

## Estetoscópio Digital

**BRUNO FILIPE SANTOS RAMOS**

novembro de 2018

# ISEP

Instituto Superior de Engenharia do Porto

## Estetoscópio Digital

Tese / Dissertação

Para obter o grau de mestre no  
Instituto Superior de Engenharia do Porto,  
Defesa publica em Novembro por

Bruno Filipe Santos Ramos  
N.º Candidato : 1121596

Grau em Engenharia Eletrotécnica e Computadores  
Área de especialidade - Automação e Sistemas  
Porto, Portugal.

Supervisor:

Prof. Dr. António Avelino Amorim Marques

Copyright © 2018 by EE

All rights reserved. No part of the material protected by this copyright notice may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage and retrieval system, without the prior permission of the author.

ISBN ++-++++-++++-

Bruno Ramos email: 1121596@isep.ipp.pt

*To my wife.*



# Agradecimentos

Agradeço ao Eng.º Avelino Marques, na qualidade de orientador o contributo com a seleção da bibliografia a estudar assim como a orientação científica necessária para a elaboração deste projeto.

Aos meus colegas de curso agradeço as discussões técnicas e a colaboração nos trabalhos académicos que nos fizeram crescer.

Um agradecimento ainda ao ISEP na condição de instituição que me formou, pois facultou todos os meios para a realização deste projeto.

Por fim e não menos importante agradeço á minha família o apoio e compreensão em mais um ciclo de estudos. À minha mulher um agradecimento especial pois foi o meu pilar durante todo este processo.



# Resumo

As doenças do coração são ainda hoje em dia uma grande causa de morte. A maioria destas doenças podem ser detetadas através da auscultação do som do coração. A auscultação do coração tradicional remonta ao século 19, atualmente na era digital começam a ser desenvolvidos os estetoscópios digitais. Este projeto foi realizado com o objetivo de implementar um estetoscópio digital. Para isso foi realizado o estudo do mercado e das tecnologias utilizadas em projetos semelhantes. Estudou-se também os vários tipos de sensores utilizados para adquirir os sons do coração. O protótipo funcional realizado contempla 2 filtros analógicos. Um que permite limitar as frequências para adquirir o som do coração e pulmões e outro que limita apenas aos sons do coração. Para a digitalização foi utilizado um micro-controlador que posteriormente estimula uma coluna e envia o sinal amostrado para o Matlab. O protótipo permite a seleção do filtro analógico a aplicar e permite a amplificação do som aplicado à coluna com recurso de um amplificador de áudio. A implementação em software faz uso de um sistema em tempo real permitindo a execução das tarefas no tempo necessário e permitindo de futuro um escalonamento superior.

**Palavras-chave:** Som do coração, Estetoscópio Digital, Filtros analógicos, Micro-controlador, Sistema em tempo real.



# Abstract

Heart diseases are still, nowadays, a major cause of death. Most of these diseases can be detected through the auscultation of the heart sound. The auscultation of the heart goes back to the 19th century, digital stethoscopes are now being developed in the digital era. This project was carried out with the objective of implementing a digital stethoscope. In this way, a study of the market and of the technologies used in similar projects was undergone. The various types of sensors used to acquire the sounds of the heart were also studied. The functional prototype implemented includes 2 analogue filters. One that allows you to limit the frequencies to get the sound of the heart and lungs and another that limits only it to the sound of the heart. A micro-controller was used for the digital acquisition, which then stimulates a speaker and sends the sampled signal to Matlab. The prototype allows selection of the analogue filter to be applied and allows amplification of the sound applied to the speaker with the use of an audio amplifier. The software implementation makes use of a real-time system allowing the performance of the tasks in the necessary time and allowing a future higher scheduling.

**Keywords:** Heart sound, Digital stethoscope, Analog filters, Micro-controller, Real time system.



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização . . . . .	1
1.2	Objetivos . . . . .	2
1.3	Calendarização . . . . .	3
1.4	Organização do relatório . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Estado da Arte</b>	<b>5</b>
2.1	Phonocardiogram(PCG) . . . . .	6
2.1.1	Sons do Coração . . . . .	7
2.1.2	Características do sinal . . . . .	8
2.1.3	Posições de leitura do sinal . . . . .	10
2.1.4	Sensores para ouvir o som do coração . . . . .	11
2.1.5	Arquiteturas usadas nos estetoscópios digitais . . . . .	15
2.1.6	Estetoscópios comerciais e as suas características . . . . .	18
2.2	Eletrocardiogram(ECG) . . . . .	22
2.2.1	Características do Sinal . . . . .	23
2.2.2	The Einthoven Triangle . . . . .	24
2.2.3	Colocação dos elétrodos . . . . .	25
2.3	Circuito típico de aquisição de sinal analógico e conversão em digital	26
2.3.1	Amplificador . . . . .	27
2.3.2	Filtros e filtro anti-aliasing . . . . .	28
2.3.3	Conversor analógico digital e frequência de amostragem . . . . .	32
2.4	Mecanismos/aplicativos para aquisição e transferência em tempo real dos dados adquiridos . . . . .	33
2.4.1	Tarefas . . . . .	33
2.4.2	Mecanismos de sincronização e exclusão mútua . . . . .	35
2.4.3	Filas de mensagens . . . . .	36

<b>3</b>	<b>Arquitetura usada no desenvolvimento do estetoscópio - Projeto e simulação</b>	<b>37</b>
3.1	Diagrama de blocos do sistema . . . . .	37
3.2	Arquitetura do sistema . . . . .	38
3.2.1	Microcontrolador . . . . .	39
3.2.2	Microfone . . . . .	40
3.2.3	Coluna . . . . .	41
3.2.4	Condicionamento de sinal . . . . .	41
3.2.5	ECG . . . . .	48
3.3	Vetores de testes . . . . .	52
3.3.1	<i>Hardware</i> . . . . .	52
3.3.2	<i>Software</i> . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Protótipo do estetoscópio</b>	<b>53</b>
4.1	<i>Hardware</i> . . . . .	53
4.1.1	Microfone . . . . .	54
4.1.2	Aquisição de sinal . . . . .	54
4.1.3	Amplificador de áudio . . . . .	57
4.2	<i>Software</i> . . . . .	59
4.2.1	Algoritmo microcontrolador . . . . .	59
4.2.2	Matlab - Simulink . . . . .	64
4.3	Testes e validação . . . . .	67
4.3.1	<i>Hardware</i> . . . . .	67
4.3.2	<i>Software</i> . . . . .	71
<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>79</b>
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>83</b>
	<b>Anexo A - Ciclo Cardíaco.</b>	<b>87</b>
	<b>Anexo B - Algoritmo</b>	<b>89</b>

## Lista de Figuras

2.1	Localização do coração. Retirado de [31]. . . . .	6
2.2	Diástole e sístole. Retirado de [28]. . . . .	7
2.3	Sons do coração, S1 e S2. Retirado de [28] . . . . .	8
2.4	Frequências dos sons cardíacos. Retirado de [27] . . . . .	9
2.5	Características dos Sons do coração. Retirado de [25]. . . . .	10
2.6	Areas de auscultação cardíaca. Retirado de [31] . . . . .	11
2.7	Efeito da polarização do eletreto nas placas. Retirado de [29]. . . . .	12
2.8	Estrutura interna do eletreto. Retirado de [19]. . . . .	13
2.9	Esquemático do circuito interno do sensor do tipo electreto. Retirado de [19]. . . . .	13
2.10	Viga piezoelétrica. Retirado de [29]. . . . .	14
2.11	Sensor Piezoelétrico em corte. Retirado de [29]. . . . .	14
2.12	a)Princípio de funcionamento do microfone MEMS; b) Constituição interna do MEMS; Retirado de [25]. . . . .	15
2.13	Diagrama de blocos do sistema e esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [25]. . . . .	16
2.14	a)Foto de um estetoscopio digital; b) Arquitetura do sistema; Retirado de [32]. . . . .	16
2.15	Diagrama do fluxo do sistema. Retirado de [21]. . . . .	17
2.16	Esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [21]. . . . .	17
2.17	Diagrama de blocos do sistema e esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [25]. . . . .	18
2.18	3M Littmann modelo 3200. Retirado de [3]. . . . .	19
2.19	Thinklabs One. Retirado de [10]. . . . .	20
2.20	Filtragem no Thinklabs One. Retirado de [10]. . . . .	21
2.21	Cardionics Clinical E-scope 2 . Retirado de [2]. . . . .	22
2.22	Eletrocardiograma - principais ondas e intervalos. Retirado de [22] .	23
2.23	Potencial de ação. Retirado de [33] . . . . .	24
2.24	Triângulo de Einthoven [22] . . . . .	25
2.25	Posição dos eletrodos de 12 derivações. Retirado de [23]. . . . .	25

2.26	Posição dos eletrodos de 3 derivações. Retirado de [23]. . . . .	26
2.27	Posição dos eletrodos de 5 derivações. Retirado de [23]. . . . .	26
2.28	Topologia de um circuito de aquisição de sinal. Retirado de [18]. . .	27
2.29	a)Montagem inversora; b)Montagem não inversora; Retirado de [15].	27
2.30	a)Filtro passa baixo; b)Filtro passa alto; c)Filtro passa banda; d)Filtro rejeita banda; Retirado de [16]. . . . .	28
2.31	Caracterização de um filtro passa baixo. Retirado de [18]. . . . .	29
2.32	Efeito do aumento da ordem do filtro passa baixo. Retirado de [18].	30
2.33	Arquitetura de um filtro activo de 1. <sup>a</sup> ordem. Retirado de [18]. . . .	30
2.34	Arquitetura de um MFB. Retirado de [18]. . . . .	31
2.35	Arquitetura de um <i>Sallen-Key</i> . Retirado de [18]. . . . .	31
2.36	Possíveis estados das tarefas. Retirado de [4] . . . . .	34
2.37	<i>Handler</i> de uma tarefa. Retirado de [4] . . . . .	35
2.38	Semáforo binário. Retirado de [4] . . . . .	36
2.39	Fila de mensagens. Retirado de [4] . . . . .	36
3.1	Diagrama de blocos do sistema . . . . .	38
3.2	Arquitetura do sistema . . . . .	38
3.3	XMC4700 - Infineon. Retirado de [14]. . . . .	39
3.4	WM-61A, retidado de [13] . . . . .	40
3.5	Esquema do circuito de alimentação. Retirado de [19]. . . . .	41
3.6	Circuito de condicionamento de sinal, sensor electreto . . . . .	42
3.7	Sinal gerado pelo modelo do sensor eletreto e sinal de saída do am- plificador . . . . .	44
3.8	Resposta em frequência do circuito de condicionamento de sinal . . .	44
3.9	Filtro passa-baixo com frequência de corte de 1 kHz . . . . .	45
3.10	Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixo . . . . .	46
3.11	Configuração da análise AC . . . . .	47
3.12	Resposta em frequência do filtro passa-baixo . . . . .	47
3.13	Resposta em frequência . . . . .	48
3.14	Circuito de condicionamento de sinal . . . . .	48
3.15	Arquitetura do sistema com PCG e ECG . . . . .	49
3.16	Condicionamento de sinal ECG. Retirado de [5]. . . . .	49
3.17	Circuito de aquisição do sinal de ECG. . . . .	50
3.18	Circuito de amplificação e filtragem. . . . .	51
3.19	Circuito do ECG simulado. . . . .	51
4.1	Montagem do WM-61A. . . . .	54

---

4.2	<i>Pin out</i> do LM358AN. Retidado de [7] . . . . .	56
4.3	<i>Pin out</i> do LM324N. Retidado de [6] . . . . .	56
4.4	Simulação do filtro passa-baixo ( $F_c = 200$ Hz) ajustado para as resistências de mercado . . . . .	57
4.5	Resposta em frequência do filtro passa-baixo ( $F_c = 200$ Hz) ajustado para as resistências de mercado . . . . .	57
4.6	Circuito de amplificador de audio. Retirado de [8]. . . . .	58
4.7	Esquema elétrico do LM386. Retidado de [8] . . . . .	58
4.8	Configuração do RTOS . . . . .	60
4.9	Configuração de interrupções sugerida pelo FreeRTOS, Retirado de [4]. . . . .	60
4.10	Configuração das interrupções do FreeRTOS realizada . . . . .	61
4.11	Configuração do DAC. Retirado do IDE Dave . . . . .	62
4.12	Limites de tensão na saída do DAC. Retirado do IDE Dave . . . . .	62
4.13	Fluxograma de do sistema desenvolvido . . . . .	63
4.14	Fluxograma das tarefas do sistema . . . . .	64
4.15	Modelo implementado em Simulink para aquisição do sinal . . . . .	64
4.16	Representação gráfica do sinal adquirido . . . . .	65
4.17	Resposta em frequência do filtro FIR de ordem 100 . . . . .	66
4.18	Espectro de frequência por aplicação do filtro FIR passa-baixo . . . . .	66
4.19	Sinal na saída do microfone . . . . .	67
4.20	Sinal na saída do amplificador . . . . .	68
4.21	Sinal na saída do filtro - sinal de entrada a 100 Hz, frequência de corte 1 kHz. . . . .	69
4.22	Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 1 kHz, frequência de corte 1 kHz. . . . .	69
4.23	Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 50 Hz, frequência de corte a 160 Hz. . . . .	70
4.24	Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 160 Hz, frequência de corte a 160 Hz . . . . .	71
4.25	Sinal de 1kHz e 3,3V pico a pico adquiridos pelo ADC . . . . .	71
4.26	Sinal de 1kHz e 3,3V pico a pico na saída do DAC . . . . .	72
4.27	Sinal de 100Hz e 3,3V pico a pico adquiridos pelo ADC e filtro de média deslizante . . . . .	72
4.28	UART a enviar um byte com o <i>bitrate</i> de 115200. . . . .	73
4.29	Detalhe da UART a enviar um byte com o <i>bitrate</i> de 115200 . . . . .	74
4.30	UART a enviar um 2 <i>bytes</i> mais terminação com o <i>bitrate</i> de 115200. . . . .	75

LISTA DE FIGURAS

---

4.31	UART a enviar um 2 <i>bytes</i> mais terminação com o <i>bitrate</i> de 256000.	76
4.32	Onda triangular recebida no Matlab . . . . .	77
4.33	Matlab - recepção de uma senoide a 100 Hz taxa de transmissão 1 kHz . . . . .	77
5.1	Protótipo funcional do sistema desenvolvido . . . . .	80
5.2	Diagrama com o som adquirido utilizando uma filtragem de 160Hz . .	80
5.3	Diagrama com o som adquirido no Matlab filtrado . . . . .	81

## Lista de Tabelas

1.1	Calendarização . . . . .	3
3.1	Tabela de parâmetros do WM-61A . . . . .	40
4.1	Tabela comparativa de amplificadores operacionais . . . . .	55



## Acrónimos

<b>ADC</b>	<i>Analog-Digital Converters</i>
<b>ANR</b>	<i>Ambiente Noise Reduction</i>
<b>API</b>	<i>Aplication User Interface</i>
<b>CPU</b>	<i>Central Processing Unit</i>
<b>DAC</b>	<i>Digital-Analog Converters</i>
<b>DEE</b>	Departamento de Engenharia Eletrotécnica
<b>DSP</b>	<i>Digital Sinal Processing</i>
<b>ECG</b>	<i>Electrocardiogram</i>
<b>FIFO</b>	<i>First In First Out</i>
<b>FPU</b>	<i>Floating Point Unit</i>
<b>FreeRTOS</b>	<i>Free Real Time Operation System</i>
<b>IDE</b>	<i>Integrated Development Environment</i>
<b>ISEP</b>	Instituto Superior de Engenharia do Porto
<b>MEEC</b>	Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
<b>MEMS</b>	<i>Micro-Eletric-Mechanical System</i>
<b>MFB</b>	<i>Multiple Feedback</i>
<b>PC</b>	<i>Personal Computer</i>
<b>PCG</b>	<i>Phonocardiogram</i>
<b>RISC</b>	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
<b>SC</b>	Sons do Coração
<b>UART</b>	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>



# 1

## Introdução

Na cadeira de Tese e Dissertação do 2.º Ano do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores (MEEC), do Departamento de Engenharia Eletrotécnica (DEE), no Instituto Superior de Engenharia do Porto (ISEP) é pedido aos alunos que realizem uma dissertação sobre um tema relacionado com a engenharia eletrotécnica e que apliquem o apreendido ao longo do curso. O projeto aqui apresentado foi realizado nas instalações do ISEP e tem como tema a aquisição e registo do sinal sonoro do coração humano.

### 1.1 Contextualização

O estetoscópio é um instrumento usado na medicina para efetuar o diagnóstico de problemas de coração. De acordo com [24] o estetoscópio foi desenvolvido por Rene Laennec, no hospital de Paris em 1816. Neste artigo é apresentado um desenvolvimento histórico bastante completo, do estetoscópio até aos dias de hoje. O estetoscópio sofreu vários melhoramentos, a inclusão do tubo elástico, a divisão do sinal para ouvir através dos dois ouvidos, assim como a incorporação de mecanismos de redução do ruído. Atualmente com a era digital são apresentadas novas soluções para auxílio da medicina.

As doenças do coração são ainda hoje em dia uma grande causa de morte, 8.76 milhões em 2015 [11]. A maioria das doenças do coração são possíveis de detetar através do som que o coração produz [25]. Ouvir o coração humano é um meio muito

importante para a detecção de problemas no coração. A auscultação tradicional é caracterizada por necessitar de um médico especialista e de uma amplificação do sinal sonoro do coração para que o médico seja capaz de realizar a interpretação. O médico necessita de muita experiência e de boa capacidade auditiva. Fica então evidente que uma ajuda digital para detecção de doenças e para transporte do som em si é muito relevante. O registo do som (*Phonocardiogram* (PCG)) até um médico pode ser importante em situações de baixa densidade populacional onde a deslocação do utente até ao médico mais próximo seja de todo difícil. A interligação do estetoscópio com o PC é então uma ajuda muito importante na redução da morte por problemas de coração.

Antes do aparecimento do PCG surge o *Electrocardiogram* (ECG), este permitiu uma análise dos eventos mecânicos do coração. Tendo sido considerado um avanço significativo não contempla os componentes de frequência individual do sinal do coração. Sendo estes observados no PCG.

Neste projeto é apresentada uma solução que tem por objetivo registar os sons do coração e envia-los para o *Personal Computer* (PC) para posterior análise e tratamento de dados.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste projeto é fazer a aquisição do som do coração humano, por forma a que o médico especialista possa retirar novas conclusões com os dados obtidos. Para a concretização deste objetivo final é necessária a realização das seguintes tarefas:

- Estudo dos Sons do Coração (SC);
- Estudo dos sinais elétricos do coração;
- Estudo dos produtos em mercado;
- Estudo da tecnologia utilizada no desenvolvimento de PCG;
- Estudo dos tipos de sensores utilizados na obtenção de sinais sonoros;
- Estudo de circuitos de amplificação de sinais sonoros;
- Estudo da tecnologia utilizada no desenvolvimento de ECG;
- Implementação de um microcontrolador para aquisição do sinal e envio para o PC;

### 1.3 Calendarização

Na calendarização deste projeto foram referenciadas as principais tarefas necessárias para a realização do mesmo. Na tabela 1.1 é apresentado o plano mensal da realização deste projeto.

Tabela 1.1: *Calendarização*

Atividade:	Out.	Nov.	Dez.	Jan.	Fev.	Mar.	Abr.	Mai.	Jun.	Jul.	Ago.	Set.	Out.
Pesquisa de Bibliografia	■	■											
Definição dos objetivos e requisitos		■	■										
Estudo do estado da arte e alternativas			■	■	■								
Elaboração do Relatório				■	■	■	■	■	■	■	■	■	■
Definição da arquitetura do sistema						■							
Procedimentos e vetores de testes							■						
Lista de componentes							■	■					
Implementação protótipo funcional								■	■	■	■	■	
Desenvolvimento do Software									■	■	■	■	
Programação do micro para recolha de dados				■	■					■	■	■	
Implementação do sistema em tempo real				■	■					■	■	■	
Envio dos dados para o Matlab										■	■	■	
Aquisição e tratamento dos dados pelo Matlab											■	■	■
Testes e validação										■	■	■	■
Elaboração da apresentação													■

### 1.4 Organização do relatório

Este relatório está dividido em seis capítulos:

1. **Introdução** - Realiza uma breve introdução ao tema. Apresenta os objetivos do projeto. Descreve a calendarização do projeto e a organização do relatório.
2. **Estado da Arte** - Apresenta o estudo realizado sobre os sinais do coração e tecnologias utilizadas na elaboração de projetos similares.
3. **Arquitetura usada no desenvolvimento do estetoscópio - Projeto e simulação** - Detalha a arquitetura do projeto a realizar e seus constituintes (microcontrolador, sensores, circuitos de amplificação). Apresenta os testes de validação a realizar ao protótipo.
4. **Protótipo do estetoscópio** - Apresenta o protótipo realizado, explicando a interligação dos vários componentes do projeto assim como a descrição da

implementação e das tomadas de decisão tomadas ao longo do projeto.

5. **Resultados** - Apresenta o resultado do projeto realizado, sendo descritas as experiências realizadas.
6. **Conclusão** - Estabelece as conclusões do trabalho realizado e apresenta os possíveis desenvolvimentos futuros

# 2

## Estado da Arte

Neste capítulo são analisadas as várias temáticas que envolvem a elaboração de um PCG. Inicialmente é descrito o que é um PCG e o seu princípio de funcionamento. É apresentado o estudo dos produtos no mercado e de alguns projetos desenvolvidos para determinar qual a estrutura adequada à elaboração deste projeto e as características comuns de um PCG.

Posteriormente são descritas as características do sinal que se pretende obter por forma a servir de base para a escolha do sensor, para o dimensionamento do ganho do amplificador e para a definição da frequência de corte do filtro passa baixo.

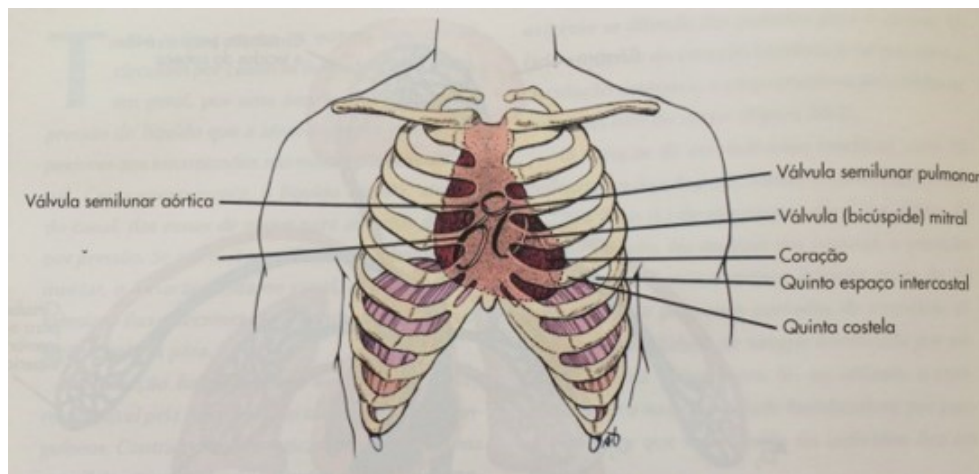
Neste capítulo são ainda detalhadas as posições de leitura do sinal no corpo humano. É também realizado um estudo dos sensores habitualmente utilizados para esta aplicação.

Para um conhecimento mais alargado do funcionamento do coração foi elaborado também um estudo do ECG. O ECG traduz a componente elétrica cardíaca, e como tal foi necessário o estudo de alguns conceitos elétricos do corpo humano a fim de perceber o seu princípio de funcionamento.

Os temas da amplificação, filtragem e a seleção da frequência de amostragem serão abordados neste capítulo pois, estes temas são essenciais para a realização da aquisição de um sinal analógico convertido para formato digital. É efetuada uma análise sobre filtros analógicos adequados às características deste projeto. O objetivo desta análise é a redução do ruído provocado por sinais externos. O último tema abordado é a definição do diagrama de blocos do sistema.

## 2.1 Phonocardiogram(PCG)

O coração é um órgão vital do ser humano que tem a forma e as dimensões aproximadas de uma mão fechada, é constituído por quatro cavidades, duas aurículas e dois ventrículos e localiza-se no mediastino, ligeiramente para a esquerda do esterno. A figura 2.1 apresenta a posição do coração no corpo humano. Na saúde é muito importante conhecer a localização do coração na cavidade torácica para assim se colocar corretamente o estetoscópio ou os elétrodos para, respetivamente, auscultar os sons cardíacos ou para registar os sinais elétricos traduzidos no eletrocardiograma [31].



**Figura 2.1:** Localização do coração. Retirado de [31].

O coração pode ser visto como uma bomba, este é responsável por bombear o sangue para o resto do corpo. Para isso está dividido duas partes muito semelhantes, uma envia o sangue para os pulmões e outra que envia o sangue para o resto do corpo. A azul na figura 2.2 é indicado o sangue que é bombeado para os pulmões. A vermelho o que regressa dos pulmões e posteriormente é enviado para o corpo humano. Cada uma destas partes é composta por uma aurícula e por um ventrículo. As aurículas quando contraídas completam o enchimento dos ventrículos, aumentando assim a pressão dentro dos ventrículos para posterior envio do sangue para o corpo com mais pressão. Estes movimentos correspondem a diferentes fases de funcionamento do coração. O enchimento das aurículas e dos ventrículos é chamada de diástole. A contração do músculo do coração provoca o bombear do sangue e chama-se sístole. A sístole está dividida entre a sístole auricular que corresponde à contração das aurículas e à sístole ventricular que corresponde à contração dos ventrículos [31]. Na figura 2.2 realçado o descrito e apresentadas as duas fases men-

cionadas. O ciclo cardíaco é detalhado no anexo A, lá é apresentado na linha do tempo todas as fases descritas e o sinais que podemos medir em cada uma das fases.

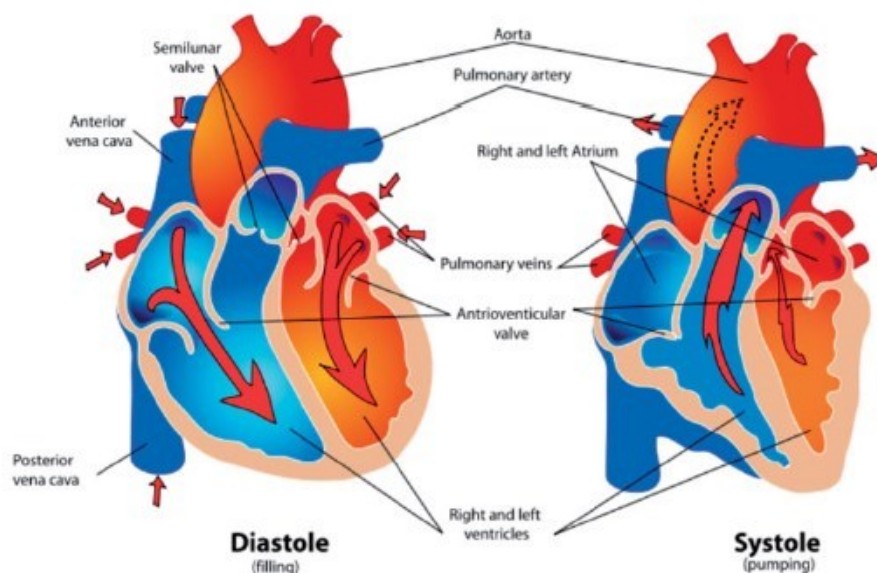


Figura 2.2: Diástole e sístole. Retirado de [28].

O PCG é a representação gráfica dos sons do coração. Para isso precisamos de transcrever as ondas sonoras em sinais elétricos. O desenvolvimento de novos sensores, novas técnicas de processamento digital de sinais e a crescente capacidade de transmissão tem potenciado o desenvolvimento de novos estetoscópios digitais cada vez melhores e com mais funcionalidades. Dentro das funcionalidades mais comuns está a possibilidade de usar filtros configuráveis, isto permite selecionar o que se pretende ouvir; os sons do coração, os sons dos pulmões ou os dois em simultâneo. O desenho de novos sensores e o desenvolvimento de algoritmos para reduzir o ruído são também temas que as empresas envolvidas acrescentam aos seus produtos. Atualmente, não existe no mercado um produto que efetue o diagnóstico completo de doenças cardíacas. No geral os equipamentos possuem capacidade de auscultação e gravação para posterior envio para o PC via cabos ou *Bluetooth* [25].

### 2.1.1 Sons do Coração

Os SC são gerados pelos músculos do coração e pela passagem do sangue por ele [24]. Um coração saudável apenas apresenta dois sons (S1) e (S2). Os sons do coração são gerados quando as válvulas fecham. O primeiro som (S1) é gerado quando o par de válvulas atrioventricular (válvula mitral e tricúspide) fecha e o som (S2) quando

o par de válvulas semilunares (válvula aórtica e pulmonar) fecha. A sístole começa no fim de S1 e termina antes de começar o S2. A diástole começa no fim do S2 e termina antes do S1 do próximo ciclo [28]. Na figura 2.3 é apresentado o sinal de um coração saudável, retirado de [25]. No caso de existirem sons anormais do coração podem aparecer entre S2 e S1 os sons S3 e S4 que indicam mau funcionamento do coração.

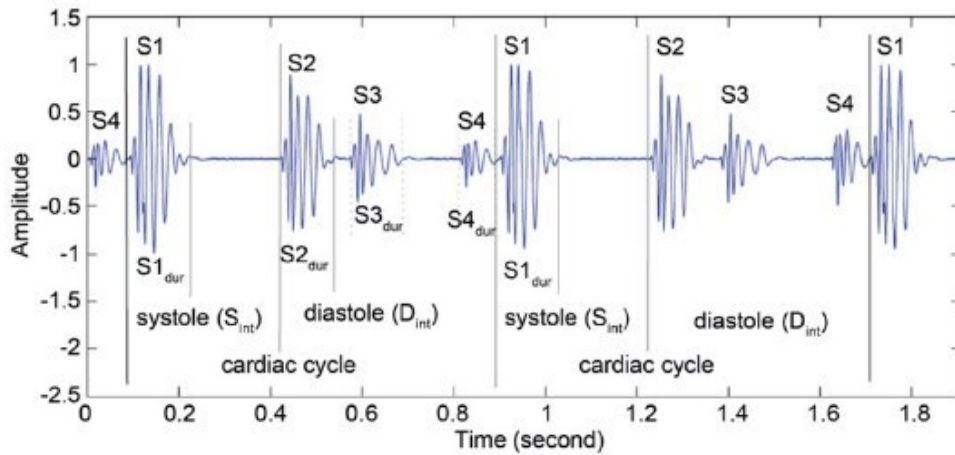


Figura 2.3: Sons do coração, S1 e S2. Retirado de [28]

### 2.1.2 Características do sinal

Neste subcapítulo vai ser descrito com detalhe cada um dos sons do coração. Será detalhado as características como:

- Causa;
- Localização temporal;
- Duração;
- Frequência;
- Relação com a onda do ECG;

Começando por S1, como já foi referido, é provocado pelo fecho das válvulas mitral e tricúspide. Este sinal é o de maior intensidade comparado com S2. S1 tem duração longa (50 a 100 ms), baixa frequência (30 a 100 Hz) e corresponde à onda R do sinal do ECG [17].

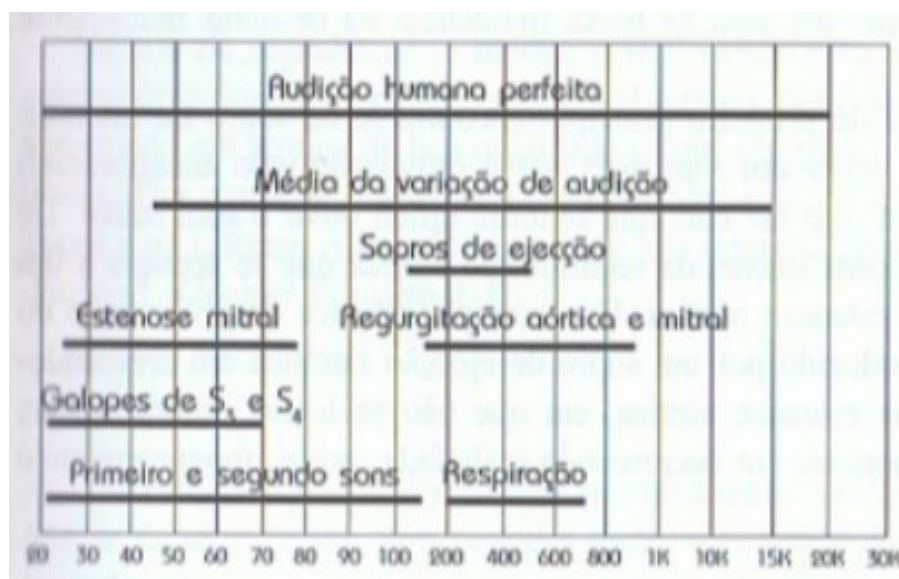
O som S2 é causado pelo fecho das válvulas aórtica e pulmonar e é o ponto onde termina a sístole ventricular e começa a diástole ventricular. S2 tendo menor

intensidade que S1, tem um pico superior, tem baixa duração (25 a 50 ms) e uma frequência inferior a 100 Hz [17].

O terceiro som, S3 é raro e aparece no início da diástole logo após S2 (0.1 a 0.2 s depois de S2 ) [25]. Este é causado pelo rápido enchimento ventricular e está relacionado com disfunção ou sobrecarga de volume dos ventrículos. S3 é normalmente inaudível em crianças e jovens mas representa um problema quando audível em adultos [17].

O quarto som, S4 é causado pela vibração de válvulas, estruturas de suporte e paredes ventriculares [25], ocorre durante o período diastólico, entre 0.07 e 0.1 s antes de S1.

Na figura 2.4 são apresentadas as frequências onde os sons cardíacos e pulmonares operam. De salientar que S1 e S2 são audíveis entre a frequência de 20 a 150 Hz.



**Figura 2.4:** Frequências dos sons cardíacos. Retirado de [27]

O diagrama da figura 2.5 resume os sons do coração, referindo as características do mesmo, local onde se deve realizar a auscultação cardíaca e no caso dos sons anormais, quais as doenças relacionadas.

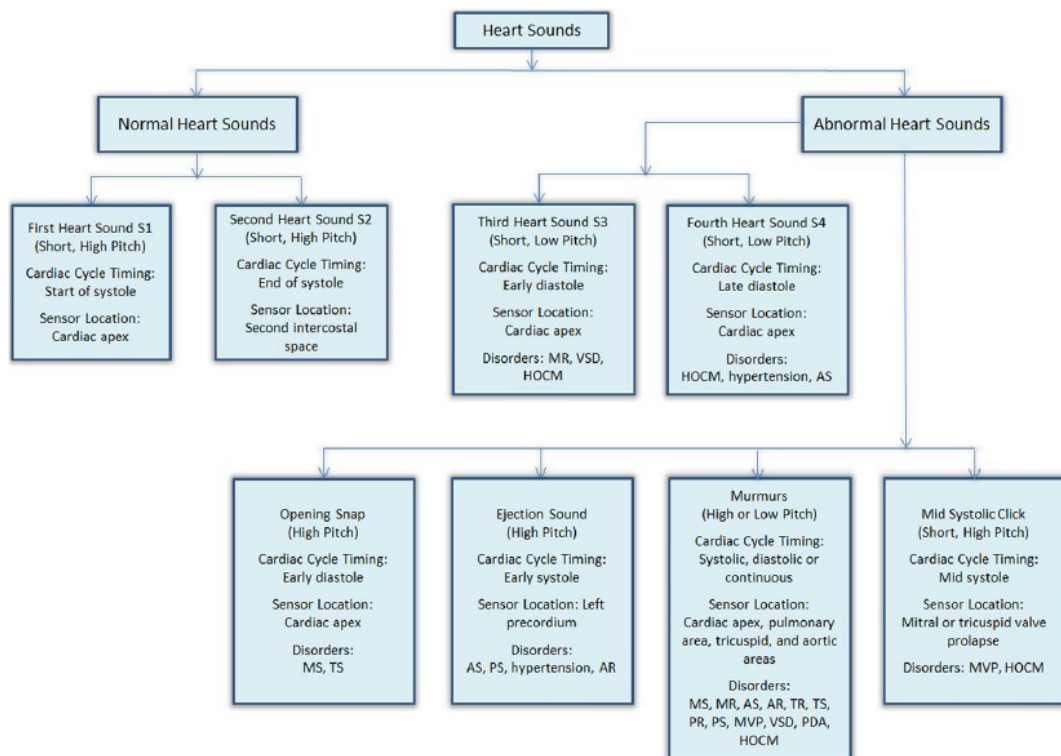
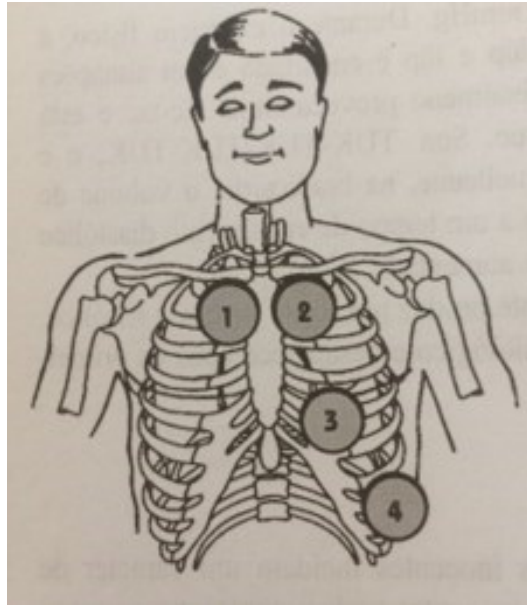


Figura 2.5: Características dos Sons do coração. Retirado de [25].

### 2.1.3 Posições de leitura do sinal

Para uma correta auscultação cardíaca é necessário colocar o estetoscópio devidamente sobre o tórax do doente assim como o doente também deve estar numa posição correta para uma auscultação mais assertiva. Existem quatro áreas para a auscultação cardíaca [27]:

1. Área Aórtica - localiza-se no 2º espaço intercostal direito;
2. Área Pulmonar - localiza-se no 2º espaço intercostal esquerdo;
3. Área Tricúspide - localiza-se na borda esternal inferior esquerda, 4º espaço intercostal esquerdo;
4. Área Mitral - localiza-se no 5º espaço intercostal esquerdo.



**Figura 2.6:** *Áreas de auscultação cardíaca. Retirado de [31]*

#### 2.1.4 Sensores para ouvir o som do coração

Na escolha de um microfone para realizar a aquisição dos sons emitidos pelo coração devemos avaliar a impedância dos circuitos, princípio de funcionamento, resposta em frequência, sensibilidade, dimensão e técnicas de captação do sinal. Por princípio os microfones são transdutores de sinais acústicos em sinais elétricos. Os sons provocam o deslocamento da sua membrana, que proporcionalmente é convertida em energia elétrica. Na aplicação de estetoscópio digital o microfone converte as ondas sonoras obtidas no peito do paciente em sinais elétricos que poderão posteriormente ser medidos.

O módulo da impedância do microfone varia em função da variação da frequência. Nos microfones atuais o valor da impedância varia entre 50 e 600  $\Omega$ . Para uma correta implementação do circuito, microfone mais amplificador, o amplificador deverá possuir uma impedância de entrada 10 a 20 vezes superior à impedância de saída do microfone. Isto garante uma resposta em frequência mais uniforme; contrário as impedâncias baixas, obrigam que o microfone dissipe muita potência, impedâncias altas melhoram a performance mas prejudicam o funcionamento a altas frequências [20].

Os microfones são caracterizados pelo seu princípio de funcionamento. Existem microfones do tipo:

- Eletrostático (capacitivo e eletreto);

- Piezoelétrico (de cerâmica ou cristal);
- Piezoresistivo (carbono);
- Eletromecânicos (*Micro-Eletric-Mechanical System* (MEMS));
- Eletromagnético (ímã móvel);
- Eletrodinâmico (bobina móvel);

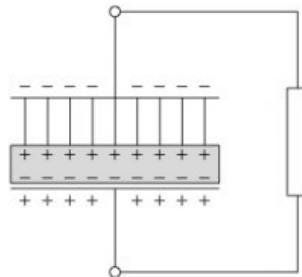
Dentro dos artigos estudados constatou-se que os sensores mais utilizados para a implementação de um estetoscópio digital são os capacitivos, os de eletreto, os de efeito piezoelétrico e os sensores eletromecânicos (MEMS). Por esta razão será analisado o princípio de funcionamento deste tipo de microfones.

### Eletrostático

O método mais simples de obter os sons do coração é a utilização de um microfone capacitivo como é usado em [21] e [32]. Este microfone usa um diafragma condutivo e uma placa paralela fixa carregada eletricamente, ambas formam um condensador que é sensível às ondas sonoras. Existe um espaço entre estas duas placas que quando carregadas eletricamente, qualquer variação entre as placas origina uma diferença de potencial nos terminais do microfone.

O microfone do tipo eletreto é semelhante ao capacitivo, a diferença reside na utilização de placas polarizadas. O microfone de eletreto é muito comum em equipamentos eletrônicos pessoais devido ao seu reduzido tamanho, excelente resposta em frequência e baixo custo [19].

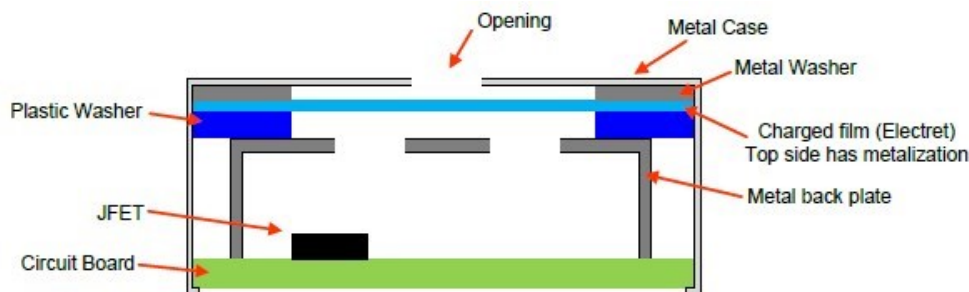
O eletreto é um politetrafluoretileno (tipo de polímero) carregado eletricamente. Na figura 2.7 é apresentada o efeito da polarização do eletreto nas placas. Não necessitando de energia para polarizar as placas, a alimentação é apenas necessária para alimentar o circuito amplificador.



**Figura 2.7:** Efeito da polarização do eletreto nas placas. Retirado de [29].

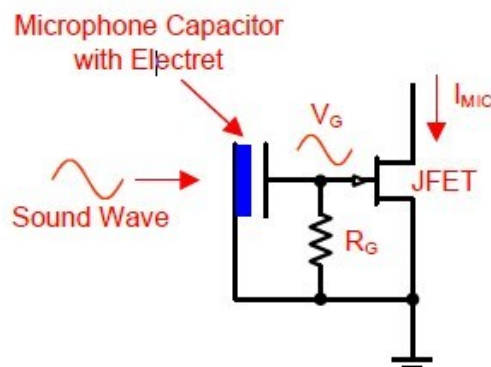
Este microfone é composto por uma placa de eletreto e dois elétrodos e o conjunto forma um condensador.

Na figura 2.8 é apresentado um corte do interior de um sensor de eletreto. Onde se observa eletreto entre uma anilha que está ligada à caixa exterior do sensor e a "metal back plate". A caixa exterior está ligada à massa que por sua vez está ligada ao dreno do JFET. A "metal back plate" está ligada ao conetor de base do JFET. As ondas sonoras movem uma das placas alterando a distância entre os elétrodos, alterando assim o efeito capacitivo do conjunto que por sua vez estimula o JFET [19].



**Figura 2.8:** Estrutura interna do eletreto. Retirado de [19].

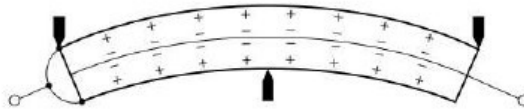
O circuito interno descrito é apresentado na figura 2.9. Nesta figura podemos ver em detalhe as duas placas compostas que envolvem o eletreto e as ligações entre estas duas placas. A tensão  $V_G$  gerada pelo movimentos de uma das placas vai estimular a base do JFET que por sua vez estimula a passagem da corrente  $I_{MIC}$  no circuito.



**Figura 2.9:** Esquemático do circuito interno do sensor do tipo eletreto. Retirado de [19].

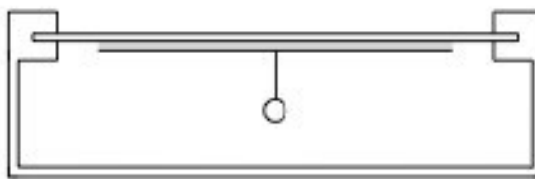
### Piezoelétrico

O transdutor de efeito piezoelétrico produz energia elétrica através da deformação de cristais. As ondas sonoras deformam os cristais e estes por sua vez produzem o sinal elétrico. Este transdutor é composto por um material eletromecânico. O piezoelétrico pode trabalhar de duas maneiras. A maneira direta que é quando ocorre uma deformação mecânica no material, este gera uma corrente elétrica. A maneira indireta que é colocando uma diferença de potencial aos seus terminais, nesta o material deforma-se. Se estimulado por corrente alternada, vibra. Na 2.10 é apresentada uma viga piezoelétrica e o movimento das cargas a quando de uma deformação.



**Figura 2.10:** Viga piezoelétrica. Retirado de [29].

Estes sensores são construídos de duas maneiras, a viga piezoelétrica é fixa junto do diafragma, opção mais utilizada, ou o diafragma é de material piezoelétrico, opção menos utilizada pois existem poucas opções para a construção de membranas com este tipo de material. Este material se sofrer um deslocamento grande pode criar fissuras e ficar danificado. Na 2.11 é apresentado um sensor piezoelétrico em corte.



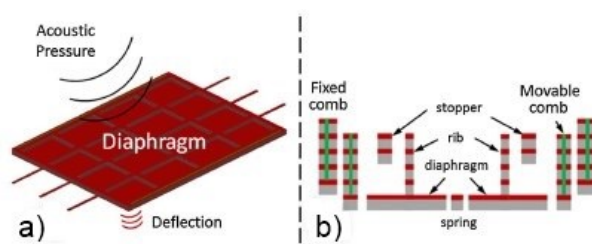
**Figura 2.11:** Sensor Piezoelétrico em corte. Retirado de [29].

O problema deste sensor é o mecanismo de conversão do movimento mecânico para o sinal elétrico que produz distorção quando comparado com o sinal original [25].

### Eletromecânicos (MEMS)

O sensores eletromecânicos MEMS baseiam-se em sensores capacitivos mas fazem uso de tecnologia que detecta pequenas variações de capacidades [25]. Em [30]

é apresentada uma implementação utilizando este sensor. Em 2.12 a) é possível verificar o princípio de funcionamento do microfone MEMS; e em b) um corte seccionado do sensor onde se observa uma estrutura fixa e outra móvel. O diafragma é constituinte da parte móvel e está eletricamente isolado. Quando da presença de ondas sonoras o diafragma movimenta-se causando alterações no valor da capacidade nominal. Em comparação com o microfone capacitivo este tem a vantagem de ser mais pequeno e ser mais resistente a vibrações e temperatura [25].



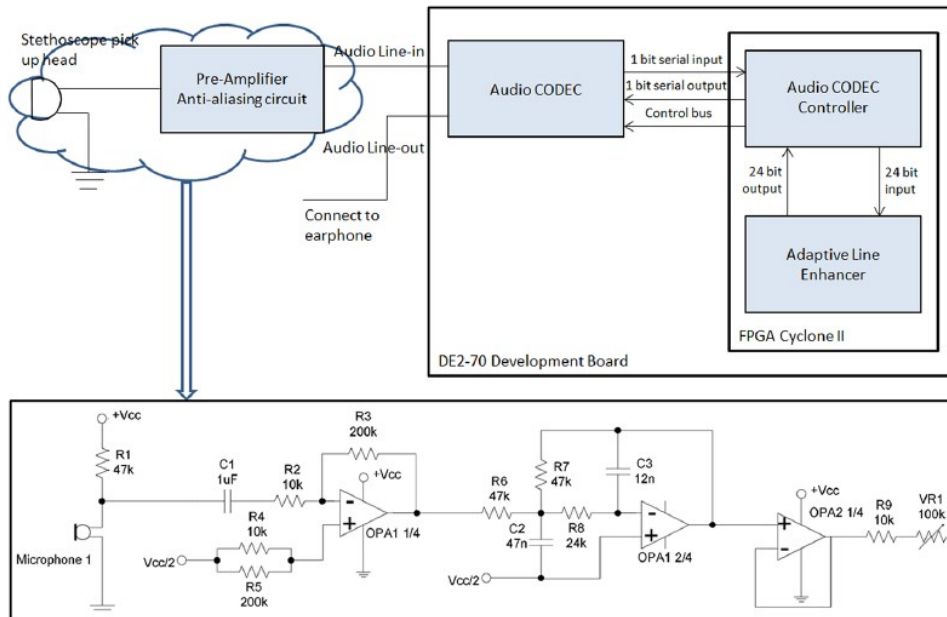
**Figura 2.12:** a) Princípio de funcionamento do microfone MEMS; b) Constituição interna do MEMS; Retirado de [25].

### 2.1.5 Arquiteturas usadas nos estetoscópios digitais

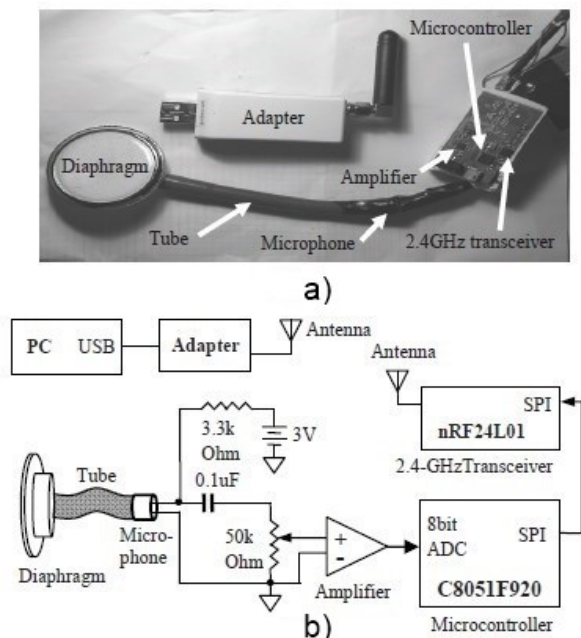
Foram analisadas várias implementações de PCG, com o intuito de compreender as abordagens habitualmente utilizadas e descobrir as tecnologias envolvidas. Dentro das implementações analisadas realça-se as seguintes.

Em [25] é descrita uma possível solução de implementação de um estetoscópio digital. Nesta solução a amplificação é realizada por um amplificador operacional com montagem inversora (ganho de 20). Na figura 2.13 é apresentado o diagrama de blocos e o esquema elétrico desta solução. Nesta implementação ainda realizam uma montagem com uma circuito somador para que os valores de saída do sensor que oscilavam entre valores positivos e negativos, passem a apenas valores positivos. Isto é necessário pois a conversão no ADC só aceita valores positivos. O segundo andar de amplificação é um filtro passa baixo e será detalhado no próximo subcapítulo.

Um estetoscópio digital pode ser montado no tubo de um estetoscópio convencional como é realizado em [32]. Na figura 2.14 é possível observar a montagem efetuada. O diafragma que ao ser encostado ao peito obterá as ondas sonoras, estas percorrem o tubo até chegar ao microfone. As ondas sonoras são então convertidas em sinais elétricos pelo microfone. Posteriormente existe o andar responsável por amplificar este sinal e digitaliza-lo. O microfone em si tem também um diafragma e a existência de dois diafragmas e o tubo por onde passa o som aumentam o ruído.



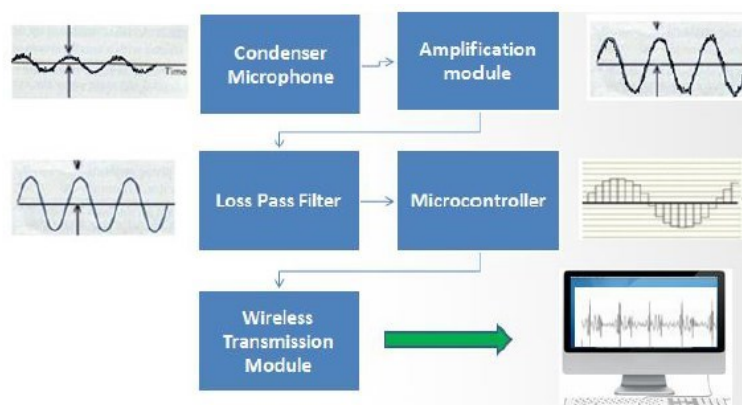
**Figura 2.13:** Diagrama de blocos do sistema e esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [25].



**Figura 2.14:** a) Foto de um estetoscópio digital; b) Arquitetura do sistema; Retirado de [32].

Em [21] é apresentada uma solução onde o sinal é transmitido por *wireless* para

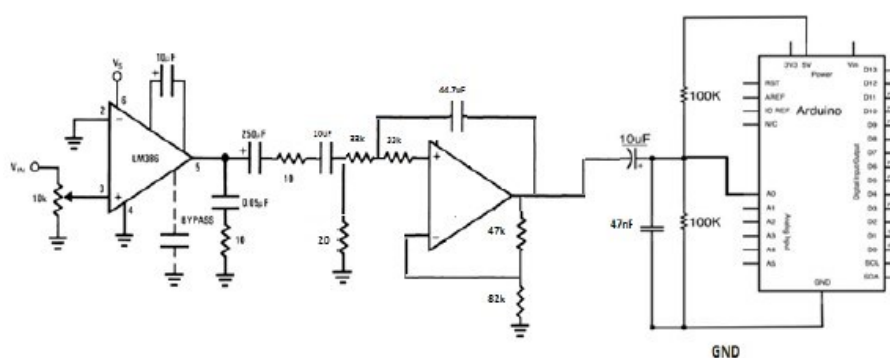
o PC. Na 2.15 é descrito o fluxo do som do coração ao longo do sistema. O sistema é constituído por microfone capacitivo para a captar o sinal acústico do coração, por um amplificador operacional (LM386) e por um filtro de segunda ordem para reduzir o som de fundo. Para a conversão do sinal para o domínio digital é utilizado um microcontrolador (ATmega328P).



**Figura 2.15:** Diagrama do fluxo do sistema. Retirado de [21].

Esta solução apresenta ainda a característica de permitir a análise em tempo real a longa distância.

Em [21] é proposto uma montagem não inversora para o andar da amplificação e um filtro passa-baixo semelhante à solução anterior para o andar de filtragem. O amplificador usado foi ajustado para um ganho de 200 devido ao baixo valor do sinal (mV) à saída do microfone. Na 2.16 é apresentado o esquema elétrico descrito.



**Figura 2.16:** Esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [21].

No artigo [24] é apresentada uma solução de *hardware* e *software* para a construção de um estetoscópio digital. O sistema proposto é constituído por um microfone, circuito de amplificação, filtro butterworth, circuito somador e um AVR

Atmega-32. Nesta montagem é utilizado um filtro butterworth, este filtro de ganho 1, reduz o ruído das frequências elevadas. Na figura 2.17 é apresentado o esquema elétrico descrito.



**Figura 2.17:** Diagrama de blocos do sistema e esquema elétrico de aquisição de sinal. Retirado de [25].

### 2.1.6 Estetoscópios comerciais e as suas características

Nesta secção é apresentado o resultado da pesquisa realizada ao estado da arte dos equipamentos disponíveis no mercado. Nesta secção são apresentadas as funcionalidades oferecidas ao utilizador e as tecnologias utilizadas na implementação destes equipamentos.

Foram analisados os seguintes modelos:

- 3 M Littmann modelo 3200;
- Thinklabs One Digital;
- Cardionics E-scope 2.

### 3M Littmann modelo 3200

O estetoscópio digital desenvolvido pela 3M, modelo 3200, utiliza um sensor do tipo piezoelétrico. Este equipamento combina tecnologia de redução de ruído ambiente *Ambiente Noise Reduction* (ANR) e características de amortecimento do ruído de fricção com amplificação; incorpora tecnologia Bluetooth e uma interface gráfica com o utilizador. A tecnologia ANR reduz o ruído ambiente em aproximadamente 85%. O estetoscópio apresenta como principais características, um elevado desempenho e facilidade de utilização. Este estetoscópio permite registar até 12 faixas de 30 segundos cada, para posterior reprodução no equipamento ou envio para o PC por Bluetooth. Permite ampliar os sons do coração e pulmões até 24 vezes [3]. O estetoscópio da 3M permite ao utilizador escolher entre 3 filtros:

- Modo Campânula amplifica sons de 20-1000 Hz, mas acentua sons entre 20-200 Hz;
- Modo Diafragma amplifica sons de 20-2000 Hz, mas acentua sons entre 100-500 Hz;
- Modo Raio alargado amplifica sons de 20-2000 Hz, similar ao Modo diafragma, mas oferece uma resposta mais baixa para frequência entre 50-500 Hz;

Na figura 2.18 é apresentada uma imagem do estetoscópio da 3M.



**Figura 2.18:** 3M Littmann modelo 3200. Retirado de [3].

### Thinklabs One Digital

O estetoscópio desenvolvido pela Thinklabs (Modelo One) é definido pela marca como o mais pequeno e poderoso do mundo. É de dimensões reduzidas e cabe na palma da mão. Utiliza um transdutor capacitivo patenteado e tem uma interface gráfica de fácil utilização. Para efectuar a auscultação este equipamento permite a utilização de auscultadores de áudio [10]. O seu amplificador amplifica até 100 vezes, sendo o valor mais elevado dentro dos estudados. Na figura 2.19 é apresentado uma imagem deste modelo e dos auscultadores que vêm incluídos.



**Figura 2.19:** *Thinklabs One.* Retirado de [10].

O Thinklabs permite a seleção de múltiplos filtros para ajustar o som auscultado. Não se limita ao modo campânula e diafragma. Na figura 2.20 é apresentada a interface gráfica oferecida ao utilizador para a seleção da frequência e a resposta em amplitude das possíveis seleções.

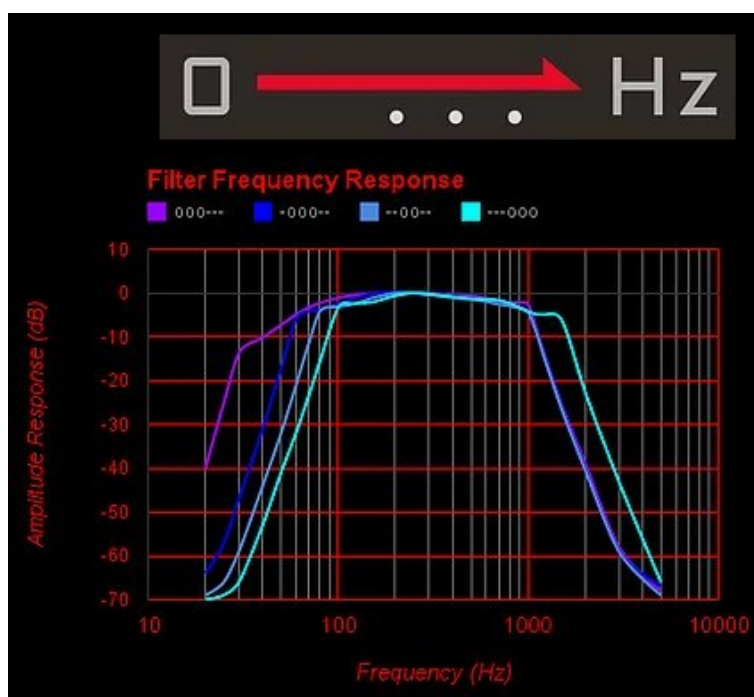


Figura 2.20: Filtragem no Thinklabs One. Retirado de [10].

Para gravação este equipamento oferece uma conexão por jack 3.5 mm para gravação dos dados através do PC ou de um dispositivo móvel (iPhone ou Android). Para a interface com o utilizador é disponibilizada uma aplicação móvel no endereço eletrónico da marca.

## Cardionics E-scope 2

O modelo Clinical E-scope 2 da Cardionics é um estetoscópio digital e tem sido, em geral, utilizado para aplicações de pesquisa científica. Também é usado para gravar o som do coração e pulmões para uso em telemedicina. Utiliza um microfone para aquisição dos sons. Este equipamento amplifica até 30 vezes o som do coração e pulmões em relação a um estetoscópio acústico tradicional. O Clinical E-scope 2 oferece duas opções de filtragem para seleção dos sons do coração e dos pulmões [2]. Na figura 2.21 é apresentada uma imagem deste equipamento. O Clinical E-scope 2 não oferece gravação, para isso é necessário conexão ao PC.



**Figura 2.21:** *Cardionics Clinical E-scope 2 . Retirado de [2].*

## 2.2 Eletrocardiogram(ECG)

O ECG é um exame auxiliar de diagnóstico precioso para identificar patologias cardíacas, este faz o registo da soma dos potenciais de ação produzidos pelo músculo cardíaco em particular pelo miocárdio. O ECG indica um acontecimento elétrico dentro do coração relacionado com um acontecimento mecânico, no entanto não mede diretamente a ação mecânica cardíaca nem a força de contração nem a pressão arterial. Os elétrodos são colocados à superfície do corpo e ligados a um equipamento apropriado que não provoca dor, fácil de registar e não necessita de métodos invasivos [31].

O ECG normal revela uma onda P seguida de um complexo QRS e uma onda T. Na figura 2.22 é apresenta uma onda de um ECG normal.

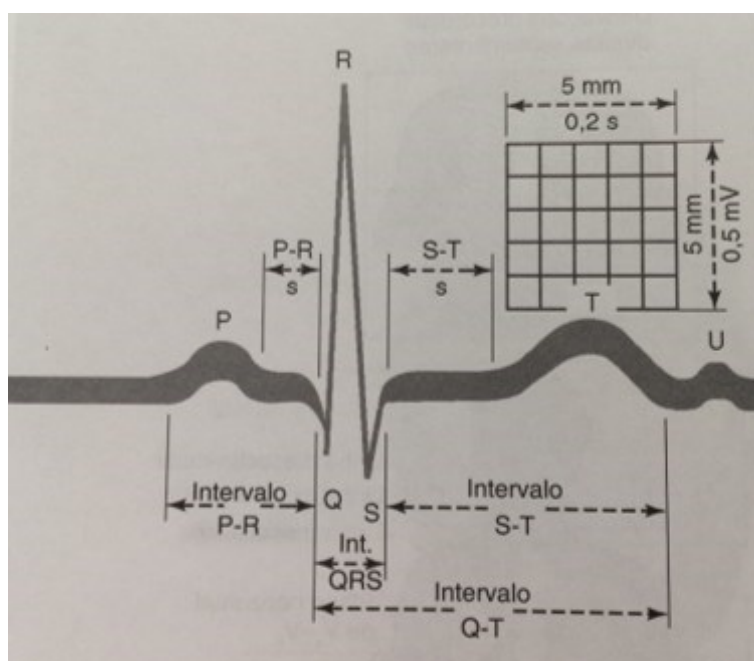


Figura 2.22: Eletrocardiograma - principais ondas e intervalos. Retirado de [22]

### 2.2.1 Características do Sinal

As ondas traduzidas em ECG registam a ativação das aurículas (onda P) e dos ventrículos (ondas QRS-T). O estímulo elétrico das células cardíacas é ativado pela despolarização das mesmas. A despolarização é uma das fases do potencial de ação de uma célula. O potencial de ação é o processo elétrico responsável por estimular os músculos a contraírem-se, este processo é composto por 5 fases. A fase 4 corresponde ao período em que as células estão em repouso. A Fase 0 é quando se dá a despolarização, a carga no interior da célula muda de negativa para positiva. A fase 1, 2 e 3 é quando se dá a repolarização, a carga no interior da célula volta a ficar negativa como inicialmente [26]. A repolarização das células do músculo cardíaco é mais lenta ao contrário do que acontece nas células do músculo esquelético, onde a repolarização é rápida [26]. Na figura 2.23 é descrito um potencial de ação de uma célula.

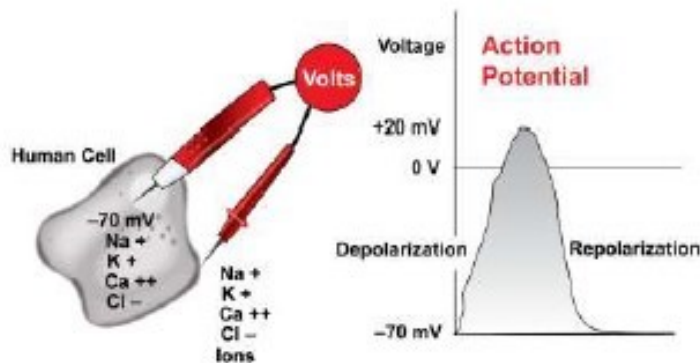


Figura 2.23: Potencial de ação. Retirado de [33]

A onda do ECG tem uma amplitude de  $1\text{ mV}$  e de período variável em função do doente [33].

## 2.2.2 The Einthoven Triangle

O triângulo de Einthoven fornece a base para a colocação dos elétrodos. Este método foi pioneiro no estudo do ECG. É um triângulo de lados iguais que é formado pelos braços e pernas. Na figura 2.24 é apresentada uma imagem com o triângulo de Einthoven e a indicação das 3 derivações representadas sobre o corpo humano. Qualquer perna pode ser considerada como referência contudo a referência na perna direita é a mais utilizada. As tensões medidas pelos elétrodos são tensões diferenciais. *Derivação 1* corresponde à diferença de potencial entre o braço direito e o esquerdo. *Derivação 2* corresponde à diferença de potencial entre o braço direito e a perna esquerda e a *derivação 3* corresponde à diferença de potencial entre o braço esquerdo e a perna esquerda, considerando a perna direita como referência [22]. Com apenas 4 elétrodos podemos medir 3 *derivações*.

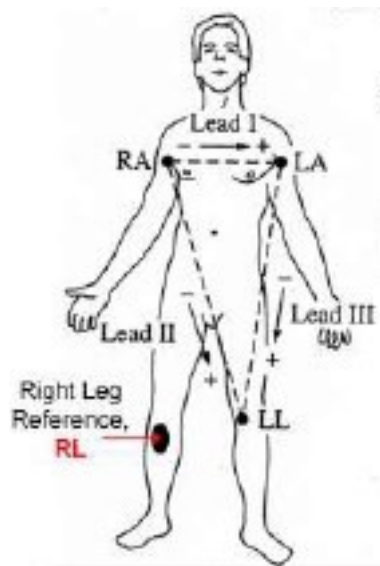


Figura 2.24: Triângulo de Einthoven [22]

### 2.2.3 Colocação dos elétrodos

O ECG padrão contém 12 derivações, mede a diferença de potencial dos impulsos elétricos transmitidos pelo coração entre vários elétrodos. Várias medições são realizadas entre as tensões dos membros e 6 são medidas no tórax. Na figura 2.25 é apresentado a localização onde se devem colocar os elétrodos do tórax.

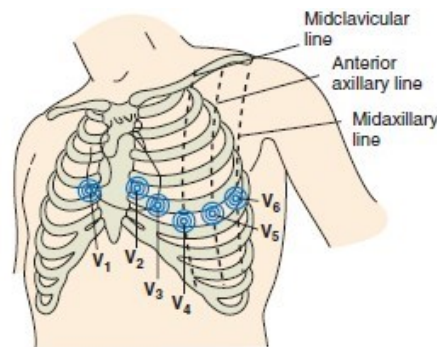
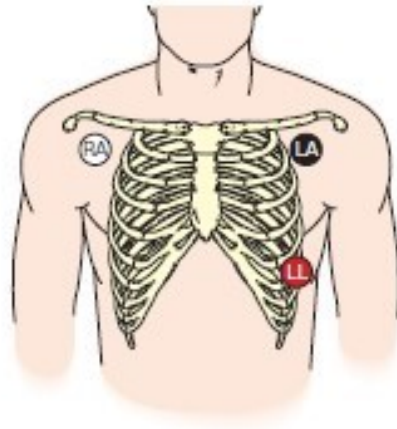
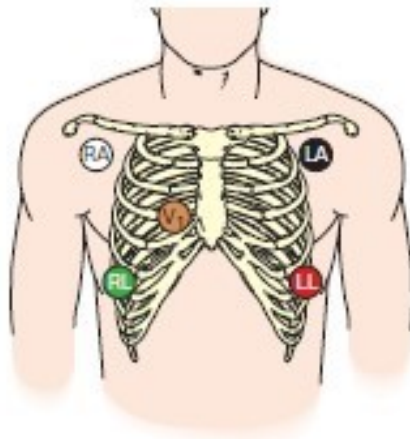


Figura 2.25: Posição dos elétrodos de 12 derivações. Retirado de [23].

Contudo existem aplicações que não necessitam de um ECG de 12 derivações. No caso de monitorização contínua utiliza-se o ECG de 3 ou 5 derivações. Na figura 2.26 é apresentado a localização onde se devem colocar os elétrodos para medir apenas 3 derivações, na figura 2.27 a localização dos elétrodos no de 5 derivações.



**Figura 2.26:** Posição dos eletrodos de 3 derivações. Retirado de [23].



**Figura 2.27:** Posição dos eletrodos de 5 derivações. Retirado de [23].

### 2.3 Circuito típico de aquisição de sinal analógico e conversão em digital

A topologia tipo de um circuito de aquisição de sinal é apresentada na figura 2.28.  $V_s$  é o *output* de um sensor, o andar seguinte é o filtro passa baixo ou anti-aliasing. Posteriormente este circuito contempla um *buffer* de tensão para isolar a saída do filtro da entrada do *Analog-Digital Converters* (ADC). Na saída está um par resistência/condensador que limitam a corrente e estabilizam a tensão antes de este sinal entrar no ADC.

### 2.3. CIRCUITO TÍPICO DE AQUISIÇÃO DE SINAL ANALÓGICO E CONVERSÃO EM DIGITAL

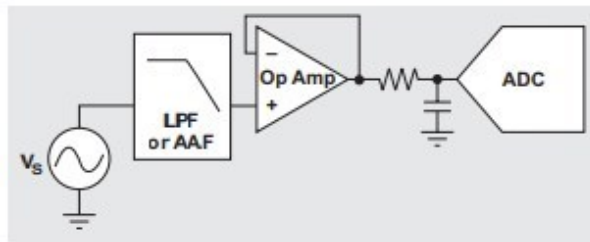


Figura 2.28: Topologia de um circuito de aquisição de sinal. Retirado de [18].

#### 2.3.1 Amplificador

O primeiro amplificador operacional em circuito integrado foi construído nos anos 60 pela Fairchild. Nos anos seguintes devido à sua crescente utilização e a melhoria das suas características este é hoje um dos componentes discreto mais utilizado. Hoje em dia um amplificador operacional custa menos de um euro [15]. As características que fomentaram a sua utilização crescente foi as características serem muito próximas das ideais e ser possível realizar quase tudo com amplificadores operacionais.

Os sinais elétricos obtidos pelo microfone são de amplitude baixa pelo que é necessário amplificar estes sinais elétricos para a faixa de valores convertíveis pelo conversor analógico digital (ADC). Este amplificador tem habitualmente um pequeno ganho e visa reduzir as interferências dos 50/60 Hz. Nas soluções estudadas verificou-se o uso habitual de um amplificador operacional para a realização da amplificação do sinal, ora em montagem inversora ou não inversora.

Na figura 2.29 é apresentado o esquema elétrico de um Amplificador operacional em montagem inversora em a) e não inversora em b).

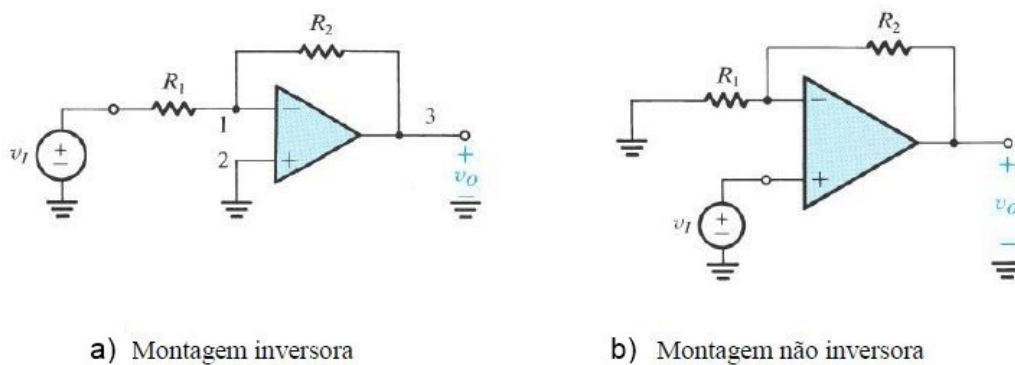
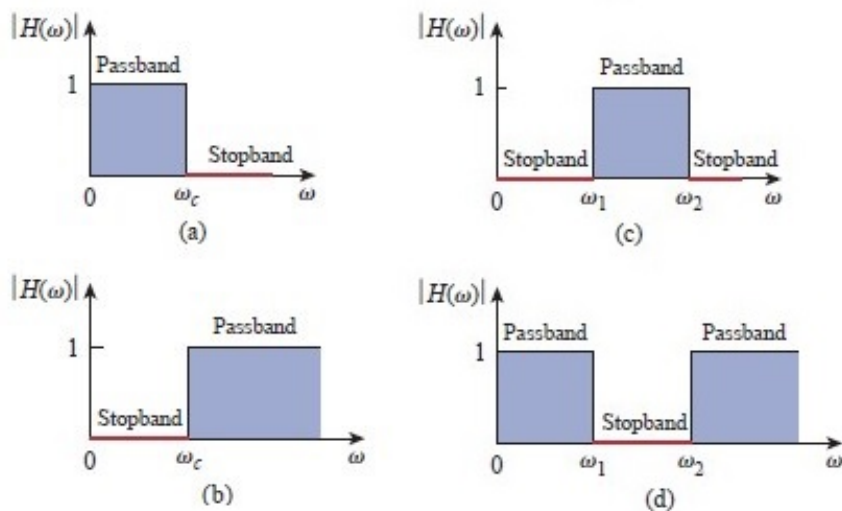


Figura 2.29: a) Montagem inversora; b) Montagem não inversora; Retirado de [15].

### 2.3.2 Filtros e filtro anti-aliasing

Os filtros são estudados desde o início da evolução da engenharia eletrônica. Muitas soluções eletrônicas não teriam sido possíveis de desenvolver sem a utilização de filtros. O filtro é o circuito que é desenhado para deixar passar com a frequência desejada e rejeitar ou atenuar as outras frequências [16]. Os filtros são utilizados por exemplo no rádio e na TV; estes sinais são emitidos em *broadcast*, os recetores selecionam uma faixa de frequências de sinal de entre várias permitindo a captação de um sinal pretendido, rejeitando os outros. Um filtro pode ser passivo ou ativo. Um filtro passivo é apenas constituído por elementos eletrônicos passivos, resistências, condensadores e bobines. Um filtro ativo integra elementos ativos, como amplificadores operacionais e transístores. Na figura 2.30 é apresentado os quatro tipos de filtros independentemente de serem ativos ou passivos, quanto ao tipo de resposta.



**Figura 2.30:** a) *Filtro passa baixo*; b) *Filtro passa alto*; c) *Filtro passa banda*; d) *Filtro rejeita banda*; Retirado de [16].

Em a) é demonstrado o comportamento de um filtro "passa baixo", permite a passagem das baixas frequências e atenua as altas frequências. Em b) é apresentado o comportamento do filtro "passa alto", atenua as baixas frequências e permite a passagem das altas frequências. Em c) é apresentado um filtro passa banda pois permite a passagem de uma determinada banda de frequências e atenua o resto. Em d) é apresentado um filtro atenua banda que ao contrário do anterior atenua uma determinada banda de frequências e permite a passagem das restantes. Nos circuitos de aquisição, como é o caso de um estetoscópio digital é então necessário a utilização de um filtro para restringir a banda de frequências para as que estão em

### 2.3. CIRCUITO TÍPICO DE AQUISIÇÃO DE SINAL ANALÓGICO E CONVERSÃO EM DIGITAL

estudo. Este filtro tem como missão reduzir o ruído exterior provenientes de outras frequências e prevenir o efeito aliasing.

Um filtro passa baixo pode ser caracterizado por 4 parâmetros, frequência de corte, frequência de atenuação, atenuação máxima na banda de passagem e ordem. Na figura 2.31 é apresentado um gráfico valor do ganho em função da variação da frequência.

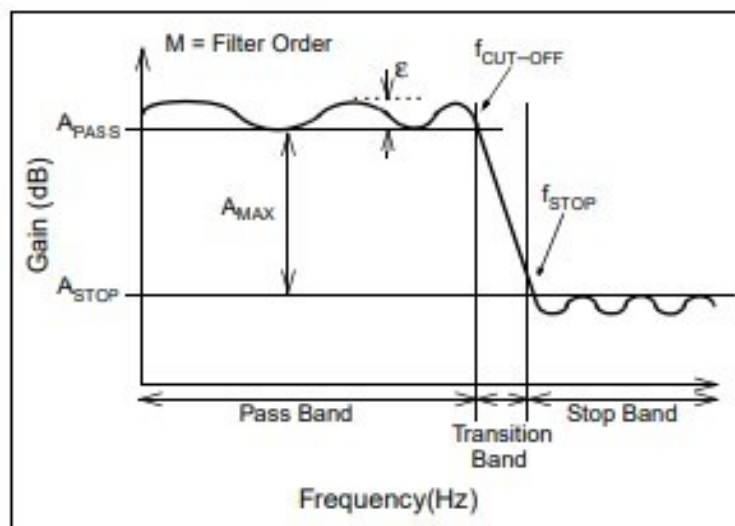
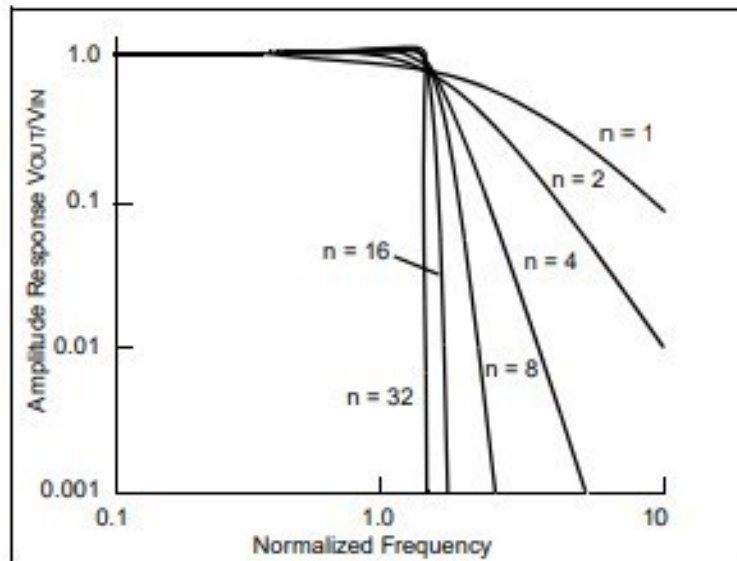


Figura 2.31: Caracterização de um filtro passa baixo. Retirado de [18].

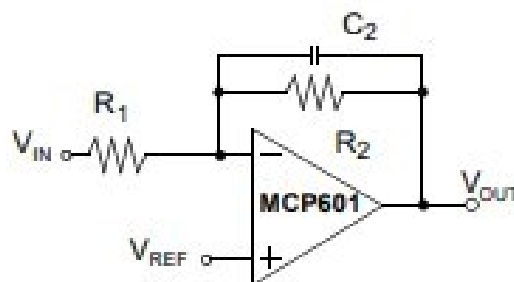
A frequência de corte de um filtro passa baixo é em regra definida no ponto em que o ganho do sinal é 3 dB menor que aquando do funcionamento do filtro na banda passante. A amplitude de passagem ( $A_{PASS}$ ) e amplitude de corte ( $A_{STOP}$ ) representam os valores para os quais o filtro permite a passagem do sinal ou o atenua ao ponto de não ser detetado. Contudo existe um zona de transição de uma zona para a outra; esta zona é *Transition Band* e diminui com o aumento da ordem do filtro. Na figura 2.32 é apresentado o efeito do aumento da ordem do filtro passa baixo *Butterworth*; como se verifica com o aumento da ordem a banda de passagem diminui.



**Figura 2.32:** Efeito do aumento da ordem do filtro passa baixo. Retirado de [18].

Existem várias aproximações possíveis de filtros passa baixo, dentro dos mais utilizados estão a de *Butterworth* e a de *Chebyshev*. Para implementar as funções de transferência propostas por estas aproximações temos topologias de filtros ativos e passivos.

Na 2.33 é apresentado o circuito de um filtro activo de 1ª ordem. A ordem é determinada pelo numero de condensadores na entrada e malha de realimentação do amplificador.



**Figura 2.33:** Arquitetura de um filtro activo de 1.ª ordem. Retirado de [18].

Dentro dos filtros ativos de segunda ordem existem duas topologias muito utilizadas a *Multiple Feedback* (MFB) e o *Sallen-Key*. Na figura 2.34 é apresentado a topologia de um MFB.

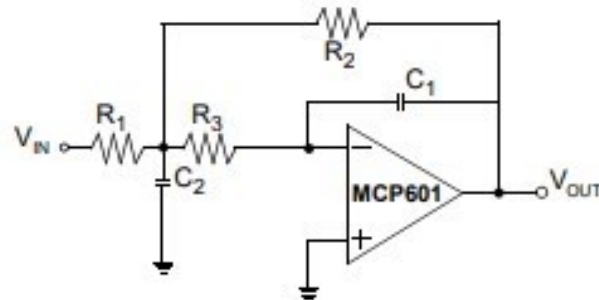


Figura 2.34: Arquitetura de um MFB. Retirado de [18].

Este filtro inverte o sinal de entrada e o cálculo do seu ganho é igual à relação entre  $R_2$  e  $R_1$ . Os pólos são determinados por  $R_1, R_3, C_1$  e  $C_2$ . A equação 2.1 descreve como calcular a frequência de corte para este circuito. Na figura 2.35 é apresentada a topologia de um *Sallen-Key*.

$$F_{corte} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R_1 \times R_3 \times C_1 \times C_2}} \quad (2.1)$$

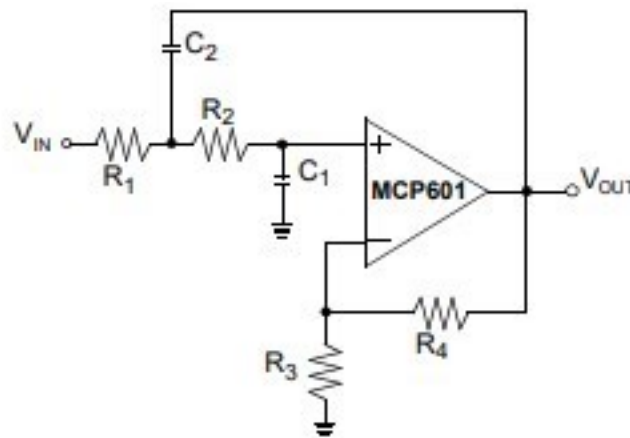


Figura 2.35: Arquitetura de um Sallen-Key. Retirado de [18].

O *Sallen-Key* tem um ganho positivo que é calculado pela equação 2.2 e os pólos são determinados pelos valores das resistências e condensadores  $R_1, R_2, C_1$  e  $C_2$ . A equação 2.3 descreve como calcular a frequência de corte para este circuito.

$$Ganho = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2)$$

$$F_{corte} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}} \quad (2.3)$$

### 2.3.3 Conversor analógico digital e frequência de amostragem

A frequência de amostragem é a frequência constante para a qual se digitaliza um sinal analógico. Este é um parâmetro muito importante no dimensionamento de um projeto de digitalização de um sinal analógico. A frequência de amostragem depende da largura de banda do sistema. O seu valor mínimo é imposto pela frequência de Nyquist que diz que para a reprodução de um qualquer sinal é necessário pelo menos duas amostras por período desse sinal. Se houver no sinal uma frequência acima da frequência de Nyquist esta parte vai manter a amplitude e aparecerá no sinal digitalizado, tornando impossível retirar o sinal pretendido. Para que esta situação não ocorra deverá existir um compromisso entre o taxa de amostragem e a frequência de corte do filtro passa baixo. A taxa de amostragem deverá ser 2 vezes superior á largura de banda do sinal que pretendemos digitalizar e a frequência de corte do filtro passa baixo, o filtro deverá atenuar todas as frequências superiores á frequência de Nyquist.

#### Filtro de média deslizando *Leaky integrator*

Foi estudado também a implementação de um filtro de média deslizando. A aplicação deste filtro no sinal amostrado permite eliminar algum erro de medição suavizando o sinal. Para a realização de um filtro de média deslizando temos a possibilidade de implementar um sistema recursivo ou um sistema não-recursivo. O sistema não recursivo necessita de todos os valores no momento do calculo da média. A equação 2.4 implementa um filtro deste tipo.  $y[n]$  que é a média atual é igual ao somatório do conjunto de valores para o qual se pretende calcular a média. A variável  $x[n]$  é o valor medido no instante atual.  $M$  é o numero de amostras para o qual se pretende ter a média.

$$y[n] = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x[n - k] \quad (2.4)$$

O sistema anterior utiliza bastante memória, devido ao facto de precisar de todos os valores dos instantes passados. O sistema recursivo melhora este aspeto, utiliza menos memória e faz menos operações. Este sistema vai calculando a média é só necessita do novo valor e do valor anterior da média. A equação 2.5 traduz uma implementação de um filtro deste tipo. O valor de média atual é igual ao valor atual da amostra multiplicado por um coeficiente  $(1 - \lambda)$  mais o valor da média calculada no ciclo anterior multiplicado por  $\lambda$ .  $\lambda$  é a razão entre o numero de amostra menos 1 por o numero de amostras, como sugere a equação 2.6 [9].

$$y[n] = (1 - \lambda) \times x[n] + \lambda y[n - 1] \quad (2.5)$$

$$\lambda = \frac{M - 1}{M} \quad (2.6)$$

## 2.4 Mecanismos/aplicativos para aquisição e transferência em tempo real dos dados adquiridos

O *Free Real Time Operation System* (FreeRTOS) é um sistema operacional em tempo real livre (Licença GPL modificada), podendo mesmo ser utilizado em aplicações comerciais [4]. O seu kernel é desenvolvido em parceria pelas principais empresas de chips do mundo, é líder de mercado e é uma solução para várias famílias de microcontroladores e pequenos microcontroladores. O FreeRTOS permite ao programador separar operações complexas em pequenas tarefas, evita a complexidade da gestão temporal e sequenciamento de atividades. Contêm ainda mecanismos de comunicação entre tarefas e *handlers* de atendimento de interrupções. Para a gestão de acessos a periféricos e ativação de tarefas faz uso de *mutex* e semáforos [4].

### 2.4.1 Tarefas

As tarefas são zonas de código que são escalonados pelo sistema operativo. As tarefas são executadas no seu próprio contexto. Apenas uma tarefa pode ser executada em cada momento, mas as tarefas podem interromper a execução de outras tarefas. O escalonador é responsável pelo início e fim de execução das tarefas. As tarefas podem estar em 4 estados:

- *Ready* - Tarefa pronta a correr, aguarda conclusão de tarefa mais prioritária;
- *Running* - Tarefa em execução;
- *Suspended* - Tarefa suspensa, só sai deste estado por explícito comando "xTaskResume()";
- *Blocked* - Tarefa bloqueada, por exemplo espera libertação de semáforo ou receção de dados por uma fila de mensagens ;

Na figura 2.36 é apresentado um gráfico com as iterações descritas.

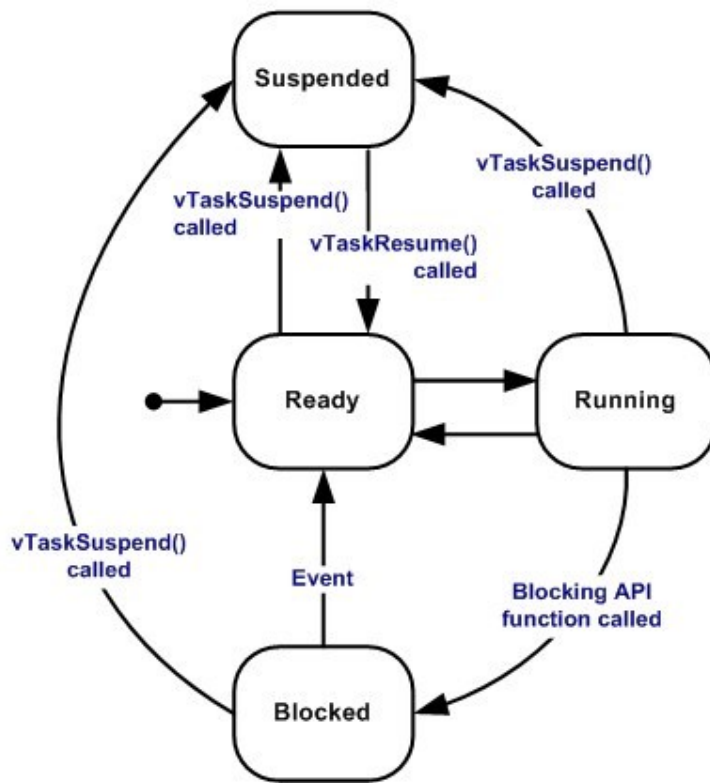


Figura 2.36: Possíveis estados das tarefas. Retirado de [4]

Para criar uma tarefa o FreeRTOS disponibiliza uma função na sua API. As tarefas são criadas chamando a função "xTaskCreate()". Contudo é necessário declarar a tarefa e posteriormente construir o *handler* que vai conter o código que será executado a quando da ativação da tarefa. O *handler* deverá ter a estrutura apresentada na figura 2.37.

```
void vTaskFunction( void *pvParameters )
{
    for( ;; )
    {
        -- Task application code here. --
    }

    /* Tasks must not attempt to return from their implementing
    function or otherwise exit. In newer FreeRTOS port
    attempting to do so will result in an configASSERT() being
    called if it is defined. If it is necessary for a task to
    exit then have the task call vTaskDelete( NULL ) to ensure
    its exit is clean. */
    vTaskDelete( NULL );
}
```

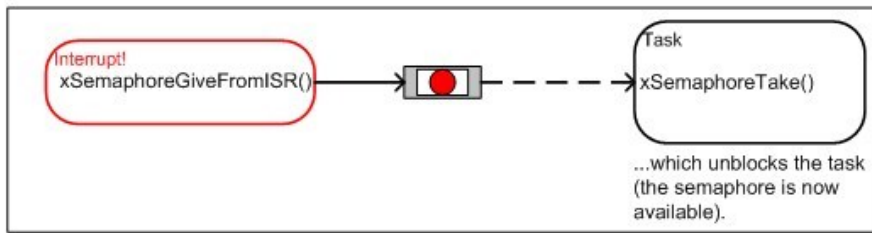
Figura 2.37: Handler de uma tarefa. Retirado de [4]

### 2.4.2 Mecanismos de sincronização e exclusão mútua

Na implementação de um sistema operativo é necessário ter em atenção o facto de as tarefas poderem ser interrompidas por outras tarefas ou por interrupções. Pode ocorrer que a tarefa A, a meio de uma leitura/escrita de uma variável global ou então a meio de um acesso a um periférico (por exemplo UART) seja interrompida pela tarefa B. Se a tarefa B (de maior prioridade) pretender aceder á mesma variável global e/ou periférico que a tarefa A temos um problema, pois as ações vão se sobrepor. por exemplo no caso da escrita para a UART pode acontecer das mensagens saírem intercaladas.

Para solucionar este problema o FreeRTOS disponibiliza na sua API o recurso *mutex*. Implementando este mecanismo, para o problema identificado acima teríamos agora, tarefa A apanha o *mutex* para escrever na UART. É interrompido pela tarefa B que também quer escrever na UART, mas quando esta pretende apanhar o *mutex*, este não esta livre. A tarefa B fica bloqueada à espera da libertação do *mutex*. A tarefa A volta à execução até libertar o *mutex*. Quando o *mutex* for libertado é chamada novamente a tarefa B. Assim é garantido que cada mensagem é enviado separadamente.

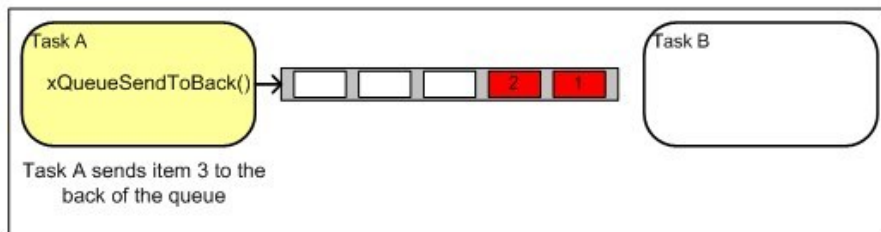
Os *mutex* são semelhantes aos semáforos binários mas incluem o mecanismo de herança de prioridades, os semáforos binários não, logo os *mutex* são mais indicados como mecanismo de exclusão mútua [4]. Os semáforos binários são então mais indicados para implementar mecanismos de sincronização entre tarefas ou entre interrupções e tarefas [4]. Na figura 2.38 é apresentado o princípio de funcionamento de um semáforo binário. A tarefa esta bloqueada aguardando libertação do semáforo. O semáforo é libertado pela interrupção e a tarefa é libertada para execução.



**Figura 2.38:** Semáforo binário. Retirado de [4]

### 2.4.3 Filas de mensagens

As filas de mensagens são o principal recurso de comunicação entre tarefas e entre interrupções e tarefas. Normalmente são usadas como um *buffer First In First Out* (FIFO) com os novos valores a serem enviados para o fim da fila, contudo podemos enviar dados diretamente para o início da fila. Na figura 2.39 é apresentado o princípio de funcionamento de uma fila de mensagens de capacidade de dados igual a 5. Onde a tarefa A envia dados através de uma fila de mensagens para a tarefa B.



**Figura 2.39:** Fila de mensagens. Retirado de [4]

# 3

## Arquitetura usada no desenvolvimento do estetoscópio - Projeto e simulação

Neste capítulo é apresentada a arquitetura utilizada no desenvolvimento deste estetoscópio, e são descritos os vários componentes. É apresentada a simulação do circuito elétrico idealizado para a implementação do PCG e como complemento de estudo é efetuada a simulação de um circuito possível para uma implementação do um ECG. Na simulação foram verificados os ganhos dos amplificadores e as frequências de corte dos filtros passa-baixo por forma a cumprir com os requisitos técnicos necessários. No final serão apresentados os testes idealizados para validação do hardware e software a implementar.

### 3.1 Diagrama de blocos do sistema

O diagrama de blocos apresentado na figura 3.1 apresenta os componentes idealizados para a elaboração deste projeto. O primeiro bloco representa o sensor envolvido em converter o sinal sonoro para um sinal elétrico. O segundo bloco representa o circuito de condicionamento de sinal, amplificação e filtragem. O terceiro bloco representa o microcontrolador que através do ADC converte o sinal analógico num sinal digital efetua a média das ultimas amostras e envia os dados pela *Universal Asynchronous Receiver-Transmitter* (UART) para o PC. Ao mesmo tempo coloca o valor lido pelo ADC no *Digital-Analog Converters* (DAC) por forma a estimular uma

coluna para o utilizador ouvir o sinal. O ultimo bloco é responsável por apresentar os dados no Matlab ao utilizador.

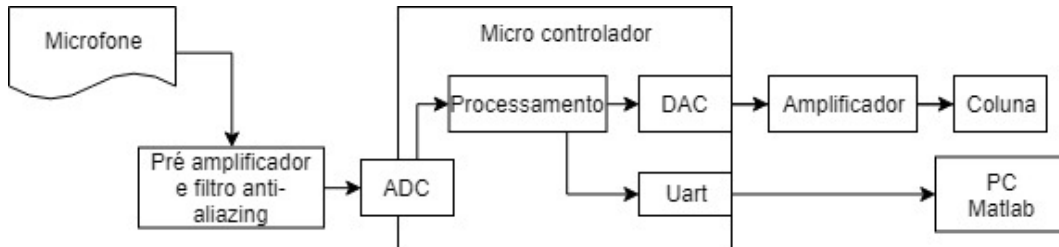


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema

### 3.2 Arquitetura do sistema

Na definição da arquitetura do sistema foram analisados os requisitos técnicos e o componentes do sistema. Para isso foram analisados os vários componentes do sistema, características elétricas e mecânicas com o intuito de os integrar convenientemente no projeto. Como constituintes do sistema temos, sensor de aquisição do sinal sonoro, circuito de aquisição do sinal, microcontrolador, amplificador de áudio e coluna. Na figura 3.2 é apresentada a arquitetura do sistema.

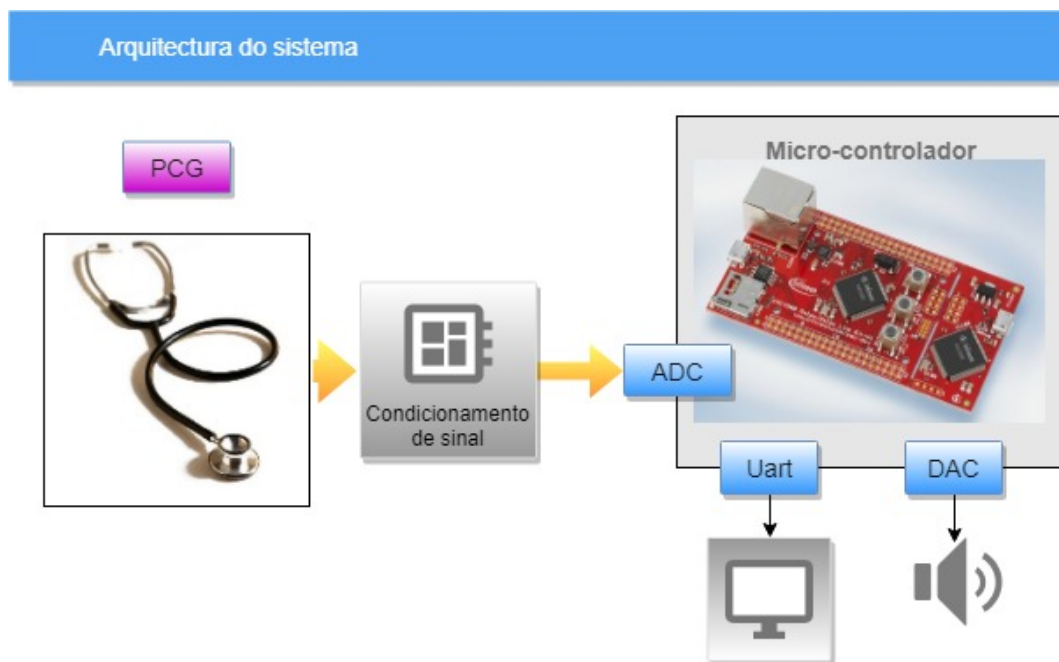


Figura 3.2: Arquitetura do sistema

O microcontrolador assume um lugar de destaque pois é responsável pela aquisição



- Sistema de atendimento de interrupções de baixa latência e de 64 prioridades configuráveis;
- Memória Flash - 2048 kBytes ;
- Memória SRAM - 352 kBytes;
- FPU;
- 4 ADC com 12-bit de resolução com 8 canais cada;

Este microcontrolador é ainda suportado pelo FreeRTOS, que torna possível a implementação de um sistema em tempo real rápido e sem custos.

### 3.2.2 Microfone

O microfone adotado para este projeto é o WM-61A da Panasonic. Este microfone é omnidirecional e é do tipo "electreto". Tem dimensões reduzidas e apresenta um bom comportamento elétrico, alta razão sinal-ruído e alta sensibilidade [12]. Na 3.4 é apresentada uma imagem do WM-61A.



**Figura 3.4:** WM-61A, retidado de [13]

Este microfone apresenta ainda um boa resposta em frequência, tem um comportamento quase linear para toda a largura de banda. As características elétricas do WM-61A são apresentadas na tabela 3.1.

**Tabela 3.1:** Tabela de parâmetros do WM-61A

Parâmetro	Valor	Unidade
Sensibilidade	$-35 \pm 4$	dBV
Tensão de operação máxima (normal 2 V)	10	V
Consumo de corrente máximo	0,5	mA
Impedância	Menos de 2,2	k $\Omega$
Relação S/N	Mais de 62	dB

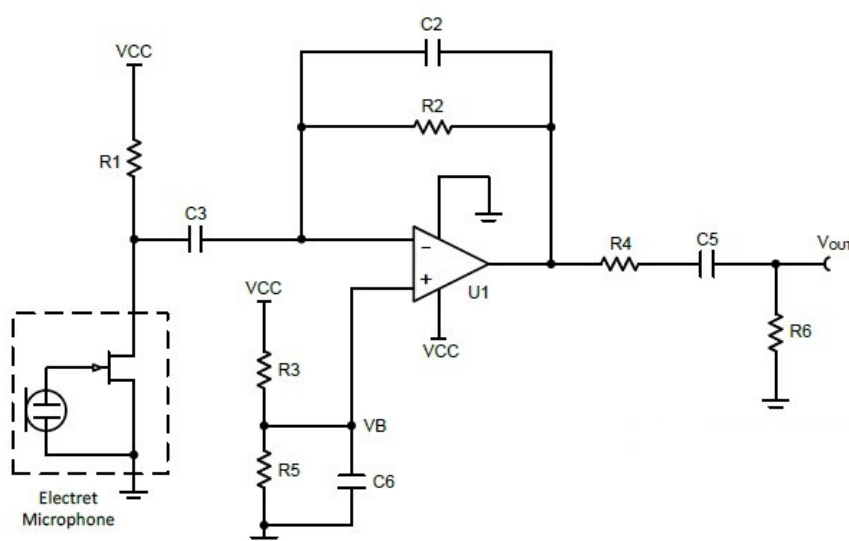
### 3.2.3 Coluna

A coluna utilizada neste trabalho é da marca "Velleman" modelo MLS4. Esta coluna tem como principais características [1]:

- Impedância nominal: 8 Ohm  $\pm 15$  %;
- Potência máxima 0,5 a 1W;
- Resposta de frequência - 300 a 5 kHz;
- Sensibilidade - 85 dB  $\pm 2$  dB;
- Bobina de voz: papel de 13,3mm de diâmetro ;
- Relação S/N - Mais de 62 dB.

### 3.2.4 Condicionamento de sinal

O sinal de saída do microfone é de baixa amplitude, anda na ordem dos mV dada a baixa intensidade dos sons do coração. Para efetuar o condicionamento de sinal do microfone WM-61A foi então dimensionado e simulado o circuito sugerido em [19]. Este circuito é apresentado na figura 3.5 e está desenhado para ser alimentado por uma única fonte de alimentação. Para este projeto foi dimensionado para uma alimentação de 3,3 V. Este valor foi escolhido por forma a simplificar a realização do *offset* necessário para o ADC.



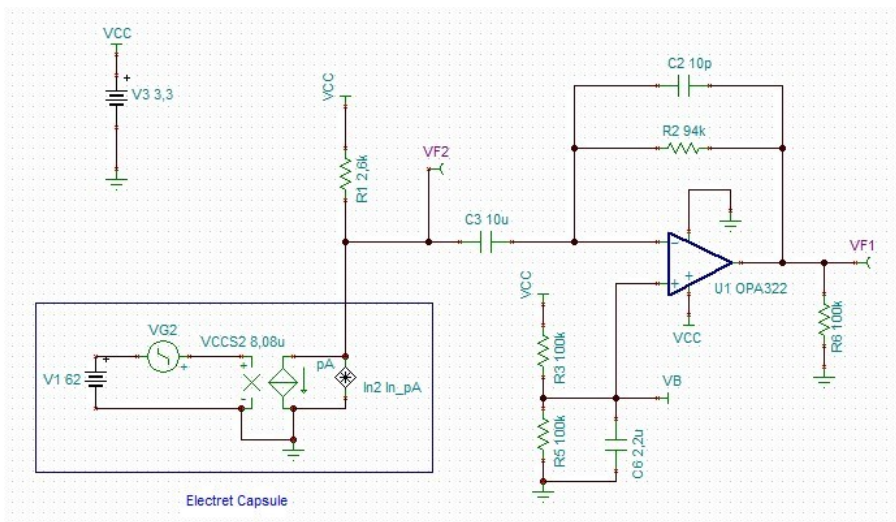
**Figura 3.5:** Esquema do circuito de alimentação. Retirado de [19].

Para compreender este circuito é necessário considerar que a corrente  $I_{MIC}$  é composta por uma componente contínua e por uma componente alternada. A componente contínua é responsável por polarizar o JFET interno do microfone e a componente alternada é a componente gerada pelas ondas sonoras aquando do contacto com o diafragma do microfone. A componente alternada é então o sinal que pretendemos adquirir e amplificar. Para isso é necessário que a impedância de  $C_3$  seja muito inferior a  $R_1$  por forma a que a componente alternada de  $I_{MIC}$  percorra  $C_3$  e não  $R_1$ . O amplificador operacional nesta montagem age como um amplificador de transimpedância, convertendo a componente alternada de  $I_{MIC}$  em tensão. O valor de  $R_2$  é responsável pelo ganho do amplificador segundo a equação 3.1 [19].

$$V_{out} = I_{ac} \times R_2 + V_B \quad (3.1)$$

O circuito de  $R_3$ ,  $R_5$  e  $C_6$  centra o *output* entre a fonte de alimentação e a massa para permitir o uso de toda a amplificação disponível. O circuito de saída com o uso do condensador  $C_5$  permite eliminar a componente contínua, centrando o sinal em zero.

Para efetuar a simulação foi utilizado o software da *Texas Instruments* "TINA". O esquema elétrico do circuito simulado é apresentada na figura 3.6. Para efetuar a simulação do electreto a Texas Instruments disponibiliza um modelo. No artigo [19] e indicado o *link* para uma página onde podemos fazer o *download* deste modelo.



**Figura 3.6:** Circuito de condicionamento de sinal, sensor electreto

No dimensionamento do circuito para uma alimentação de  $VCC = 3,3$  V foi necessário dimensionar o valor da resistência  $R_1$  para o novo valor de tensão. O

valor de  $R_1$  valor é calculado através da equação 3.2 onde VCC é o valor de tensão pretendido para realizar a alimentação.  $V_{MIC}$  para o WM-61A é 2 V e  $I_S = 0,5$  mA como indicado no *datasheet* do componente. O valor de resistência obtido é de 2,6 k $\Omega$ . O cálculo do condensador  $C_3$  é efetuado através da equação 3.3 para uma frequência de corte deste filtro passa-alto definiu-se 5 Hz e o resultado é um valor de 10  $\mu$ F para o condensador  $C_3$ .

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{MIC}}{I_S} \quad (3.2)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times f_c} \quad (3.3)$$

O ganho deste circuito é como indicado anteriormente é calculado através da equação 3.1. Contudo para usar essa equação é necessário saber o valor de corrente  $I_{IAC}$  esperado. Para calcular o ganho do amplificar vai ser utilizada a sensibilidade do microfone. Para realizar este calculo é necessário converter o valor de sensibilidade para uma grandeza linear. A sensibilidade do microfone em dB é medida com uma pressão de 1 Pascal e é relativa a 1 V. Convertendo a sensibilidade para Volts por Pascal temos que o microfone provoca na sua saída uma oscilação de 17,78 mV por cada Pascal de pressão que detecte no seu diafragma (equação 3.4).

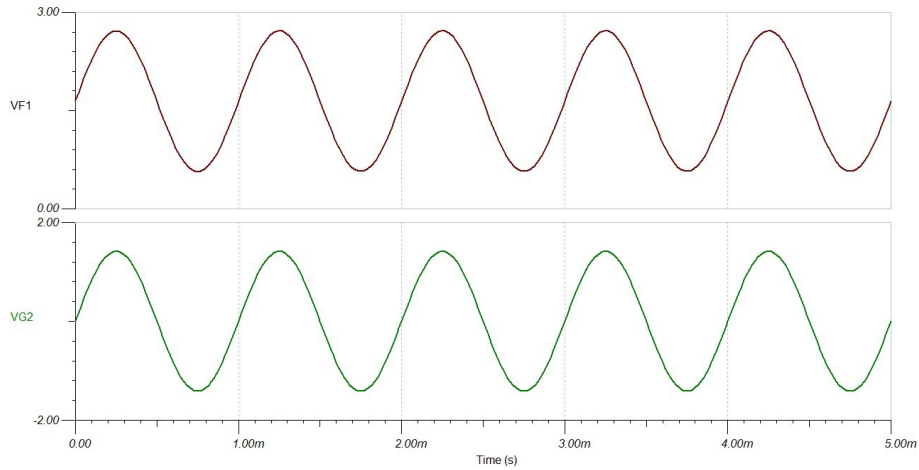
$$10^{\frac{-35dB}{20}} = 17,78mV/Pa \quad (3.4)$$

Como o valor que pretendemos é  $I_{IAC}$  temos de converter o valor em tensão para corrente. Sabendo que a sensibilidade o microfone foi medido com o uso de uma resistência R1 de 2,2 k $\Omega$ . É necessário dividir o valor em tensão pelo valor da resistência R1 como sugere a equação 3.5 e obtemos o valor de 8,083 $\mu$ A para a corrente de saída do sensor.

$$\frac{17,78mV/Pa}{2,2k\Omega} = 8,083\mu A \quad (3.5)$$

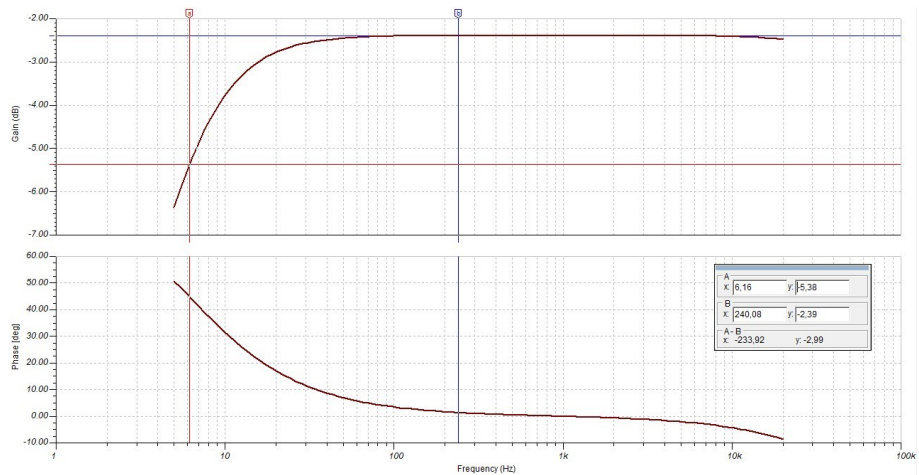
Uma vez que o microfone está instalado num estetoscópio convencional já existe algum factor de amplificação. O valor máximo esperado no microfone será o de 2 Pa. Com 16,166  $\mu$ A de corrente máxima esperado na saída do sensor, substituído na equação 3.1 por  $I_{IAC}$  e definindo  $V_{OUT}$  para o valor que pretendemos de 1,3 V obtemos um valor de resistência de 75 k $\Omega$ . Com o valor de  $R_2$  calculado efetua-se o calculo de  $C_2$  aplicando a equação 3.3. O circuito foi alterado na saída para não eliminar a componente continua pois no caso de uso deste projeto é necessária a componente contínua para provocar o offset para a entrada do ADC.

Com os valores de resistência e condensadores calculados foi realizada a simulação. Na figura 3.7 são apresentadas as formas de onda do modelo do eletreto e de saída do andar de condicionamento de sinal do sensor. Verifica-se que o sinal está com o offset pretendido e o valor de amplitude também.



**Figura 3.7:** Sinal gerado pelo modelo do sensor eletreto e sinal de saída do amplificador

Efetuada o estudo da resposta em frequência, apresentado na figura 3.8, deste andar verificamos que a frequência de corte do filtro passa-alto está nos 6 Hz como calculado. Neste andar a frequência de corte do filtro passa-baixo foi ajustada para as frequência audível do ser humano.

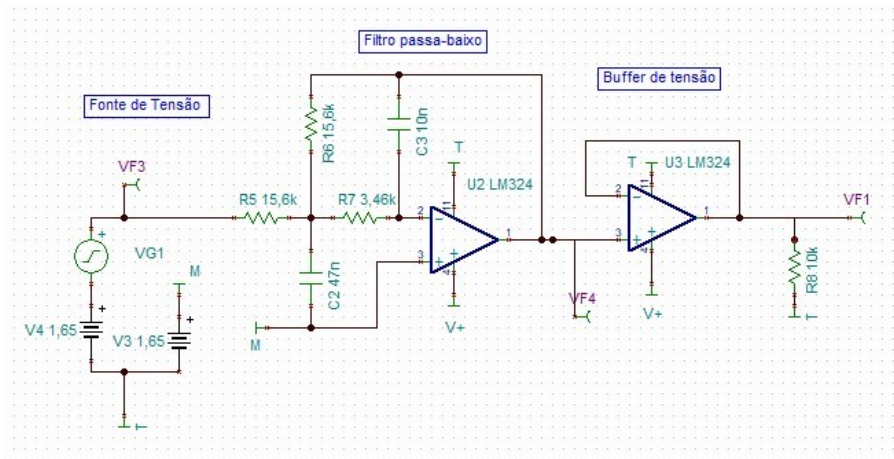


**Figura 3.8:** Resposta em frequência do circuito de condicionamento de sinal

Um segundo a andar é implementado para filtrar as altas frequências. Na figura 3.9 é apresentado o esquemático deste circuito. Como referido anteriormente, pre-

tendemos captar frequências até 1 kHz. Para isso dimensionamos a frequência de corte para  $\pm 1$  kHz, garantindo assim comportamento uniforme na largura de banda pretendida. A frequência de corte é calculada através da equação 3.6 [15].

$$F_{corte} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R6 \times R7 \times C2 \times C3}} \quad (3.6)$$



**Figura 3.9:** *Filtro passa-baixo com frequência de corte de 1 kHz*

O andar do filtro também permite efetuar algum ganho, contudo este andar vai ficar apenas responsável pela filtragem, sendo o ganho dimensionado para ser igual a 1. O ganho é traduzido pela razão entre  $R6$  e  $R5$  e como a montagem é inversora o sinal sai invertido. A equação 3.7 descreve esta relação.

$$Ganho = -\frac{R6}{R5} \quad (3.7)$$

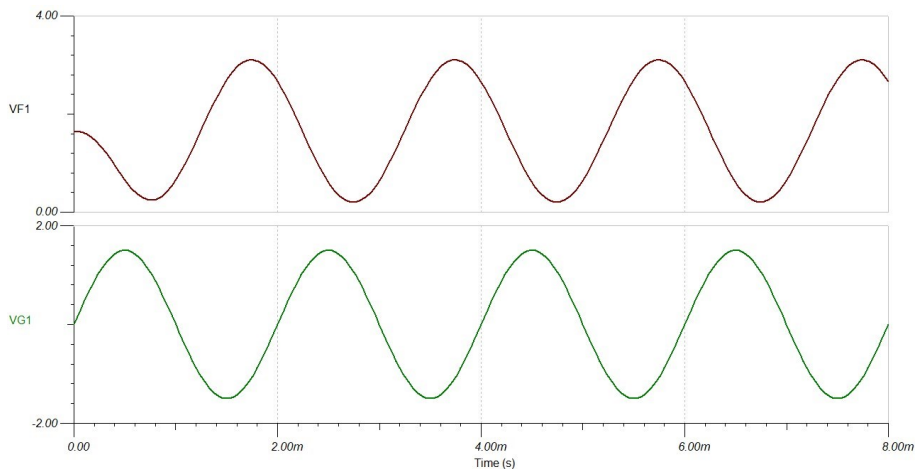
Dimensionar um filtro pode ser uma tarefa demorada e difícil, existem no entanto algumas simplificações que nos permitem fazer este cálculo de uma forma mas rápida. Para dimensionar o filtro foi usada a simplificação 1 descrita em [18]. Esta simplificação propõe o estabelecimento de relações entre resistências e condensadores. Assim vamos considerar que  $R6 = R$  e  $R7 = m \times R$ . Para os condensadores é proposta a relação  $C3 = C$  e  $C2 = n \times C$ . Resulta a equação 3.8. Sabendo a frequência de corte pretendida (1k Hz) o próximo passo é definir os valores de  $m$  e  $n$  necessários para o ganho igual a 1. Depois escolhemos  $C$  e calculamos o valor de  $R$ .

Para um filtro Butterworth os valores de  $m$  e  $n$  típicos são 0,222 e 4,7 respetivamente [18]. Definindo o valor de  $C$  para 10 nF obtemos o valor de  $R$  que é 15580  $\Omega$ . Com  $R$  calculamos o valor de  $R7$  que é  $R$  multiplicado por  $m$ , ficando  $R7$  igual a 3460  $\Omega$ .

$$F_{corte} = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C \sqrt{m \times n}} \quad (3.8)$$

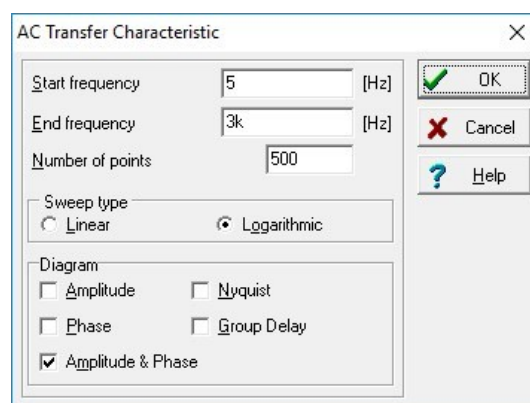
O valor atribuído a M é como já foi referido o *offset*. O último andar é um *buffer* de tensão utilizado para isolar o filtro passa-baixo do micro-controlador. Este andar é estimulado por uma onda sinusoidal com 1,65 V pico a pico e *offset* 1,65 V. Com as grandezas das resistências e condensadores calculados avançamos para a simulação.

Na figura 3.10 são apresentadas as formas de onda de entrada e saída do circuito. O sinal de gerado (VG1) e o correspondente sinal de saída invertido VF1 e o sinal de saída do filtro é VF1. O sinal de entrada Este sinal apresenta desfasamento devido à ação do filtro passa-baixo.



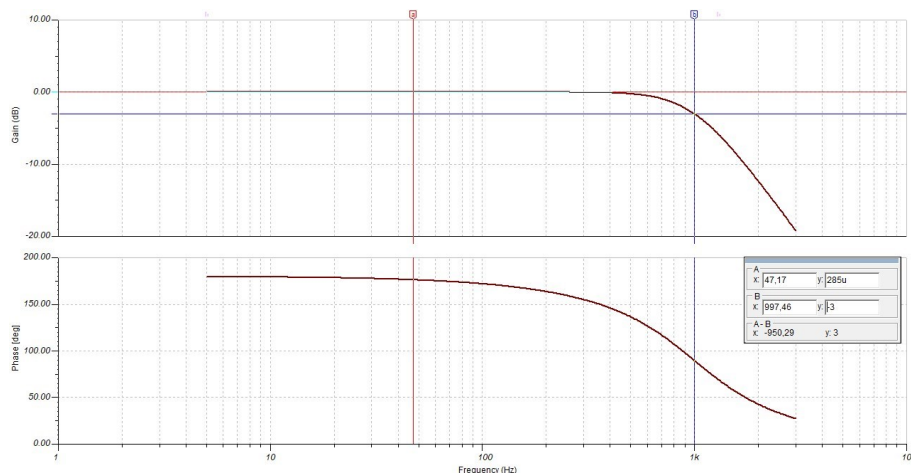
**Figura 3.10:** Sinal de entrada e saída do filtro passa-baixo

A figura 3.11 apresenta os parâmetros de configuração do simulador para a obtenção da resposta em frequência. A análise foi configurada para uma largura de banda entre 5 Hz e 3 kHz.



**Figura 3.11:** Configuração da análise AC

Na figura 3.12 é apresentado o gráfico da resposta em frequência deste circuito. Na parte superior do gráfico podemos observar que o ganho é zero se mantém constante e que a frequência de corte (localizada no local onde o ganho é -3 dB) está dentro dos valores calculados e apresenta o valor de 1 kHz. Na parte inferior do gráfico podemos observar que com o aumento da frequência do sinal ocorre também um aumento no atraso da fase em relação ao sinal original.



**Figura 3.12:** Resposta em frequência do filtro passa-baixo

No sentido de oferecer a opção ao utilizador de remover os sons provenientes do pulmões, foi dimensionado um novo filtro que rejeita-se os sons da respiração (frequência superior a 200 Hz), com o recurso da equação 3.8. Para Frequência de corte de 200 Hz o valor de R é 78 k $\Omega$ . Para este valor de R, R7 toma o valor de 17,3 k $\Omega$ .

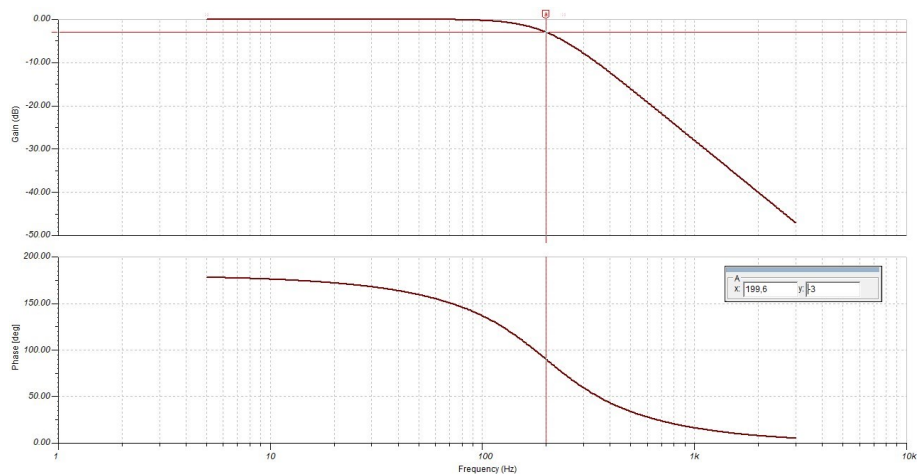


Figura 3.13: Resposta em frequência

Na figura 3.14 é apresentado o circuito completo com o módulo de condicionamento de sinal ligado ao andar do filtro passa-baixo. Na saída do amplificador de áudio foi retirada a resistência de carga pois agora já temos a carga imposta pelo filtro passa-baixo.

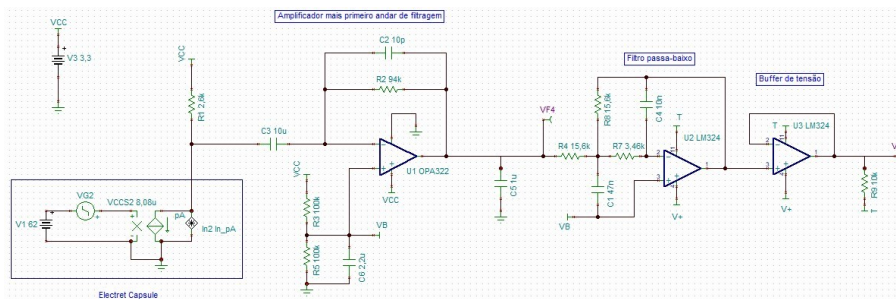


Figura 3.14: Circuito de condicionamento de sinal

### 3.2.5 ECG

Como extra foi também analisado o que seria necessário implementar para acrescentar a este projeto um ECG. Como componentes a acrescentar ao projeto do PCG temos então os elétrodos e um novo circuito de condicionamento de sinal para tratar os sinais elétricos provenientes do coração. Na figura 3.15 é apresentado uma possível arquitetura para implementar os dois sistemas.



$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (3.9)$$

Para realizar a simulação foi necessário numa primeira fase analisar como se pode simular os sinais elétricos provocados pelo batimento do coração assim como simular o comportamento elétrico dos elétrodos. No site do Tina foi possível verificar que já tem exemplos com geradores de sinal de ECG. Assim foi possível avançar para a simulação do circuito. Na figura 3.17 é apresentado o esquema elétrico responsável pela aquisição do sinal. As fonte de sinal ECGp e ECGn são fontes de tensão configuradas no modo *Piecewise linear*, estas contêm um conjunto de valores de tensão predefinidos que são repetidos ao longo do tempo. Posteriormente temos o paralelo de um condensador com uma resistência para simular o comportamento elétrico dos elétrodos. O andar seguinte é responsável pela filtragem do sinal antes deste entrar no amplificador de instrumentação que vai detetar diferenças de potencial entre os dois elétrodos. O driver da perna direita é usado para a redução de ruído [22]. O ganho do amplificador de instrumentação sugerido no *datasheet* do INA é de 10, contudo este valor foi alterado para ajustar o valor das resistências para os valores de mercado. RG tomou o valor de 4k Ω e para este valor de RG o ganho é 13,5.

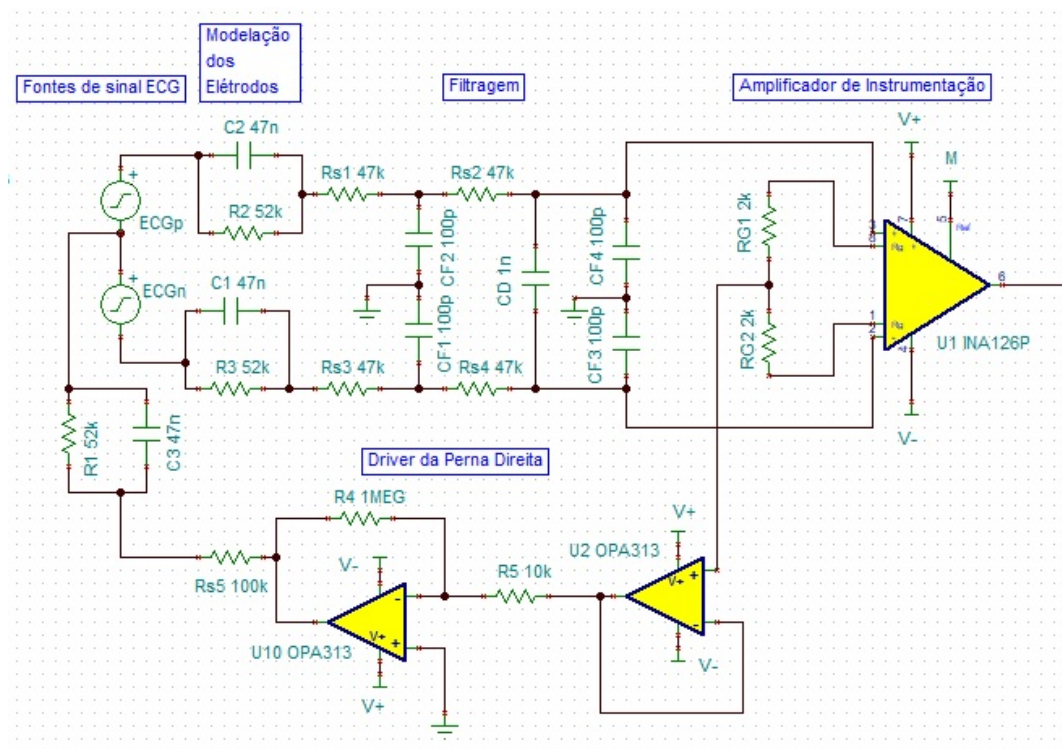


Figura 3.17: Circuito de aquisição do sinal de ECG.

O circuito de amplificação e filtragem é idêntico ao utilizado no desenvolvimento do PCG, como se pode comprovar na figura 3.18.

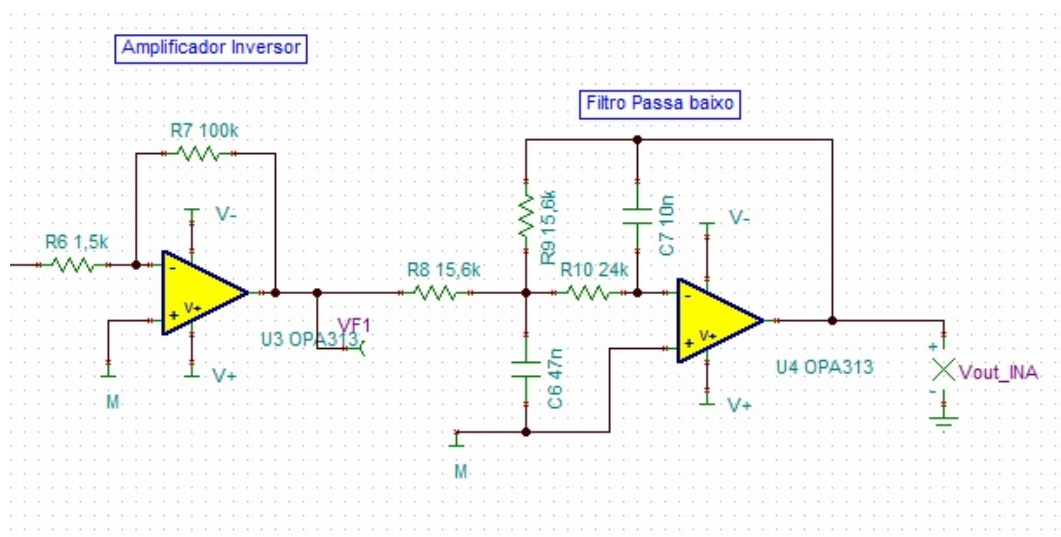


Figura 3.18: Circuito de amplificação e filtragem.

Na figura 3.19 é apresentada a simulação do circuito na escala temporal, é possível analisar os sinais das fontes de tensão que geram os sinais ECGn e ECGp de baixa amplitude. VF1 é o sinal à saída do amplificador, invertido e de maior amplitude e Vout\_INA é o sinal pós filtro passa baixo com a mesma amplitude e com a inversão do sinal reposta.

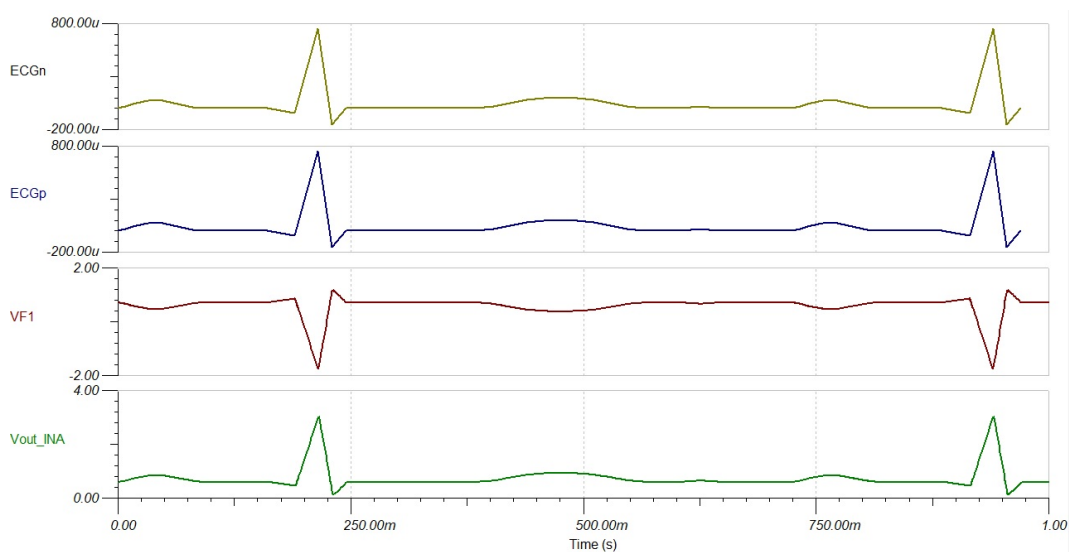


Figura 3.19: Circuito do ECG simulado.

### 3.3 Vetores de testes

Para a validação dos requisitos do sistemas é necessário a realização de testes. A definição destes testes foi dividida em testes de validação do *hardware* e testes de validação ao *software*.

#### 3.3.1 *Hardware*

O primeiro teste a realizar deverá ser ao microfone. Para isso deverá ser realizada a montagem indicada no *datasheet* do WM-61A e analisada a saída do circuito. Ao estimular o microfone com algum som deverá ser possível visualizar o sinal elétrico obtido no osciloscópio. Um segundo teste deve ser ao circuito aquisição de sinal, devemos verificar se o sinal esta centrado e não apresenta saturação para os sons que pretendemos adquirir. Posteriormente devemos testar o filtro passa-baixo. Para isso podemos estimular o circuito com o gerador de sinais e variar a frequência por forma a garantir que para a frequência pretendida não temos atenuação de sinal. O último teste ao *hardware* deverá ser ao amplificador de áudio que vai alimentar a coluna. Devemos colocar um sinal entrada do circuito e verificar o correto ajusto do ganho. Com estes testes podemos garantir o correto funcionamento do hardware.

#### 3.3.2 *Software*

O primeiro teste ao software deverá ser a correta aquisição de sinal pelo ADC. Para isso devemos colocar no pino configurado para o efeito um sinal a oscilar entre 0V e 3,3V. Posteriormente analisar no software de *debug* do microcontrolador disponibilizado pela "Micrium uC-Probe" se o valor recolhido pelo ADC tem a mesma amplitude e frequência do sinal que foi introduzido. Para a validação do filtro recursivo poderá ser utilizado o mesmo processo.

Após validar a aquisição do sinal pelo microcontrolador devemos validar as saídas DAC e UART. Para testar se o DAC esta a colocar na saída o que se pretende podemos aproveitar o teste realizado ao ADC e ao mesmo tempo que fazemos a aquisição do sinal pelo ADC colocamos o valor obtido no DAC e analisamos se a onda de saída tem a mesma amplitude e frequência do sinal de entrada. Para validação da UART não basta a representação da onda ter a mesma amplitude e frequência pois podem ser perdidos dados na comunicação. A solução idealizada é a implementação de um contador no microcontrolador e enviar o seu valor pela UART para o exterior e depois analisar se não existem valores em falta.

# 4

## Protótipo do estetoscópio

No desenvolvimento do protótipo funcional o projeto foi dividido em dois tópicos em *hardware* e *software*. Cada um destes tópicos é depois subdividido em pequenos tópicos que descrevem a implementação dos vários componentes do sistema assim como os aspetos mais importantes de cada um deles. O tópico do *software* é composto por o algoritmo desenvolvido para o microcontrolador e o modelo implementado no Matlab-Simulink para a realização da aquisição do sinal e sua apresentação. No final deste tópico serão apresentados os teste idealizados no capítulo anterior, de forma a garantir o cumprimento dos requisitos.

### 4.1 Hardware

Na elaboração do projeto foi efetuada primeiramente a montagem do microfone. Tudo o resto será implementado e ajustado em função do sinal de saída do microfone por isso fazia sentido garantir um correta implementação deste componente. Posteriormente será apresentado o integrado usado para a implementação do circuito de condicionamento de sinal e do filtro passa-baixo, será indicado como estes componentes são utilizados e como realizar a sua alimentação. Os circuitos implementados foram os simulados pelo que não há necessidade de os apresentar novamente.

### 4.1.1 Microfone

O microfone utilizado foi o WM-61A da Panasonic, sensor do tipo eletreto. No circuito exterior estudado para o condicionamento do sinal microfones de eletreto (figura 3.5), foi usado o valor da resistência ( $RL = 2,6k\Omega$ ) e de tensão ( $V_s = 3,3V$ ) valores próximos dos indicados no *datasheet* do WM-61A. A ligação efetuada ao microfone foi realizada através de um cabo de áudio com uma ficha Jack 3,5mm por forma a facilitar a sua conexão ao circuito. Depois de analisar o correto funcionamento do microfone, este foi inserido no tubo de um estetoscópio tradicional, figura 4.1. Esta montagem permite uma melhor aquisição do sinal e melhora o manuseamento do sensor.



**Figura 4.1:** Montagem do WM-61A.

### 4.1.2 Aquisição de sinal

A alimentação do circuito está definida para 5 V, que pode ser realizada através do microcontrolador ou de uma fonte externa. A alimentação a partir do microcontrolador não é indicada pois irá sobrecarregar este componente e qualquer curto circuito poderá danificar o I.O. Optou-se por usar uma fonte alimentação externa da YwRobot.

Na escolha dos amplificadores operacionais a utilizar realizou-se um pequeno estudo dentro dos amplificadores disponíveis e de outros dois muito utilizados em aplicações de áudio (TL072 e NE5532). Na tabela 4.1 são apresentadas as principais características:

- VIO - *Input offset voltage*;

- $I_{io}$  - Input offset current;
- $I_{IB}$  - Input bias current;
- CMRR - Common-mode rejection ratio;
- SR - Slew rate;
- GBP - Gain Bandwidth product;
- THD - Total harmonic distortion;
- $e_n$  - Input voltage noise density;
- $i_n$  - Input current noise density;

Tabela 4.1: Tabela comparativa de amplificadores operacionais

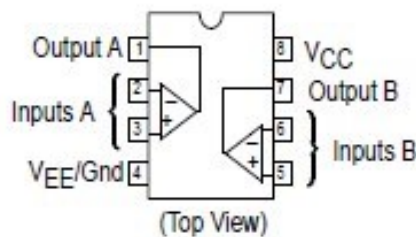
	<b>TL084</b>	<b>TL072</b>	<b>LM324</b>	<b>LM358</b>	<b>NE5532</b>
<b>Vio</b>	3/6 mV	3/10 mV	2/5 mV	2/7 mV	0,5/4 mV
<b>Iio</b>	5/100 pA	5/100 pA	2/30 nA	5/50 nA	10/150 nA
<b>IIB</b>	20/200 pA	65/200 pA	20/150 nA	45/250 nA	200/800 nA
<b>CMRR</b>	86 dB	100 dB	80 dB	70 dB	100 dB
<b>SR</b>	16 V/us	13 V/us	0,4 V/us		9 V/us
<b>GBP</b>	4 MHz	3 MHz	1,3 MHz		10 MHz
<b>Rid</b>	10 TW	1 TW			300 kW
<b>THD</b>	0,01%	0,003%	0,015%		
<b>en</b>	15 nv/Hz	18 nv/Hz	40 nv/Hz	40 nv/Hz	5 nv/Hz
	Rs=100 W	Rs=20 W	Rs=100 W	Rs=100 W	Rs=100 W
	1 kHz	1 kHz	1 kHz	1 kHz	1 kHz
<b>in</b>		0,01 pA/Hz			0,7 pA/Hz
		Rs=20 W			Rs=?
		1 kHz			1 kHz

Em várias aplicações de áudio como mesas de mistura e pré-amplificadores é usado o NE5532. Este apresenta uma distorção muito baixa mesmo com cargas elevadas. O desvio da tensão de entrada é igualmente baixo contudo as correntes de polarização são elevadas. Após ponderar estas características e ter em conta este projeto iniciou-se a implementação com os amplificadores disponíveis no ISEP o LM358AN e o LM324N.

Na implementação do circuito de aquisição de sinal foi utilizado o LM 358AN, este circuito integrado contém 2 amplificadores operacionais de alto ganho. Este circuito integrado está desenhado para funcionar apenas com uma única fonte de

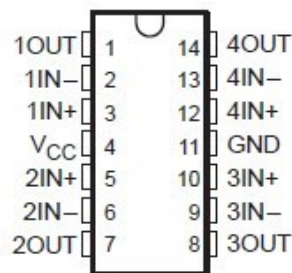
alimentação e permite uma vasta gama de tensões de alimentação (3 V a 32 V). Isto é uma vantagem pois simplifica a alimentação do circuito.

Na figura 4.2 é apresentado o *pin out* deste circuito integrado. Vcc é então alimentado com 5 V e GND ligado à massa do circuito. Os pinos "n IN-", "n IN+" e "n OUT" onde n é o número de um amplificador operacional e o IN- representa a entrada negativa, IN+ representa a entrada positiva e OUT representa a saída do amplificador.



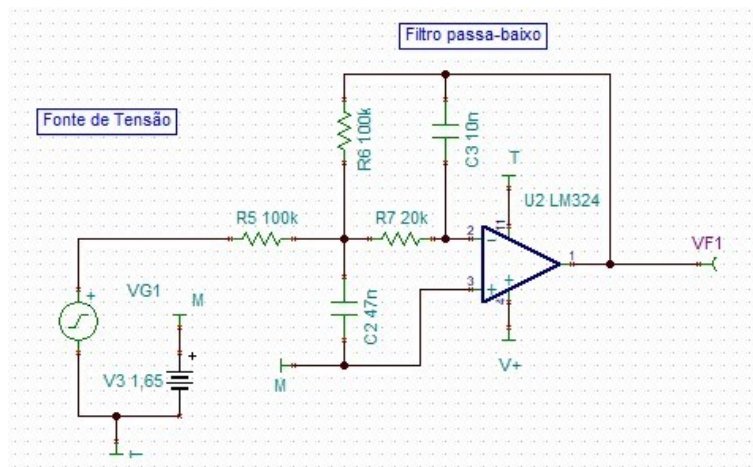
**Figura 4.2:** *Pin out do LM358AN. Retidado de [7]*

Na implementação do filtro passa-baixo de 1 kHz foi utilizado o LM 324N , este circuito integrado contém 4 amplificadores operacionais de alto ganho. Este circuito integrado está igualmente desenhado para funcionar apenas com uma única fonte de alimentação e permite tensões de alimentação (3 V a 30 V). Na figura 4.3 é apresentado o *pin out* deste circuito integrado. Este integrado é muito semelhante ao LM358AN.



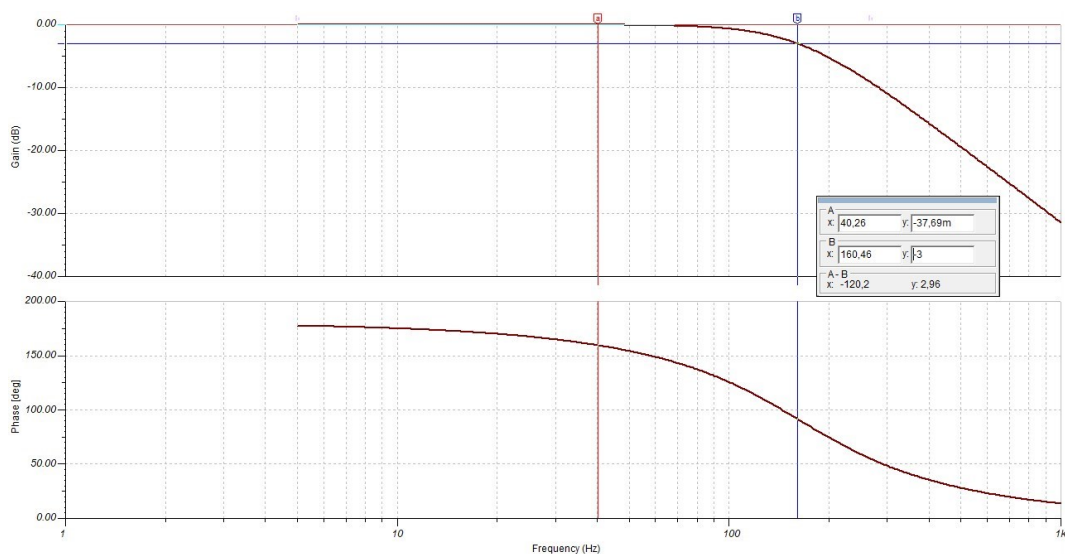
**Figura 4.3:** *Pin out do LM324N. Retidado de [6]*

Não ocorreram problemas e a montagem foi de acordo com o simulado. Contudo a montagem do filtro passa-baixo de 200 Hz os valores das resistências eram dispares das existentes do mercado. Para isso foram ajustadas para os valores mais próximos existentes no mercado e realizada nova simulação. As resistências R5 e R6 tomaram o valor de 100 kΩ e R7 o valor de 20 kΩ. Na figura 4.4 é apresentado o novo circuito simulado.



**Figura 4.4:** Simulação do filtro passa-baixo ( $F_c = 200$  Hz) ajustado para as resistências de mercado

Na figura 4.5 é apresentada a resposta em frequência deste filtro. Na análise da figura verificamos que para este filtro a frequência de corte tomou o valor de 160 Hz. Este valor compõe com o pretendido e procedeu-se à montagem do filtro.



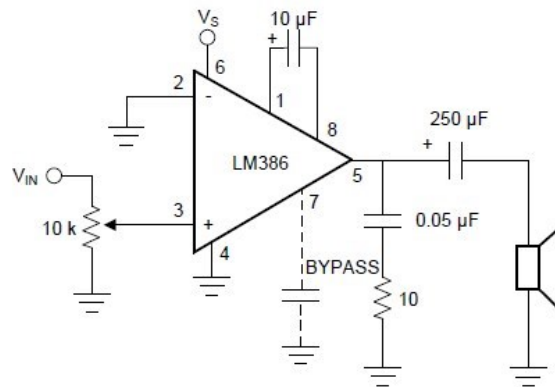
**Figura 4.5:** Resposta em frequência do filtro passa-baixo ( $F_c = 200$  Hz) ajustado para as resistências de mercado

### 4.1.3 Amplificador de áudio

Agora com o circuito de aquisição de sinal concluído avançou-se para o desenvolvimento do *output* do sistema. Para a introdução da coluna no sistema foi então necessário a introdução de um amplificador de áudio. O amplificador de áudio es-

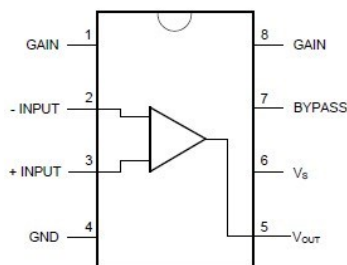
colhido foi o LM 386 que é utilizado em aplicações como amplificadores de rádio e TV. Este amplificador permite uma montagem com ganho fixo de 20 vezes, uma de ganho 200 vezes e uma montagem com ganho variável entre 20 e 200 vezes. Para isso é necessário a colocação adicional de uma resistência e de um condensador nos pinos 1 e 8 [8]. Na figura 4.6 é possível visualizar a montagem de ganho 200, que foi a implementada, o ajuste do volume é realizado pela regulação do potenciômetro de 10 k $\Omega$ . Este amplificador tem como principais características:

- Tensão de alimentação: 4 - 12 V ou 5 - 18 V;
- Ganhos de tensão entre 20 e 200;



**Figura 4.6:** Circuito de amplificador de audio. Retirado de [8].

O *Pin out* deste integrado é apresentado figura 4.7.  $V_s$  é a alimentação do circuito, GND a massa. Os pinos 2 e 3 as entradas do amplificador, entrada invertida e não invertida respetivamente. O pino 5 é a saída que será liga à coluna [8].



**Figura 4.7:** Esquema elétrico do LM386. Retidado de [8]

Na saída do DAC foi implementado um filtro passa-baixo igual aos já estudados para eliminar as altas frequências. Este filtro foi dimensionado com uma frequência

de corte de 160Hz e pretende melhorar a audição do S1 e S2. A saída deste filtro é conectada ao amplificador de áudio que alimenta a coluna.

## 4.2 Software

Para a aquisição e envio do som do coração foi desenvolvido um algoritmo para o microcontrolador responsável pela aquisição e envio dos dados para o PC. E para a visualização e tratamento dos dados foi desenvolvido no Matlab-simulink um modelo que realiza-se a aquisição do sinal.

### 4.2.1 Algoritmo microcontrolador

Para cumprir com os requisitos do sistema foi necessário desenvolver um estrutura de *software* para o microcontrolador escolhido. Este microcontrolador tem um ambiente de desenvolvimento baseado no eclipse e onde a linguagem de programação utilizada é o C. Este *Integrated Development Environment* (IDE) que permite uma rápida configuração dos periféricos pois disponibiliza uma interface gráfica para o efeito.

Para este projeto foi necessário a configuração de um ADC para realizar a aquisição do sinal analógico. A taxa de amostragem como já foi referido terá de ser duas vezes superior à frequência mais alta que pretendemos adquirir. Para este projeto como o filtro passa-baixo está dimensionado com a frequência de corte para 1kHz a taxa deverá ser superior a 2kHz, para este projeto foi definida para 10kHz por forma a realizar uma boa amostragem. Posteriormente é aplicado um filtro recursivo de média deslizante. O pedido de medição pelo ADC é efetuado por *software* pelo atendimento de uma interrupção do "TIMER\_0" que gera uma interrupção a cada 0,1 ms.

Pretende-se enviar a média de 10 amostras para o PC a cada ms pelo que na configuração da Uart é necessário definir um *bitrate* que permita esta taxa de envio de dados. Para um *bitrate* de 256000, usualmente utilizado, dividimos *bitrate* por 10*bits* vezes a taxa de envio dos dados e chegamos ao valor de 25 *bytes* por ms, que é suficiente para este projeto.

Para um melhor comportamento do sistema, foi implementado um sistema em tempo real usando o FreeRTOS. Foram criadas duas tarefas, uma para receber os valores do ADC e calcular a média e outra responsável pelo envio dos dados para o PC. Para comunicação entre interrupção e tarefa de calculo da média foi criada uma fila de mensagens de capacidade 10 vezes uma variável do tipo "uint16". Para comunicação entre a tarefa de calculo da média e a tarefa de envio dos dados para o PC foi

criada outra fila de mensagens esta agora com apenas capacidade para uma variável do tipo "uint16". Na configuração do FreeRTOS foi definida a variável "Scheduler tick rate" para o valor de 10kHz por forma a reagir rapidamente na comutação entre tarefas. O sistema foi definido com preemptivo e foram incluídas todas as funções definidas na sua API. Na figura4.8 são apresentadas as principais configurações.

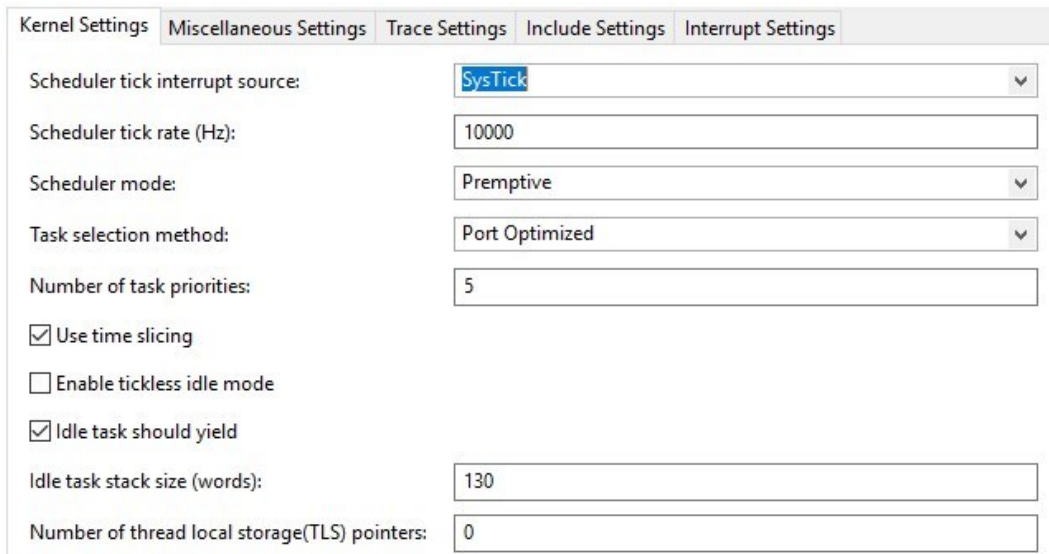


Figura 4.8: Configuração do RTOS

Para a definição das prioridades é necessário ter em atenção a três níveis de prioridades. Prioridade do *Kernel* do RTOS, prioridade de interrupções que podem usar a API do RTOS e prioridade de interrupções que não podem usar a API do RTOS. Na figura 4.9 é apresentada esta problemática. Sendo a prioridade zero a mais baixa e configurada para a prioridade do *Kernel*. A prioridade 4 o limite de prioridade até onde as interrupções podem usar a API do RTOS e as restantes prioridade não podem usar a API do RTOS [4].

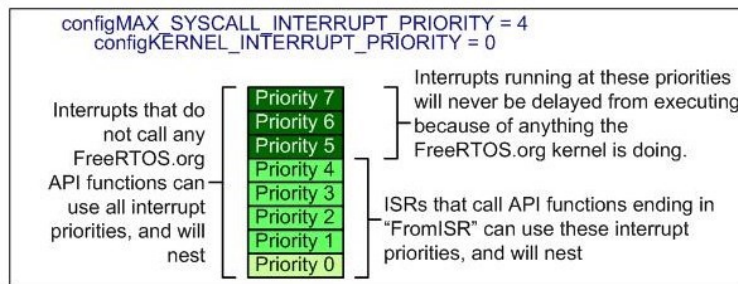
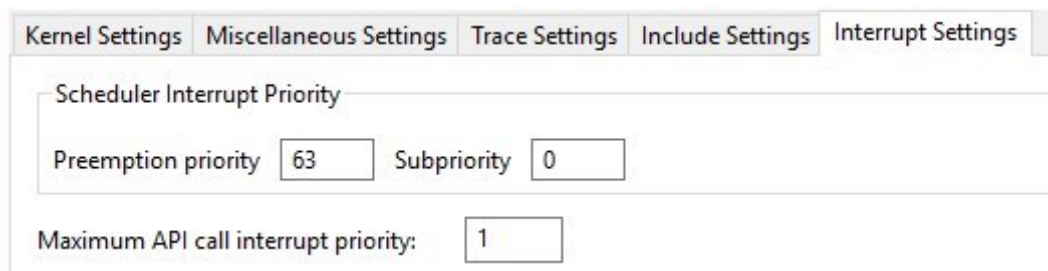


Figura 4.9: Configuração de interrupções sugerida pelo FreeRTOS, Retirado de [4].

A definição destes intervalos é realizada com a configuração de duas variáveis no ambiente de configuração do RTOS "Maximum API call interrupt priority" e "Preemption priority" onde a primeira define o limite a partir do qual não poderemos usar a API do RTOS e a segunda define a prioridade do *Kernel*. No caso da atribuição da interrupção do *Kernel* baixa prioridade (como sugerido em [4]), as outras interrupções poderão sempre ocorrer, ou seja as zonas críticas de código poderão ser interrompidas. No caso de ser utilizado um periférico numa interrupção esta situação deveria ser analisada. No caso do sistema implementado não é realizado o acesso a periféricos nas interrupções nem acesso a variáveis globais comuns entre interrupções e tarefas. A interrupção do *Kernel* ficou definida como a de mais baixa prioridade e a valor que limita o uso da API foi definido para 1 pois não temos caso de uso para interrupções que não usem a API do RTOS. Na figura 4.10 é apresentada a configuração realizada no ambiente gráfico disponibilizado pelo DAVE.



**Figura 4.10:** Configuração das interrupções do FreeRTOS realizada

Na configuração do DAC o DAVE oferece quatro modos de utilização possíveis:

- Modo *Pattern* - Repetição de um padrão definido;
- Modo *Single value* - Atualização de valor de saída por *software*;
- Modo *Ramp* - Geração de uma rampa;
- Modo *Noise* - Geração de ruído aleatório;

Na figura 4.11 são apresentados os quatro modos e o tipo de sinal gerado por cada um deles. O modo que se adequa ao nosso caso é o modo *Single value*, pois pretendemos colocar na saída o valor processado no microcontrolador.

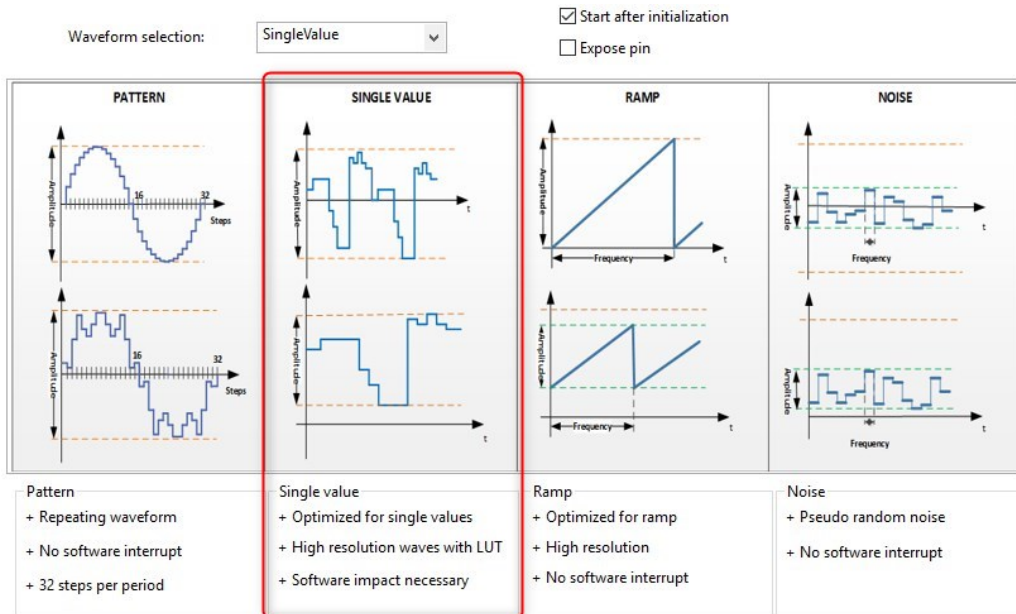


Figura 4.11: Configuração do DAC. Retirado do IDE Dave

A DAC permite atribuição de valores de tensão por *software* entre 0 e 4095, que correspondem na saída a 0,3 V e 2,5 V respectivamente. Na figura 4.12 são apresentados estes limites.

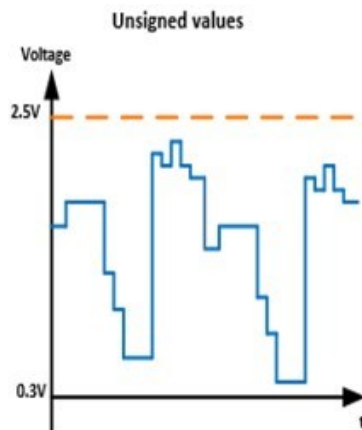
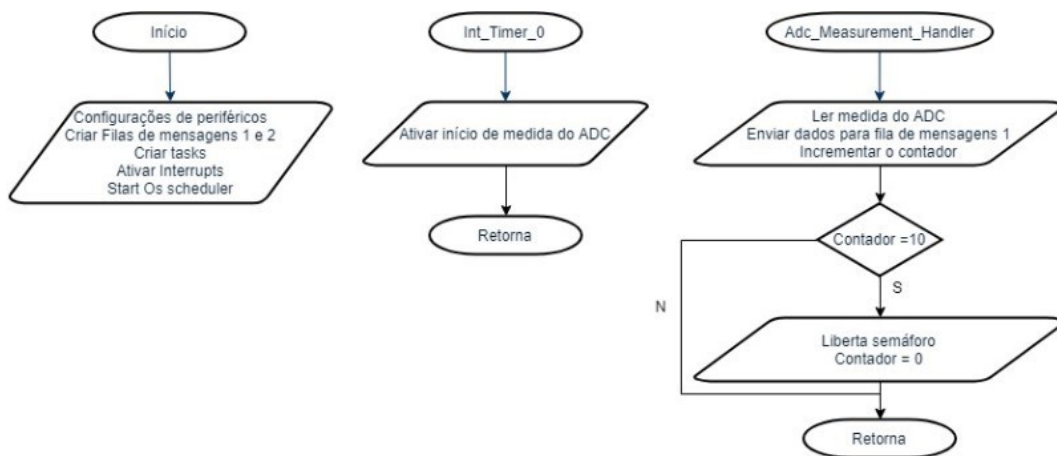


Figura 4.12: Limites de tensão na saída do DAC. Retirado do IDE Dave

Na figura 4.13 é apresentado o diagrama de arranque do sistema e o atendimento de interrupções desenvolvido. No arranque do sistema figuram as configurações iniciais dos periféricos (TIMER, ADC, DAC, UART), a criação das filas de mensagens e criação de tarefas. Aquando da realização de todas as configurações é ativado o escalonador que a partir desse momento controlará o sistema. No atendimento da

interrupção do *Timer\_0*, temos então o pedido de nova medição pelo ADC. No atendimento da interrupção gerada após o fim da medição realizada pelo ADC temos a leitura deste valor e posterior envio para a tarefa de calculo da média por meio de uma fila de mensagens (fila de mensagem 1). Este atendimento incrementa um contador que aquando do valor igual a 10 liberta um semáforo a dar indicação à tarefa de calculo da média que a fila de mensagens já tem 10 valores e que pode iniciar o calculo da média.



**Figura 4.13:** Fluxograma de do sistema desenvolvido

Na figura 4.14 é apresentado o comportamento das tarefas, onde a tarefa responsável pelo calculo da média é a tarefa "Task\_Leaky" e a tarefa "Task\_Uart" é responsável pelo envio do dados para o PC. A tarefa "Task\_Leaky" está bloqueada no semáforo até este ser libertado. A libertação do semáforo indica que a fila de mensagens está cheia o podemos iniciar o calculo da média. Com o valor da média calculado este é enviado para a tarefa "Task\_Uart" através da fila de mensagens 2. A tarefa "Task\_Uart" espera que existam dados na fila de mensagens 2 e envia os dados para o PC através da Uart.

O calculo da média é realizado através do um filtro de média deslizante. Para realizar a implementação neste projeto,  $M$  toma o valor de 10 e inclui-se a equação 2.5 no código da *task* "Task\_Leaky".

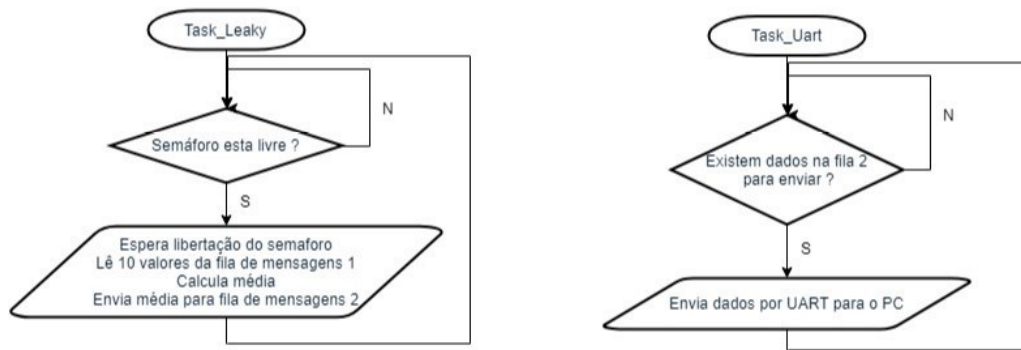


Figura 4.14: Fluxograma das tarefas do sistema

#### 4.2.2 Matlab - Simulink

Para a aquisição do sinal no PC foi implementado no Simulink um modelo para fazer a aquisição dos dados via porta serie e envio dos dados para o ambiente Matlab. Inicialmente foi configurada a porta serie com os mesmos parâmetros (*baud rate*, bits de dados, bit de paridade, stop bit) da UART do microcontrolador. Posteriormente foi adicionado o bloco "serial receive" responsável pela leitura periódica da porta serie. Neste bloco foi importante definir o número de dados, o tipo de dados e a frequência de amostragem. Os restantes blocos são responsáveis pela representação gráfica e pelo envio dos dados para o ambiente do Matlab. Na figura 4.15 é apresentado este modelo.

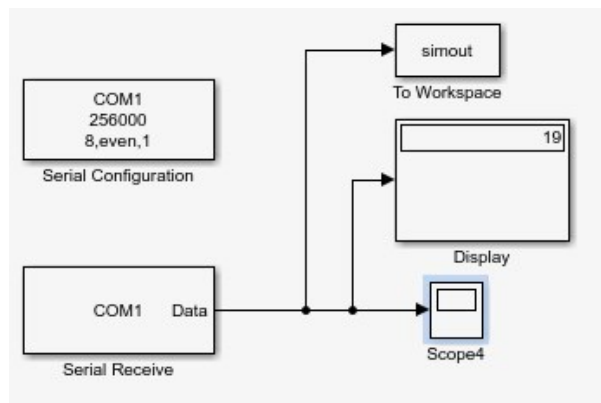
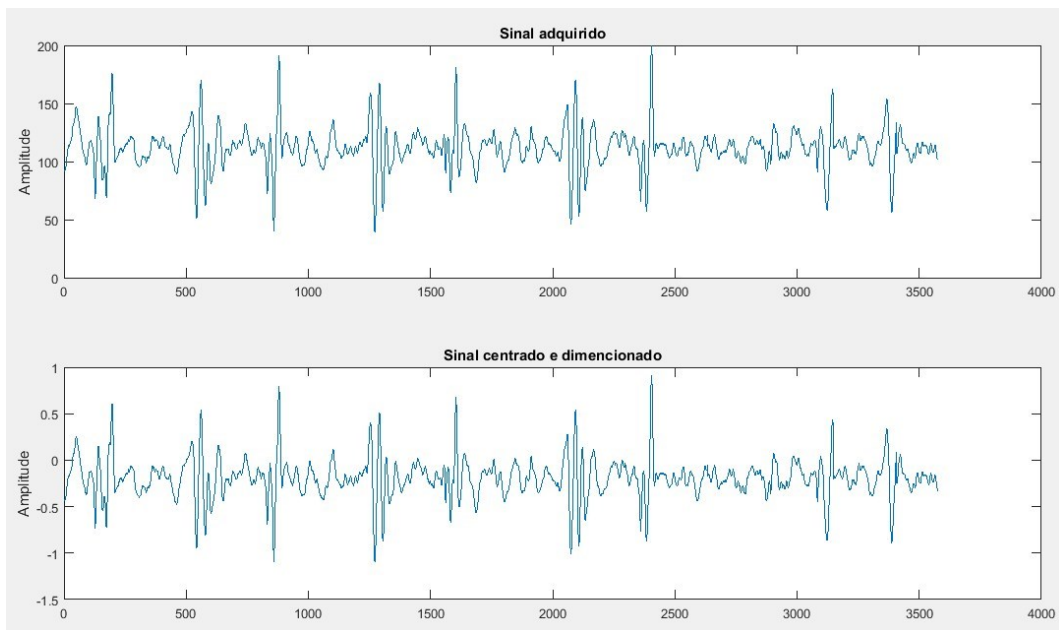


Figura 4.15: Modelo implementado em Simulink para aquisição do sinal

Com os dados no Matlab podemos realizar enumeras operações. Inicialmente é apresentado o sinal tal como adquirido e posteriormente é aplicado um filtro FIR passa-baixo no sentido de remover o ruído, melhorando assim o som adquirido. Para reproduzir o som foi utilizada a função "sound" do Matlab, contudo o sinal

adquirido não estava dentro da gama de valores permitidos por esta função. A função "sound" apenas permite valores entre -1 e 1. Para isso o sinal adquirido foi centrado novamente na origem e dimensionado para a faixa de valores permitidos. Os dois sinais são apresentados na figura 4.16.



**Figura 4.16:** Representação gráfica do sinal adquirido

Para dimensionamento do filtro passa-baixo foi determinado que a frequência de corte seria 200 Hz (frequência dos sons do coração  $\leq 200Hz$ ) e a zona de transição poderia ir até 220 Hz. Para calcular o valor mínimo de ordem que garante estas características foi utilizada a função de desenho de filtro fir do Matlab "firgr" que com a introdução dos parâmetros mencionados e com o pedido de ordem mínima, retorna os coeficientes do filtro, cujo numero de elementos é a ordem do filtro. o resultado foi um filtro de ordem 207.

Com os coeficientes do filtro passamos à elaboração do filtro utilizando a *toolbox* DSP do Matlab. Na figura 4.17 é apresentada a resposta em amplitude e fase do filtro desenvolvido.

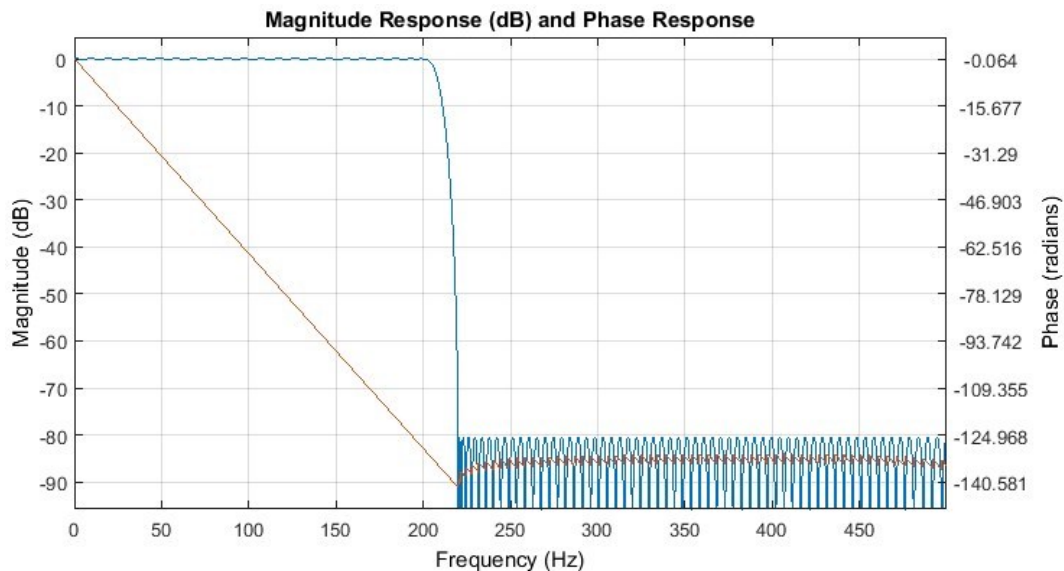


Figura 4.17: Resposta em frequência do filtro FIR de ordem 100

Com a ferramenta "SpectrumAnalyzer" foi analisado a correta aplicação deste filtro. Na figura 4.18 é apresentado o espectro do sinal adquirido depois de ser aplicado o filtro.

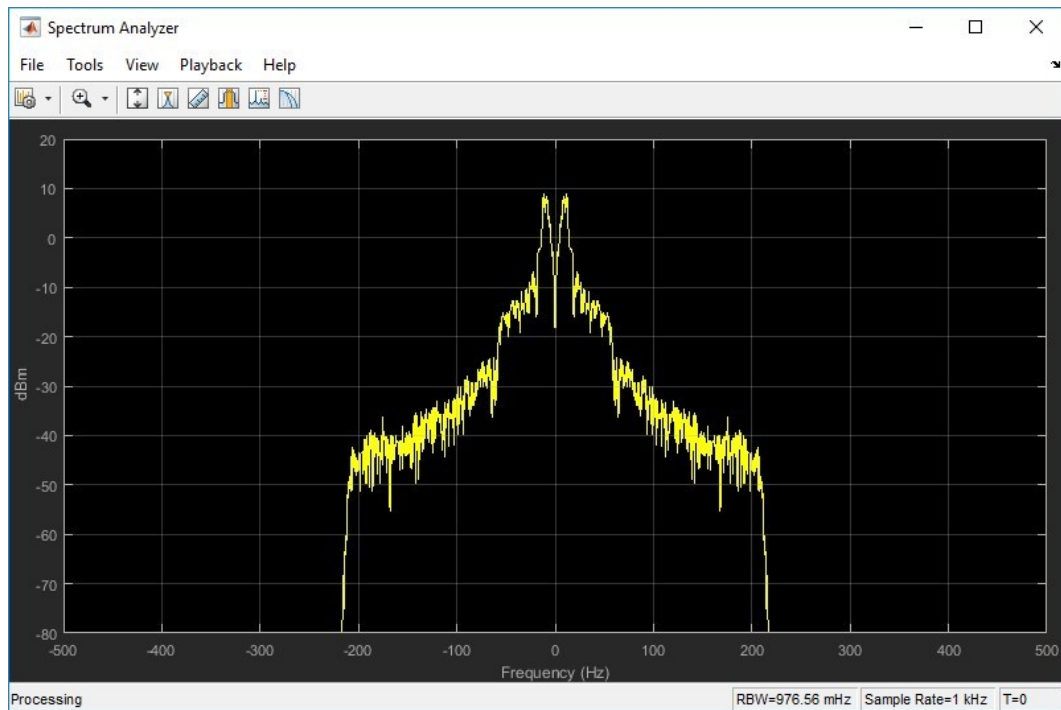


Figura 4.18: Espectro de frequência por aplicação do filtro FIR passa-baixo

### 4.3 Testes e validação

Para a validação do protótipo funcional foram realizados os testes idealizados em 3.3.1. Inicialmente foi testado o *hardware* passa a passo e depois foi testado o funcionamento do *software*.

#### 4.3.1 Hardware

Inicialmente foi testada a montagem do sensor WM-61A. Após a montagem idealizada foi estimulado o sensor e observado no osciloscópio o sinal de saída deste conjunto. A figura 4.19 apresenta o resultado deste teste. O sinal é de baixa amplitude como esperado abaixo dos 100 mV e está sem ganho DC. Na mesma figura é possível verificar o sinal S1 e S2 como esperado.



Figura 4.19: Sinal na saída do microfone

Interligando este sinal com o circuito de condicionamento de sinal e observando agora o sinal de saída deste conjunto, o sinal agora amplificado, oscila entre zero e 3,3 V. O sinal está agora centrado nos 1,65 V. O resultado esperado é apresentado na figura 4.20.



Figura 4.20: Sinal na saída do amplificador

Para validação do funcionamento do filtro, este foi isolado e estimulado por um gerador de sinais. Assim foi possível manipular o valor da frequência manualmente por forma a atingir a frequência de corte e confirmar a diminuição na amplitude do sinal. Foi aplicado na sua entrada uma senoide com amplitude 3,3 V de pico a pico e com um *offset* de 1,65V por forma a igualar a saída do amplificador do circuito implementado. Para testar a banda de passagem foi ajustada a frequência para os 100 Hz. Na figura 4.21 é apresentado a amarelo (canal 1) o sinal de entrada do filtro. A massa deste canal esta ajustada para o topo do *display*, cada divisão corresponde a 1V. A azul (canal 2) está o sinal de saída do filtro desfasado 180° do sinal de entrada. A massa deste canal esta ajustada para o limite inferior do *display* e cada divisão corresponde igualmente a 1 V por divisão. Para estimular o filtro na sua frequência de corte foi ajustado o sinal de entre para a frequência de 1 kHz. Como referido anteriormente a frequência de corte é o valor onde a amplitude tem uma atenuação de -3 dB, isto corresponde ao valor de amplitude na banda de passagem a dividir por  $\sqrt{2}$ . Para o valor entrada de 3,3 V, temos que à frequência de corte o nosso sinal deve ter 2,3 V. Na figura 4.22 podemos constatar o correto funcionamento do filtro. O canal 1 em cima sinal de entrada e em baixo o canal 2 o sinal de saída atenuado  $-3dB$ .

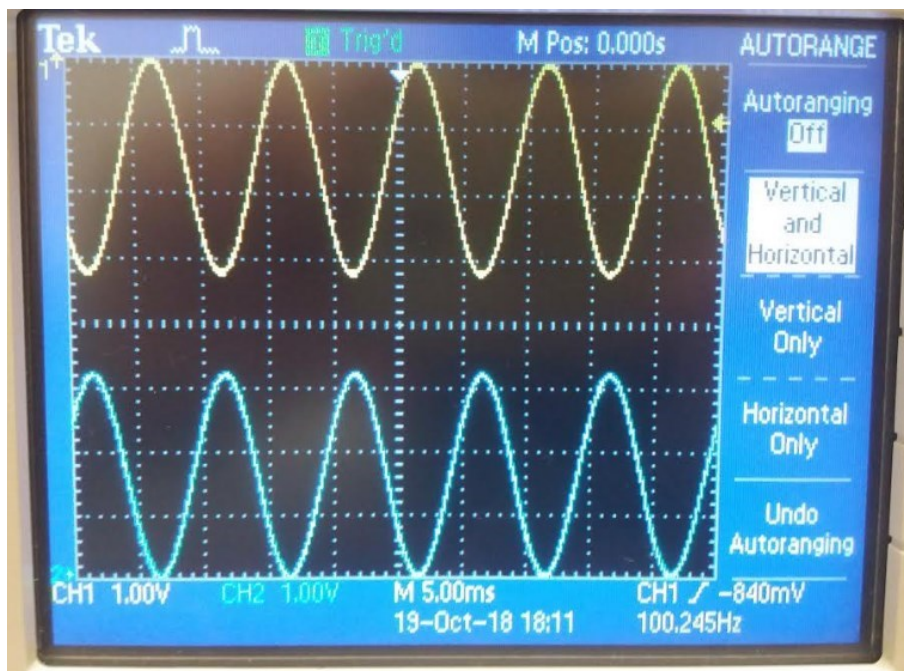


Figura 4.21: Sinal na saída do filtro - sinal de entrada a 100 Hz, frequência de corte 1 kHz.

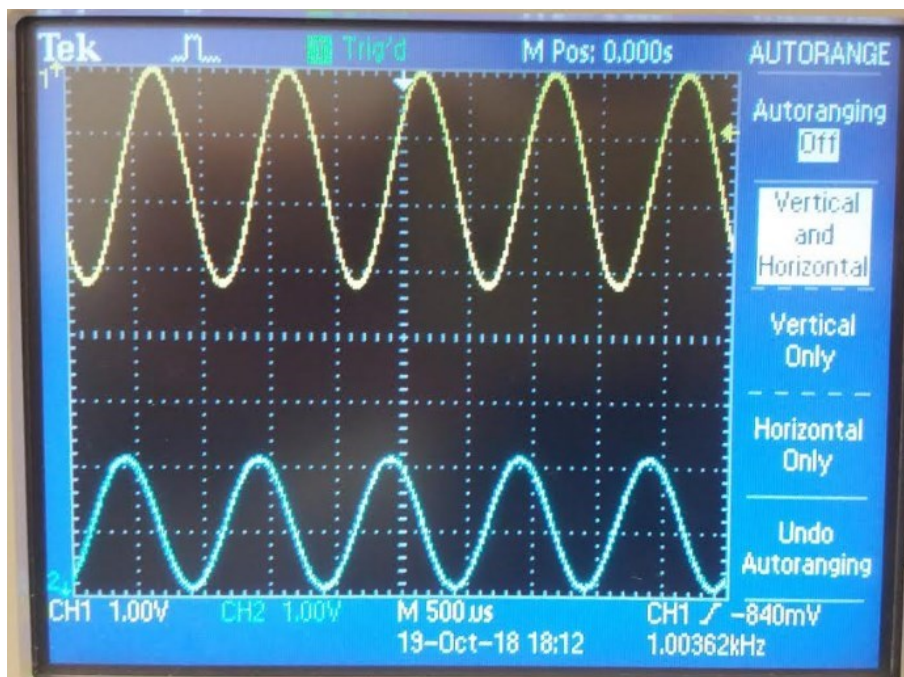
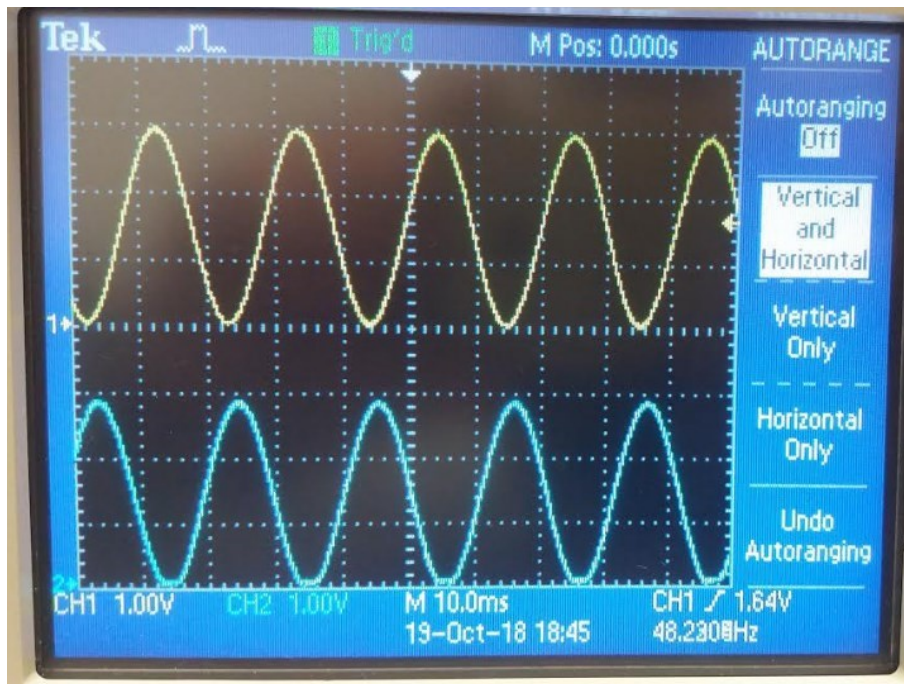


Figura 4.22: Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 1 kHz, frequência de corte 1 kHz.

Para validação do segundo filtro com frequência de corte de 160 Hz, o processo e validação foi idêntico ao anterior. O filtro foi estimulado com uma frequência de 50 Hz para testar a sua banda de passagem, a figura 4.23 apresenta o resultado validado, o sinal esta invertido e com a mesma amplitude. Posteriormente o na entrada do circuito foi colocada o mesmo sinal mas na frequência de corte. O resultado é apresentado na figura 4.24 onde observamos que a amplitude do sinal de saída é  $-3dB$  o sinal de entrada.



**Figura 4.23:** Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 50 Hz, frequência de corte a 160 Hz.

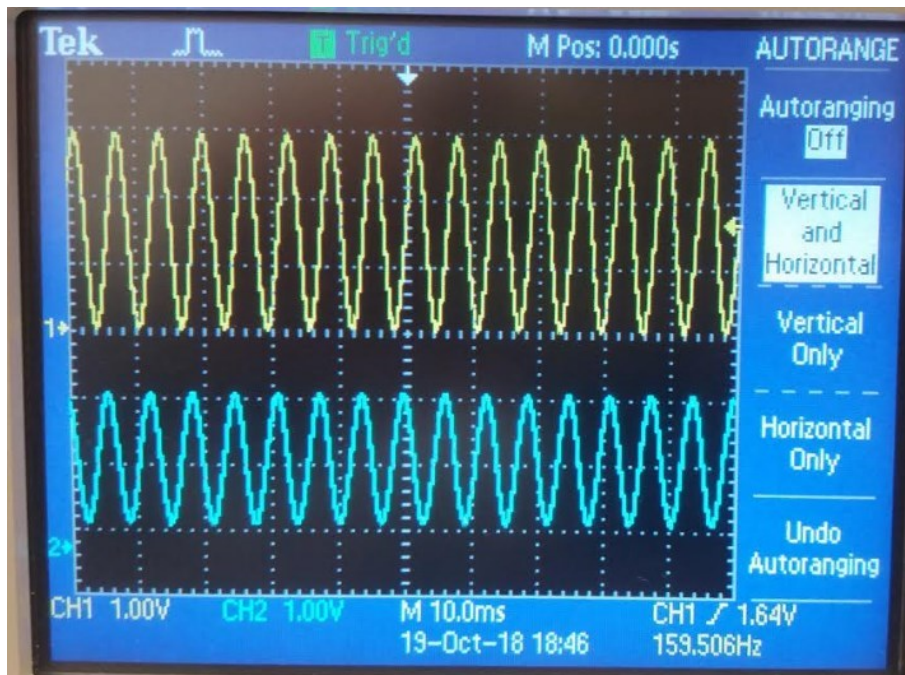


Figura 4.24: Sinal na saída do filtro - sinal de entrada 160 Hz, frequência de corte a 160 Hz

### 4.3.2 Software

Para validação do *software* ficou definido que o primeiro passo seria validação da aquisição do sinal pelo ADC. Para a realização deste teste foi aplicado no pino do ADC uma onda com a amplitude de 3,3 V pico a pico e 1 kHz de frequência (frequência máxima que pretendemos adquirir). Depois foi analisado no debugger do microcontrolador ("Micrium uC-Probe") a onda adquirida. Pela análise da figura 4.25 o período da onda está de acordo com o sinal aplicado e corresponde a 1 ms.

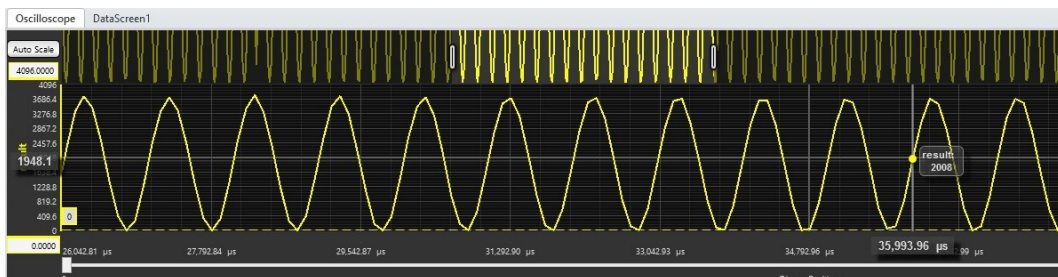
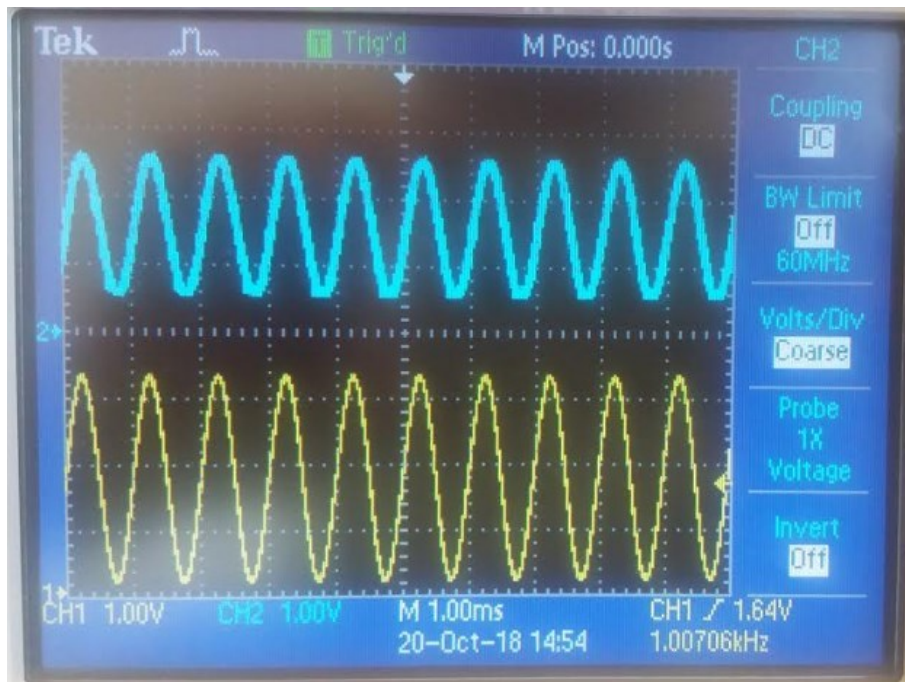


Figura 4.25: Sinal de 1kHz e 3,3V pico a pico adquiridos pelo ADC

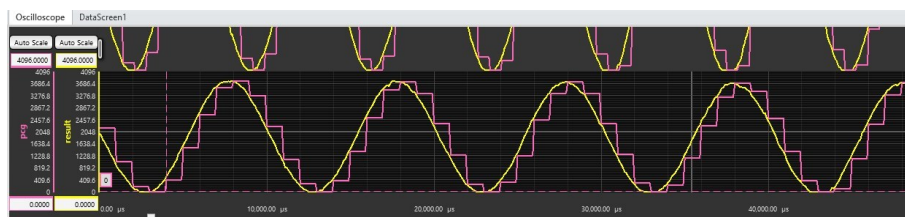
Perante o mesmo sinal de entrada foi analisada a saída no DAC do microcontro-

lador no osciloscópio, a figura 4.26 apresenta este sinal que como podemos observar apresenta a mesma frequência do sinal de entrada. Já a amplitude não sendo igual ao do sinal de entrada, atinge os limites de tensão de saída do DAC (0,3 e 2,5 V), como esperado. Este teste validou o sistema no limite de frequência de trabalho.



**Figura 4.26:** Sinal de 1kHz e 3,3V pico a pico na saída do DAC

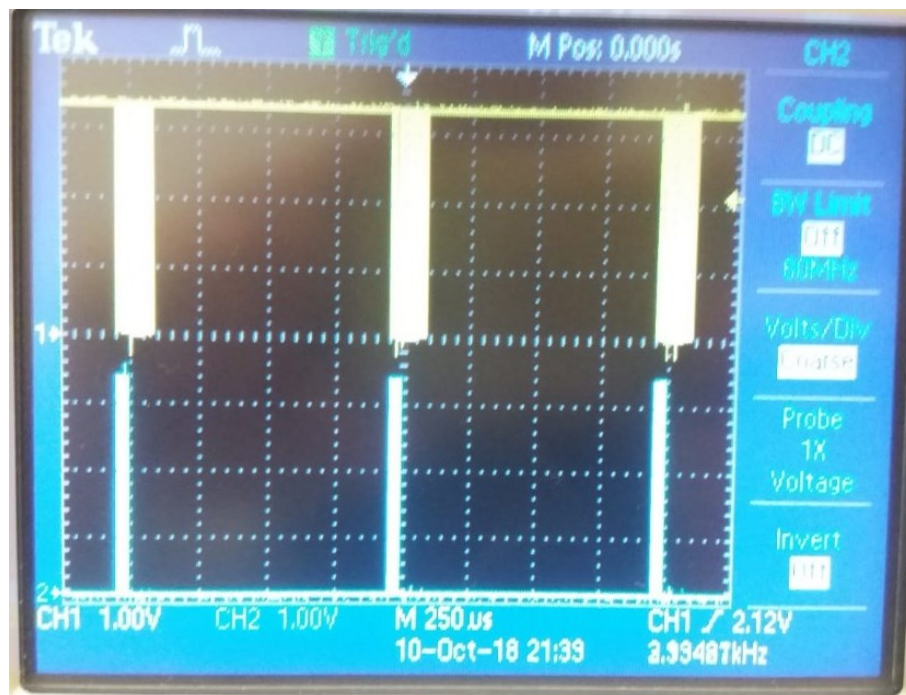
Posteriormente adequou-se os testes para um valor de frequência de 100 Hz, mais enquadrado com o valores que pretendemos adquirir. Na figura 4.27 é apresentado o valor da variável de aquisição do sinal do ADC (amarelo) e o valor calculado pelo filtro de média deslizante (rosa). O filtro de média deslizante tem um pequeno atraso como esperado. Novamente analisando a frequência do sinal amostrado podemos concluir que está de acordo com o sinal de entrada.



**Figura 4.27:** Sinal de 100Hz e 3,3V pico a pico adquiridos pelo ADC e filtro de média deslizante

Nos testes de transmissão de dados pela UART foi primeiro realizado um teste com o *bitrate* a 115200. Dividindo este valor por 10 bits (8 *bits* de dados, um *stop bit* e um *bit* de paridade) multiplicados pela taxa de frequência de envio temos que podemos enviar 10*bits* por ms.

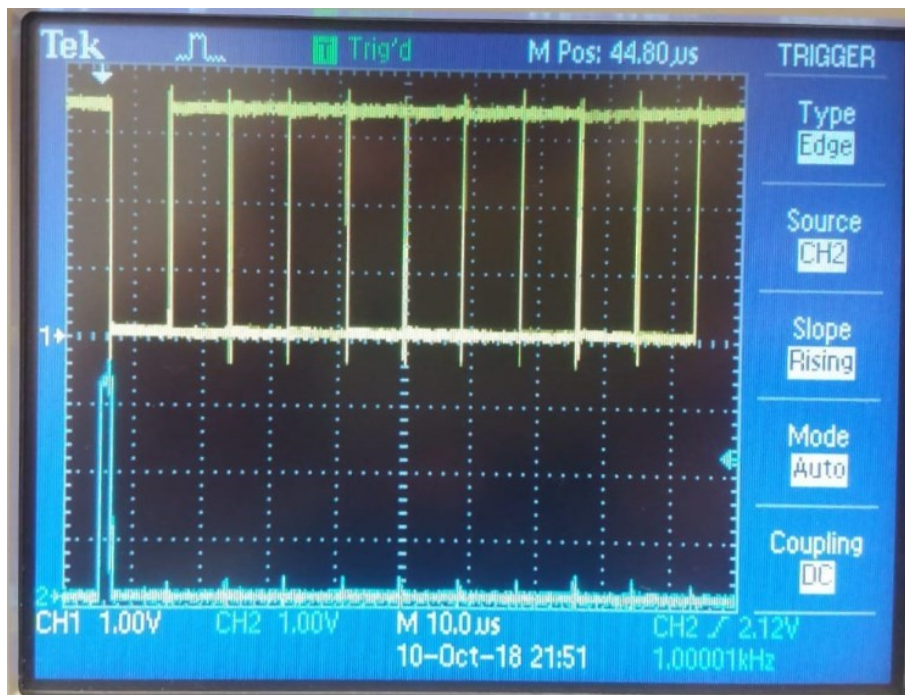
Para efetuar a análise do pino Tx da uart foi configurado um pino acessível do microcontrolador (P5.1). Foi colocada um resistência de *pulldown* para realizar a medição no osciloscópio. Na figura 4.28 é possível observar no canal 2 (azul) o *toggle* de um pino para analisar o tempo entre de processamento do microcontrolador entre o momento em que é chamada a função de envio de um *byte* e o processamento imediatamente a seguir. No canal 1 (amarelo) é refletido o pino Tx da uart. Como podemos observar o envio de apenas um *byte* ocupa o *buffer* de saída durante um oitava do tempo de processamento.



**Figura 4.28:** UART a enviar um *byte* com o *bitrate* de 115200.

Na 4.29 no sinal a amarelo é detalhado o comprimento da mensagem enviada (8bits + 1 stopbit e 1 paridade). A azul é o tempo de processamento da tarefa de envio dos dados. A tarefa envia os dados para o *buffer* e termina a sua execução. O *buffer* fica com os dados e com a responsabilidade de ir enviando os dados à taxa de comunicação de 115200. Pela análise da figura o envio de um bit ocupa uma base de tempo que corresponde a 9  $\mu$ s que quando invertido dá a taxa de comunicação

definida de aproximadamente 115200.



**Figura 4.29:** Detalhe da UART a enviar um byte com o bitrate de 115200

Foi testado o envio de 2 "uint8" mais a terminação "\r \n" (útil do lado do Matlab). O resultado foi que o envio do sinal fica sobreposto como apresentado na figura 4.30.

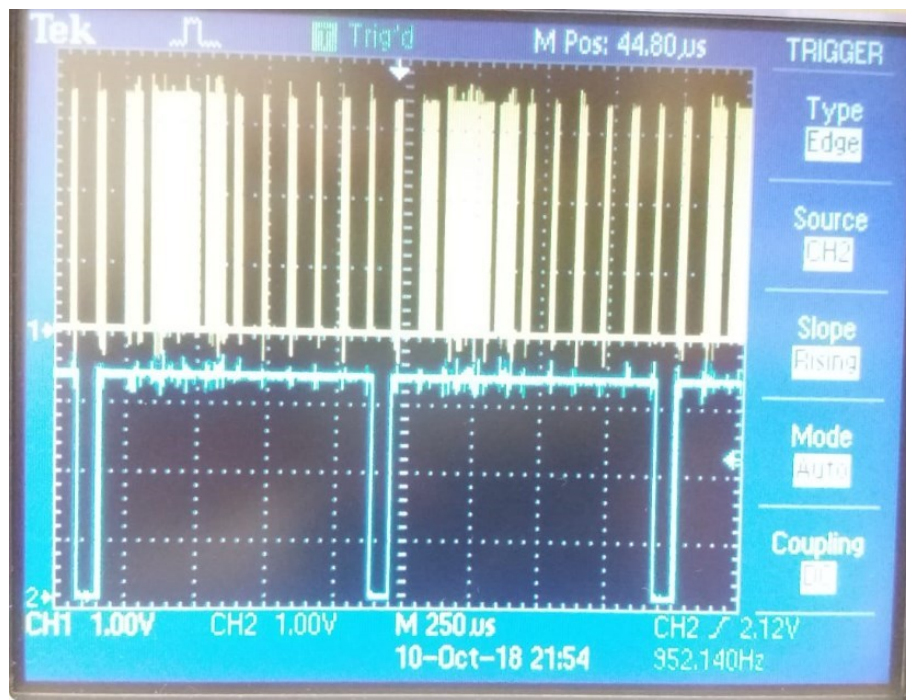
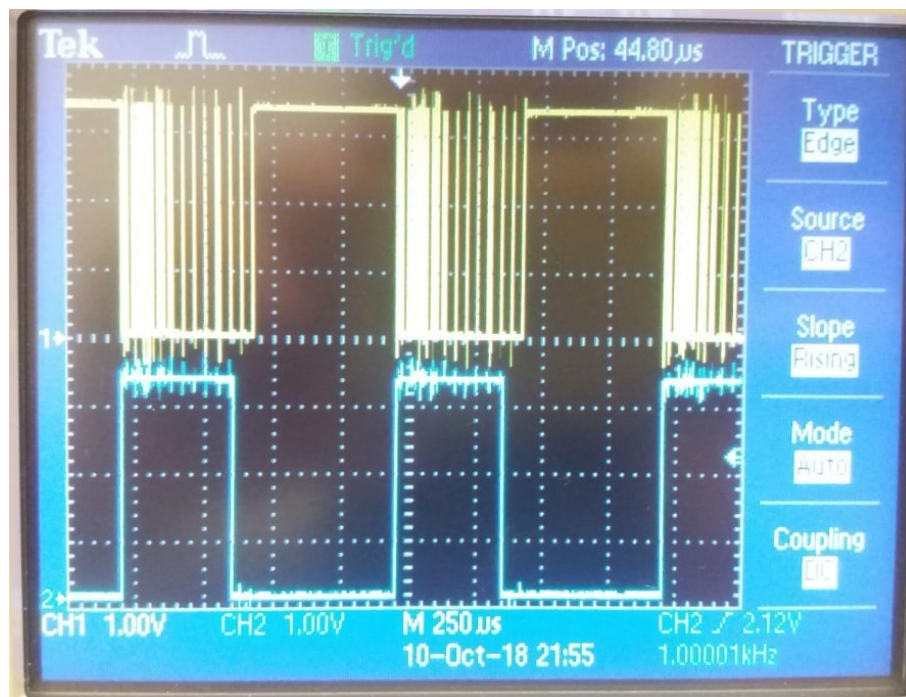


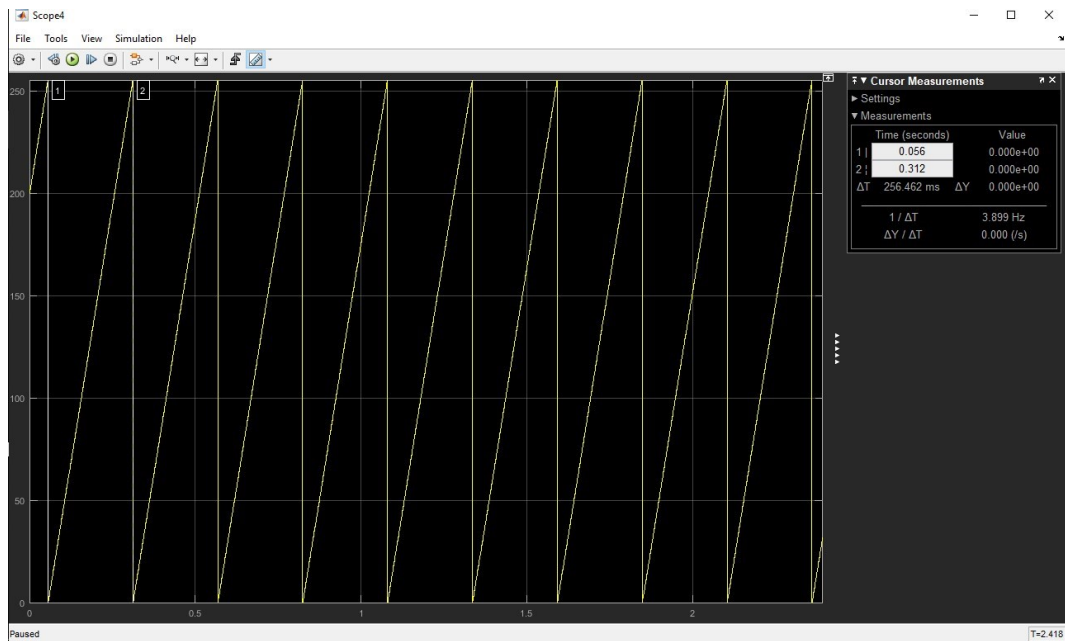
Figura 4.30: *UART* a enviar um 2 bytes mais terminação com o bitrate de 115200.

Foi alterada a configuração do *bitrate* para 256000 e testado novamente o envio de 2 "uint8" mais a terminação "\r \n". O resultado é apresentado na figura 4.31, podemos verificar que o envio de dados não está sobreposto mas a tarefa demora muito na sua execução. Isto ocorre pois a cada *byte* enviado a tarefa tem de aguardar pela libertação do *buffer* para envio do próximo *byte*. O *load* desta tarefa é elevado e como é a tarefa com menos prioridade pode ter dificuldades na procura de tempo de CPU. A opção tomada foi manter o *bitrate* em 256000 e enviar apenas um *byte*. Para isso foi adequado o código do microcontrolador para enviar apenas os 8 *bits* mais significativos da leitura do ADC.



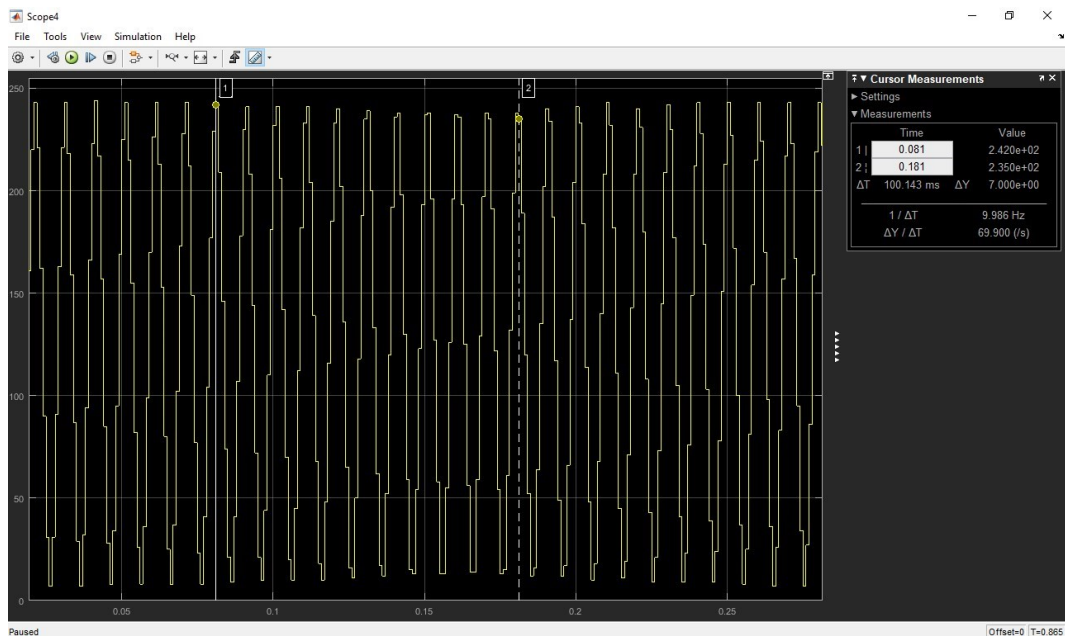
**Figura 4.31:** *UART a enviar um 2 bytes mais terminação com o bitrate de 256000.*

Para validar o correto envio de dados e efetuar uma análise no sentido de detectar perda de dados. Foi implementado na tarefa de envio dos dados um contador e foi enviado o valor do contador pela UART. Na 4.32 é apresentado o resultado no Matlab onde se visualiza o gráfico realizado com os valores recebidos. Medindo o tempo entre cada período da onda triangular verificados que corresponde a 255 ms como era de esperar. Como complemento os valores foram enviados para o ambiente do Matlab no sentido de fazer uma análise completa do vetor recebido. Na análise do vetor não se detetou qualquer perda de dados.



**Figura 4.32:** *Onda triangular recebida no Matlab*

Posteriormente foi testado o envio de uma senoide a 100 Hz, no sentido de validar frequência recebida. Na figura 4.32 é apresentado o resultado do teste onde se verifica que a representação de 10 períodos de 10 ms correspondem a 100 ms como esperado.



**Figura 4.33:** *Matlab - recepção de uma senoide a 100 Hz taxa de transmissão 1 kHz*

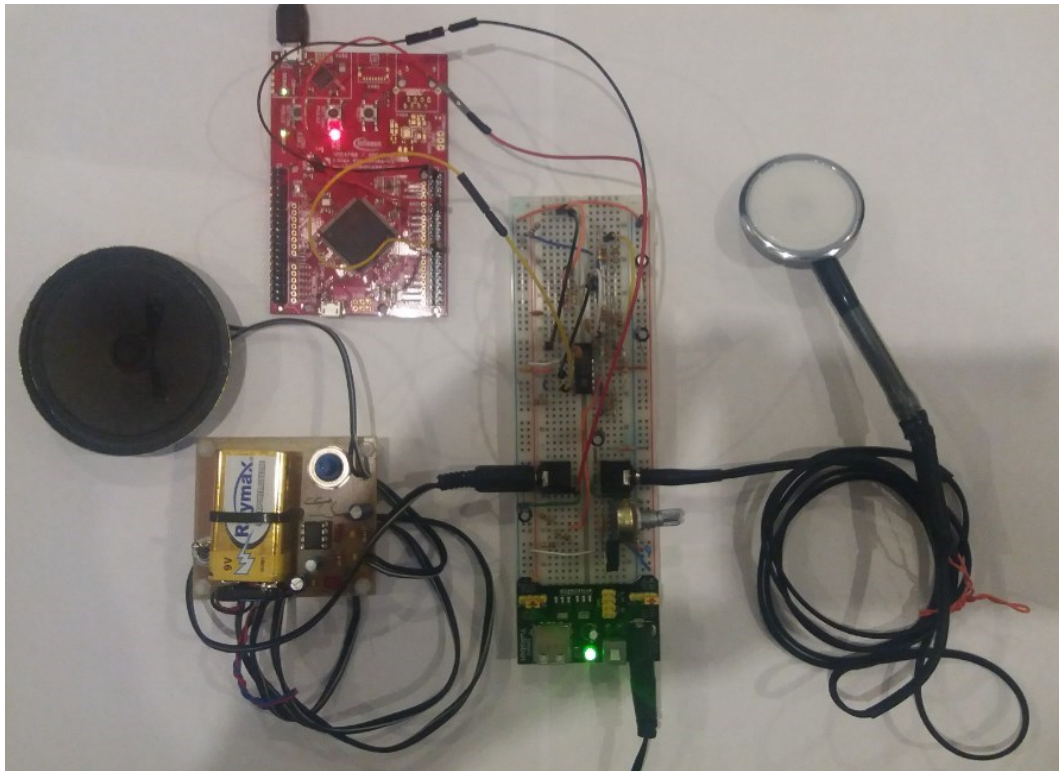


# 5

## Resultados

O protótipo desenvolvido é apresentado na 5.1. Na imagem podemos observar a campânula do estetoscópio, o circuito de aquisição de sinal, a coluna e o microcontrolador. Na *breadboard* esta implementado o amplificador e os filtros analógicos.

Com a implementação concluída e validada foi testado o sistema completo. Colocou-se a campânula do estetoscópio nas distintas áreas de auscultação cardíaca. Foram aplicados os 2 filtros analógicos realizados tendo sido os sons reproduzidos na coluna e registados no Matlab.



**Figura 5.1:** Protótipo funcional do sistema desenvolvido

O resultado da implementação do filtro com a frequência de corte de 1 kHz foi a correta aquisição dos sons cardíacos e pulmonares. Aplicando o filtro com frequência de corte de 160Hz foi possível adquirir apenas os sons cardíacos. Na figura 5.2 é apresentado o som adquirido pelo microcontrolador através do *debugger*.

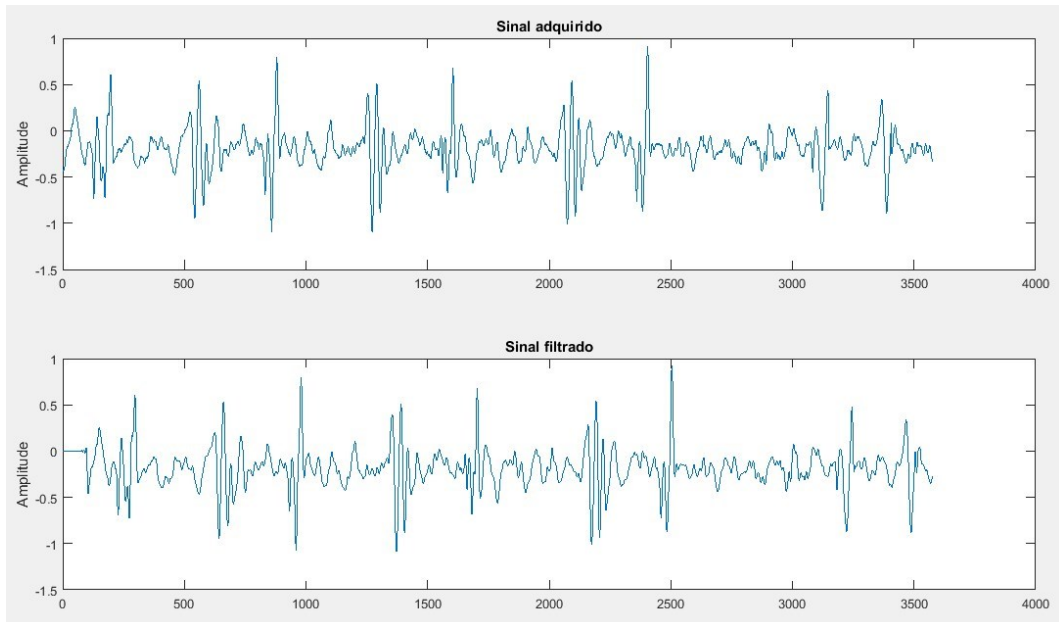


**Figura 5.2:** Diagrama com o som adquirido utilizando uma filtragem de 160Hz

No Matlab foi realizada a reprodução do som e aplicado um filtro digital passa-baixo. Estando o sistema a adquirir as frequências até 1 kHz, foi agora projetado um filtro para apenas adquirir S1 e S2. O filtro foi dimensionado para ser de ordem 200 e frequência de corte 100 Hz. O resultado foi um sinal mais suave e uma melhor

---

audição de S1 e S2. A representação da onda sonora é apresentado na figura 5.3.



**Figura 5.3:** Diagrama com o som adquirido no Matlab filtrado



# 6

## Conclusões

Ao longo deste relatório foi apresentado o processo de elaboração de um estetoscópio digital, foi descrito o coração e os sinais sonoros que se pretendia medir. Ao mesmo tempo foram analisados os equipamentos existentes no mercado, estudadas a técnicas aplicadas nas várias implementações e pesquisados os sensores normalmente utilizados em projetos semelhantes.

O protótipo desenvolvido faz a aquisição o som do coração e oferece ao utilizador a possibilidade de filtrar o som da respiração. O micro-controlador incrementa os casos de uso do projeto permitindo a reprodução do som no local assim como o envio do sinal para o PC onde as fronteiras se quebram e o som adquirido poderá ser tratado e enviado para qualquer lado do mundo. Ao longo do projeto foram sendo validados os requisitos do mesmo e apresentados os resultados obtidos.

O desenvolvimento deste projeto apresentou vários desafios, de onde se realça a redução do ruído na aquisição do sinal e a implementação do sistema em tempo real. Na redução de ruído foi imperativo filtrar a alimentação dos componentes ativos e o sinal gerado para realizar o *offset* do sinal. Na implementação do sistema em tempo real a definição das prioridades entre as interrupções do micro-controlador e as prioridades do *kernel* requereu um estudo aprofundado sobre o tema.

Como desenvolvimentos futuros, seria interessante aplicar um filtro digital no micro-controlador. Utilizando para isso a unidade de vírgula flutuante que o micro-controlador dispõe. Aumentando assim o conjunto de funcionalidades oferecidas ao utilizador. Para dar continuidade a este projeto poderia ser incluído a análise do

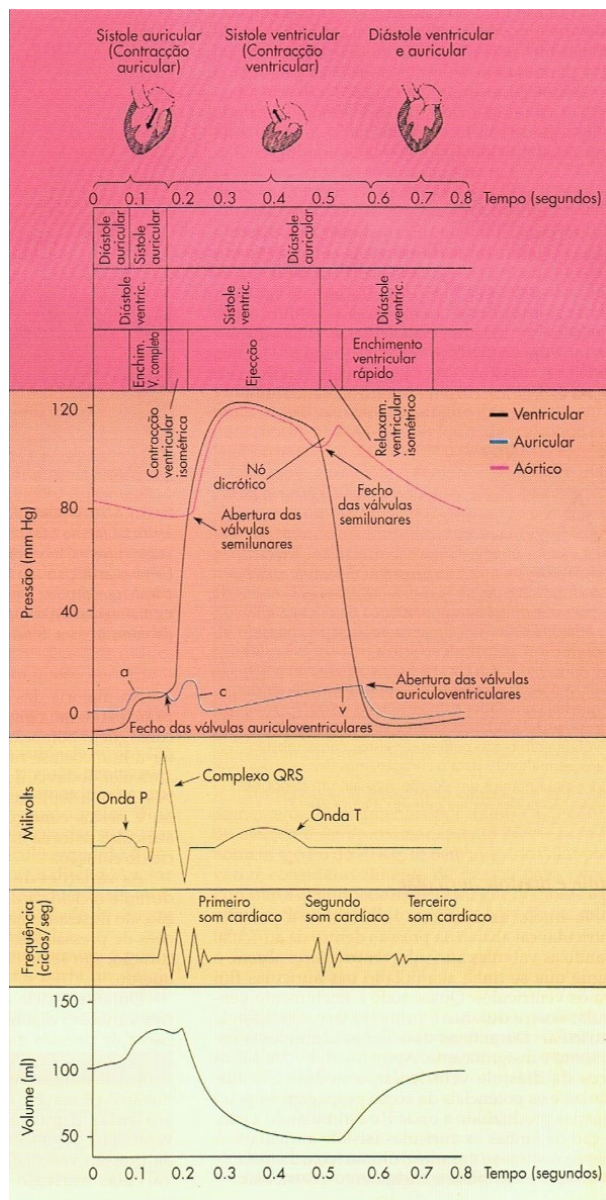
traçado do eletrocardiograma e relaciona-lo com os sons cardíacos.

## Bibliografia

- [1] Altifalante Ø77mm 0.5..1w 8ohm 85db - velleman MLS4. URL - <https://mauser.pt/> - acedido em 2018-10-12.
- [2] Clinical e-scope electronic stethoscopes | cardionics. URL - <https://www.cardionics.com/product/> - acedido em 2018-09-29.
- [3] Estetoscópio electrónico 3m littmann® modelo 3200. URL - <https://www.3m.com.pt/3M/> - acedido em 2018-09-23.
- [4] FreeRTOS - market leading RTOS (real time operating system) for embedded systems with internet of things extensions. URL - <https://www.freertos.org/> - acedido em 2018-08-19.
- [5] INA-128 - datasheet. URL - <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/444834/TI/INA128.html> - acedido em 2018-08-19.
- [6] LM324 - datasheet. URL - <https://pdf1.alldatasheet.com/> - acedido em 2018-08-19.
- [7] LM358AN - datasheet. URL - <https://pdf1.alldatasheet.com/> - acedido em 2018-08-19.
- [8] LM386 - datasheet. URL - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf> - acedido em 2018-08-19.
- [9] Podis - processamento digital de sinal - sistemas discretos lineares e invariantes no tempo. URL - <https://moodle.isep.ipp.pt> - acedido em 2018-09-23.
- [10] Thinklabs one digital stethoscope. URL - <https://www.thinklabs.com> - acedido em 2018-09-29.
- [11] WHO | The top 10 causes of death. URL - <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs310/en/index.html> - acedido em 2018-03-03.
- [12] WM-61A - datasheet. URL - <http://pdf1.alldatasheet.com/> - acedido em 2018-08-19.
- [13] WM-61A - panasonic electronic components — audio products — digikey. URL - <https://www.digikey.pt/> - acedido em 2018-09-02.
- [14] XMC4700 - infineon board user manual xmc4700. URL - <https://www.infineon.com/> - acedido em 2018-08-19.

- [15] *Microeletronics Circuits*. | Sedra A. | Oxford University Press, 6. ed., 2011.
- [16] C. K. Alexander and M. N. Sadiku. *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill, 4 edition, 2009.
- [17] R. Arathy, V. Gowriprabha, and V. Vysakh. PC based heart sound monitoring system, 2013. 83(16).
- [18] B. C. Baker. Anti-aliasing, analog filters for data acquisition systems, 1999. page 13.
- [19] J. Caldwell. Single-supply, electret microphone pre-amplifier reference design. 2015. page 23.
- [20] D. G. Costa. MICROFONES CARACTERÍSTICAS e APLICAÇÕES. page 15.
- [21] P.-W. L. Frank and M. Q.-H. Meng. A low cost bluetooth powered wearable digital stethoscope for cardiac murmur. 2016. pages 1179–1182. IEEE.
- [22] M. Hann. Analog fundamentals of the ECG signal chain. page 87.
- [23] S. A. Jones. *ECG Notes-Interpretation and Management Guide*. 2005.
- [24] R. Kumar. A review based design and implementation of electronic stethoscope for heart sound analysis. 2015.
- [25] S. Leng, R. S. Tan, K. T. C. Chai, C. Wang, D. Ghista, and L. Zhong. The electronic stethoscope. 2015. 14(1).
- [26] B. C. Lipman and T. Cascio. *ECG - Avaliação e Interpretação*. 2001.
- [27] T. A. D. Michael. *Auscultação do Coração - uma abordagem cardiofonetica*. 1999.
- [28] M. Nabih-Ali, E.-S. A. El-Dahshan, and A. S. Yahia. A review of intelligent systems for heart sound signal analysis. 2017. 41(7):553–563.
- [29] V. C. B. Neto. CARACTERIZAÇÃO METROLÓGICA DE MICROFONE DE ELETRETOabi . 2015. page 47.
- [30] D. Ou, L. OuYang, Z. Tan, H. Mo, X. Tian, and X. Xu. An electronic stethoscope for heart diseases based on micro-electro-mechanical-system microphone. 2016. pages 882–885. IEEE.
- [31] R. R. Seeley, T. D. Stephens, and P. Tate. *Anatomia e Fisiologia*. 3 edition, 2001.
- [32] W. Y. Shi, J. Mays, and J.-C. Chiao. Wireless stethoscope for recording heart and lung sound. pages 1–4. IEEE. 2016.
- [33] S. C. smeltzer and B. G. Bare. *Tratado de Enfremagem Médico Cirúrgica*, volume 1. 9 edition, 2002.

## Anexo A - Ciclo Cardíaco.



Retirado de [31]



## Anexo B - Algoritmo

main.c

```
2 * main.c
7
8
9
10
11 #include <DAVE.h> //Declarations from DAVE Code Generation
    (includes SFR declaration)
12 #include <probe_scope.h>
13 #include "string.h"
14 #include "stdio.h"
15
16 /* Kernel includes. */
17 #include "FREERTOS/task.h"
18 #include "FREERTOS/semphr.h"
19 #include "FREERTOS/queue.h"
20
21
22
23 /**
24
25 * @brief main() - Application entry point
26 *
27 * <b>Details of function</b><br>
28 * This routine is the application entry point. It is invoked by the device startup
    code. It is responsible for
29 * invoking the APP initialization dispatcher routine - DAVE_Init() and hosting the
    place-holder for user application
30 * code.
31 */
32
33 volatile SemaphoreHandle_t xMutex; /* Global variable. */
34 volatile QueueHandle_t xQueue_0; /* Global variable. */
35 volatile QueueHandle_t xQueue_1; /* Global variable. */
36
37 /*Semaforo*/
38 volatile SemaphoreHandle_t xSemaphore_signal; /* Global variable. */
39
40 void Adc_Measurement_Handler()
41 {
42     static BaseType_t pxHigherPriorityTaskWoken = pdFALSE;
43     static XMC_VADC_RESULT_SIZE_t result;
44     static uint16_t sms_0;
45     static uint8_t ucLocalTickCount = 0;
46     DAC_STATUS_t dac_status;
47     //read the value from ADC
48     result = ADC_MEASUREMENT_GetResult(&ADC_MEASUREMENT_Channel_A);
49     //store the data in a variable to send in the queue
50     sms_0=(uint16_t)result;
51     xQueueSendToBackFromISR( xQueue_0, &sms_0,&pxHigherPriorityTaskWoken);
52     //xQueueSendToBackFromISR( xQueue_10, &sms_10,&pxHigherPriorityTaskWoken);
53     //send the data do DAC
54     dac_status = DAC_SingleValue_SetValue_u16(&DAC_0,(uint16_t)result);
55     //sampling for the debugger
56     ProbeScope_Sampling();
57     //counter to free the semaphore
58     ucLocalTickCount++;
59     if(ucLocalTickCount>=10)
60     {
61         xSemaphoreGiveFromISR( xSemaphore_signal, &pxHigherPriorityTaskWoken );
62         ucLocalTickCount=0; //RESET the counter
63         if( pxHigherPriorityTaskWoken != pdFALSE )
64             taskYIELD(); /* forces the context change */
65     }
66 }
```

main.c

```
67
68
69 void Time_Interval_Event(void)
70 {
71     /* Acknowledge Period Match interrupt generated on TIMER_CCU_1 */
72     TIMER_ClearEvent(&TIMER_0); // clear the flag
73     DIGITAL_IO_ToggleOutput(&LED2); // put the led blinking - use in debug to see
    if the software is running
74     ADC_MEASUREMENT_StartConversion(&ADC_MEASUREMENT_0); //order new measurement
75 }
76
77
78 volatile uint8_t tmatlab=56;
79 static void Task_Uart(void *pvParameters);
80 static void Task_Leaky(void *pvParameters);
81
82 int main(void)
83 {
84     DAVE_STATUS_t status;
85
86     status = DAVE_Init();          /* Initialization of DAVE APPS */
87
88     if(status == DAVE_STATUS_SUCCESS)
89     {
90         XMC_DEBUG("DAVE Apps initialization success\n");
91     }
92     else
93     {
94         XMC_DEBUG(("DAVE Apps initialization failed with status %d\n", status));
95         while(1U)
96         {
97         }
98     }
99
100    ProbeScope_Init(10000); // Para informação do modulo do osciloscópio, altera o
    parametro sampling rate no microprobe
101 // estava a 1000
102    xMutex = xSemaphoreCreateMutex(); /* Create the mutex. */
103
104    if( xMutex == NULL )
105    {
106        /* Error creating the semaphore, it cannot be used. */
107    }
108
109    xQueue_0 = xQueueCreate( 10, sizeof( uint16_t ) );
110    if( xQueue_0 == 0 )
111    {
112        /* Queue was not created and must not be used. */
113        // UART_Transmit(&UART_0, teste_2, sizeof(teste_2) - 1);
114    }
115    else
116    {
117        /* Queue created successfully. */
118        //UART_Transmit(&UART_0, teste_1, sizeof(teste_1) - 1);
119    }
120
121    xQueue_1 = xQueueCreate( 1, sizeof( uint16_t ) );
122    if( xQueue_1 == 0 )
123    {
124        /* Queue was not created and must not be used. */
125    }
126    else
127    {
128        /* Queue created successfully. */
```

main.c

```

129 }
130 xSemaphore_signal = xSemaphoreCreateBinary(); /* Create the mutex. */
131 if( xSemaphore_signal == NULL )
132 {
133     /* Error creating the semaphore, it cannot be used. */
134 }
135 /* Creating tasks defined within main.c */
136 xTaskCreate( Task_Uart, "Task_Uart", 80U, NULL, ( tskIDLE_PRIORITY + 2 ), NULL );
137 xTaskCreate( Task_Leaky, "Leaky_Integrator", 80U, NULL, ( tskIDLE_PRIORITY + 3 ),
NULL );
138 /* Start the RTOS scheduler, this function should not return as it causes the
execution
139 context to change from main() to one of the created tasks. */
140
141 INTERRUPT_Enable(&INTERRUPT_0);
142 NVIC_SetPriorityGrouping( 0 );
143
144 vTaskStartScheduler();
145
146 /* Should never reach here */
147 return 0;
148 }
149
150 /* Task Uart to send the data to Matlab */
151 static void Task_Uart(void *pvParameters)
152 {
153     static uint16_t pcg;
154     while(1)
155     {
156         // Wait for the next cycle.
157         //vTaskDelayUntil( &xLastWakeTime, xFrequency ); //Este é o que funciona
para 10000
158
159         if( xQueue_1 != 0 )//&& xQueue_11 != 0
160         {
161             if( xQueueReceive( xQueue_1, &pcg, ( TickType_t ) portMAX_DELAY ) ==
162 pdTRUE )//&& xQueueReceive( xQueue_11, &ecg, ( TickType_t )
portMAX_DELAY ) == pdTRUE )
163             {
164                 tmatlab=(uint8_t)(pcg >> 4);
165                 /* Do some things here. */
166                 xSemaphoreTake( xMutex, ( TickType_t ) portMAX_DELAY ); /* take the
mutex */
167                 /* Critical zone. Protected access. */
168                 UART_TransmitWord(&UART_0, tmatlab);
169                 //Toggle the IO
170                 DIGITAL_IO_ToggleOutput (&DIGITAL_IO_0); //toggles level at pin
171                 /* End of critical zone. */
172                 xSemaphoreGive( xMutex ); /* Give the mutex. */
173                 /* Do more things here. */
174             }
175         }
176         #if !configUSE_PREEMPTION
177         /* If cooperative scheduler is used, yield the CPU */
178         taskYIELD();
179         #endif
180     }
181 }
182
183 /* Task Leaky_Integrator para calcular a media deslizando */
184 static void Task_Leaky(void *pvParameters)
185 {
186     static uint8_t M=10;
187     static uint16_t sms_0=0;

```

main.c

```

188     static uint16_t sms_1=0;
189     static float y=0;
190     static float res=0;
191     static float res_a=0;
192     y=(M-1)/M;
193     static uint8_t j=0;
194
195     while(1)
196     {
197         xSemaphoreTake( xSemaphore_signal, ( TickType_t ) portMAX_DELAY );//espera
que a fila esteja cheia interrupção liberta o semaforo
198         if( xQueue_0 != 0 ) //testa se existe fila
199         {
200             for (j=0;j<10;j++)
201             {
202                 if( xQueueReceive( xQueue_0, &sms_0, ( TickType_t ) portMAX_DELAY )
== pdTRUE )
203                 {
204                     /* Successfully read from the queue. */
205                     /* ulVar contains the value read from queue message queue and
can now be used. */
206                     res=((1-y)*sms_0)+(y*res_a);
207                     sms_1=(uint16_t)res;
208                     res_a=res;
209                 }
210             }
211             if( xQueue_1 != 0 )
212             {
213                 if( xQueueSendToBack( xQueue_1, ( void * ) &sms_0, ( TickType_t )
10 ) != pdPASS )
214                 {
215                     /* Failed to post the message within 10 ticks. The message queue is
full. */
216                 }
217             }
218         }
219     }
220 }
221
222
223
224
225
226
227
228

```