequência que se verificam são justificados tanto pelas diferentes conjugações das frequências fundamentais (ver equação (3.1)) ou pela existência de ruído nos modelos utilizados na simulação.

Como já referimos, de todas as componentes de frequência verificadas no sinal de saída do misturador, cuja existência se acaba de comprovar, pretende-se apenas deixar passar as frequências inferiores a 100 kHz, para que o sinal seja facilmente adquirido pelo conversor A/D existente num microprocessador. Como se pretende eliminar todas as frequências acima da referida, incluindo a componente aditiva, ao pino 4 do circuito integrado misturador usado (ver Figura 3.7 e Figura 3.8) será conectado um filtro passa-baixo, de seguida descrito.

### 3.3.2. Fundamentos teóricos sobre filtros

Relativamente ao tipo de filtro que se pretende usar (passa-baixo, passa-alto, passa-banda, rejeita banda ou passa-tudo - ver [64]) este está relacionado com a localização da banda passante relativamente à frequência de corte. O filtro passa-baixo representado na Figura 3.16 apresenta a transmissão real do sinal ( $|H|$ ) em função da frequência ( $f$ ) tal como pretendido.

Nesta verifica-se que na banda passante, antes da frequência de corte ( $f_c$ ) [65], a amplitude do sinal de saída é constante ao longo das frequências. Na secção da banda passante próxima à frequência de corte  $f_c$  a tensão de saída vai baixando ligeiramente, até ao valor de 70.7% da amplitude inicial [66]. Abaixo da frequência de corte, na banda de rejeição [65], a frequência cai a uma taxa constante de 20 dB por década, em que  $n$  é a ordem do filtro.

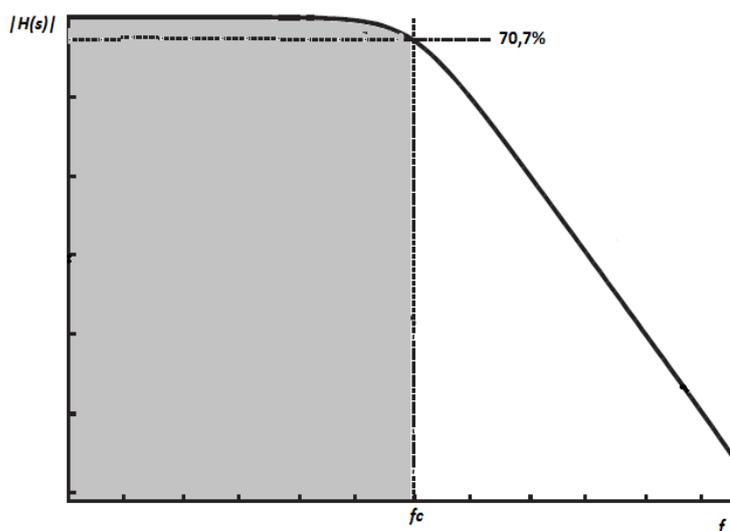


Figura 3.16 - Gráfico da função de transferência real de um sinal  $H(s)$  em função da frequência  $f$  para um filtro passa-baixo [66].

Dependendo da quantidade e tipo de componentes obtêm-se filtros com diferentes ordens [50]. Podemos ter filtros de 1°, 2° ou ordem superior em função, por exemplo, do número de capacidades e indutâncias existentes no circuito.

Já relativamente ao tipo de componentes que apresentam na sua constituição os filtros podem ser de dois tipos, ativos ou passivos. Os filtros ativos utilizam componentes ativos (amplificadores, transístores) e os filtros passivos utilizam, tal como o nome indica componentes passivos (resistência, capacidades ou indutâncias).

Os filtros do tipo passivo têm de apresentar no mínimo um componente reativo (capacidade ou indutância) para que a sua resposta seja dependente da frequência. Além disto, para garantir uma eficácia maior precisam de ser utilizados em grande número, aumentando a área de implementação e o custo associado.

Os filtros ativos apresentam algumas vantagens face aos filtros do tipo passivo, nomeadamente pelo facto de permitirem implementações de diferentes ordens usando apenas capacidades e resistências. Por seu lado, os filtros do tipo passivo de ordem elevada necessitam de um número elevado de componentes levando a que ocorra alguma atenuação do sinal na banda passante devido a não idealidades. Como os filtros ativos obtêm a mesma eficácia com menos circuitos a amplitude final dos sinais filtrados será superior [65], podendo ainda apresentar algum ganho de amplitude, devido ao uso de amplificadores [65].

### 3.3.3. Cálculo da ordem do filtro

Pretende-se, pelas razões já enumeradas, usar um filtro passa-baixo do tipo ativo. Para o dimensionamento do filtro, temos primeiro de saber qual a ordem que este deve ter, dependendo das características. No cálculo da ordem deve-se ter em conta os diferentes tipos de resposta em frequência existentes.

São tipicamente usadas duas funções de aproximação do comportamento: o filtro *Butterworth* e o filtro *Chebyshev* (ver mais informações em [64]). Na equação (3.7) está presente a fórmula de cálculo da ordem do filtro de *Butterworth* e na equação (3.8) a do filtro *Chebyshev*. Considera-se, nas duas equações,  $\omega_0$  a frequência de corte e  $G_{\max}$  o seu ganho,  $\omega_p$  a frequência máxima que se pretende deixar passar e  $G_{\min}$  o ganho dessa. Sendo que no projeto a desenvolver  $\omega_0=2\pi f_0$ , onde  $f_0$  são os 100 kHz anteriormente mencionados, e  $\omega_p=2\pi f_p$ , tendo  $f_p$  um valor máximo de 200 kHz.

$$n = \frac{\log\left(\frac{G_{\min}^2 - 1}{G_{\max}^2 - 1}\right)}{2 \log\left(\frac{\omega_0}{\omega_p}\right)} \quad (3.7)$$

$$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{G_{\min}^2 - 1}{G_{\max}^2 - 1}}}{\cosh^{-1}\left(\frac{\omega_0}{\omega_p}\right)} \quad (3.8)$$

Considerando que nas equações anteriores  $G=10^{0.05A}$ , com  $A$  sendo o valor do ganho em dB, foram utilizados, no cálculo da menor ordem que se consegue obter para o filtro, os valores de atenuação tipicamente encontrados em literatura (ver [64]). Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 - Cálculo da ordem do filtro para diferentes valores de amplitude (em dB).

Tipo de filtro	$A_{\max}$ (dB)	$A_{\min}$ (dB)	n
<i>Butterworth</i>	1	10	3
		40	8
	2	10	2
		40	7
<i>Chebyshev</i>	1	10	2
		40	5
	2	10	2
		40	4

Verifica-se pela análise da tabela que, para os valores de frequência considerados ( $f_0=100$  kHz e  $f_p=200$  kHz) e tendo em conta os valores típicos do ganho, a menor ordem que se consegue obter para o filtro é o *Butterworth* de ordem 2. Tendo a ordem, pode-se passar ao dimensionamento do filtro.

### 3.3.4. Escolha da topologia do filtro

Para o dimensionamento de um filtro ativo temos de optar por uma das quatro topologias existentes: *transfer function synthesis*, *Sallen-Key*; *Multiple feedback* e *switched capacitor filter* [67]. Como pretendemos dimensionar um filtro passa-baixo de segunda ordem, entre os circuitos citados os mais indicados são o *Sallen-Key* e o *multiple feedback* [68].

Uma vez que a estrutura *Sallen-Key* é simples e apresenta um ganho que não depende dos valores dos componentes reativos será esta a estrutura utilizada. Na Figura 3.17 apresenta-se o esquema do filtro passa-baixo de segunda ordem implementado.

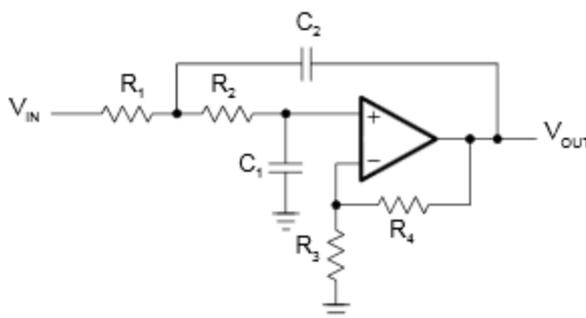


Figura 3.17 - Esquema do filtro passa-baixo ativo de segunda ordem do tipo *Sallen-Key* [67].

A função de transferência de um filtro deste género é dada pela equação (3.9), onde  $\omega_0^2$  corresponde ao quadrado da frequência natural (equação (3.10)) e  $Q$  é o fator de qualidade do filtro (equação (3.11)) [68].

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{k \omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q} s + \omega_c^2} \quad (3.9)$$

$$\omega_0^2 = (2\pi f_0)^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{1}{2m} \Rightarrow m = \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right) \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (3.11)$$

### 3.3.5. Dimensionamento do filtro

O filtro a dimensionar será do tipo ativo baseado no modelo de *Sallen-Key*. Ao circuito básico (Figura 3.17) foi adicionada uma capacidade  $C_3$  que é responsável pela anulação da componente DC do sinal de entrada do circuito, *Sinal misturador* (ver Figura 3.18). Recorrendo às expressões (3.9), (3.10) e (3.11) conseguimos calcular o valor dos componentes.

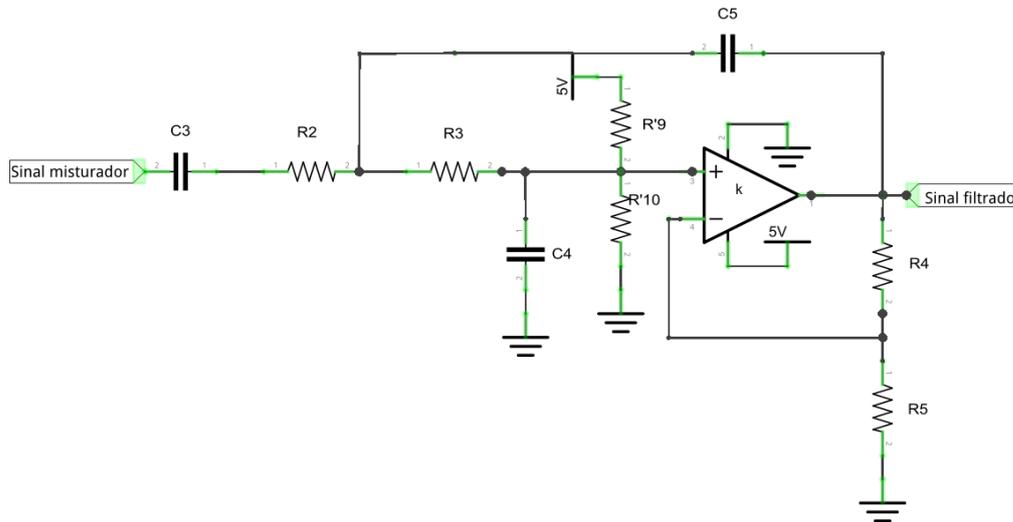


Figura 3.18 - Configuração proposta para o filtro ativo de segunda ordem do tipo *Sallen-Key* a dimensionar.

Assumindo que todas as capacidades presentes ( $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_5$ ) têm o valor de 1 nF, que a frequência de corte  $f_0$  é de 100 kHz e que as resistências  $R_2$  e  $R_3$  assumem o mesmo valor  $R$ , obtemos os valores para  $R_2$  e  $R_3$ .

Queremos ainda, nesta fase, um ganho de amplificação baixo. Por isso, iremos considerar  $R_4$  e  $R_5$  como tendo o mesmo valor, ficando assim com um ganho de 2 (ver equação (3.12)).

Os valores obtidos encontram-se descritos na Tabela 3.9 (ver dedução dos valores no Anexo C - Dedução de Equações e Cálculo de Valores).

Tabela 3.9 - Valores dos componentes obtidos para o filtro ativo dimensionado.

Componente	Valor
$C_3$	1 nF
$C_4$	
$C_5$	
$R_2$	10 kΩ
$R_3$	
$R_4$	1 kΩ
$R_5$	

Com estes valores e através de simulação consegue-se verificar na Figura 3.19 a resposta em frequência deste filtro. No eixo horizontal estão presentes as frequências (em Hz) e no eixo vertical estão representadas as amplitudes (em dB).

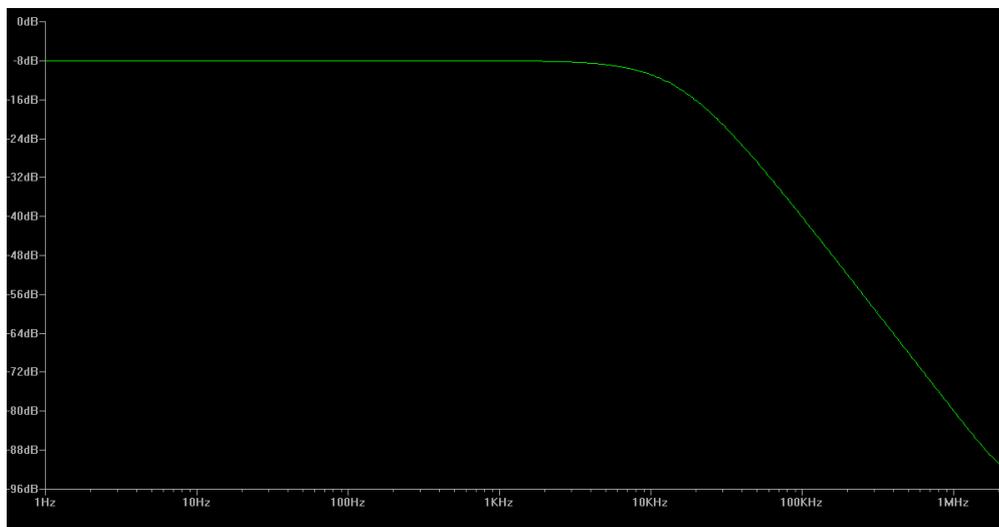


Figura 3.19 - Função de transferência do filtro ativo dimensionado.

Tal como podemos visualizar, até uma frequência de cerca de 10 kHz a amplitude encontra-se constante. A partir dessa frequência a amplitude começa a cair até à frequência de corte 100 kHz, onde a amplitude é de 70.7% da amplitude inicial.

Como se pretende uma implementação de área reduzida e de seguida vamos utilizar outro amplificador para fazer a amplificação do sinal de saída do filtro, vamos utilizar um circuito integrado com dois AmPops. Por isso a escolha do amplificador a usar será descrita na secção seguinte.

### 3.3.6. Caracterização do sinal à saída do filtro

De forma a caracterizar o sinal à saída, e verificar se as características deste permitem uma aquisição por parte do microprocessador. Para os sinais de entrada, oscilador e simulador do sinal do sistema de leitura, foram utilizados os sinais anteriormente mencionadas (ver Tabela 3.7). Pretende-se verificar a amplitude do sinal de saída do filtro e também a frequência do sinal. Os resultados obtidos estão presentes na Tabela 3.10 e na Figura 3.20.

Relativamente às componentes de frequência esperadas e detetadas estas são correspondentes. Na Figura 3.20 verificamos os espectros relativos às frequências dos sinais de saída do filtro nos diversos casos. Verifica-se que comparativamente com os espectros do sinal à saída do misturador, da Figura 3.15, os picos mais à esquerda, componente subtrativa do misturador, são correspondentes. Desta forma, tal como se espera, o sinal à saída do filtro apresenta como frequência a componente subtrativa presente no sinal à saída do misturador.

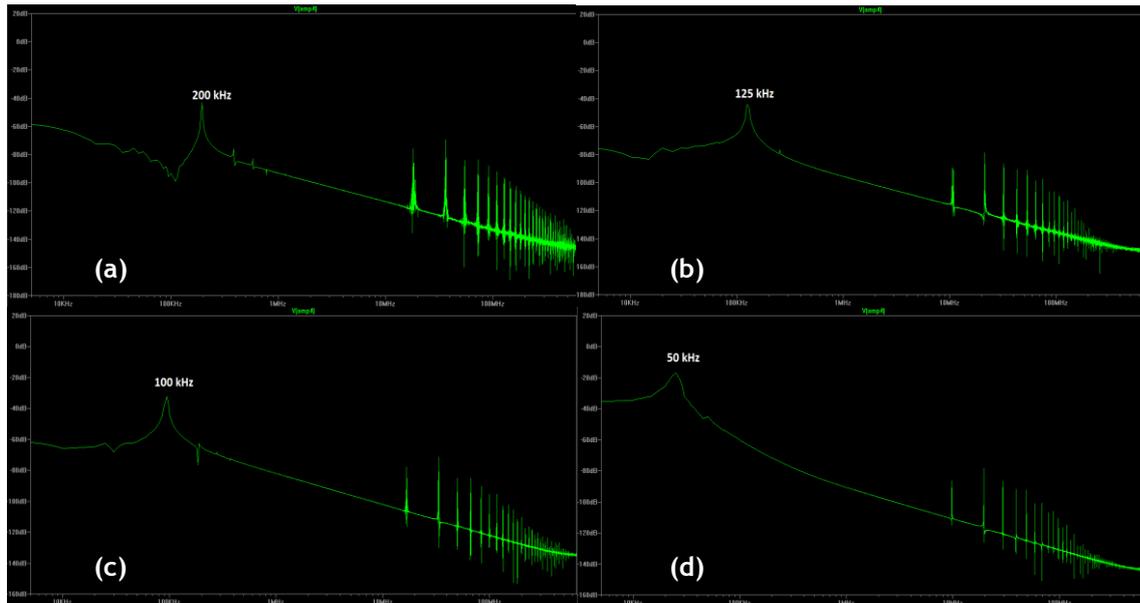


Figura 3.20 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do filtro: (a)200 kHz; (b) 125 kHz; (c) 100kHz; (d) 50 kHz.

Ainda relativamente à análise dos dados, verifica-se uma diminuição da amplitude dos picos correspondentes a frequências superiores a 100 kHz. Na Figura 3.15 todos os picos relativos à componente subtrativa tinham um ganho em amplitude entre os 0 dB e os -20 dB, independentemente da frequência. Tanto Tabela 3.10 como na Figura 3.20 verifica-se que a amplitude varia consoante a frequência. Para sinais superiores a 100 kHz a amplitude está abaixo dos -40 dB, como é o caso do sinal (a) e (b) na Figura 3.20, respetivamente com 200 kHz e 125 kHz, Para a frequência de 100 kHz há uma amplitude entre os -20 dB e os -40 dB. Já para frequências inferiores à frequência de corte, 50 kHz, não há praticamente diminuição da amplitude entre a entrada e a saída do filtro, localização entre os 0 dB 2 0s -20 dB.

Tabela 3.10 - Componente aditiva e subtrativa da frequência do sinal de saída do misturador e características do sinal correspondente à saída do filtro (frequência e amplitude).

Componentes do sinal de saída do misturador		Características do sinal à saída do filtro	
Componente subtrativa (kHz)	Componente aditiva (MHz)	Frequência (kHz)	Amplitude (mV)
200	36.56	200	24
150	21.39	125	30
100	33.34	100	90
50	19.55	50	550

Os valores de amplitude encontrados são, no entanto, relativamente pequenos, na ordem dos mV. Estes valores não permitem uma correta aquisição e posterior conversão dos dados do domínio analógico para o digital. Desta forma, é necessário adicionar um circuito amplificador posteriormente ao filtro.

### 3.4. Amplificador

Pretende-se que o sinal de saída do circuito seja adquirido por um conversor A/D, que neste caso deverá ser o disponível no Olimexino-328, baseado no Arduino UNO. Este consegue suportar as frequências utilizadas e apresenta uma interface com o utilizador e uma interação com o computador de uso bastante simples.

As entradas analógicas deste microcontrolador conseguem detetar sinais com amplitudes entre os 0 V e os 5 V. No entanto, à saída do filtro o sinal apresenta valores na ordem das centenas de milivolts. Desta forma, é necessária uma amplificação, posterior à filtragem, para permitir um completo uso da gama de entrada do microcontrolador e tornando a conversão do sinal para o domínio digital mais eficaz.

#### 3.4.1. Montagem não-inversora

O circuito amplificador usado é baseado numa montagem não-inversora, Figura 3.21 [69].

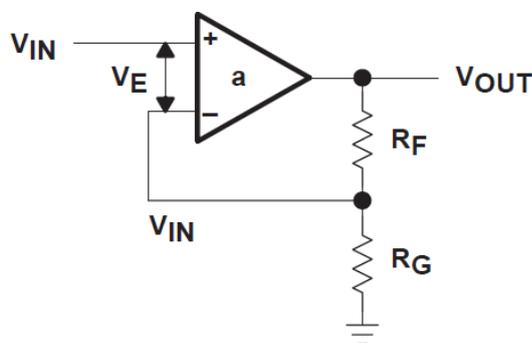


Figura 3.21 - Montagem não-inversora de um AmpOp [69].

O ganho da montagem é dado pela expressão (3.12).

$$V_{entrada} = V_{saída} \frac{R_G}{R_G + R_F} \Rightarrow \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{R_G + R_F}{R_G} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (3.12)$$

### 3.4.2. Dimensionamento do amplificador

Para o dimensionamento do amplificador não-inversor, para além de levarmos em consideração as tensões pretendidas à saída (entre 0 V e 5 V) devemos considerar ainda que se pretende que o sinal final esteja a oscilar em torno dos 2.5 V, para que não ocorra saturação do sinal à saída do amplificador no nível superior (5 V) ou inferior (0 V) de tensão.

Desta forma, o circuito amplificador é reconfigurado como apresentado na Figura 3.22. Um elemento para eliminar a componente DC do sinal de saída do filtro, *Sinal filtrado*, que é composto por  $C_9$  e  $R_6$ . Uma outra componente responsável pela adaptação de nível, que permite ao sinal oscilar em torno da tensão pretendida, os 2.5 V, que é constituída por  $R_7$  e  $R_8$ . Por último, a componente responsável pela amplificação do sinal em si que proporciona o ganho em amplitude,  $R_9$ ,  $R_9$  e  $C_{10}$ .

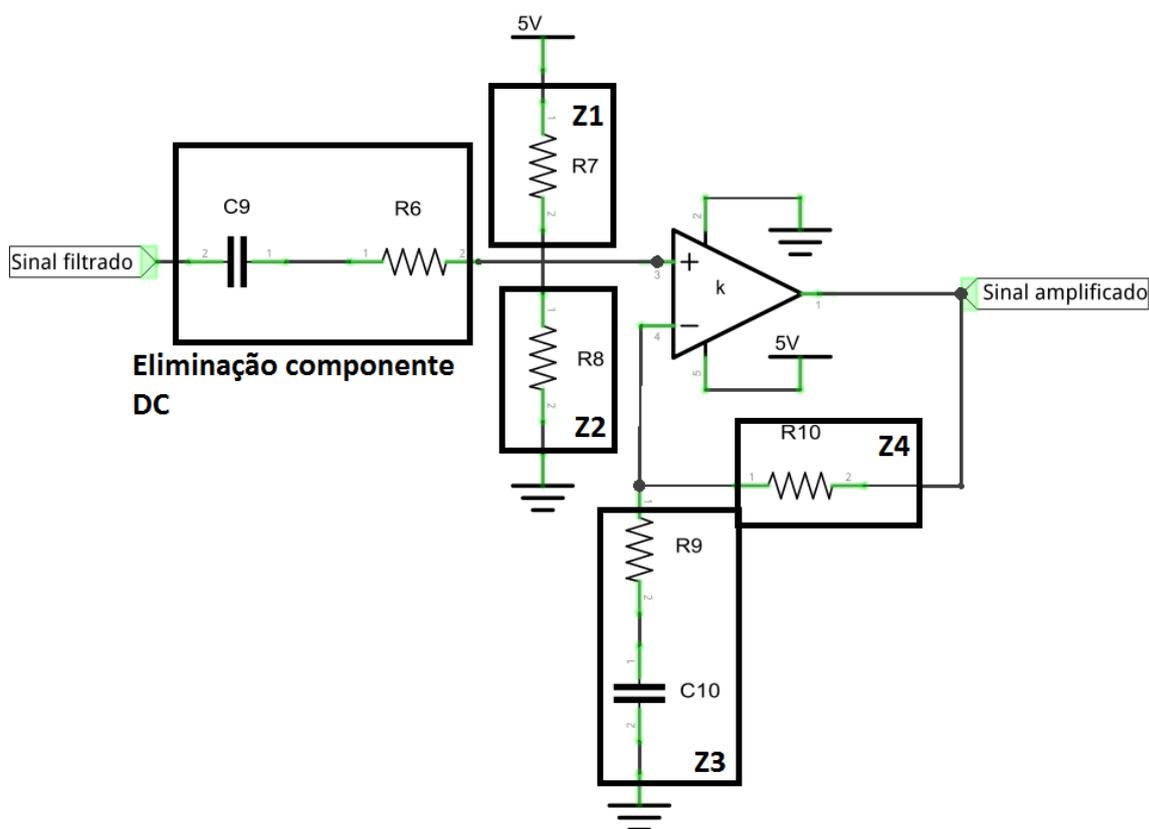


Figura 3.22 - Configuração proposta para o amplificador do tipo não-inversor a dimensionar.

Na figura estão ainda representadas as impedâncias que foram levadas em consideração para os cálculos dos componentes.  $Z_1$  corresponde à impedância de  $R_7$ ,  $Z_2$  à de  $R_8$ ,  $Z_3$  à impedância em série de  $R_9$  com  $C_{10}$  e  $Z_4$  a  $R_{10}$ .

Na Tabela 3.11 podem ser visualizados os valores dos componentes obtidos (ver deduções em Anexo C - Dedução de Equações e Cálculo de Valores).

Tabela 3.11 - Valores dos componentes obtidos para o amplificador dimensionado.

Componente	Valor
$C_9$	100 nF
$C_{10}$	1 nF
$R_6$	1 k $\Omega$
$R_7$	33 k $\Omega$
$R_8$	
$R_9$	1 k $\Omega$
$R_{10}$	91 k $\Omega$

### 3.4.3. Caracterização do sinal à saída do amplificador

Mais uma vez, de forma a comprovar os resultados teóricos esperados foram realizadas simulações. Nestes podemos verificar tanto a amplitude como o espectro de frequência dos diferentes sinais de saída do amplificador. Para além de se continuar a verificar que cada um dos sinais apresenta a frequência correspondente, pode-se ainda denotar, pela comparação entre os espectros presentes na Figura 3.20 e na Figura 3.23, que com o circuito amplificador obtemos também uma atenuação das componentes de frequência que não correspondem à frequência pretendida.

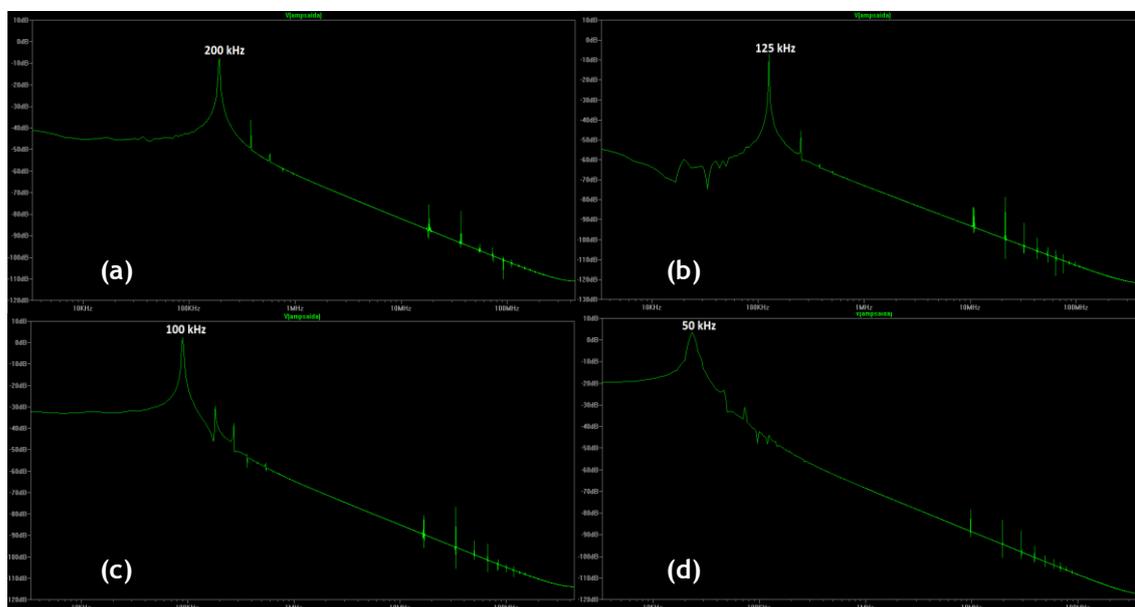


Figura 3.23 - Espectro indicativo das componentes de frequência do sinal à saída do amplificador: (a)200 kHz; (b) 125 kHz; (c) 100kHz; (d) 50 kHz.

Tabela 3.12 - Comparação das características dos sinais à saída do filtro e do amplificador (frequência e amplitude).

Características do sinal à saída do filtro		Características do sinal à saída do amplificador	
Frequência (kHz)	Amplitude (mV)	Frequência (kHz)	Amplitude (V)
200	24	200	1.8
125	30	125	1.3
100	90	100	4
50	550	50	4.7

Confirma-se ainda que as amplitudes dos sinais sofrem um aumento do seu valor (ver Tabela 3.12). À semelhança dos sinais de saída do filtro, que apresentavam maior amplitude com a diminuição da frequência, também à saída do amplificador os sinais de menor frequência apresentam maior amplitude. Desta forma, verifica-se ainda que não deverá haver saturação dos sinais na saída, na tabela referida está indicado um sinal com 50 kHz de frequência com uma amplitude de 4.7 V.

Com o amplificador dimensionado e verificado o seu coreto funcionamento, foi necessário escolher o circuito integrado a usar. Tal como referido na secção anterior (3.3.6 - Caracterização do sinal à saída do filtro) foi utilizado um integrado que tenha na sua constituição dois amplificadores. Desta forma, com um mesmo integrado podemos montar os circuitos referentes ao filtro passa-baixo e ao amplificador, reduzindo o espaço de implementação do sistema proposto.

Recorrendo aos laboratórios da FEUP verificou-se que havia em *stock* três amplificadores que cumpriam os critérios pretendidos (baixo ruído, grande largura de banda, alta precisão, etc.): OPA2350 (ver [70]), OPA2277 (ver [71]) e OPA2227 (ver[72]).

Com uma fonte de alimentação de 5 V o OPA2350 é o único que permite obter um sinal de saída com amplitude superior a 5  $V_{pp}$  para uma maior gama de frequência, apresentando 5.5  $V_{pp}$  até aos 1 MHz.

Com a mesma alimentação o OPA2277 permite uma amplitude máxima para um sinal de 40 kHz de 5  $V_{pp}$ . No entanto, essa amplitude máxima vai diminuindo e para um sinal com frequência de 100 kHz é de 2.5  $V_{pp}$ , bastante abaixo do pretendido.

Já o OPA2227 apresenta uma amplitude máxima de 6  $V_{pp}$  até uma frequência de 40 kHz. Depois dessa frequência vai decrescendo e aos 100 kHz permite uma amplitude máxima de 5  $V_{pp}$ .

Sendo estes três circuitos de características muito semelhantes optou-se por usar o OPA2350 para a aplicação. Sendo que estes dados consideram condições ótimas, ignorando componentes de ruído e possíveis perdas de sinal existentes no protótipo do circuito, este integrado permite-nos obter para toda a gama pretendida, até aos 100 kHz, uma amplitude teórica superior à pretendida.

No capítulo seguinte são apresentados os resultados obtidos em *breadboard*, pretendendo-se em particular verificar o correto funcionamento do circuito oscilador, nomeadamente comprovar o valor das frequências para as diferentes capacidades.

É de seguida apresentado o protótipo em PCB, já com a implementação da capacidade variável, e os resultados obtidos, de forma a demonstrar o varrimento em frequência e a interface com o utilizador desenvolvida.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Capítulo 4

## Desenvolvimento dos Protótipos

Foi no capítulo anterior feito o dimensionamento de todos os blocos constituintes do recetor heteródino. No seu conjunto, o sistema proposto tem todos os seus constituintes apresentados na Figura 4.1.

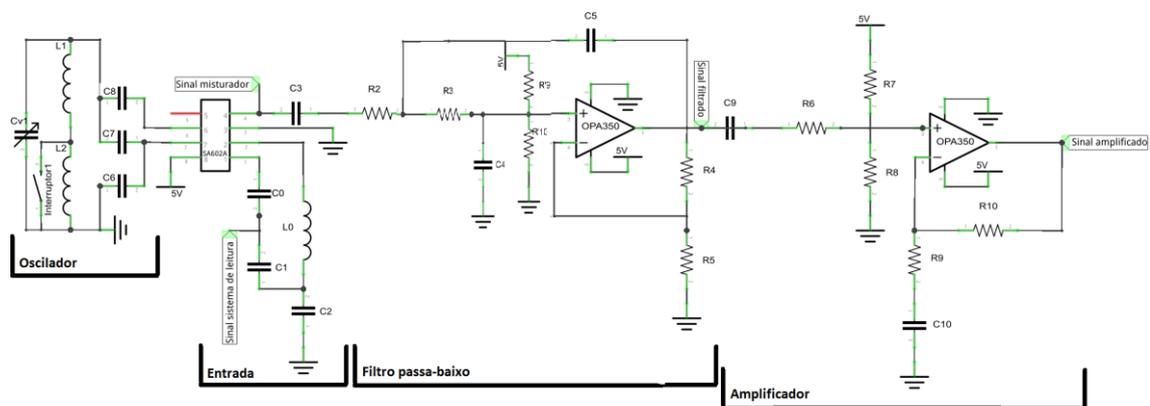


Figura 4.1 - Configuração proposta para o recetor heteródino.

Ainda no capítulo anterior foram descritas algumas das simulações realizadas de forma a comprovar que cada um dos blocos apresentava o comportamento esperado. Através dessas foi comprovado que são proporcionados os resultados teoricamente esperados. Desta forma, após o dimensionamento do circuito foi feita uma montagem do mesmo em *breadboard* que permite a confirmação dos resultados de forma experimental. Pretende-se de forma particular confirmar a variação do valor de frequência do oscilador com os diferentes valores dos componentes. Esta montagem na placa de ensaio é também importante pois após a

confirmação da variação da frequência, em função do valor de  $C_v$  e de  $L_{eq}$ , será implementado o protótipo em PCB.

#### 4.1. Protótipo em *breadboard*

O objetivo principal da montagem do circuito em *breadboard* é a de verificar se a variação da frequência do oscilador ocorre conforme o esperado, considerando a equação (3.3) e (3.5). Desta forma, nesta experiência foram apenas ligado aos pinos 6 e 7 do misturador o circuito oscilador e as entradas, pinos 1 e 2, foram ligadas à tensão de referência, 0 V, de forma a evitar a existência de ruído.

Todos os valores de frequência, relacionados com o oscilador, que são citados foram medidos no pino 7, pino que está conectado à componente emissora de um dos transístores constituintes do misturador (ver Figura 3.8).

Para simplificação da montagem, em substituição da capacidade variável foram utilizados diversos condensadores cerâmicos com valores fixos compreendidos entre 6.6 pF e 37.55 pF, gama de valores obtidos com a capacidade variável escolhida (ver seção 3.2.3.2 - Escolha da capacidade variável). Foram então utilizadas 10 capacidades com os valores, em pF, de 6.8, 8.2, 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33 e 39. Relativamente às indutâncias, foi apenas utilizada uma e, sendo esta representativa da indutância equivalente ( $L_{eq} = L_1 + L_2$  na Figura 3.14), o valor usado para a mesma foi de 5.6  $\mu$ H. O valor desta e dos restantes componentes estão na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Valores dos componentes calculados e disponíveis, e a sua tolerância, para a montagem do circuito oscilador em *breadboard*.

Componente	Valor calculado	Valor disponível	Tolerância
$C_6$	23.9 pF	22 pF	+/- 5%
$C_7$	10 pF	10 pF	+/- 5%
$C_8$	270 pF	220 pF	+/- 5%
$L_{eq}$	5.6 $\mu$ H	4.7 $\mu$ H	+/- 5.2%

É ainda de referir que como as indutâncias disponíveis apresentavam um encapsulamento do tipo SMD e o misturador do tipo SOIC8, teve de ser feito um adaptador para cada um dos componentes de forma a permitir a sua colocação na placa de montagem (ver Figura 4.2).

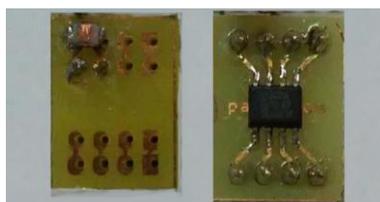


Figura 4.2 - Adaptadores para a indutância, representativa de  $L_{eq} = L_1 + L_2$ , (à esquerda) e para o misturador SA602A (à direita).

O circuito da montagem encontra-se na Figura 4.3. Nele podemos verificar os adaptadores da indutância e do misturador, assim como uma das capacidades representativas da capacidade variável. Os fios a verde ligam as entradas à massa, o fio azul permite a medição das frequências de oscilação pelo osciloscópio, o fio branco faz a ligação entre as capacidades  $C_7$  e  $C_v$  com  $L_{eq}$  e os fios a cinzento e vermelho ligam o misturador às fontes de alimentação, respetivamente 0 V e 5 V.

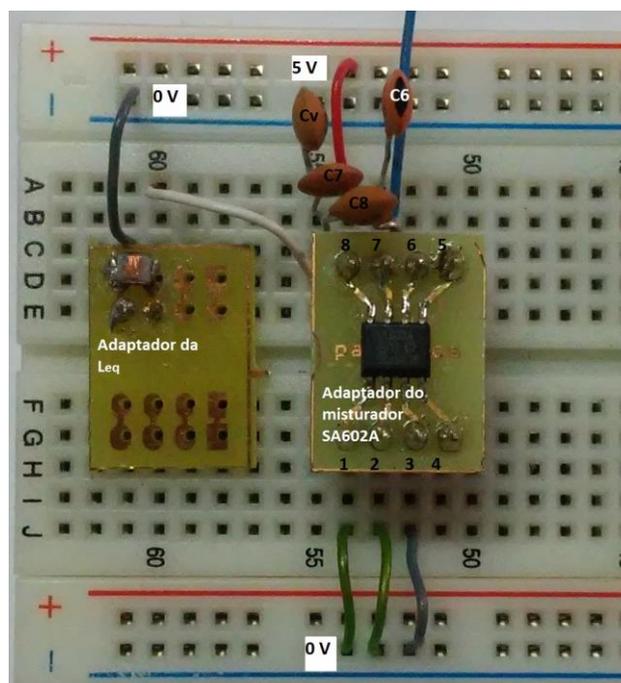


Figura 4.3 - Montagem em *breadboard* com indicação dos componentes e valores das fontes de alimentação.

#### 4.1.1. Resultados iniciais

A lista com os valores da capacidade variável usados, bem como as frequências esperadas teoricamente e obtidas em simulação e experimentalmente, são apresentadas na Tabela 4.2.

Como se pode verificar, pela análise da mesma tabela e do gráfico da Figura 4.4, as frequências esperadas e obtidas por simulação não são coincidentes com as obtidas de forma experimental. Conseguimos visualizar esse facto não só pela observação dos dados mas principalmente pelas linhas de tendência de cada série de dados.

Tabela 4.2 - Valores de  $C_v$  usados e frequências obtidas teoricamente, em simulação e experimentalmente para a montagem do oscilador em *breadboard* (sem as capacidades parasitas).

$C_v$ (pF)	Frequência esperada (MHz)	Frequência de simulação (MHz)	Frequência experimental (MHz)
6.8	18.33	16.87	15.63
8.2	17.44	16.18	14.97
10	16.47	15.41	14.40
12	15.57	14.66	14.03
15	14.45	13.72	13.59
18	13.54	12.96	13.40
22	12.56	12.09	13.37
27	11.59	11.23	13.16
33	10.68	10.41	12.53
39	9.95	9.75	12.14

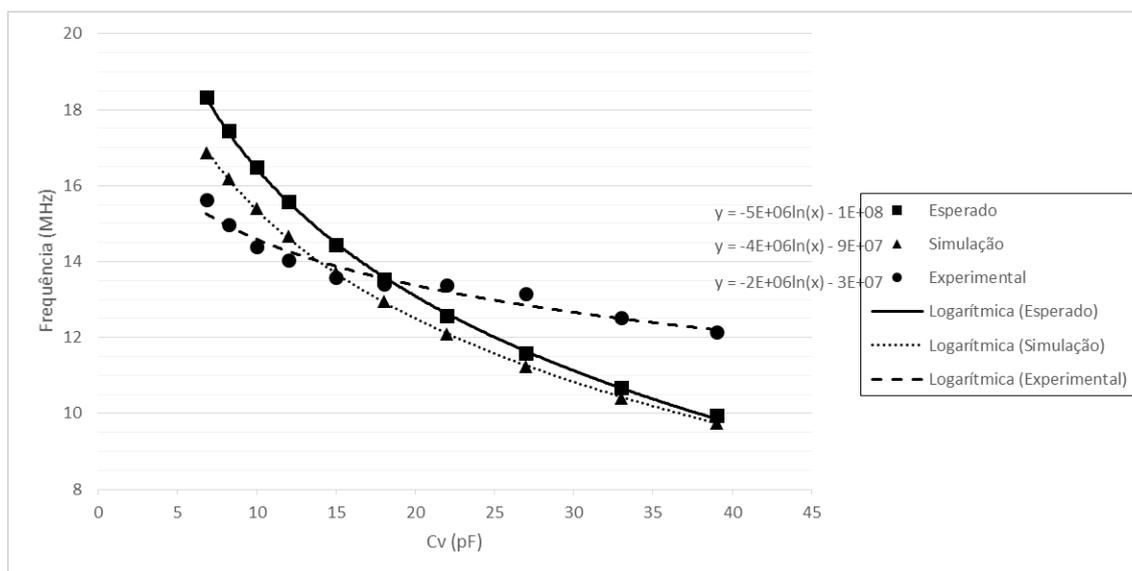


Figura 4.4 - Gráfico comparativo das linhas de tendência correspondentes aos valores de frequência esperados, de simulação e experimentais para diferentes valores de  $C_v$ .

Os dados referentes às frequências obtidas teoricamente (Esperado) e em simulação (Simulação) apresentam linhas de tendências com componentes logarítmicas bastante próximas, apresentando apenas uma translação no nível dos dados. No entanto, a linha de

tendência dos valores obtidos experimentalmente apresenta um comportamento bastante diferente relativamente às outras.

Após maior análise das notas de aplicação do circuito misturador, para tentar descobrir o porquê desta discrepância (ver [55], [73]), verificou-se que seriam três os principais motivos.

Em primeiro lugar a existência de uma capacidade entre os pinos a que o circuito oscilador está ligado. Tal como foi mencionado anteriormente, os pinos 6 e 7 do misturador, internamente, estão ligados a um transistor (ver Figura 3.8). Este transistor tem uma capacidade associada entre a base e o emissor ( $C_{BE}$ ) que apresenta um valor de cerca 24 fF.

Por outro lado é também referida a existência de uma capacidade parasita referente tanto aos pinos do integrado ( $C_{parp} = 2$  pF) como aos furos da placa de montagem ( $C_{parb} = 10$  pF). Estas duas componentes parasitas são consideradas como estando em paralelo uma com a outra (ver Figura 4.5), formando uma componente capacitiva com valor dado por  $C_{par} = C_{parb} + C_{parp}$ . No caso da montagem em *breadboard*  $C_{par} = 12$  pF.

Como estamos a operar com valores de frequência elevados, estas componentes capacitivas, apesar de apresentarem um valor reduzido, apresentam influência significativa no cálculo da frequência.

#### 4.1.2. Apresentação de equação e circuito com componentes parasitas

Tendo então em consideração os valores das capacidades parasitas, deduziu-se uma nova expressão para cálculo da capacidade equivalente e, conseqüentemente, da frequência de oscilação. Para efeitos de obtenção da nova expressão ignorou-se a capacidade  $C_8$  uma vez que a sua principal função deverá ser a de eliminação da componente DC [74].

Desta forma, para o cálculo da frequência de oscilação esperada passou a ser considerada a nova equação (dedução no anexo C.4 - Oscilador com capacidades parasita) cuja expressão é apresentada na equação (4.1).

$$C_{eq} = \frac{(C_{BE} + C_7)(C_{par} + C_6) + (C_{par} + C_v)(C_{par} + C_{BE} + C_6 + C_7)}{C_{par} + C_{BE} + C_6 + C_7} \quad (4.1)$$

Relativamente ao circuito oscilador utilizado para efeitos de simulação, também neste se acrescentam estas componentes capacitivas. Na Figura 4.5 está o novo circuito oscilador utilizado para simulação.

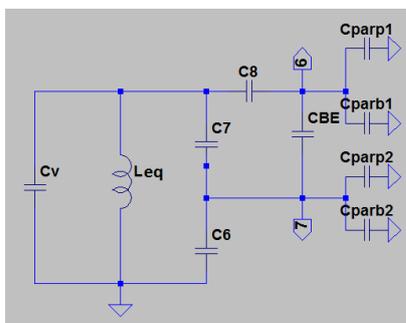


Figura 4.5 - Representação das capacidades parasitas no circuito oscilador usado para simulação.

### 4.1.3. Resultados finais

Com a nova equação, e o novo esquema de simulação, voltou-se a calcular os valores de frequência esperados e refez-se as simulações, de forma a obter os valores de frequência de simulação, para desta forma poder compará-los com os valores experimentais. Os valores dos componentes utilizados continuam a ser os anteriormente referidos na Tabela 4.1. Os resultados obtidos para os valores de frequência são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Valores de  $C_v$  usados e frequências obtidas teoricamente, em simulação e experimentalmente para a montagem do oscilador em *breadboard* (com capacidades parasitas).

$C_v$ (pF)	Frequência esperada (MHz)	Frequência de simulação (MHz)	Frequência experimental (MHz)
6.8	13.05	12.69	15.63
8.2	12.72	12.38	14.97
10	12.33	12.02	14.40
12	11.94	11.66	14.03
15	11.41	11.73	13.59
18	10.95	10.74	13.40
22	10.41	10.24	13.37
27	9.84	9.70	13.16
33	9.26	9.15	12.53
39	8.78	8.68	12.14

Tendo então em conta estes valores, é possível visualizar na Figura 4.6 que os valores da frequências esperadas tendo em conta as componentes parasitas (capacidade equivalente na (4.1)) são mais coerentes com as frequências obtidas experimentalmente do que as frequências calculadas com a capacidade equivalente que não considera essas mesmas componentes (equação em 3.2.3 - Dimensionamento do oscilador).

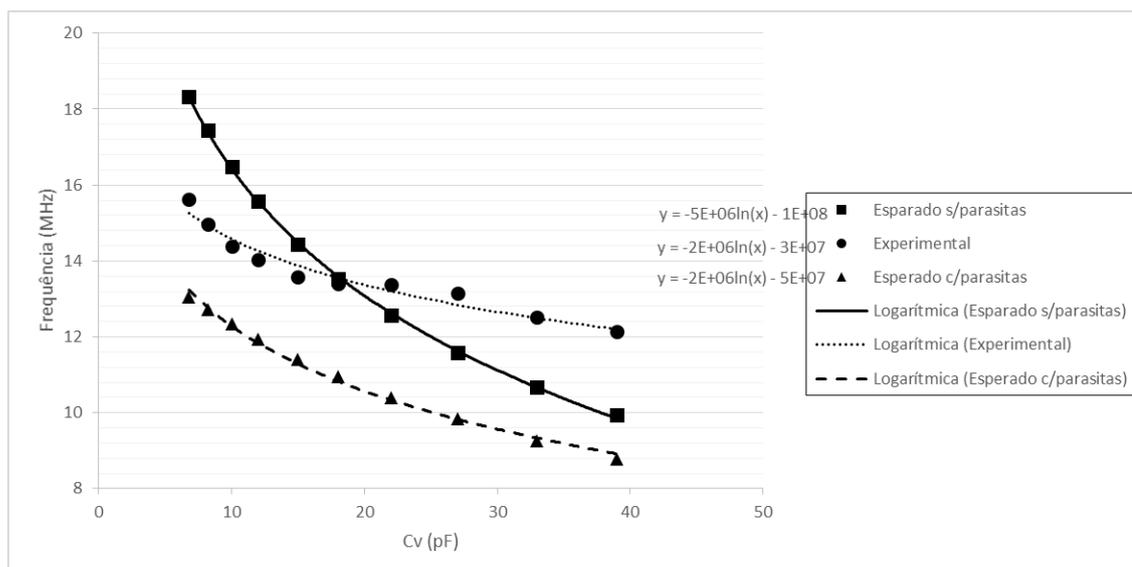


Figura 4.6 - Gráfico comparativo das linhas de tendência dos valores de frequência esperados sem parasitas, experimentais e esperados com parasitas, para diferentes valores de  $C_v$ .

No gráfico comparativo da Figura 4.6 observa-se que a equação logarítmica correspondente aos valores práticos (Experimental) é quase coincidente com a equação da linha de tendência referente aos valores teóricos obtidos com a equação (4.1) (Esperado c/parasitas). Já a equação logarítmica da série de dados “Esperado s/parasitas”, valores teóricos de frequência obtidos com a capacidade equivalente descrita na secção 3.2.3 - Dimensionamento do oscilador apresentam uma componente logarítmica muito diferente das outras.

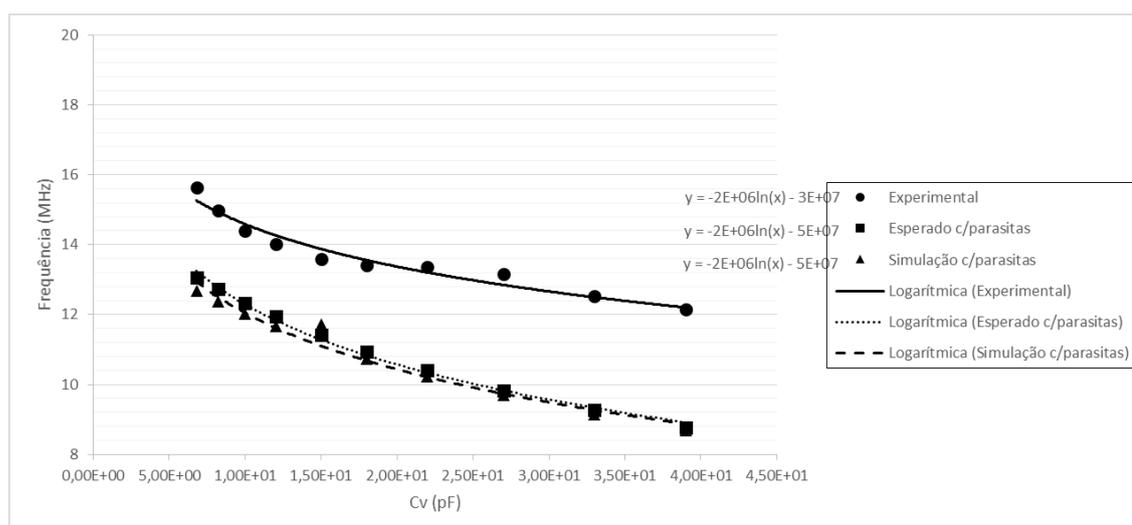


Figura 4.7 - Gráfico comparativo das linhas de tendência dos valores de frequência experimentais e esperados e de simulação com parasitas, para diferentes valores de  $C_v$ .

Também as frequências das simulações que consideram as capacidades parasitas apresentam uma linha de tendências, visível na Figura 4.7, semelhante à linha de tendências correspondente aos dados experimentais.

Tendo a eficácia da equação para cálculo da capacidade equivalente (equação (4.1)) e do modelo de simulação, sido verificada pode-se fazer um correto cálculo da frequência teórica. Desta forma, tendo já testado e comprovado as frequências de oscilação, foi feita a montagem de todo o recetor heteródino em PCB.

## 4.2. Protótipo em PCB

Com o auxílio da nova equação para cálculo da capacidade equivalente, foi necessário redimensionar o circuito do oscilador para obtermos as frequências desejadas para os diferentes valores da capacidade variável NCD2100. Na Tabela 4.4 são apresentados os novos valores dos componentes, calculados no anexo D.4, e a gama de frequências que se obtém. De referir ainda que como uma das capacidades parasitas se referia aos pinos da placa de montagem ( $C_{parb} = 10$  pF) esta componente, para efeitos de cálculo dos componentes a serem usados em PCB, foi considerada como sendo apenas 1 pF.

Tabela 4.4 - Valores dos componentes e das frequências obtidas para o mínimo e máximo valor de  $C_v$  e para as duas indutâncias ( $L_1$  e  $L_2$ ), considerando as capacidades parasitas.

$C_6$ (pF)	$C_7$ (pF)	$C_8$ (pF)	$L_1$ ( $\mu$ H)	$L_2$ ( $\mu$ H)	$C_v$ (pF)	Frequência teórica (MHz)	Frequência de simulação (MHz)
23.5	15	220	3.3	---	6.6	20.00	19.07
					37.55	12.37	12.14
				1.75	6.6	16.16	15.38
					37.55	10.00	9.85

### 4.2.1. Escolha dos componentes

Na escolha dos componentes a usar teve-se em conta o valor do componente disponível em armazém que fosse mais próximo do valor teoricamente calculado no capítulo anterior e também presentes na Tabela 4.4.

Na Tabela 4.5 encontram-se todas as capacidades, resistências e indutâncias consideradas nos circuitos, a indicação do bloco a que pertencem, os valores anteriormente calculados (ver Capítulo 3) e os valores dos componentes disponíveis, bem como a tolerância destes.

Tabela 4.5 - Valores e tolerância dos componentes a utilizar na montagem do circuito.

Bloco Recetor heteródino	Componente	Valor esperado	Valor disponível	Tolerância
Entrada	$C_0$	4.7 pF	6.8 pF	+/- 5%
	$C_1$	46.8 pF	68 pF	+/- 5%
	$C_2$	100 nF	100 nF	- 20%/+ 80%
	$L_0$	5.6 $\mu$ H	5.6 $\mu$ H	+/- 5%
Filtro	$R_2$ e $R_3$	10 k $\Omega$	10 k $\Omega$	+/- 5%
	$R_4$ e $R_5$	1 k $\Omega$	1 k $\Omega$	+/- 5%
	$C_3$ , $C_4$ e $C_5$	1 nF	1 nF	+/- 10%
Amplificador	$R_6$ e $R_9$	1 k $\Omega$	1 k $\Omega$	+/- 5%
	$R_7$ e $R_8$	33 k $\Omega$	33 k $\Omega$	+/- 5%
	$R_{10}$	91 k $\Omega$	110 k $\Omega$	+/- 5%
	$C_9$	100 nF	100 nF	- 20%/+ 80%
	$C_{10}$	1 nF	1 nF	+/- 10%
Oscilador	$C_6$	23.5 pF	22 pF	+/- 5%
	$C_7$	15 pF	15 pF	+/- 5%
	$C_8$	220 pF	220 pF	+/- 5%
	$L_1$	3.3 $\mu$ H	3.3 $\mu$ H	+/- 5.2%
	$L_2$	1.75 $\mu$ H	1.8 $\mu$ H	+/- 5.2%

Ainda referente aos componentes a usar na montagem da placa em PCB, foram utilizados conetores de parafuso para proporcionar uma fácil ligação da placa aos elementos externos a esta. São necessários três conetores para ligação de componentes que proporcionam sinais externos, que são essenciais ao funcionamento da placa: fontes de alimentação; sistema de leitura que proporciona os sinais provenientes do sensor e que são sinais de entrada no circuito; e sinais provenientes do microcontrolador para programação da capacidade variável. É ainda preciso um outro conector para envio dos sinais originados pelo circuito para o microprocessador.

Relativamente aos circuitos integrados misturador e amplificador, estes não foram soldados diretamente na placa. Foi adicionado um soquete do tipo DIP8 para cada um deles. Estes permitem uma fácil remoção dos integrados no caso de ser necessário, por exemplo, caso algum desses componentes se danifique.

#### 4.2.2. Escolha do componente interruptor

O interruptor para mudança da capacidade equivalente, entre  $L_1$  e  $L_1+L_2$ , é um transistor do tipo NPN cuja base é controlada por um sinal digital proveniente do microcontrolador em série com uma resistência.

Caso o sinal enviado pelo microcontrolador seja “0” lógico, a base do transistor é alimentada por um sinal de 0 V e o oscilador apresenta como capacidade equivalente  $L_{eq} = L_1 + L_2$ , com o comportamento presente no circuito da Figura 3.14. Caso o sinal enviado seja “1” a alimentação correspondente é de 5 V e o oscilador tem como indutância equivalente apenas  $L_1$ , representado na Figura 3.12. Desta forma, o circuito oscilador final deve ser o apresentado na Figura 4.8.

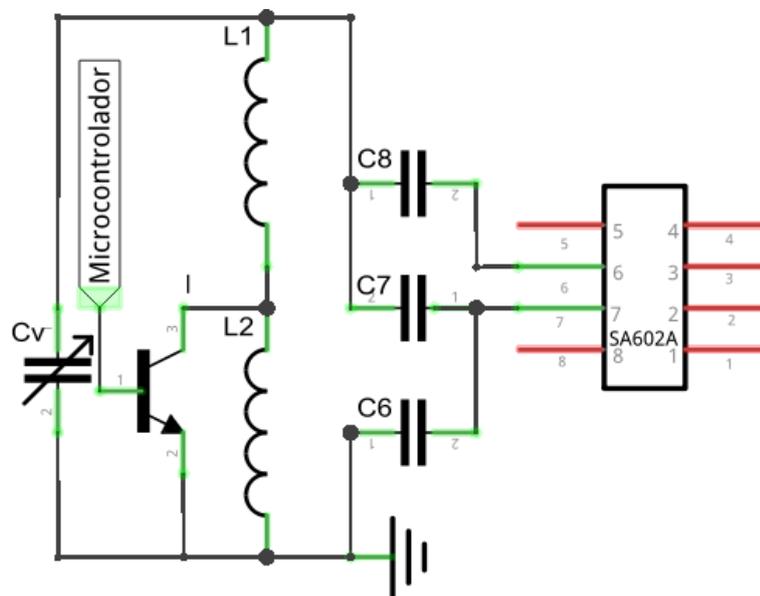


Figura 4.8 - Circuito oscilado com transistor como interruptor.

Os transistores do tipo NPN mais comuns são o 2N2222, o BC547, o 2N3904, e diferentes variações destes. Como na FEUP existem os modelos 2N2222 e BC547 foram feitas algumas simulações para a escolha de um deles.

Na Tabela 4.6 as linhas onde estão presentes as componentes  $L_{eq} = L_1 + L_2$  e  $L_{eq} = L_1$  correspondem às frequências obtidas em simulação considerando, respectivamente, os circuitos osciladores da Figura 3.14 e Figura 3.12. Já nas outras linhas são apresentadas as frequências de simulação, considerando o circuito oscilador da Figura 4.8. Foram obtidos os valores para os dois modelos considerando os dois valores de tensão possíveis, fornecidos à base do transistor pelo microcontrolador.

Tabela 4.6 - Valores de frequência obtidos nos diferentes circuitos osciladores considerando diferentes valores de  $C_v$ .

Alimentação (v)	Esquema considerado	$C_v$ (pF)		
		6.6	15.42	37.34
0	$L_{eq} = L_1 + L_2$	15.42	12.93	9.82
	2N2222	15.01	12.74	9.73
	BC547	15.13	12.87	9.75
5	$L_{eq} = L_1$	19.08	16.05	12.18
	2N2222	19.07	16.04	12.17
	BC547	19.08	16.05	12.18

Pela observação dos valores foi escolhido o modelo BC547 pois apresenta valores de frequência mais próximos dos obtidos em simulação.

### 4.2.3. Placa final

Com todos os componentes calculados, tendo escolhido todos os circuitos integrados necessários e considerando os elementos mencionados nesta seção (conectores, transistor, etc.) foi feita a montagem final do circuito recetor heteródino numa placa de circuito impresso.

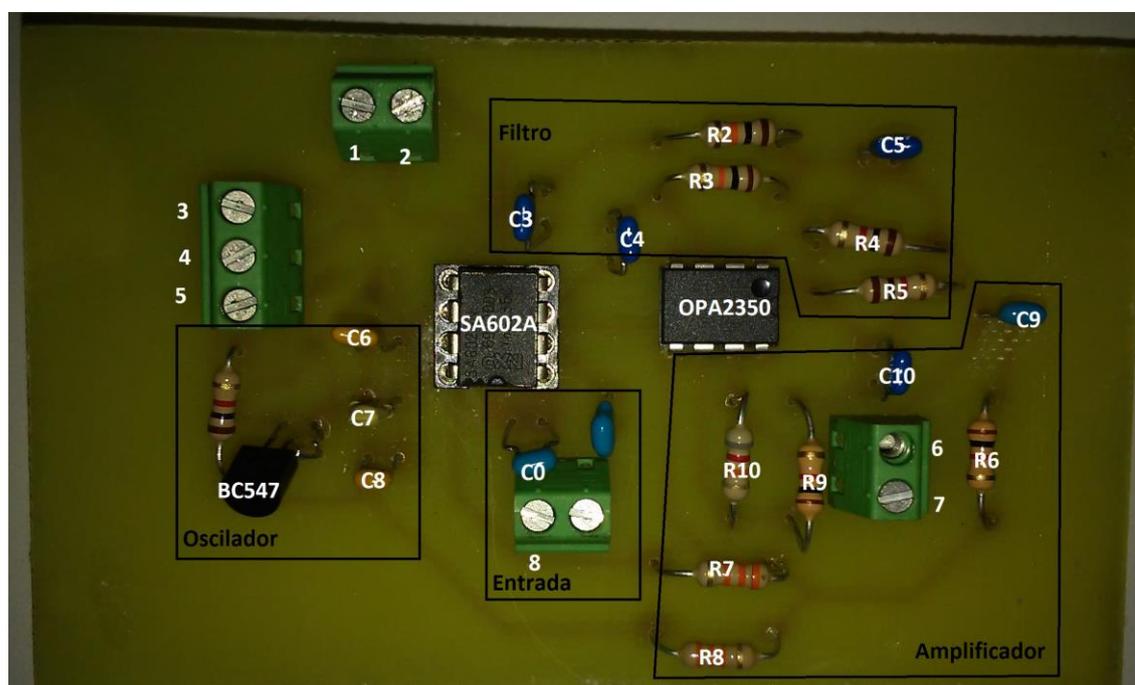
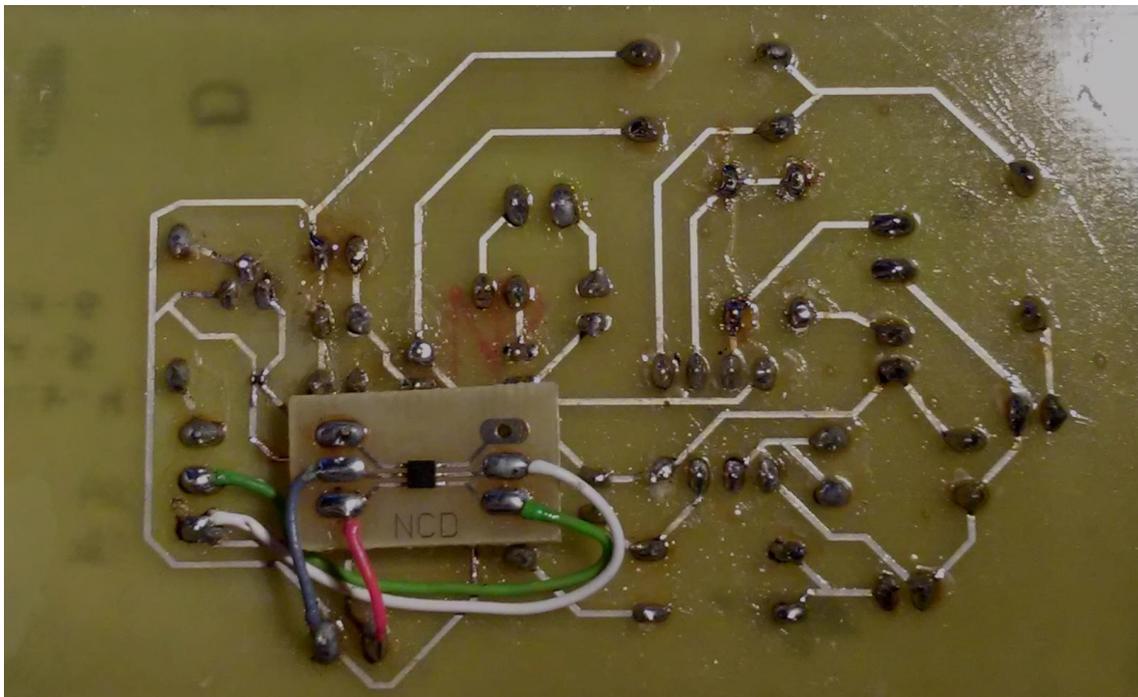


Figura 4.9 - Vista superior da placa de circuito impresso produzida, com indicação de cada bloco constituinte, dos componentes e das entradas dos conectores.

Na Figura 4.9 podemos visualizar todos os constituintes de cada um dos blocos do recetor heteródino. Relativamente aos conectores, estes encontram-se identificados por números e servem para ligação de sinais para e do exterior.

Os conectores 1 e 2 são ligados às fontes de alimentação, respetivamente 5V e 0V. Nos conectores 6 e 7 podemos obter os sinais de saída do filtro e do amplificador. Ao conector 8 está ligado o sinal proveniente do sistema de leitura e os restantes componentes do circuito de entrada. Já os conectores 3, 4 e 5 estão ligados a sinais provenientes do microcontrolador que são responsáveis pela variação do valor de frequência do circuito oscilador.

No 3 está ligado o sinal de relógio (sinal CLK) necessário para o funcionamento da capacidade variável e no 4 o sinal que indica o valor que esta deve ter (sinal DA). Já o 5 corresponde ao sinal que é enviado para a base do transistor BC547 de forma a influenciar a indutância equivalente.



**Figura 4.10 - Vista inferior da placa de circuito impresso produzida, onde se localiza o adaptador da capacidade variável NCD2100.**

Na Figura 4.10 apresenta-se a vista inferior da mesma placa. Nesta podemos visualizar o adaptador onde foi soldada a capacidade variável. O fio cinzento e vermelho ligam a capacidade variável às fontes de alimentação, respetivamente 0 V e 5 V. O pino acima desses, no canto superior esquerdo do adaptador, é onde sai o valor de capacidade que foi programado. O fio verde é para entrada do sinal DA e o branco para entrada do sinal CLK, anteriormente mencionados.

Tendo sido apresentados todos os componentes da placa vão ser expostos no capítulo seguinte diversas experiências realizadas. Será também feita uma descrição do programa para controlo do microcontrolador e da aplicação para interface com o utilizador.

# Capítulo 5

## Validação Experimental

Aquando a montagem da placa em PCB foi realizada a interface gráfica que permite a visualização dos resultados pelo utilizador. Em paralelo foi também escrito o código que permite a interação entre a interface gráfica e o microcontrolador.

Após a conclusão destes dois programas pôde-se realizar diversos testes. Pretendia-se primeiro de tudo, saber se a capacidade variável estava a ser corretamente programada e, em consequência, se se estava a obter os valores de frequência de oscilação no circuito oscilador pretendidos.

De seguida, foram realizados testes com o objetivo de caracterizar o instrumento de medição, placa em PCB, para saber a sua resolução e desvio máximo. Desta forma, consideraram-se como entrada vários sinais sinusoidais com frequências diferentes. Os dados relativos ao sinal de saída do amplificador foram adquiridos pelo microcontrolador e foram apresentados e guardados através da interface gráfica.

Finalmente, foram utilizados sinais provenientes do sistema de leitura, apresentado na secção 2.3.2 - Sistema de leitura, para se verificar se as frequências detetados à saída do recetor heteródino são correspondentes às frequências de oscilação produzidas pelo sensor.

### 5.1. Desenvolvimento do código para microprocessador

O microprocessador é o responsável por enviar os sinais necessários para o correto funcionamento da PCB, nomeadamente do circuito oscilador, e é também responsável pela leitura dos valores de frequência do sinal à saída do amplificador. Após fazer a leitura do valor de frequência envia os dados correspondentes para a aplicação gráfica (ver secção 5.2 - Desenvolvimento da interface gráfica).

No caso do sistema proposto é utilizado microprocessador Olimexino-328, que tem na sua constituição o microcontrolador ATmega328. Na Figura 5.1 podem ser vistos os fios conectores

que fazem a ligação entre os pinos do microprocessador à placa em PCB e o cabo que permite a ligação com o computador (cabo USB-mini USB).

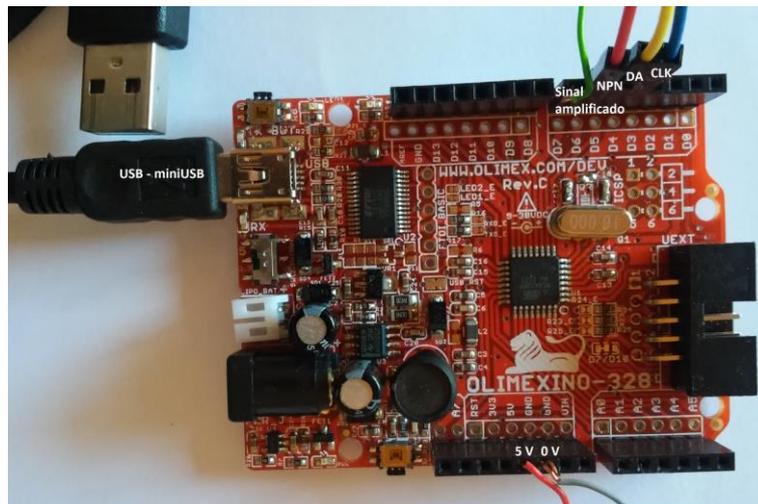


Figura 5.1 - Microprocessador Olimexino-328 com microcontrolador ATmega328.

Para além dos sinais já mencionados, CLK, DA e NPN, o microprocessador é também responsável pela alimentação da placa do recetor heteródino. Na Figura 5.1 na fileira inferior de pinos pode-se visualizar os fios responsáveis por conectar as fontes de tensão aos conectores correspondentes na placa em PCB. O fio vermelho, 5 V, está ligado ao conector 1 da Figura 4.9 e o fio cinzento, 0 V, está ligado ao conector 2 da mesma figura.

### 5.1.1. Programação da frequência de oscilação

Relativamente aos sinais que permitem a obtenção da frequência de oscilação pretendida estes são, tal como já foi mencionado na secção 4.2.3 - Placa final, o sinal de relógio (CLK) e de dados (DA), para a programação da capacidade variável, e o sinal para obtenção da indutância equivalente pretendida (NPN). Cada um desses sinais é enviado através de um pino de saída digital do microcontrolador, respetivamente o pino 4, 5 e 6. Na Figura 5.1 estão localizados na fileira superior de pinos: o pino 4 corresponde ao fio a azul e que é ligado ao conector 3 da Figura 4.9, o pino 5 é o fio amarelo e está ligado ao conector 4 da placa na Figura 4.9 e o pino 6 é o fio vermelho ligado ao conector 5 da Figura 4.9.

Utilizando esses três pinos o programa para controlo do microprocessador começa por fazer a programação da frequência do circuito oscilador, através da variação do valor de  $C_v$  e de  $L_{eq}$ . Com a variação destes componentes pretende-se proporcionar todas as frequências possíveis na gama de frequências pretendidas, visível na Tabela 4.4.

Primeiro dá-se a programação do pino 6, referente ao sinal a ser fornecido à base do transistor, com um valor de 1, correspondente aos 5 V, fazendo com que o circuito oscilador fique com uma indutância equivalente de  $L_{eq} = L_1$ . Depois vai programando a capacidade variável, utilizando os pinos 4 e 5, desde o seu valor máximo até ao seu valor mínimo, obtendo então no oscilador as frequências entre os 20 MHz e os 12.37 MHz (Tabela 4.4).

Quando chega ao valor mínimo da capacidade o pino 6 toma um valor de 0 (0 V correspondente a  $L_{eq} = L_1 + L_2$ ) e o programa volta a programar a capacidade variável desde o valor máximo até ao seu valor mínimo, obtendo frequências entre os 16.16 MHz e os 10 MHz. No final volta a modificar o valor do pino 6 e este processo repete-se sucessivamente.

### 5.1.2. Obtenção dos valores de frequência

Para cada valor de capacidade programado o microcontrolador faz leituras consecutivas dos valores de frequência, referentes ao sinal de saída do amplificador, durante um período de tempo de 4 segundos. Para isso, o sinal de saída, que é obtido no conector 7 da Figura 4.9, está ligado à entrada digital existente no pino 7, fio a verde na Figura 5.1.

O cálculo da frequência do sinal é efetuado por uma biblioteca já existente no IDE (*Integrated Development Environment*) utilizado. Neste caso o ambiente de desenvolvimento é o do Arduíno pois possui microprocessadores do mesmo tipo do utilizado.

Nesta biblioteca o microcontrolador utiliza uma tensão de referência (3.3 V) como comparador para o cálculo da frequência. De cada vez que o sinal à saída do amplificador ultrapassa esse valor de referência o microcontrolador conta um pico. No final do tempo atribuído a cada medição, 600  $\mu$ s, calcula a frequência de oscilação da onda utilizando o tempo decorrido entre a deteção do primeiro e do último pico e o número de amostras referentes aos picos detetados (ver equação (5.1)).

$$Frequência = \frac{NúmeroAmostras\ Re\ colhidas}{TempoFim\ Re\ colha - TempoInicio\ Re\ colha} \quad (5.1)$$

Esse valor calculado é então enviado pelo cabo miniUSB para a aplicação de interface gráfica.

## 5.2. Desenvolvimento da interface gráfica

Após a leitura do valor de frequência por parte do microcontrolador são enviados os dados para a interface gráfica, permitindo assim que o utilizador visualize os dados conforme eles vão sendo adquiridos. Esta interface é também responsável pelo armazenamento destes valores para que possam posteriormente ser processados e ainda controla o funcionamento do microprocessador.

A interface gráfica consiste numa aplicação em Microsoft Visual Studio C# e é constituída essencialmente por alguns botões que permitem a programação do microcontrolador e algumas caixas de texto, onde são mostrados os resultados.

A aplicação foi desenvolvida de forma a poder proporcionar posteriormente dois tipos de funcionamento. Na Figura 5.2, leitura contínua da frequência e a leitura desses mesmos valores de forma sincronizada com o eletrocardiograma (ECG) (ver mais explicações em [41]). No entanto, para o objetivo deste projeto pretende-se estudar de forma especial o varrimento das frequências e se há ou não uma correta deteção da frequência de entrada por

parte do sistema projetado e, desta forma, foi apenas desenvolvido o modo para leitura contínua de frequência, de seguida descrito.

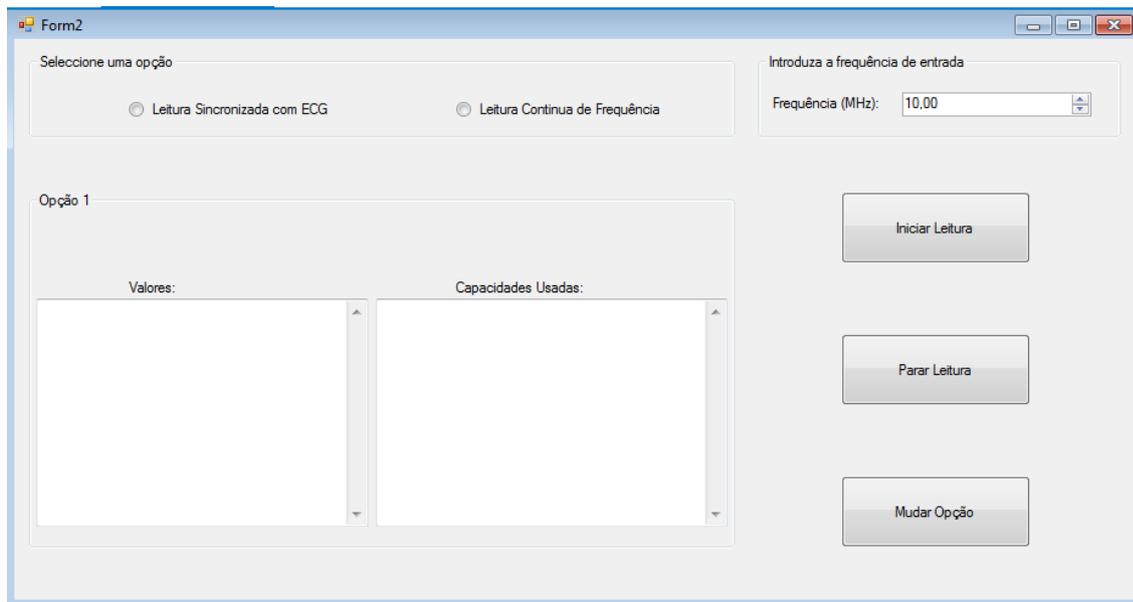


Figura 5.2 - Aplicação desenvolvida para interface gráfica com o utilizador.

Esta interface permite que o utilizador decida quando é que o varrimento, descrito na secção 5.1.1 - Programação da frequência de oscilação, deverá começar ou quando o quer interromper. Desta forma, quando o utilizador seleciona o botão “Iniciar Leitura”, Figura 5.2, é enviado através do cabo USB-miniUSB um sinal para o microprocessador que faz com que este inicie o varrimento e comece a enviar valores.

Assim que os valores são recebidos pela aplicação são apresentados no painel indicado na Figura 5.2 como “Opção 1” e são também guardados num ficheiro de texto para poderem ser posteriormente analisados.

Durante todo o varrimento são apresentados os valores que estão a ser aplicados pelo microcontrolador à placa em PCB: valor de tensão à base do transístor, valor da capacidade variável que está a ser utilizados e o valor decimal correspondente (ver painel “Capacidades Usadas” na Figura 5.3). Desta forma é possível sabermos posteriormente qual a frequência teórica em cada momento do varrimento.

Os valores referentes à frequência que são recebidos pela aplicação são exibidos no painel “Leitura Contínua de Frequência” que pode ser visto na figura abaixo. Sendo que o sinal à saída do amplificador está a oscilar em torno dos 2.5 V, se nesse local o sinal tiver uma amplitude inferior a  $2 V_{pp}$  o microcontrolador como utiliza uma tensão de referência de 3.3 V não é capaz de detetar a frequência do sinal. Quando isso acontece, o microcontrolador envia “inf” para a aplicação (ver Figura 5.3 em cima). Caso a amplitude do sinal seja superior aos  $2 V_{pp}$  o valor recebido pela aplicação deverá ser o correspondente à frequência detetada (ver Figura 5.3 em baixo).

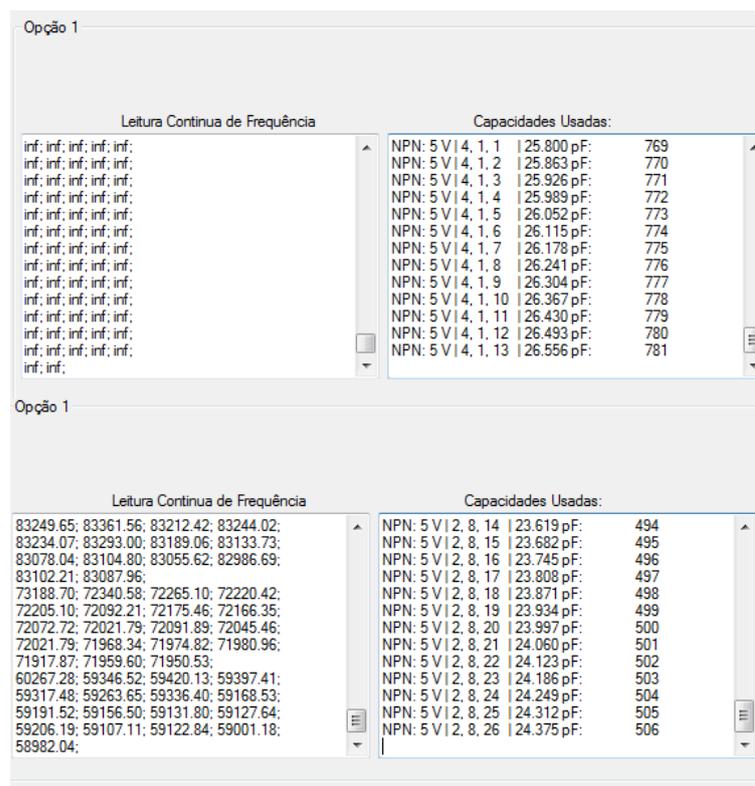


Figura 5.3 - Painel da interface gráfica com os resultados enviados do microcontrolador: sem detecção de frequência (em cima) e com os valores de frequência detetados (em baixo).

Quando o utilizador pretender parar o varrimento e a obtenção dos resultados basta carregar no botão identificado na Figura 5.2 como “Parar Leitura”.

Como estamos no projeto os sinais aplicados à entrada são sempre de frequência conhecida e de forma a proporcionar uma maior organização dos ficheiros onde são guardados os dados, à interface foi adicionado um campo que permite introduzir a frequência de entrada correspondente aos dados que irão ser adquiridos (ver painel “Introduza a frequência de entrada” na Figura 5.2). Desta forma, para a mesma frequência de entrada os dados são todos guardados no mesmo ficheiro.

### 5.3. Resultados com PCB de $C_v$ variável

#### 5.3.1. Comprovação da variação das frequências de oscilação

Para comprovar a variação das frequências e verificar se a capacidade variável estava a ser corretamente programada, aplicando 0 V à entrada, foram medidas as frequências do circuito oscilador no pino 7 do misturador. Para obtenção das frequências considerou-se todos os valores para as capacidades CDAC1 e CDAC2 constituintes da capacidade variável (ver [61]) bem como os dois valores possíveis de  $L_{eq}$ , com NPN a 0V ou a 5 V. Relativamente à componente CDAC3 da capacidade variável considerou-se apenas os valores máximos e mínimos.

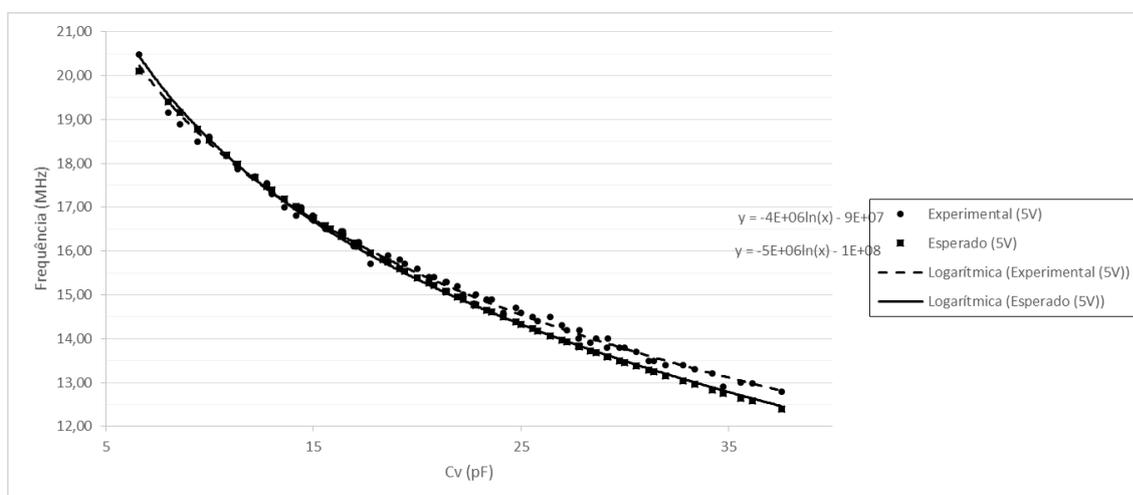


Figura 5.4 - Valores de frequência em função da capacidade variável para  $L_{eq} = L_1$ .

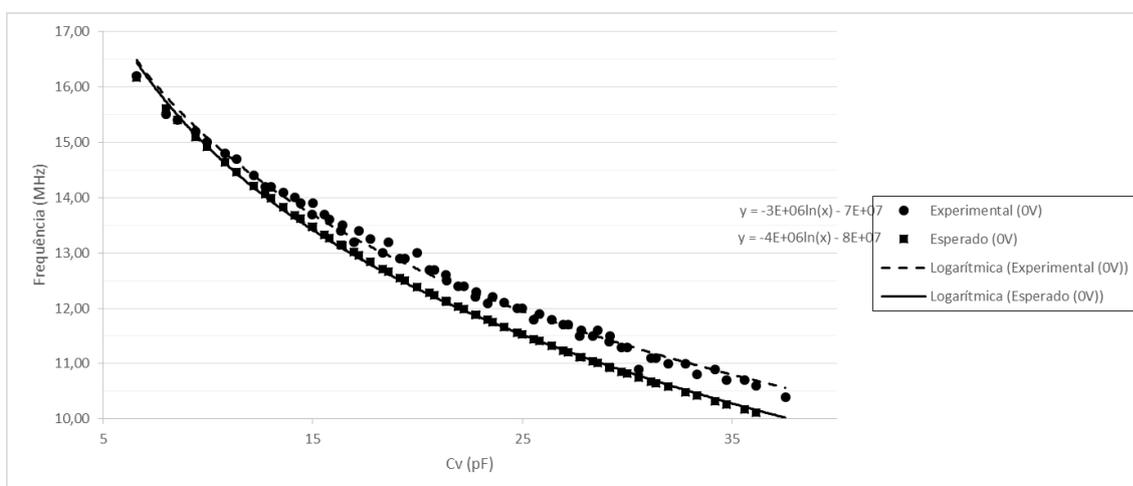


Figura 5.5 - Valores de frequência em função da capacidade variável para  $L_{eq} = L_1 + L_2$ .

Nas figuras acima, verifica-se que para o circuito oscilador os valores de frequência obtidos experimentalmente correspondem aos valores de frequência obtidos considerando a capacidade equivalente da equação (4.1). De forma mais específica, verifica-se que tanto para uma indutância equivalente de 1.8 µH ou de 3.3 µH as equações logarítmicas referentes aos dados experimentais são quase coincidentes com as dos dados esperados.

Tendo comprovada a correta variação da frequência do circuito oscilador sabemos que tanto o valor da capacidade variável como o da indutância equivalente estão a ser obtidos corretamente. Desta forma, foram então aplicados sinais sinusoidais à entrada para estudo dos restantes constituintes do sistema.

### 5.3.2. Estudo das características do sistema proposto

De forma a caracterizar o comportamento do sistema em função da entrada, foram aplicadas às entradas sinais sinusoidais. Após o tratamento dos dados obtidos com esta experiencia será possível saber qual a resolução e o desvio do sistema relativamente ao esperado.

Os sinais aplicados apresentavam amplitude de 200 mV<sub>pp</sub> e frequências entre os 10 MHz e os 20 MHz, de forma a simular as características do sinal de saída do sistema de leitura (ver secção 2.3.2.3). Os sinais aplicados nas experiências com entrada sinusoidais tinham valores de frequência, em MHz, de 20, 19, 18, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 11 e 10. Desta vez fez-se o varrimento completo, ou seja, utilizou-se todos os valores disponíveis para CDAC1, CDAC2, CDAC3 e para a alimentação do transístor, 0 V e 5 V.

Para o processamento dos dados, estando estes guardados num ficheiro de texto, foi feita a sua importação para uma folha de Excel. Nas diferentes colunas presentes na Figura 5.6 estão os diferentes dados necessários para o estudo das características do sistema.

5V		Leq: 3.30E-06										Frequência		
Valor Cv	Valor (decimal)	Ceq	Frequência Teórica	val1	val2	val3	val4	(...)	val18	val19	val20	Frequência Prática (kHz)	Frequência Teórica (kHz)	Frequência da Entrada
1.94E-11	397	3.0596E-11	15.839.150	126012	126408,3	126199,9	126286,6	126622,4	126203,9	126068,6		126,02	161	15.839.276
1.95E-11	400	3.0785E-11	15.790.454	109363,6	109348,6	109116,7	109071,3	109120,4	109052,8	109004,5		109,42	210	15.790.564
1.96E-11	401	3.0848E-11	15.774.322	96379,16	96138,83	96112,84	96017,1	95969,29	95977,35	95943,97		96,33	226	15.774.418
1.97E-11	403	3.0974E-11	15.742.204	64392,28	64328,33	64061,24	63997,69	63925,85	63898,02	63863,33		64,36	258	15.742.269
1.98E-11	404	3.1037E-11	15.726.219	48527,35	48531,32	48321,14	48147,67	48031,75	48109,45			48,58	274	15.726.268
2.02E-11	411	3.1478E-11	15.616.670	45162,91	45277,17	3,73	45591,32	45703,58	45670,7			45,16	384	15.616.715
2.05E-11	415	3.173E-11	15.553.536	105065,5	105114,5	105360,9	105403,9	105479,7	105592,4	105515,9		105,13	446	15.553.641
2.03E-11	421	3.1492E-11	15.612.198	47367,13	47325,66	47550,98	3,73	47516,8	47540,24			47,25	388	15.612.246
2.04E-11	423	3.1618E-11	15.581.059	79859,05	3,73	78338,83	78247,26	78399,48	78399,1	78289,38		78,47	419	15.581.138
2.05E-11	425	3.1744E-11	15.550.106	108837,6	108539,3	108706	108684,6	108716,3	3,73	108791		108,59	450	15.550.214
2.08E-11	429	3.1996E-11	15.488.748	82748,92	79295,85	75587,93	73558,82	73409,99	75351,92	76212,98		79,95	511	15.488.828
1.94E-11	513	3.064E-11	15.827.774	104235,9	104719,6	105989,8	106320,1	106518,3	106621,9	106734,3		101,66	172	15.827.875
1.95E-11	514	3.0703E-11	15.811.526	3,73	94619,69	94889,6	94931,83	94937,46	95096,59	95059,3		94,66	188	15.811.621
1.97E-11	517	3.0892E-11	15.763.084	52931,76	3,73	52678,89	52734,44	52677,32	52735,49			52,90	237	15.763.137
2.02E-11	525	3.1396E-11	15.636.049	54237,47	54360,41	54485,89	54423,43	54466,42	54538,64			54,33	364	15.636.103
2.02E-11	526	3.1459E-11	15.620.385	69823,87	69730,45	69883,03	69864,12	69801,64	69828,54	69876,63		69,80	380	15.620.454
2.03E-11	528	3.1685E-11	15.589.197	98601,71	98731,92	98857,64	98741,67	98700,25	98857,98	98618,12		98,65	411	15.589.295
2.04E-11	529	3.1648E-11	15.573.673	111601,7	111492,8	111514,6	111490,5	111723,3	111425,3	111447		111,49	426	15.573.784
2.05E-11	530	3.1711E-11	15.558.195	125896	126125,3	125828,7	126099,4	126172	126127,3	125974,3		125,94	442	15.558.321
2.05E-11	531	3.1774E-11	15.542.763	127180	3,73	127164,8	127077,9	127176,9	127060,8	127108,2		127,05	457	15.542.890
2.08E-11	532	3.1837E-11	15.527.377	127176,9	127073,9	127177,9	127076,9	127076,9	127060,8	127075,9		127,05	473	15.527.904
2.07E-11	533	3.19E-11	15.512.037	96501,36	91737,07	96268,28	93831,09	93186,04	91637,26	95200,78		60,13	488	15.512.097

0V		Leq: 5.00E-06										Frequência		
Valor Cv (pF)	decimal	Ceq	Frequência Teórica	val1	val2	val3	val4	(...)	val18	val19	val20	Frequência Prática (kHz)	Frequência Teórica (kHz)	Frequência da Entrada
8.49E-12	31	1.973E-11	16.024.094	121422,8	121214,9	120743,9	122289,6	120829,5	119116,8	117952,4		156,87	2408	16.024.241
8.55E-12	32	1.9793E-11	15.998.562	127061,8	127060,8	127076,9	127076,9	127060,8	127076,9	127076,9		127,05	144	15.998.689
8.50E-12	41	1.9744E-11	16.018.402	120292,6	123668,6	108672,8	85317,86	84349,92	3,73	101017,1		113,71	18,40	16.018.515
8.57E-12	42	1.9807E-11	15.992.906	127059,8	127160,8	127075,9	127063,8	127121,3	127078,9	127177,9		127,06	7,09	15.993.034
8.63E-12	43	1.987E-11	15.967.533	118066,4	117829,9	118016,7	117596,9	117694,7	117882,8	117831,6		118,07	32,47	15.967.651
8.69E-12	44	1.9933E-11	15.942.279	95653,17	95717,25	95538,36	95526,39	95162,2	94941,41	94993,26		95,65	57,72	15.942.375
8.76E-12	45	1.9996E-11	15.917.145	74126,92	74136,85	73622,46	3,73	74116,97	73662,79	73498,67		73,93	82,86	15.917.219
8.82E-12	46	2.0059E-11	15.892.129	49567,21	49538,52	50063,67	49133,26	49884,02	50752,24			49,42	107,87	15.892.179
8.88E-12	47	2.0122E-11	15.867.231	26271,24	26203,69	25530,4	27238,22	27417,97				26,44	132,77	15.867.258

Figura 5.6 - Figura demonstrativa dos dados importados e analisados em excel.

Em cada folha de Excel, referente a um valor de frequência de entrada, temos duas tabelas. Uma para o varrimento com os 5 V e outra para o mesmo varrimento mas considerando os 0 V. Dentro de cada tabela, cada linha é referente a um valor da capacidade variável.

As colunas iniciais dizem respeito aos dados teóricos. A coluna “Valor Cv” refere-se, tal como o nome indica, ao valor da capacidade variável a que correspondem todos os dados da linha. A coluna “Valor (decimal)” indica o número de capacidades variáveis que já foram programadas dentro da mesma  $L_{eq}$ . “Ceq” corresponde à capacidade equivalente que foi calculada utilizando a equação (4.1) e “Frequência Teórica” é a frequência que se espera obter no oscilador considerando esse valor de capacidade e a indutância no momento correspondente.

As colunas que se seguem “val1”, “val2” até “val20” correspondem aos valores de frequência à saída do amplificador que vão sendo medidos pelo microcontrolador, para o mesmo valor de capacidade variável. Na coluna “Frequência Prática (kHz)” é feita a média dos valores de frequência presentes nas colunas anteriores.

Finalmente, considerando os valores de “Frequência Teórica” que se espera obter no oscilador e os de “Frequência Prática (kHz)” que se obtém à saída do amplificador, faz-se uma estimativa de qual deverá ser a “Frequência de Entrada”.

Quando todo o varrimento é concluído para a mesma frequência, é feita a média de todos os valores da coluna “Frequência de Entrada”, tanto para a tabela referente aos 5 V como também para os 0 V (visível na parte superior da Figura 5.6). Depois de termos esses dois valores obtém-se o valor da frequência de entrada esperado.

Considerando os diferentes sinais de entrada, as frequências médias são apresentadas na Tabela 5.1, onde ND significa que não foi detetada nenhuma frequência.

Tabela 5.1 - Frequências reais e frequências teóricas e desvio em função do valor esperado.

Sinal de entrada (MHz)	Frequência de entrada calculada (MHz)			Desvio em função da entrada real (kHz)
	5 V	0 V	Final	
20	20.36	ND	20.36	360
19	19.24	ND	19.24	240
18	18.02	ND	18.02	20
17	16.87	ND	16.87	130
16	15.71	16.13	15.92	80
15	14.67	14.94	14.80	200
14	13.57	13.80	13.69	310
13	12.53	12.70	12.62	380
12	ND	11.60	11.60	400
11	ND	10.52	10.52	480
10	ND	ND	ND	ND

Pode-se observar que relativamente aos valores de frequência calculada existe um desvio máximo de 480 kHz face aos valores reais. Desta forma, pode-se assumir que a frequência de

entrada real ( $f_{entrada}$ ) é dada em função da frequência teórica calculada ( $f_{teórica}$ ) com uma margem de erro máxima ( $\varepsilon$ ) de 480 kHz. Esta expressão está representada na equação (5.2).

$$f_{entrada} = f_{teórica} \pm \varepsilon \quad (5.2)$$

Esta situação é explicada porque as frequências teóricas calculadas para o oscilador não corresponderem exatamente às frequências reais. Tal como vimos nos gráficos das Figura 5.4 e Figura 5.5 as linhas de tendência tinham uma equação logarítmica muito semelhante mas ligeiramente diferente. As linhas de tendência dos dados teóricos apresentam translações verticais descendentes face às linhas de tendência referentes aos dados experimentais, proporcionando assim o desvio entre o valor calculado para a entrada e o valor real.

Por outro lado, a componente logarítmica dessas mesmas linhas de tendência também é ligeiramente superior para os valores teóricos, em comparação com os práticos, o que explica o facto de o desvio ser cada vez maior com a diminuição das frequências consideradas.

Após a deteção do desvio do valor de frequência calculado face ao real foi estudada a resolução do sistema. Como a entrada do sistema proposto corresponde ao sinal de saída do sistema de leitura, o recetor heteródino deverá ser capaz de detetar a mínima variação de frequência existente nesse sinal.

O sensor de pressão colocado no *stent* (apresentado na secção 2.3.1) apresenta uma variação da capacidade  $C_s$  da Figura 2.7 de 1 pF. Esta variação da capacidade provoca uma variação de 15 kHz no valor de frequência do sinal à saída do sistema de leitura, ou seja, quando o valor de  $C_s$  aumenta 1 pF a frequência à saída diminui 15 kHz [40]. Portanto o recetor heteródino deverá ser capaz de detetar essa diminuição.

Relativamente à resolução do sistema foi calculada a variação entre um valor da coluna “Frequência de Entrada” e o seu valor anterior de forma a ser possível calcular a variação existente entre sucessivos valores. O menor valor obtido para cada um dos casos estão apresentados na Tabela 5.2, onde ND significa que não há dados para a situação.

Tabela 5.2 - Frequências de entrada e variação mínima de frequência detetada.

Sinal de entrada (MHz)	Variação mínima detetada (kHz)	
	5 V	0 V
20	16.95	ND
19	13.35	ND
18	20.70	ND
17	4.22	ND
16	3.15	8.99
15	4.5	13.84
14	5.04	5.33
13	5.86	9.75
12	ND	6.61
11	ND	3.02
10	ND	ND

Como se pode verificar entre cada valor da capacidade variável a variação dos valores de frequência à saída do amplificador é relativamente pequena, tendo em consideração a gama de frequências dos sinais de entrada e oscilador. De facto, as variações mínimas detetadas são sempre inferiores a 16.95 kHz, independentemente da frequência do sinal de entrada ou da indutância equivalente considerada. Sendo a resolução máxima do sistema proposto de 3.02 kHz este é portanto capaz de detetar as variações mínimas existentes no sinal de saída do sistema de leitura, 15 kHz.

Analizadas as características do sistema substituí-se as entrada sinusoidais por sinais provenientes do protótipo do sistema de leitura existente.

### 5.3.3. Deteção da frequência de sinais provenientes dos sensores

À entrada do sistema de leitura descrito na secção 2.3 foi ligado o protótipo existente da antena (Figura 5.7 (a)) que faz o acoplamento indutivo com a componente indutiva do protótipo do sensor de pressão (Figura 5.7 (c)).

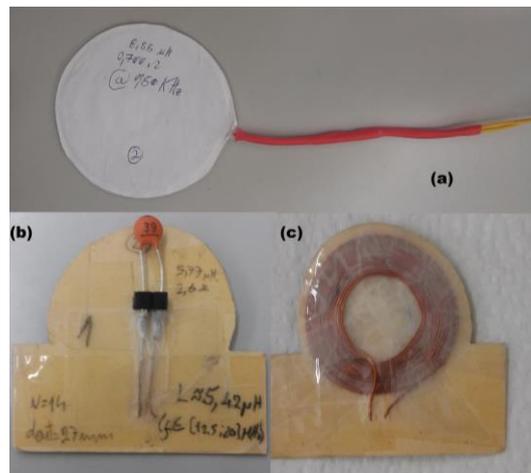


Figura 5.7 - Protótipo da antena para acoplamento indutivo (a) com o protótipo do sensor de pressão: componente  $C_s$  (b) e  $L_s$  (c).

De forma a proporcionar uma análise mais fidedigna dos dados utilizaram-se sinais com vários valores de frequência à entrada no recetor heteródino. Para isso, foram utilizados diferentes valores para a capacidade presente no protótipo do sensor de pressão e que é representativa da componente capacitiva do sensor (Figura 5.7 (b)). Utilizando a equação (2.1) calculou-se o valor das frequências dos sinais a usar, ver Tabela 5.3

Tabela 5.3 - Valores considerados no cálculo da frequência referente ao protótipo do sensor.

$L_s$ ( $\mu\text{H}$ )	k	$C_s$ (pF)	Frequência do sensor (MHz)
5.42	0.4	15	19.26
		27	14.35
		33	12.98
		39	11.94

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 5.4, onde ND significa que nenhuma frequência foi detetada. O processo de aquisição de dados, utilizando o recetor heteródino e o microcontrolador, e o posterior processamento dos mesmos foi realizado da forma descrita na secção anterior, considerando as entradas sinusoidais.

Tabela 5.4 - Frequências reais dos sensores, frequências calculadas no processamento de dados e frequência de entrada máxima e mínima esperada.

$C_s$ (pF)	Frequência calculada (MHz)			Frequência esperada (MHz)		Frequência do sensor (MHz)
	5 V	0 V	Final	Máxima	Mínima	
15	19.43	ND	19.43	19.91	18.95	19.26
27	14.12	14.56	14.34	14.82	13.86	14.35
33	13.03	13.41	13.22	13.70	12.74	12.98
39	ND	12.20	12.20	12.68	11.72	11.94

Com as frequências calculadas, a partir do método descrito na secção anterior, recorreu-se à equação (5.2) para calcular qual deveria ser a frequência de entrada esperada. Considerou-se  $\varepsilon$  com o valor, mencionado nessa mesma secção, de 480 kHz.

Como se pode visualizar na Tabela 5.4 as frequências reais do sensor estão localizadas dentro da gama de frequências esperadas. Na verdade, as frequências reais do sensor estão, há exceção da referente à capacidade de 27 pF, localizadas no intervalo entre o valor de frequência calculado e o mínimo esperado. Isto pode indicar que o erro máximo obtido na secção anterior poderá ser ligeiramente inferior ao encontrado.

Apesar desta observação os dados continuam a ser coerentes com o esperado comprovando assim que o sistema desenvolvido consegue detetar corretamente as frequências dos sinais de entrada.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

# Capítulo 6

## Conclusão e Trabalhos Futuros

As tecnologias e técnicas relacionadas com EVAR têm vindo a evoluir, desde a primeira intervenção, no decorrer dos últimos anos. Apesar de a monitorização atual consistir basicamente num acompanhamento através de exames médicos, as perspetivas futuras para esta área passam por uma vigilância apertada recorrendo ao uso de aparelhos que comuniquem constantemente com o exterior e que sejam, ao mesmo tempo, seguros para o paciente e de grande fiabilidade metrológica.

Os vários estudos até agora feitos demonstram que, apesar de esta ser uma nova tecnologia, apresenta um potencial elevado no benefício para o controle pós-cirúrgico. No entanto, por ser ainda relativamente recente, não foi possível estudá-la convenientemente (por exemplo investigar a sua relação custo benefício ao longo do tempo), não sendo estas técnicas aprovadas legalmente como ferramentas para vigilância de reparações endovasculares de aneurismas da aorta abdominal.

O sistema em desenvolvimento pretende dar resposta a essas mesmas necessidades, tendo como objetivo final um dispositivo portátil. Visando essas contínuas melhorias, pretendia-se com esta dissertação a implementação de uma solução para aquisição dos dados do sistema de leitura existente que permite-se o uso de aparelhos de menor porte e consumo que os usados. Após o desenho e dimensionamento do novo sistema de aquisição de dados, um recetor heteródino, foi possível submetê-lo a diversos testes de funcionamento. Foi possível de forma particular comprovar que o sistema consegue detetar corretamente as frequências dos sinais de entrada. Essa deteção deve-se em grande parte à realização do varrimento descrito na dissertação.

Este varrimento permite que o circuito oscilador, presente no recetor, assuma todas as frequências possíveis na gama de frequências pretendidas. Esse processo, em conjunto com o cálculo em Excel da frequência esperada, permite uma correta deteção da frequência do sinal de entrada, tornando o sistema desenvolvido e descrito na dissertação apto para ser utilizado na deteção de frequências dos sinais provenientes dos sensores colocados no *stent*.

Caso o sinal à entrada do misturador tenha uma frequência entre os 20 MHz e os 10 MHz irá ser, em algum ponto do varrimento, detetado um valor de frequência inferior a 100 kHz e, através desse valor, consegue-se saber qual o valor de frequência de entrada.

Se no final de todo o varrimento não for detetada nenhuma componente de frequência significa que o sensor de pressão colocado no *stent* não está a produzir valores entre 10 MHz e os 20 MHz, indicando que existe algum problema, o sensor *stent* deslocou-se, existe vazamento de sangue para o saco do aneurisma, etc.

O trabalho futuro passará principalmente pela melhoria da interface gráfica com o utilizador fazendo com que esta possa ser também responsável por fazer o tratamento de dados e o cálculo da frequência do sinal de entrada, que atualmente é feita em Excel. A indicação da frequência calculada para o sinal de entrada deverá ser feita de forma automática e apresentada ao utilizador no final da realização do varrimento completo.

Ainda como melhoria da interface gráfica deverá ser desenvolvida o modo de funcionamento que permite a medição da frequência com sincronização com o ECG. Contudo, essa sincronização com o ECG exige também melhorias a nível do sistema de leitura.

Finalmente, de forma a diminuir ainda mais a área de implementação do sistema recetor desenvolvido, deverá ser feito um protótipo que integre tanto a placa em PCB, que permite a baixa da frequência, como o microcontrolador presente no microprocessador utilizado.

## Referências

- [1] F. Springer, R. W. Günther, and T. Schmitz-Rode, “Aneurysm sac pressure measurement with minimally invasive implantable pressure sensors: An alternative to current surveillance regimes after EVAR?,” *Cardiovasc. Intervent. Radiol.*, vol. 31, no. 3, pp. 460-467, 2008.
- [2] “Anatomy and Physiology of the Cardiovascular System,” Jones and Bartlett Publishers, pp. 44-45.
- [3] “Heart Health Center,” *WebMD*, 2013. [Online]. Available: <http://www.webmd.com/heart/picture-of-the-aorta>. [Accessed: 01-Sep-2014].
- [4] “Aneurisma da Aorta Abdominal,” *Medtronic*, 2014. [Online]. Available: <http://www.medtronicbrasil.com.br/your-health/abdominal-aortic-aneurysm/index.htm>. [Accessed: 01-Oct-2014].
- [5] L. Taborda, L. Pereira, E. Amona, E. G. Pinto, and J. Rodrigues, “Aneurisma da aorta abdominal uma apresentação pouco frequente,” *Acta Med. Port.*, vol. 24, no. 5, pp. 857-862, 2011.
- [6] Z. Li and C. Kleinstreuer, “Blood flow and structure interactions in a stented abdominal aortic aneurysm model,” *Med. Eng. Phys.*, vol. 27, no. 5, pp. 369-382, 2005.
- [7] N. Sakalihasan, R. Limet, and O. D. Defawe, “Abdominal aortic aneurysm.,” *Lancet*, vol. 365, no. 9470, pp. 1577-89, 2005.
- [8] B. Aulivola, “Abdominal Aortic Aneurysm,” in *Common Surgical Diseases*, New York, NY: Springer New York, 2008, pp. 97-100.
- [9] R. Castro-Ferreira, M. Neiva-Sousa, S. Sampaio, P. Gonçalves Dias, A. da Costa-Pereira, and A. Freitas, “Dez anos de tratamento de aneurismas da aorta abdominal - exclusão endovascular vs. cirurgia aberta nas diferentes regiões portuguesas,” *Angiol. e Cir. Vasc.*, vol. 11, no. 2, pp. 51-60, 2015.
- [10] M. R. Labrosse, E. R. Gerson, J. P. Veinot, and C. J. Beller, “Mechanical characterization of human aortas from pressurization testing and a paradigm shift for circumferential residual stress,” *J. Mech. Behav. Biomed. Mater.*, vol. 17, pp. 44-55, 2013.

- [11] G. Martufi, "Biomechanics of abdominal aortic aneurysm : Experimental evidence and multiscale constitutive modeling," KTH School of Engineering Sciences - RoyalInstitute of Technology, 2012.
- [12] Z. Li and C. Kleinstreuer, "A comparison between different asymmetric abdominal aortic aneurysm morphologies employing computational fluid-structure interaction analysis," *Eur. J. Mech. B/Fluids*, vol. 26, no. 5, pp. 615-631, 2007.
- [13] A. D. Da Gama, "Recomendações para o tratamento do aneurisma da aorta abdominal : uma comparação das recomendações de 1992 com as de 2003," *J. Vasc. Bras.*, vol. 3, no. 1, pp. 38-42, 2004.
- [14] a K. Venkatasubramaniam, M. J. Fagan, T. Mehta, K. J. Mylankal, B. Ray, G. Kuhan, I. C. Chetter, and P. T. McCollum, "A comparative study of aortic wall stress using finite element analysis for ruptured and non-ruptured abdominal aortic aneurysms.," *Eur. J. Vasc. Endovasc. Surg.*, vol. 28, no. 2, pp. 168-176, 2004.
- [15] S. for V. S. VascularWeb, "Surgical Aneurysm Repair," *NorthPoint Domain*, 2009. [Online]. Available: <http://www.vascularweb.org/vascularhealth/Pages/surgical-aneurysm-repair.aspx>. [Accessed: 20-May-2009].
- [16] M. Prinssen, E. L. G. Verhoeven, J. Buth, P. W. M. Cuypers, M. R. H. M. van Sambeek, R. Balm, E. Buskens, D. E. Grobbee, and J. D. Blankensteijn, "A Randomized Trial Comparing Conventional and Endovascular Repair of Abdominal Aortic Aneurysms," *N. Engl. J. Med.*, vol. 351, no. 16, pp. 1607-1618, Oct. 2004.
- [17] S. for V. S. VascularWeb, "Abdominal Aortic Aneurysm," *NorthPoint Domain*, 2011. [Online]. Available: <http://www.vascularweb.org/vascularhealth/pages/abdominal-aortic-aneurysm.aspx>. [Accessed: 20-May-2009].
- [18] O. Romain, J. Mazeyrat, P. Garda, H. Talleb, D. Lautru, M. F. Wong, J. Wiart, V. F. Hanna, P. Y. Lagree, M. Bonneau, C. Kang, M. Fernandez, J. F. Gerbeau, V. Deplano, B. Berthier, C. Legallais, and P. Leprince, "RFID implantable pressure sensor for the follow-up of abdominal aortic aneurysm stented," in *6th International Conference on Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, DTIS'11 - Technical Program*, 2011, pp. 1-6.
- [19] J. L. De Bruin, A. F. Baas, J. Buth, M. Prinssen, E. L. G. Verhoeven, P. W. M. Cuypers, M. R. H. M. van Sambeek, R. Balm, D. E. Grobbee, and J. D. Blankensteijn, "Long-term outcome of open or endovascular repair of abdominal aortic aneurysm.," *N. Engl. J. Med.*, vol. 362, no. 20, pp. 1881-1889, 2010.
- [20] W. C. Sternbergh, R. K. Greenberg, T. a M. Chuter, and B. H. Tonnessen, "Redefining postoperative surveillance after endovascular aneurysm repair: Recommendations based on 5-year follow-up in the US Zenith multicenter trial," *J. Vasc. Surg.*, vol. 48, no. 2, pp. 278-285, 2008.
- [21] E. Quaia, "Detection of Endoleak After Endovascular Abdominal Aortic Aneurysm Repair," in *Contrast Media in Ultrasonography*, Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, 2003, pp. 111-115.
- [22] B. T. Katzen and A. a. MacLean, "Past, present, and future endograft devices," *Tech. Vasc. Interv. Radiol.*, vol. 8, no. 1 SPEC. ISS., pp. 16-21, 2005.
- [23] R. a. Chaer, A. Gushchin, R. Rhee, L. Marone, J. S. Cho, S. Leers, and M. S. Makaroun, "Duplex ultrasound as the sole long-term surveillance method post-endovascular

- aneurysm repair: A safe alternative for stable aneurysms,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 49, no. 4, pp. 845-849, 2009.
- [24] J. Mazeyrat, O. Romain, P. Garda, P.-Y. Lagree, M. Destrade, M. Karouia, and P. Leprince, “ENDOCOM: Abdominal Aortic Aneurysm test bench for in vitro simulation,” in *2007 29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2007, no. 3, pp. 2323-2326.
- [25] N. V. Dias, L. Riva, K. Ivancev, T. Resch, B. Sonesson, and M. Malina, “Is There a Benefit of Frequent CT Follow-up After EVAR?,” *Eur. J. Vasc. Endovasc. Surg.*, vol. 37, no. 4, pp. 425-430, 2009.
- [26] B. Sonesson, N. Dias, M. Malina, P. Olofsson, D. Griffin, B. Lindblad, and K. Ivancev, “Intra-aneurysm pressure measurements in successfully excluded abdominal aortic aneurysm after endovascular repair,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 37, no. 4, pp. 733-738, 2003.
- [27] R. a Baum, J. P. Carpenter, C. Cope, M. a Golden, O. C. Velazquez, D. G. Neschis, M. E. Mitchell, C. F. Barker, and R. M. Fairman, “Aneurysm sac pressure measurements after endovascular repair of abdominal aortic aneurysms.,” *J. Vasc. Surg. Off. Publ. Soc. Vasc. Surg. [and] Int. Soc. Cardiovasc. Surgery, North Am. Chapter*, vol. 33, no. 1, pp. 32-41, 2001.
- [28] N. V. Dias, K. Ivancev, M. Malina, T. Resch, B. Lindblad, and B. Sonesson, “Intra-aneurysm sac pressure measurements after endovascular aneurysm repair: Differences between shrinking, unchanged, and expanding aneurysms with and without endoleaks,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 39, no. 6, pp. 1229-1235, 2004.
- [29] R. Milner, K. Kasirajan, and E. L. Chaikof, “Future of Endograft Surveillance,” *Semin. Vasc. Surg.*, vol. 19, no. 2, pp. 75-82, 2006.
- [30] Y. Rozenman, R. S. Schwartz, H. Shah, and K. H. Parikh, “Wireless Acoustic Communication With a Miniature Pressure Sensor in the Pulmonary Artery for Disease Surveillance and Therapy of Patients With Congestive Heart Failure,” *J. Am. Coll. Cardiol.*, vol. 49, no. 7, pp. 784-789, 2007.
- [31] Gene Ostrovsky, “ImPressure™ Sensor,” *Medgadget*, 2006. [Online]. Available: [http://www.medgadget.com/2006/03/impresure\\_sens\\_1.html](http://www.medgadget.com/2006/03/impresure_sens_1.html). [Accessed: 01-Sep-2015].
- [32] D. Prutchi, “Remon Medical’s Implantable Pulmonary Pressure Sensor (1997-2007),” 2012. [Online]. Available: <http://www.implantable-device.com/2012/01/30/remon-medicals-implantable-pulmonary-pressure-sensor/>. [Accessed: 19-Jun-2016].
- [33] K. H. Parikh, N. Ajay, G. Satya, B. Hemang, C. Anish, S. Urmil, and C. Milan, “Remon CHF: Better Care for Congestive Heart Failure Patients,” *Gujarat Med. J.*, vol. 65, no. 2, pp. 109-110, 2010.
- [34] T. Ohki, K. Ouriel, P. G. Silveira, B. Katzen, R. White, F. Criado, and E. Diethrich, “Initial results of wireless pressure sensing for endovascular aneurysm repair: The APEX Trial-Acute Pressure Measurement to Confirm Aneurysm Sac EXclusion,” *J. Vasc. Surg.*, vol. 45, no. 2, pp. 236-242, 2007.
- [35] C. J. Parsa, M. a. Daneshmand, B. Lima, K. Balsara, R. L. McCann, and G. C. Hughes, “Utility of Remote Wireless Pressure Sensing for Endovascular Leak Detection After Endovascular Thoracic Aneurysm Repair,” *Ann. Thorac. Surg.*, vol. 89, no. 2, pp. 446-452, 2010.

- [36] J. Kpodonu, V. G. Ramaiah, J. Williams, H. Shennib, and E. B. Diethrich, "Novel Way to Confirm Successful Endovascular Repair of a Thoracic Aortic Aneurysm Using a Remote Wireless Pressure Sensor," *Ann. Thorac. Surg.*, vol. 84, no. 1, pp. 272-274, 2007.
- [37] H. Hoppe, J. a. Segall, T. K. Liem, G. J. Landry, and J. a. Kaufman, "Aortic aneurysm sac pressure measurements after endovascular repair using an implantable remote sensor: Initial experience and short-term follow-up," *Eur. Radiol.*, vol. 18, no. 5, pp. 957-965, 2008.
- [38] M. a Fonseca, M. G. Allen, J. Kroh, and J. White, "Flexible wireless passive pressure sensors for biomedical applications," 2006.
- [39] J. Zhai, T. V. How, and B. Hon, "Design and modelling of a passive wireless pressure sensor," *CIRP Ann. - Manuf. Technol.*, vol. 59, no. 1, pp. 187-190, 2010.
- [40] C. C. Oliveira, A. T. Sepulveda, N. Almeida, B. L. Wardle, J. M. da Silva, and L. A. Rocha, "Implantable Flexible Pressure Measurement System Based on Inductive Coupling," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 2, pp. 680-687, Feb. 2015.
- [41] C. C. Oliveira and J. M. da Silva, "Towards a Dependable Cardiovascular Surveillance System," in *The International Conference on Health Informatics*, Springer International Publishing, 2014, pp. 118-121.
- [42] C. Oliveira, N. Almeida, and J. M. Da Silva, "RF-based Stent-Graft Endoleakage Monitoring System," in *6.º Congresso do Comité Português da URSI - Aplicações das ondas eletromagnéticas: da eficiência energética à bioengenharia*, 2012, p. (5 pp).
- [43] A. Moreira, J. M. da Silva, and L. Rocha, "Endoleakage Monitoring Using Inductive-Coupling," in *XXV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS' 2010)*, 2010.
- [44] C. Oliveira, N. Almeida, and J. M. da Silva, "Inductive Coupling System for Endovascular Aneurysm Repair Monitoring," *pHealth 2012*, pp. 101-105, 2012.
- [45] C. for D. and R. Health, O. of S. and E. Laboratories, and C. for B. E. and Research, "Radio Frequency Wireless Technology in Medical Devices - Guidance for Industry and Food and Drug Administration Staff," *U.S. Department of Health and Human Services Food and Drug Administration*, 2013. [Online]. Available: <http://www.fda.gov/MedicalDevices/DeviceRegulationandGuidance/GuidanceDocuments/ucm077210.htm>. [Accessed: 20-May-2009].
- [46] E. C. C. (ECC), "The European Table Of Frequency Allocations And Applications In The Frequency Range 8 . 3 Khz To 3000 Ghz ( ECA Table )," *European Conference of Postal and Telecommunication Administration (CEPT)*, no. October. pp. 1-262, 2015.
- [47] K. L. Kishore, "Oscillators," in *Electronic Devices and Circuits*, Frist edit., BS Publications, 2008, pp. 429-453.
- [48] "DC1371A - Demo Board," *Linear Technology*, 2009. [Online]. Available: <http://www.linear.com/solutions/3507>. [Accessed: 01-Sep-2015].
- [49] M. Ellis, "Introduction to Mixers," *Understanding Electronic Mixers in Circuit Designs*, 1999. [Online]. Available: <http://michaelgellis.tripod.com/mixersin.html>. [Accessed: 01-Jun-2014].
- [50] C. Zapata, "Ferramenta para modelagem de sistemas de comunicação," 2007.

- [51] R. D. E. Cifuentes, "Estudo e projeto de um misturador CMOS para RF," Universidade de São Paulo, 2003.
- [52] I. Poole, "RF Mixer specification," *Radio-Electronics.com - Resources and analysis for electronics engineers*. [Online]. Available: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/mixers/rf-mixers-specifications.php>. [Accessed: 20-Apr-2009].
- [53] "SA602A: Double-balanced mixer and oscillator," *NXP Semiconductors*, 2014. [Online]. Available: [http://cache.nxp.com/documents/data\\_sheet/SA602A.pdf](http://cache.nxp.com/documents/data_sheet/SA602A.pdf). [Accessed: 29-Jun-2015].
- [54] "LT5560 Datasheet," *Linear Technology*, 2006. [Online]. Available: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5560f.pdf>. [Accessed: 27-May-2016].
- [55] "AN1994: Reviewing key areas when designing with the SA605," *NXP Semiconductors*, 2014. [Online]. Available: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN1994.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN1994.pdf). [Accessed: 20-Nov-2014].
- [56] S. Kal, "Feedback Amplification of Oscillators," in *Basic Electronics: Devices, Circuits and It Fundamentals*, Fifth edit., PHI Learning Pvt. Ltd., 2006, pp. 191-238.
- [57] O. Bishop, "Oscillators," in *Electronics - Circuits and Systems*, Fourth edi., Elsevier, 2011, pp. 119-121.
- [58] "Capacitor - Industry's Smallest Digitally Programmable Capacitor," *Maxim integrated*, 2015. [Online]. Available: [https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/sensors-and-sensor-interface/MAX1474.html/tb\\_tab0](https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/sensors-and-sensor-interface/MAX1474.html/tb_tab0). [Accessed: 13-Jun-2014].
- [59] "Programmable Capacitive Tuning IC - AZT70," *Arizona Microtek*, 2013. [Online]. Available: <http://azmicrotek.com/products/frequency-control/capacitive-tuning/azt70/>. [Accessed: 13-Jan-2015].
- [60] "Programmable Capacitive Tuning IC - AZT71," *Arizona Microtek*, 2013. [Online]. Available: <http://azmicrotek.com/products/frequency-control/capacitive-tuning/azt71/>. [Accessed: 13-Jan-2015].
- [61] "NCD2100: Non-Volatile Digital Programmable Capacitor," *IXYS - Integrated Circuits Division*, 2014. [Online]. Available: <http://www.ixysic.com/Products/ProgCap.htm>. [Accessed: 06-Jan-2015].
- [62] "Programmable Capacitive Tuning IC - CTST570," *CTS Valpey Corporation*, 2014. [Online]. Available: <http://www.ctsvalpey.com/Collateral/Documents/English-US/Products/Semiconductors/CapacitiveTuning/CTST570.pdf>. [Accessed: 15-Sep-2015].
- [63] "Programmable Capacitive Tuning IC - CTST571," *CTS Valpey Corporation*, 2014. [Online]. Available: <http://www.ctsvalpey.com/Collateral/Documents/English-US/Products/Semiconductors/CapacitiveTuning/CTST571.pdf>. [Accessed: 12-Jan-2015].
- [64] M. Rashid, "Active Filters," in *Microelectronic Circuits: Analysis & Design*, Second edi., Global Engineering Program: Christopher M. Shortt, 2011, pp. 804-854.
- [65] O. Bishop, "Active Filters," in *Electronics - Circuits and Systems*, Fourth edi., Elsevier, 2011, pp. 111-118.

- [66] J. F. Cox, "Filter Circuits," in *Fundamentals of Linear Electronics: Integrated and Discrete*, S. Clark, Ed. Delmar - Thomson Learning, 2002, pp. 439-465.
- [67] L. K. Maheswari and M. M. S. Anand, "Active Filters," in *Analog Electronics*, S. Edition, Ed. 2005, pp. 188-249.
- [68] Bruce Carter, "Active Filter Design Techniques," in *Op Amps for Everyone*, Second Ed., T. I. Incorporated, Ed. Elsevier, 2003, pp. 261-323.
- [69] "Amplifiers and Linear," *Texas Instruments*, 2000. [Online]. Available: <http://www.ti.com/analog/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=slaa068a&docCategoryId=1&familyId=57>. [Accessed: 20-Mar-2015].
- [70] "OPAx350 High-Speed, Single-Supply, Rail-to-Rail Operational Amplifiers MicroAmplifier Series," *Texas Instruments*, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa350.pdf>. [Accessed: 28-May-2015].
- [71] "OPAx277 High Precision Operational Amplifiers," *Texas Instruments*, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa277.pdf>. [Accessed: 28-Aug-2015].
- [72] "OPAx22x High Precision , Low Noise Operational Amplifiers," *Texas Instruments*, 2015. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa227.pdf>. [Accessed: 15-Aug-2015].
- [73] "AN1993: High sensivity applications of low-power RF/IF integrated circuits," *NXP Semiconductors*, 2014. [Online]. Available: [http://cache.nxp.com/documents/application\\_note/AN1993.pdf?fsrch=1&sr=3&pageNum=1](http://cache.nxp.com/documents/application_note/AN1993.pdf?fsrch=1&sr=3&pageNum=1). [Accessed: 30-May-2015].
- [74] J. J. Carr, "NE602 Primer," *Elektor Electronics*, pp. 20-25, Jan-1992.
- [75] "DC1565A Demo Board," *Linear Technology*, 2011. [Online]. Available: <http://www.linear.com/solutions/3939>. [Accessed: 01-Sep-2015].
- [76] "TPCX Data Acquisition card," *Elsys*, 2015. [Online]. Available: <http://www.elsys-instruments.com/products/tpcx.php>. [Accessed: 20-May-2009].
- [77] "Portable Data Acquisition System TraNET PPC," *Elsys*, 2014. [Online]. Available: [http://www.elsys-instruments.com/products/tranet\\_ppc.php](http://www.elsys-instruments.com/products/tranet_ppc.php). [Accessed: 20-May-2009].
- [78] "TraNET FE - LAN Data Acquisition Instrument," *Elsys*, 2014. [Online]. Available: [http://www.elsys-instruments.com/products/tranet\\_fe.php](http://www.elsys-instruments.com/products/tranet_fe.php). [Accessed: 01-Sep-2015].
- [79] "PX14400A Features," *Signatec*, 2015. [Online]. Available: <http://www.signatec.com/products/daq/high-speed-fpga-pcie-digitizer-board-px14400.html>. [Accessed: 01-Sep-2015].
- [80] "High-Speed Data Acquisition," *Signatec*, 2015. .
- [81] "Digitizers/Oscilloscopes," *ADLINK*, 2015. [Online]. Available: [http://www.adlinktech.com/Digitizer/Digitizer.php?utm\\_source=](http://www.adlinktech.com/Digitizer/Digitizer.php?utm_source=). [Accessed: 20-May-2009].
- [82] "Placas com amostragem simultânea para PCI (até 10 MS/s/canal)," *National Instruments*, 2012. [Online]. Available: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/pt/nid/209161>. [Accessed: 01-Sep-2015].

- [83] “Abdominal aortic aneurysm.” [Online]. Available: <https://www.nlm.nih.gov/medlineplus/ency/article/000162.htm>. [Accessed: 15-Apr-2016].
- [84] “Abdominal Aortic Aneurysm.” [Online]. Available: <http://www.patienteducationcenter.org/articles/abdominal-aortic-aneurysm/>. [Accessed: 15-Apr-2016].
- [85] N. M. Richardson, “Innovation: CardioMEMS EndoSure Sensor,” *inc.com*, 2009. [Online]. Available: <http://www.inc.com/magazine/20090601/innovation-cardiomems-endosure-sensor.html>. [Accessed: 01-Sep-2014].
- [86] “Dual, Ultra-Wideband, Current-Feedback Operational Amplifier with Disable,” *Texas Instruments*, 2008. .

Esta página foi intencionalmente deixada em branco

## Anexos

## Anexo A. Instrumentos de Aquisição de Dados a Alta Velocidade

Tabela A.1 - Instrumentos e dispositivos para aquisição de dados, para altas frequências, e suas características.

Identificação	Preço base	Tamanho	Características
<b>Placa DC1371A [48]</b> <i>(Linear Technology)</i> <ul style="list-style-type: none"> <li><i>Todas as variantes [75]</i></li> </ul>	\$1.950 (-1.750€)	N.D. (figura)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Resolução: 12 bit a 16 bit</li> <li><i>Sample rate</i> max.: 20 MSPS a 310 MSPS</li> <li>Frequência entrada: 5 MHz a 140 MHz</li> <li><i>Voltage supply</i>: 3 V a 6 V</li> <li>Compatível: PScope (<i>software</i> do fabricante)</li> </ul>
<b>Módulos TPCX (cartão PCI) [76]</b> <i>(Elsys)</i> <ul style="list-style-type: none"> <li><i>Também dispões de dispositivo de aquisição TraNET PPC [77] ou TraNET FE [78] baseado nos módulos</i></li> </ul>	\$3.400 (-3.040€)	N.D. (figura)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Resolução: 14 bit ou 16 bit</li> <li><i>Sample rate</i> max.: 60 MSPS a 240 MSPS</li> <li>Compatível: C++/C#, <i>Visual Basic</i> e <i>LabView</i></li> </ul>
<b>Digitalizadores de alta velocidade (cartão PCIe)</b> <b>PX1500-4, PX1500-2, PX14400A [79], PX14400D e PX14400D2</b>	\$7.150 (-6.400€)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Comprimento: 190,5 mm</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Resolução: 8 bit ou 14 bit</li> <li><i>Sample rate</i> máxima: até 400MSps</li> </ul>

<p><b>(Signatec)</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Também dispões de dispositivos de aquisição completos [80]</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Largura: 109,22</li> <li>• Altura: 19,05 mm</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Frequência entrada: 500 kHz a 400 MHz</li> <li>• <i>Voltage supply</i>: 3.3 V ou 12 V</li> <li>• Compatível: Scope App (aplicação do fabricante), com <i>kit</i> para desenvolvimento de software em C</li> </ul>
<p><b>Digitalizador de alta velocidade PCIe-9814 e PCIe-9852 [81]</b> <b>(ADLINK)</b></p>	N.D.	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Comprimento: 167,64 mm</li> <li>• Largura: 106,68 mm</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Resolução: 14 bit</li> <li>• <i>Sample rate</i> max.: 100 MSps ou 200 MSps</li> <li>• Frequência entrada: até 40 MHz</li> <li>• <i>Voltage supply</i>: 3.3 V ou 12 V</li> <li>• Compatível: LabVIEW, MATLAB, C/C+, Visual Basic, Visual Studio.NET</li> </ul>
<p><b>Placa com amostragem simultânea para PCI [82]</b> <b>(National Instruments)</b></p>	2.200€	N.D	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Resolução: 16 bit</li> <li>• <i>Sample rate</i> max.: até 10 MSps</li> <li>• Compatível: LabVIEW, MATLAB, C/C+, Visual Studio.NET</li> </ul>

Nota: N.D. - Informação não disponibilizada

## Anexo B. Capacidade Variável MAX1474

Tabela B.1 - Valores possíveis para a capacidade variável MAX1474.

Número de pulsos	Valor típico (em relação à massa) (pF)	Valor típico (diferencial) (pF)
0	6,41	0,424
1	6,63	0,769
2	6,86	1,11
3	7,09	1,45
4	7,31	1,79
5	7,54	2,13
6	7,78	2,47
7	8	2,81
8	8,22	3,13
9	8,45	3,48
10	8,67	3,82
11	8,9	4,16
12	9,12	4,49
13	9,34	4,84
14	9,57	5,18
15	9,77	5,52
16	10,02	5,84
17	10,25	6,18
18	10,47	6,53
19	10,67	6,87
20	10,87	7,2
21	11,1	7,54
22	11,33	7,88

<b>23</b>	11,57	8,22
<b>24</b>	11,8	8,55
<b>25</b>	12,02	8,89
<b>26</b>	12,24	9,24
<b>27</b>	12,46	9,58
<b>28</b>	12,68	9,91
<b>29</b>	12,91	10,25
<b>30</b>	13,14	10,59
<b>31</b>	13,33	10,93

# Anexo C. Dedução de Equações e Cálculo de Valores

## C.1.Circuito de entrada

Utilizou-se para o cálculo dos componentes do circuito de entrada o método descrito na página 7 da referência [55].

**Primeiro passo:** Assumir o valor da indutância e saber qual o “Q” dado pelo fabricante.

O indutor que se pretende usar ( $L$ ) tem um valor de  $5.6 \mu\text{H}$  e um fator de qualidade  $Q_p = 16$ , especificado pelo fabricante.

**Segundo passo:** calcular a reactância do indutor

$$X_p = 2\pi fL_0 \Leftrightarrow X_p = 351.85 \Omega$$

**Terceiro passo:** calcular a resistência da indutância

$$R_p = Q_p \times X_p \Leftrightarrow R_p = 5629.6 \Omega$$

**Quarto passo:** calcular o “Q” da malha de entrada, onde  $R'_s$  é a componente que a resistência deve ter para ser compatível com  $R_L$ ,  $R_p$  é a resistência da indutância,  $R_s$  é a resistência da fonte e  $R_L$  a resistência do modelo de entrada

$$Q = \frac{R_{total}}{X_p} = \frac{R'_s \parallel R_L \parallel R_p}{X_p} = \frac{R_L \parallel R_L \parallel R_p}{X_p} = \frac{1}{\frac{1}{5k} + \frac{1}{5k} + \frac{1}{5.63k}} = 4.9$$

**Quinto passo:** relação entre  $C_1$  e  $C_0$

$$\frac{C_1}{C_0} = \sqrt{\frac{R_S}{R_A}} - 1 = \sqrt{\frac{5k}{50}} - 1 = 9 \Leftrightarrow C_1 = 9C_0$$

Sexto passo: calcular a capacidade total  $C_T$

$$C_T = \frac{1}{X_P \omega} = 45 \text{ pF}$$

Sétimo passo: calcular  $C_0$

$$C_T = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} \Leftrightarrow 45 \text{ p} = \frac{9C_0^2}{10C_0} \Leftrightarrow C_0 = 50 \text{ pF}$$

Oitavo passo: verificação da frequência

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_T}} \Rightarrow f = 10 \text{ MHz}$$

Nono passo: atualização dos valores

$$\frac{C_{0A}}{C_{1A}} = 0.1 \Leftrightarrow C_{0A} = 0.1 C_{1A}$$

$$C_{TN} = \frac{C_{1A} C_{0A}}{C_{1A} + C_{0A}} \Leftrightarrow C_T - C_2 = \frac{C_{1A} \times 0.1 C_{1A}}{C_{1A} + 0.1 C_{1A}} \Leftrightarrow 4.25 \text{ p} = \frac{0.1 C_{1A}}{1.1} \Leftrightarrow C_{1A} = 46.75 \text{ pF}$$

Com  $C_{1A} = 46.75 \text{ pF}$  tem-se que  $C_{0A} = 4.8 \text{ pF}$ .

## C.2. Filtro

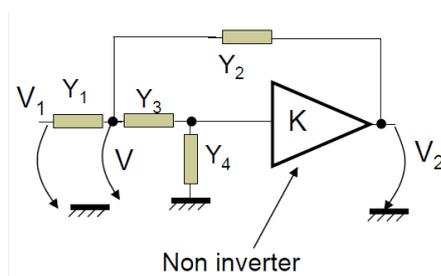


Figura C.1 - Circuito representativo do filtro com estrutura Sallen-Key para auxílio nos cálculos.

Sabemos que

$$\frac{0 - V_-}{R_5} = \frac{V_- - V_2}{R_4} \Leftrightarrow V_2 = V_- \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right)$$

Fazendo

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_5}$$

e

$$V_+ = V_-$$

temos

$$V_2 = KV_-$$

Temos ainda que

$$Y_1 = \frac{1}{R_2}$$

$$Y_2 = sC_5$$

$$Y_3 = \frac{1}{R_3}$$

$$Y_4 = sC_4$$

Como

$$Y_3(V_- - V_+) = Y_4(V_+ - 0) \Leftrightarrow V_- = \frac{Y_4 V_+ + Y_3 V_+}{Y_3} \Leftrightarrow$$

$$V_- = \frac{V_2}{K} \left( 1 + \frac{Y_4}{Y_3} \right) \Leftrightarrow V_- = \frac{V_2}{K} (1 + sC_4 R_3)$$

então

$$\frac{(V_1 - V_-)}{R_2} = \frac{(V_- - V_+)}{R_3} + sC_5(V_- - V_2) \Leftrightarrow$$

$$\frac{V_1}{R_2} = \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + sC_5 \right) (sC_4 R_3 + 1) \frac{V_2}{K} - V_2 sC_5 - \frac{V_2}{KR_3}$$

Simplificando obtem-se

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

onde

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C_4 C_5}$$

e

$$Q = \frac{1}{2m}$$

com

$$m = \left( \frac{1}{R_2 C_5} + \frac{1}{R_3 C_5} + \frac{1-K}{R_3 C_4} \right) \sqrt{R_2 R_3 C_4 C_5}$$

Assumindo  $R_2 = R_3 = R$ ,  $C_4 = C_5 = 1 \text{ nF}$  e uma frequência de corte de 100 kHz obtemos  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

### C.3. Amplificador

Considerando:

$$Z_1 = R_7$$

$$Z_2 = R_8$$

$$Z_3 = \frac{1+sR_9C_{10}}{sC_{10}}$$

$$Z_4 = R_{10}$$

Pela montagem da Figura 3.22:

$$\frac{V_{in} + V_+}{Z_1} = \frac{V_+ - 0}{Z_2} \Leftrightarrow V_+ \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1} \right) = \frac{V_{in} + V_+}{Z_1} \Leftrightarrow V_+ = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V_{in}$$

$$\frac{0 + V_+}{Z_3} = \frac{V_+ - V_0}{Z_4} \Leftrightarrow \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \frac{Z_3 + Z_4}{Z_3}$$

Substituindo  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  e  $Z_4$ :

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_{in}} &= \frac{R_8}{R_7 + R_8} \frac{\frac{1 + s R_9 C_{10} + R_{10}}{s C_{10}}}{\frac{1 + s R_9 C_{10}}{s C_{10}}} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \frac{1 + s R_9 C_{10} + s R_{10} C_{10}}{1 + s R_9 C_{10}} \\ &= \frac{R_8}{R_7 + R_8} \frac{1 + s R_9 C_{10} + s R_{10} C_{10}}{1 + s R_9 C_{10}} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \frac{1 + s C_{10} (R_9 + R_{10})}{1 + s R_9 C_{10}} \end{aligned}$$

O zero da função de transferência do é dado por

$$1 + s C_{10} (R_9 + R_{10}) = 0$$

E o pólo é dado por

$$1 + s R_9 C_{10} = 0$$

Desta forma a função de transferência está presente na figura abaixo

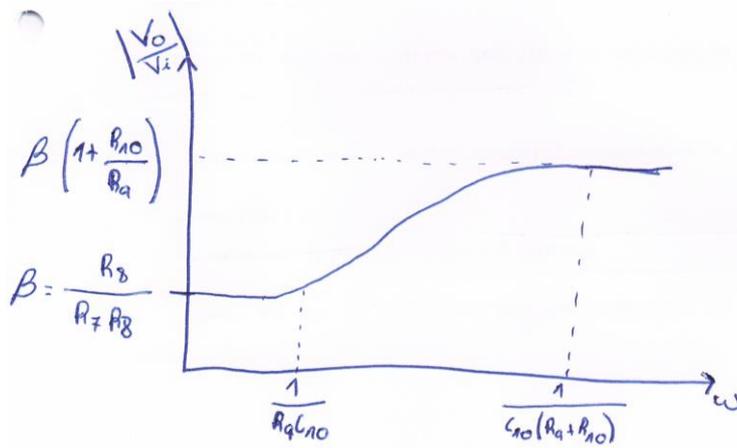


Figura C.2 - Função de transferência considerada para o amplificador.

O ganho mínimo considerado são os 5 V à entrada e os 2.5 V em torno dos quais se pretende que o sinal oscile. Assim:

$$\frac{2.5}{5} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \Leftrightarrow 2.5 R_8 + 2.5 R_7 = 5 R_8 \Leftrightarrow 2.5 R_8 = 2.5 R_7 \Leftrightarrow R_8 = R_7 = 33 k\Omega$$

Neste caso  $V_0$  corresponde à amplitude máxima pretendida, 5 V, e  $V_{in}$  corresponde aos sinais provenientes do filtro passa-baixo que apresentam amplitudes na gama dos mV. Para efeitos de dimensionamento do amplificador considera-se  $V_{in} = 110$  mV. Desta forma,

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \left( 1 + \frac{R_{10}}{R_9} \right) \Leftrightarrow \frac{5}{110m} = \frac{2.5}{5} \left( 1 + \frac{R_{10}}{R_9} \right) \Leftrightarrow \frac{R_{10}}{R_9} = 91 - 1 \Leftrightarrow R_{10} = 90 R_9$$

Considerando ainda  $f = 110$  kHz a frequência a partir da qual se obtém a máxima amplitude:

$$\omega_0 = \frac{1}{C_{10}(R_9 + R_{10})} \Leftrightarrow 2\pi f = \frac{1}{C_{10}(91R_9)} \Leftrightarrow C_{10} = \frac{1}{(2\pi f \times 91R_9)}$$

Assumindo que  $R_9 = 1$  k $\Omega$ , obtém-se que  $R_{10} = 90$  k $\Omega$  e  $C_{10} = 1$  nF.

#### C.4. Oscilador com capacidades parasita

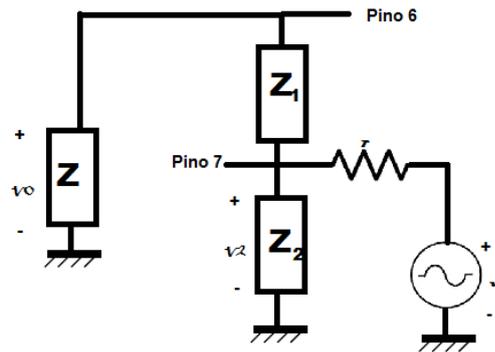


Figura C.3 - Circuito representativo das impedâncias usadas para a dedução da capacidade equivalente do circuito oscilador com capacidades parasitas.

Para o circuito da Figura C.3 sabe-se que

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{ZZ_2}{(Z + Z_1)Z_2 + r(Z + Z_1 + Z_2)}$$

onde

$$Z = Z_{Leq} \parallel Z_{Cv} \parallel Z_{Cpar} = \frac{1}{\frac{1}{Ls} + C_v s + C_{par} s}$$

$$Z_1 = Z_{C7} \parallel Z_{CBE} = \frac{1}{(C_7 + C_{BE})s}$$

$$Z_2 = Z_{C_6} // Z_{C_{par}} = \frac{1}{(C_6 + C_{par})s}$$

Logo

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{Ls} + C_V s + C_{par} s} \frac{1}{(C_6 + C_{par})s}}{\left( \frac{1}{\frac{1}{Ls} + C_V s + C_{par} s} + \frac{1}{(C_7 + C_{BE})s} \right) \frac{1}{(C_6 + C_{par})s} + rP}$$

onde

$$P = \frac{1}{\frac{1}{Ls} + C_V s + C_{par} s} + \frac{1}{(C_7 + C_{BE})s} + \frac{1}{(C_6 + C_{par})s} = \frac{as}{bs^2}$$

com

$a =$

$$\left[ L_{eq}(C + C_7)s^2 + 1 + L_{eq} + C_V s^2 + L_{eq} C_{par} s^2 \right] (C_{par} + C_6) + (1 + L_{eq} C_V s^2 + L_{eq} C_{par} s^2) (C_{BE} C_7)$$

e

$$b = (1 + L_{eq} C_V s^2 + L_{eq} C_{par} s^2) (C_{par} + C_7) (C_{par} + C_6)$$

Igualando a parte imaginária da equação anterior a zero ficamos com

$$\omega^2 = \frac{1}{L_{eq} C_{eq}}$$

Em que

$$C_{eq} = \frac{(C_{BE} + C_7)(C_{par} + C_6) + (C_V + C_{par})(C_{par} + C_{BE} + C_6 + C_7)}{C_{par} + C_{BE} + C_6 + C_7}$$

e

$$L_{eq} = L_1 + L_2$$