UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MATO GROSSO DO SUL
CURSO DE ENGENHARIA FÍSICA

VICTOR HUGO FERREIRA SILVA

PROJETO DE UM ESTETOSCÓPIO DIGITAL PARA
AUSCULTA CARDÍACA

Dourados – MS

2019

VICTOR HUGO FERREIRA SILVA

**PROJETO DE UM ESTETOSCÓPIO DIGITAL
PARA AUSCULTA CARDÍACA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à
Universidade Estadual do Mato Grosso do Sul, como
requisito para obtenção do grau de Bacharel em
Engenharia Física.

Área de Concentração: Instrumentação

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Portezani

Dourados – MS

2019

S584p Silva, Victor Hugo Ferreira

Projeto de um estetoscópio digital para a ausculta
cardíaca/ Victor Hugo Ferreira Silva. – Dourados, MS:
UEMS, 2019.
95p.

Monografia (Graduação) – Engenharia Física –
Universidade Estadual do Mato Grosso do Sul, 2019.
Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Portezani.

1. Estetoscópio digital 2. Ausculta cardíaca 3. Filtros de
sinais elétricos I. Portezani, Carlos Henrique II. Título

CDD 23. ed. - 530

<p align="center">UNIVERSIDADE ESTADUAL DE MATO GROSSO DO SUL</p> <hr/> <p align="center">COORDENAÇÃO DO CURSO DE ENGENHARIA FÍSICA</p>
---	---	---

ATA DE DEFESA DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Victor Hugo Ferreira Silva

Aos cinco dias do mês de julho de dois mil e dezenove, às oito horas, Laboratório de Eletrônica e Automação, Bloco E, piso Superior, na Unidade de Dourados, em sessão pública, reuniu-se a Banca Examinadora composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. Carlos Henrique Portezani, Prof. Dr. Juan Gabriel Paz Alegrias e Prof. Dr. Paulo César de Souza, para análise do Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Física, do (a) acadêmico (a) Victor Hugo Ferreira Silva.

Iniciado o trabalho o (a) Presidente deu conhecimento aos membros da Banca Examinadora e ao (à) acadêmico (a) sobre a regulamentação do processo de apresentação oral e defesa dos Trabalhos de Conclusão do Curso de Engenharia Física – Unidade de Dourados. A seguir o (a) acadêmico (a) apresentou seu trabalho, intitulado **“Projeto de um Estetoscópio Digital para Ausculta Cardíaca”**. Concluídos os trabalhos de apresentação e arguição, os examinadores reunidos consideraram o (a) acadêmico (a) Aprovado.

Nada mais havendo a tratar, lavrou-se a presente ata, que vai assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Dourados, 5 de julho de 2019.

Prof. Dr. Carlos Henrique Portezani
Presidente da Banca Examinadora

Prof. Dr. Juan Gabriel Paz Alegrias
Banca Examinadora

Prof. Dr. Paulo César de Souza.
Banca Examinadora

RESUMO

FERREIRA SILVA, V. H. **Projeto de um estetoscópio digital para ausculta cardíaca**. 2019. 95 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Curso de Engenharia Física, Universidade Estadual de Mato Grosso do Sul, Dourados, 2019.

Visando difundir o uso das ferramentas de diagnóstico das doenças cardiovasculares, esse trabalho teve o objetivo de projetar um protótipo de estetoscópio digital caracterizado através da criação de: uma placa condicionadora do sinal da ausculta cardíaca, com filtros e amplificadores que enfatizam a faixa de frequências da ausculta e um software de análise e processamento dos sinais da ausculta cardíaca utilizando as ferramentas de desenvolvimento do *Matlab*. A resposta em frequência do módulo da função de transferência do circuito condicionador (esta função representa a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do circuito), ou seja, o comportamento do ganho de tensão do circuito em função da frequência do sinal foi estimado teoricamente e também obtido experimentalmente. O valor deste se comportou como esperado no projeto para quase toda a faixa de frequência do sinal da ausculta cardíaca (16 a 1kHz), possuindo somente uma diminuição em relação ao valor esperado perante as frequências mais baixas da faixa da ausculta cardíaca (16 a 20Hz). Já a resposta em frequência do argumento da função de transferência, o qual estabelece o deslocamento de fase entre o sinal de saída e de entrada do circuito, foi somente estimada teoricamente, apresentando uma resposta não linear nas baixas frequências da faixa da ausculta (16 a 20Hz). O software desenvolvido utilizou filtros digitais de respostas ao impulso finitas criados pelo método dos mínimos quadrados para filtrar as frequências não referentes a ausculta. Também utilizou transformadas rápidas de Fourier implementadas pelo método recursivo para analisar o sinal no domínio das frequências. Para minimizar o fenômeno de Gibbs nos filtros digitais e o vazamento espectral nas transformadas rápidas de Fourier foram utilizadas funções janelas de Hann. Para compensar os atrasos introduzidos pelos filtros de resposta ao impulso finita foi utilizada a técnica de filtragem de fase nula. Os resultados demonstraram que as respostas de frequências do software também foram satisfatórias e lineares a altas frequências da ausculta, diferentemente das frequências mais baixas. Em contrapartida, as amostras da ausculta foram filtradas com sucesso no quesito de distinguibilidade das bulhas cardíacas no fonocardiograma, permitindo então que as análises dos batimentos cardíacos por minuto e de duração das bulhas fossem executadas com sucesso.

Palavras-chave: Estetoscópio Digital. Ausculta Cardíaca. Filtros de Sinais Elétricos.

ABSTRACT

FERREIRA SILVA, V. H. **Digital Stethoscope Design for Cardiac Auscultation**. 2019. 95 f. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Curso de Engenharia Física, Universidade Estadual de Mato Grosso do Sul, Dourados, 2019.

Trying to spread the use of cardiovascular diseases diagnostic tools, this undergraduate thesis had the purpose of creating a digital stethoscope prototype by creating a signal conditioning board composed by filters and amplifiers that emphasize the auscultation frequency band, and by creating a software for the analysis and processing of the cardiac auscultation signal using *Matlab* tools. The conditioning circuit transfer function modulus (which represents the input and output voltage ratio) was theoretically and experimentally estimated. This value has behaved as expected for almost all the auscultation signal frequency band (16 to 1 kHz), just presenting a signal attenuation under the auscultation low frequencies. (16 to 20 Hz). Now the phase response obtained by the transfer function argument (which represents the output and input phase offset) was only theoretically estimated but also presented a nonlinear response at low frequencies (16 to 20 Hz). The developed software made use of finite impulse response digital filters implemented by the least squares method to filter the frequencies not present in the auscultation band. Fast Fourier Transforms implemented by the recursive method were also utilized to analyze the signal in the frequency domain. To minimize the Gibbs phenomenon and the spectral leakage Hann windowing functions were utilized. To compensate the delay introduced by the finite impulse response filters the zero-phase filtering technique were utilized. The results had demonstrated that the software frequency response also was satisfactory at high frequencies, differently that at low frequencies. But in contrast, the auscultation samples were successfully filtered on the question of making the heart sounds distinguishable in the phonocardiograms, making possible that the heart rate and sound duration analysis were successfully executed.

Key-words: Digital stethoscope. Cardiac Auscultation. Electrical Signals Filters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURAS

Figura 1 - Condução do Impulso Elétrico pelo Coração	18
Figura 2 - Estrutura Anatômica do Coração	19
Figura 3 - Focos da Ausculta Cardíaca	20
Figura 4 - Sons Cardíacos Normais e Anormais.....	22
Figura 5 - Receptores dos Estetoscópios.....	23
Figura 6 - Modelos de Estetoscópios	25
Figura 7 - Estrutura dos Microfones Capacitivos e de Eletreto.....	27
Figura 8 - Circuito de Alimentação dos Microfones de Eletreto	28
Figura 9 - Terminais dos Amplificadores Operacionais e Circuito dos Amplificadores Inversores	29
Figura 10 - Esquema Elétrico do Circuito dos Amplificadores Inversores com Acoplamento CA.....	31
Figura 11 - Esquema Elétrico dos Filtros RC Passa-Baixas.....	34
Figura 12 - Esquema Elétrico dos Filtros RC Passa-Altas	36
Figura 13 - Resposta de Amplitude Ideal de um Filtro Passa-Faixa.....	39
Figura 14 - Terminais do Conector TRS	43
Figura 15 - Método de Divisões Sucessiva das Transformadas Rápidas de Fourier.....	45
Figura 16 - Comparação das Janelas de Hann e Hamming	47
Figura 17 - Partes do Estetoscópio Digital.....	49
Figura 18 - Estágios do Circuito Condicionador dos Sinais da Ausculta	50
Figura 19 - Estágios do Software de Aquisição e Processamento do Sinal da Ausculta	53
Figura 20 - Interface Microfone-Receptor	59
Figura 21 - Esquema Elétrico do Circuito Condicionador do Sinal da Ausculta	60
Figura 22- Ganho de Tensão do Circuito Condicionador Envolvendo o Estágio de Primeira Filtragem, Amplificação e Terceira Filtragem.....	62
Figura 23 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída para Placa de Captura com o Fone de Ouvido Desconectado.....	63
Figura 24 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída para Placa de Captura com o Fone de Ouvido Conectado	64
Figura 25 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída de Áudio para o Fone de Ouvido	65
Figura 26 - Leiate e Fotos da Placa de Circuito Impresso do Circuito Condicionador.....	67
Figura 27 - Estetoscópio Digital Projetado em sua Caixa de Proteção.....	67
Figura 28 - Janela Principal da Interface Gráfica do Software do Estetoscópio Digital	69
Figura 29 - Janela de Configuração das Preferências do Software do Estetoscópio Digital	69
Figura 30 - Fluxograma Simplificado da Função de Gravação Realizada pelo do Software do Estetoscópio Digital.....	70
Figura 31 - Janela de Relatório da Ausculta Cardíaca	71
Figura 32 - Fluxograma Simplificado das Funções de Parar e Reproduzir a Gravação	72
Figura 33 - Janelas de Leitura dos Batimentos por Minuto e os Histogramas das Análises	73
Figura 34 - Fluxograma Simplificado das Funções de Análise dos Batimentos por Minuto e das Bulhas Cardíacas	74
Figura 35 - Resposta de Frequências dos Testes com Ruído Branco após a Primeira Filtragem Digital.....	75
Figura 36 - Resposta de Frequências dos Testes com Ruído Branco após a Segunda Filtragem Digital.....	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico-Digital
AMPOP	Amplificador Operacional
BPM	Batimentos por Minuto
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
D/A	Digital-Analógico
DCV	Doenças Cardiovasculares
DFT	Transformadas Discretas de Fourier
FET	Transistor de Efeito de Campo
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FIR	Resposta ao Impulso Finita
GUIDE	Ambiente de Desenvolvimento de Interfaces Gráficas para o Usuário
IIR	Resposta ao Impulso Infinita
PCI	Placa de Circuito Impresso
RC	Resistor e Capacitor
S1	Primeira Bulha Cardíaca
S2	Segunda Bulha Cardíaca
S3	Terceira Bulha Cardíaca
S4	Quarta Bulha Cardíaca

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1.	O CORAÇÃO HUMANO	17
2.2.	AUSCULTA CARDÍACA	19
2.3.	ESTETOSCÓPIO	22
2.4.	MICROFONES	26
2.5.	AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	28
2.6.	FILTROS	32
2.6.1.	<i>Filtros Passivos</i>	<i>33</i>
2.6.2.	<i>Filtros Digitais</i>	<i>36</i>
2.7.	AMOSTRAGEM	39
2.8.	PLACA DE CAPTURA, CONECTORES DE ÁUDIO E FONE DE OUVIDO.....	41
2.9.	TRANSFORMADAS DE FOURIER.....	43
2.10.	JANELAMENTO	46
2.11.	MATLAB.....	47
3	MATERIAIS E MÉTODOS	49
3.1.	IMPLEMENTAÇÃO	49
3.1.1.	<i>Interface Microfone-Receptor</i>	<i>49</i>
3.1.2.	<i>Circuito Condicionador dos Sinais Elétricos da Ausculta Cardíaca.....</i>	<i>50</i>
3.1.3.	<i>Caixa de Proteção Para Interface Microfone-receptor e Circuito Condicionador</i>	<i>52</i>
3.1.4.	<i>Desenvolvimento do Software de Aquisição e Processamento do Sinal da Ausculta</i>	<i>53</i>
3.2.	EXPERIMENTAÇÃO	56
3.2.1.	<i>Método Para Análise do Circuito Condicionador</i>	<i>56</i>
3.2.2.	<i>Método Para Análise do Software.....</i>	<i>58</i>
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	59
4.1.	RESULTADOS REFERENTES A INTERFACE MICROFONE-RECEPTOR E AO CIRCUITO CONDICIONADOR.....	59
4.2.	RESULTADOS REFERENTES AO SOFTWARE DESENVOLVIDO PARA O ESTETOSCÓPIO DIGITAL	68
5	CONCLUSÕES	79
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	83
	APÊNDICE A – CÓDIGOS UTILIZADOS NOS RESULTADOS	87
	APÊNDICE B – CÓDIGO-FONTE DO SOFTWARE	95

1 INTRODUÇÃO

Há décadas, a principal causa de óbitos da população brasileira são as doenças cardiovasculares (DCV). Em 2015, elas foram responsáveis por 424.058 mortes representando 31,2% do total de óbitos. Apesar de no período de 1990 a 2015, a taxa de mortalidade por DCV ter caído de 429,5 para 256,0 a cada 100 mil habitantes, grandes esforços ainda são necessários para reduzi-la (BRANT, NASCIMENTO, *et al.*, 2017).

Em setembro de 2015, a Agenda 2030 para o Desenvolvimento Sustentável foi adotada pelas Nações Unidas com o objetivo de erradicar a pobreza, combater as desigualdades e as mudanças climáticas. Dentre as metas desta agenda está assegurar a saúde e o bem-estar para pessoas de todas as idades. Sendo um de seus objetivos específicos, reduzir em um terço a mortalidade prematura por doenças não transmissíveis, incluindo as DCV, via prevenção e tratamento (MENDIS, 2017).

As possíveis medidas de prevenção das DCV são a adoção de dietas saudáveis, a redução do tabagismo, a prática de esportes, a redução da poluição, o combate a obesidade e o controle da pressão sanguínea, da glicose e do colesterol. Outra medida importante é o diagnóstico correto destas doenças e o seu subsequente tratamento. Portanto, a melhoria e a facilidade dos diagnósticos destas é de suma importância para redução da taxa de mortalidade por DCV (MESQUITA e LEÃO, 2018).

O estetoscópio é uma das ferramentas de diagnóstico mais populares hoje em dia. Este aparelho é um dispositivo acústico criado para escutar os sons de dentro do corpo humano, processo este comumente referido como ausculta. Mesmo que muito ainda possa ser feito para aperfeiçoar esta ferramenta, o estetoscópio tem tido um papel muito importante no diagnóstico de DCV.

Muitas outras ferramentas de diagnóstico foram desenvolvidas desde o surgimento do estetoscópio. O eletrocardiograma é uma das demais ferramentas mais comuns no diagnóstico das DCV atualmente. Apesar de se tratar de um equipamento relativamente acessível, ele ainda possui suas limitações, sendo uma delas a dificuldade em detectar sopros do coração.

Outras ferramentas muito mais eficazes no diagnóstico também já foram criadas, dentre elas estão: o ecocardiograma, a ressonância magnética e a tomografia computadorizada. Porém, devido ao seu custo elevado, a compra destes equipamentos só é viável em hospitais de

grande porte. Diante disso, a ausculta cardíaca é uma solução efetiva e de baixo custo para o diagnóstico de DCV (LENG, TAN, *et al.*, 2015).

Apesar de diversas doenças poderem ser identificadas através da ausculta, o ouvido humano possui suas limitações. Uma delas é que a faixa média de frequência audível dos sons produzidos pelo corpo humano está abaixo da faixa em que o aparelho auditivo é mais sensível, fazendo então com que frequências mais altas pareçam ter maior intensidade que frequências mais baixas. Outra limitação é o fato de que quando um som de maior intensidade precede imediatamente um de consideravelmente menor intensidade, o som menos intenso é mascarado. Por isso, a interpretação gráfica dos sons da ausculta pode expandir as possibilidades de diagnóstico oferecidas tradicionalmente apenas pelos estetoscópios acústicos (SOUZA, GOULART, *et al.*, 1995).

A representação gráfica das gravações de alta fidelidade da ausculta cardíaca é designada como fonocardiograma. Além de amplificar o áudio da ausculta, exibir o fonocardiograma é uma das funcionalidades propostas pelos estetoscópios digitais. Alguns destes estetoscópios ainda provêm com a possibilidade de armazenar os dados da ausculta, de forma com que estes possam ser revisitados no decorrer de um tratamento e compartilhados com outros profissionais da saúde.

Outra funcionalidade interessante a ser explorada pelos estetoscópios digitais é a análise e o processamento dos dados extraídos da ausculta. Muito pode ser aferido através da análise da frequência e do tempo de duração de cada som. Apesar de estudos já terem sido concluídos acerca da alteração destes parâmetros entre sons normais e anormais do coração, atualmente estes parâmetros são pouco utilizados nos diagnósticos de DCV.

Portanto, visando contribuir com a difusão das ferramentas de diagnósticos das DCV, este trabalho teve como objetivo geral, projetar um protótipo de estetoscópio digital para ausculta cardíaca. Com isto em mente o trabalho foi dividido entre os objetivos específicos de criar uma placa condicionadora do sinal da ausculta cardíaca e desenvolver um software de análise e processamento dessa ausculta usando o programa de cálculo numérico *Matlab*.

O trabalho foi organizado em cinco capítulos. Primeiramente são apresentados os conceitos e informações necessários para execução do trabalho no Capítulo Fundamentação Teórica. Em seguida é apresentado todo processo de implementação e testes do estetoscópio nos Materiais e Métodos. No Capítulo de Resultados e Discussão são apresentados os resultados da implementação e dos testes do equipamento. No Capítulo Conclusão é discutido quão bem os objetivos foram alcançados e quais aspectos do trabalho poderiam ser aprimorados e por capítulo final são apresentadas as Referências Bibliográficas em que este trabalho se baseia.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. O CORAÇÃO HUMANO

O coração humano é um órgão do tamanho aproximado de um punho fechado, localizado entre os pulmões, responsável pelo bombeamento do sangue pelo sistema circulatório. Internamente ele é um órgão oco, dividido em quatro cavidades, sendo duas atriais (átrio direito e átrio esquerdo) e duas ventriculares (ventrículo direito e esquerdo). As cavidades superiores ou atriais recebem o sangue e as inferiores ou ventriculares distribuem o sangue (MAEOKA, 2007).

O músculo cardíaco é formado por células que se comunicam e se unem através de discos intercalares. Devido à baixa resistência elétrica desta região, a comunicação elétrica entre as células é facilitada permitindo que o músculo se contraia (MARKUS). Portanto, a propagação da atividade elétrica no músculo permite que o bombeamento sanguíneo ocorra de forma eficiente através da contração periódica do órgão (LOUZADA, 2006).

Esta atividade elétrica começa na região do átrio direito chamada de nódulo sinoatrial e logo se espalha pelos átrios fazendo com que esses se contraiam. Em seguida esta excitação se propaga do nódulo sinoatrial para o nódulo atrioventricular, onde a propagação desacelera dando tempo aos átrios para transferirem seu conteúdo aos ventrículos e terminarem sua contração. Do nódulo atrioventricular a atividade se propaga para o feixe de His que, através do ramo direito e esquerdo, alcançam as fibras de Purkinje responsáveis pela contração ventricular (MAEOKA, 2007). A Figura 1 ilustra a direção de propagação dos impulsos elétricos no coração.

Figura 1 - Condução do Impulso Elétrico pelo Coração

- (a) Propagação do nóculo sinoatrial para o atrioventricular
 (b) Propagação do nóculo atrioventricular para o feixe de His
 (c) Propagação do feixe His para as fibras de Purkinje

FONTE: (MAEOKA, 2007, P. 6)

Desta forma, o nóculo sinoatrial funciona como um marcapasso regulando a frequência cardíaca. Apesar do nóculo funcionar de forma autônoma, ele também pode ser influenciado por sinais neurológicos e hormonais aumentando ou diminuindo a frequência cardíaca (LOUZADA, 2006). A frequência cardíaca média de um coração adulto saudável se encontra entre 70-90 batimentos por minuto (bpm). A condição em que a frequência cardíaca de um paciente excede 100 bpm é conhecida como taquicardia. Quando abaixo de 60 bpm é referida como bradicardia (SZYMANOWSKA, ZAGRODNY, *et al.*, 2016).

O ciclo cardíaco pode ser dividido em duas fases: a de contração, chamada sístole e a de relaxamento, diástole. Durante a sístole o sangue sai dos ventrículos para o organismo. Este período tem início com a excitação do nóculo sinoatrial, que contrai o átrio e dá um impulso adicional ao enchimento ventricular (sístole atrial). Em seguida, finalizada a passagem do impulso pelo nóculo atrioventricular e pelo feixe de His, a excitação se propaga pelas fibras de Purkinje, contraindo os ventrículos e fazendo com que esses se esvaziem (sístole ventricular). Já durante a diástole, acontece o enchimento dos átrios e dos ventrículos. Esta fase corresponde ao período de relaxamento do músculo cardíaco. Ela é iniciada quando é reestabelecido o repouso das fibras musculares. Por fim, o processo se repete contraindo novamente o órgão com a geração de outro impulso no nóculo sinoatrial durante a sístole (MAEOKA, 2007).

A separação do lado esquerdo e direito do coração é de suma importância para impedir que o sangue venoso (com dejetos liberados pelo organismo) não entre em contato com o arterial (sangue oxigenado e com nutrientes). Já entre os átrios e os ventrículos ocorre uma comunicação ordenada através do fechamento e abertura das válvulas tricúspide e mitral, que impedem o refluxo de sangue dos ventrículos para os átrios durante a sístole. Estas válvulas se

fecham durante a sístole ventricular e se abrem durante a diástole. O coração ainda apresenta duas outras válvulas: a pulmonar e a aórtica. Elas são responsáveis por impedir o refluxo de sangue das artérias para o coração durante a diástole e a sístole atrial. Durante a sístole ventricular elas se abrem e durante a diástole elas se fecham (MARKUS). Na Figura 2, ilustrando a estrutura anatômica do coração, é possível observar a posição de cada válvula e a direção de circulação do sangue, sendo a parte representada em azul o sangue venoso e em vermelho o arterial.

Figura 2 - Estrutura Anatômica do Coração

FONTE: (MARKUS, P. 85)

2.2. AUSCULTA CARDÍACA

Desde o século 4 a.C. já haviam relatos sobre o uso da ausculta cardíaca. Neste período, a ausculta era realizada pela aplicação direta do ouvido ao tórax ou abdome do paciente. Apesar do seu uso restrito, este método permitiu que diversas condições patogênicas fossem determinadas. Com a criação do estetoscópio, seu criador Laënnec, conseguiu classificar várias doenças cardiorrespiratórias através da correlação das observações da ausculta e das autopsias.

Também foi possível distinguir o primeiro e o segundo sons cardíacos, comumente chamados de bulhas cardíacas. Desde então, a ausculta tem sido uma peça-chave no exame clínico (FERRAZ, SOARES, *et al.*, 2011).

A ausculta só é possível por causa da propagação das vibrações produzidas pelo sistema cardiovascular até a superfície do corpo. Apesar destas vibrações se propagarem em todas direções, existem regiões específicas em que a intensidade das ondas será maior. Estes pontos são chamados de focos da ausculta cardíaca. Este fenômeno acontece devido a reflexão e refração das ondas sonoras ao se propagarem em meios mais densos como ossos, tecidos ou órgãos (LOUZADA, 2006). Portanto, para minimizar a atenuação das ondas, a ausculta deve ser feita nos focos clássicos: aórtico, pulmonar, mitral ou tricúspide; ou em outros focos menos comuns como o infraclavicular e o axilar. Também é importante ressaltar que o paciente deve ser examinado em posição confortável e em ambiente silencioso para minimizar respectivamente: os ruídos provenientes de movimentos involuntários do paciente ou do médico e os ruídos externos provenientes do ambiente (PAZIN-FILHO, SCHMIDT e MACIEL, 2004). A posição dos principais focos da ausculta pode ser visualizada na Figura 3.

Figura 3 - Focos da Ausculta Cardíaca

FONTES: (PAZIN-FILHO, SCHMIDT E MACIEL, 2004, P. 211)

Existem duas teorias acerca da formação das bulhas cardíacas: a teoria valvular e a teoria hemodinâmica. A teoria valvular sugere que os sons cardíacos se devem ao fechamento das válvulas do coração. Já a teoria hemodinâmica explica como sendo a vibração decorrente das bruscas acelerações e desacelerações de massas sanguíneas. Apesar de alguns estudos sugerirem que os sons cardíacos são produzidos um pouco depois do fechamento das válvulas, corroborando para teoria hemodinâmica, a gênese das bulhas será explicada através da teoria valvular neste trabalho. Apesar de não ser a mais completa, a teoria é a mais simples, permitindo uma rápida correlação da ausculta com o ciclo cardíaco (GARCIA, 1998).

Um coração em condições normais produz dois sons distintos: o da primeira bulha cardíaca (S1) e o da segunda bulha cardíaca (S2). A primeira bulha se deve aos eventos mecânicos que acontecem durante a sístole ventricular: fechamento das válvulas mitral e tricúspide, abertura das válvulas aórtica e pulmonar, pressão intraventricular e aceleração da coluna sanguínea na aorta e artéria pulmonar (LOUZADA, 2006). Ela é uma onda de frequência grave, duração prolongada e que se ouve melhor no foco mitral (GARCIA, 1998). Segundo Szymanowska et al. (2016), S1 têm a duração aproximada de 140 ms e frequência de 35-50 Hz.

Já a segunda bulha, se deve aos eventos que acontecem durante a diástole: fechamento das válvulas aórtica e pulmonar, abertura das válvulas mitral e tricúspide, relaxamento da parede ventricular e vibração das paredes vasculares (LOUZADA, 2006). Ela é uma onda mais aguda, de duração mais curta e de maior intensidade nos focos pulmonar e aórtico (GARCIA, 1998). Segundo Szymanowska et al. (2016), S2 têm a duração aproximada de 110 ms e frequência de 50-70 Hz.

Além da primeira e segunda bulhas cardíacas ainda existem duas outras bulhas de menor intensidade: a terceira bulha (S3), que pode ser escutada com maior facilidade em crianças ou após a prática de exercícios físicos; e a quarta (S4), que apesar de ser relativamente rara, algumas vezes também pode ser escutada em crianças e adolescentes. A origem da terceira bulha está relacionada a vibração das paredes ventriculares no enchimento dos ventrículos durante a diástole. Já a origem da quarta bulha, está relacionada ao impacto do sangue que passa do átrio para o ventrículo durante a sístole atrial. Quando a ausculta destas bulhas é feita com facilidade em adultos, a ausculta pode ser identificada como sintoma de algum tipo de patologia. Outros sintomas que podem ser detectados através da ausculta são: a presença de sons cardíacos anormais durante os silêncios sistólicos ou diastólicos; a substituição das bulhas S1 e S2 por sons anormais; a alteração da intensidade destas bulhas; e o desdobramento de uma bulha em dois sons de menor duração (GARCIA, 1998). A Figura 4 compara o fonocardiograma de sons cardíacos normais com patológicos.

Figura 4 - Sons Cardíacos Normais e Anormais

FONTES: Adaptado de Szymanowska et al. (2016).

Também vale apenas ressaltar que apesar da faixa de frequência dos sons normais e anormais do coração se encontrar entre 16-1000 Hz (GARCIA, 1998), segundo Szymanowska et al. (2016) os sons mais relevantes para os diagnósticos estão entre 70-120 Hz.

2.3. ESTETOSCÓPIO

A construção do primeiro estetoscópio se deve ao francês René Théophile Hyacinthe Laënnec (1781-1826). Insatisfeito com o uso da ausculta direta em pacientes obesos ou em mulheres cujo o tamanho das mamas representavam um obstáculo para se empregar o método,

Laënnec enrolou um pedaço de papel em formato de cilindro e aplicou uma de suas extremidades sobre ouvido e a outra sobre o tórax do paciente, observando então o aumento da intensidade da ausculta. Princípio este que foi utilizado posteriormente na sua invenção (FERRAZ, SOARES, *et al.*, 2011).

A invenção de Laënnec consistia de um tubo de madeira com duas extremidades, uma aplicada sobre o ouvido do médico e outra sobre o tórax do paciente. Desde então, vários modelos de estetoscópios foram criados. O biauricular, criado por George Phillip Camman em 1851, foi um dos modelos que revolucionou a ausculta com o uso de tubos de látex facilitando o manuseio dos estetoscópios (DE AGUIAR, 2016).

Posteriormente, foram criados os receptores do estetoscópio. Eles são dispositivos com frequência de ressonância na faixa de frequência da ausculta. Ao serem posicionados no tórax dos pacientes, eles amplificam determinadas frequências facilitando a ausculta. Existem dois tipos de receptores: os campânula, que amplificam a ausculta dos sons graves; e os diafragmas, que amplificam a dos sons agudos (GARCIA, 1998). Na Figura 5 é possível diferenciar cada um dos receptores.

Figura 5 - Receptores dos Estetoscópios

- (a) Receptor campânula
- (b) Receptor diafragma

FONTES: (LOUZADA, 2006)

O princípio de funcionamento dos receptores pode ser entendido através do efeito diafragma. Este efeito consiste no fato de qualquer membrana possuir uma frequência ótima de vibração. Nesta frequência, a impedância é mínima e, portanto, as vibrações são mais intensas. No caso da campânula que não possui membrana, a própria pele atua como a membrana. O efeito também dita que quanto mais tensionada a membrana estiver, maior a frequência de ressonância será. Portanto, aumentando a pressão destes receptores sobre o tórax dos pacientes, aumenta-se a frequência de ressonância das membranas, filtrando-se os sons de baixa

frequência e intensificando os de alta. Logo, a pressão aplicada sobre os receptores funciona como um filtro passa-alta (GARCIA, 1998).

Em 1961, foi a vez de David Littman contribuir para a história dos estetoscópios criando um modelo que utilizava a campânula e o diafragma conjuntamente. Já em meados dos anos 2000, foram os estetoscópios digitais que, dotados de amplificadores e filtros, deram mais um passo na evolução dos estetoscópios (DE AGUIAR, 2016). Existem ainda os estetoscópios doppler, que utilizam o efeito doppler como princípio de funcionamento; e os estetoscópios fetais, que são tubos em formato de cone com princípios bem similares ao do estetoscópio de Laënnec. Na Figura 6 estão as fotos dos modelos de estetoscópio historicamente mais relevantes e dos modelos mais utilizados atualmente.

A principal diferença dos estetoscópios digitais com os acústicos é que além do receptor, os digitais possuem transdutores que convertem ondas sonoras em sinal elétrico. A frequência de operação destes transdutores varia com o tipo e modelo destes transdutores. Feita a conversão da onda, o sinal é filtrado e amplificado, tornando mais audível a faixa de frequências da ausculta e atenuando as demais. Alguns estetoscópios ainda provêm com uma saída de sinais fonográficos caracterizados pela apresentação gráfica do áudio no domínio do tempo como é o caso do Estetoscópio *Viscope* da *HD Medical Group*. Também existem aqueles que permitem a gravação e posterior reprodução da ausculta como é o caso do Estetoscópio 3m modelo 3200 da Littman. Existem ainda os que fornecem conexão com softwares de computador, como é o caso do Estetoscópio *Analyzer Jabes* da *HD Medical Group*; ou com softwares de *tablet* e *smartphone* como é o caso do *HD Stheth* também da *HD Medical Group*.

Um dos principais benefícios dos estetoscópios digitais é a análise da ausculta de forma mais quantitativa, permitindo o acesso a dados que não poderiam ser percebidos nos estetoscópios acústicos devido as limitações da fisiologia humana. Através do processamento dos sinais da ausculta é possível determinar parâmetros como frequência, tempo de duração, amplitude relativa e batimentos por minuto. Além disso, muito têm sido discutido sobre até mesmo a capacidade de diagnose de alguns programas de processamento destes sinais.

Figura 6 - Modelos de Estetoscópios

Estetoscópio de Laënnec

Estetoscópio Biauricular

Estetoscópio de Littman

Estetoscópio Digital

Estetoscópio Doppler

Estetoscópio Fetal

FONTES: Adaptado de Aguiar (2016, p.7); de Mendes (p. 10) e de Med-Eletronics.

2.4. MICROFONES

Os transdutores mais utilizados na conversão de energia acústica em energia elétrica são os microfones. Eles convertem o movimento de suas membranas em sinais elétricos proporcionais a este movimento. O fato de que ondas sonoras se propagam em meio material com variações longitudinais de pressão permite que as membranas dos microfones se movam com as compressões e rarefações do meio, fazendo com que o sinal gerado pelo microfone seja análogo às variações de pressão.

Atualmente existem diversos tipos de microfones, os mais comuns são os dinâmicos e os condensadores. A maioria deles funciona convertendo a vibração das membranas em sinal elétrico. Porém, cada tipo de microfone emprega princípios de operação e consequentemente transdutores diferentes nesta conversão. Os princípios de operação mais empregados são: o piezoresistivo (carvão), o piezoelétrico (cerâmica ou cristal), o eletromagnético (ímã móvel e bobina fixa), eletrodinâmico (bobina móvel e ímã fixo) e o eletroestático (capacitor ou eletreto) (COSTA).

Os microfones dinâmicos utilizam o princípio eletrodinâmico. Eles consistem de membranas conectadas a bobinas móveis envolvidas por ímãs fixos. Portanto, a lei da indução dita que a velocidade de vibração da membrana irá causar uma variação do fluxo magnético nas bobinas, que por sua vez produzirá uma força eletromotriz e consequentemente uma corrente elétrica proporcional a velocidade de vibração das bobinas (SILVEIRA JUNIOR, 2000). As principais vantagens dos microfones dinâmicos são sua resistência mecânica e não precisar de polarização. Porém, suas respostas de frequências não são contínuas em todo o espectro. Por isso estes microfones geralmente são construídos com respostas de frequência que se adequam apenas para aplicações específicas concebidas pelo fabricante (DE OLIVEIRA, 2010).

Já os microfones condensadores, utilizam o princípio eletroestático. Eles são compostos por um diafragma conectado a uma placa móvel. Esta placa móvel é posicionada paralela a uma placa fixa de forma com que um campo elétrico seja formado entre as placas. A placa móvel pode ser uma das placas de um capacitor (microfones capacitivos) ou uma placa de eletreto (microfones de eletreto). Os microfones capacitivos funcionam através do movimento do diafragma que altera a distância entre as placas do capacitor, alterando então sua capacitância. As variações capacitivas por sua vez alteram a corrente elétrica do circuito (COSTA).

Nos microfones de eletreto, as vibrações do diafragma alteram o campo elétrico entre o eletreto e a placa paralela, que por sua vez altera o potencial e a corrente elétrica do circuito.

Nos microfones capacitivos também ocorrem variações do campo elétrico de forma similar as do de eletreto. Porém, entender o processo através das variações de capacitância é mais simples e didático (COSTA). Na Figura 7 podem ser visualizadas a estrutura interna dos microfones capacitivos (a direita) e dos microfones de eletreto (a esquerda).

FONTE: Adaptado de Spada (p. 7).

Os microfones capacitivos precisam ser energizados por uma fonte de corrente contínua (CC) para polarizar seu capacitor. Alguns já são fabricados com uma bateria embutida, outros precisam de uma fonte de alimentação externa, para isso eles utilizam a chamada alimentação fantasma ou “*phantom power*” nos cabos de áudio (DE OLIVEIRA, 2010). Já os microfones de eletreto, não precisam ser energizados como os capacitivos pois já são feitos de materiais com armazenamento quase permanente de cargas. A alimentação que eles utilizam é exclusivamente para seu circuito pré-amplificador. Dentro dos microfones de eletreto, o eletreto é conectado a um transistor de efeito de campo (FET), usado como um conversor de impedâncias ou como um amplificador. Por isso a energização do circuito dos microfones de eletreto com uma pequena alimentação CC é necessária (HILLENBRAND, HABERZETTL e SESSLER, 2013).

Os microfones condensadores são mais sensíveis e com melhor resposta de frequência que os dinâmicos. Porém, essa sensibilidade o torna inviável para captar sons de alto volume que podem ser saturados durante a captação (DE OLIVEIRA, 2010). Agora, comparando os microfones capacitivos com os de eletreto: os capacitivos possuem a desvantagem da necessidade de pré-amplificadores com alta impedância de entrada e de precisarem de uma polarização CC; já os de eletreto, além de poderem ser miniaturizados sem perda de

sensibilidade, oferecem a opção de serem construídos com circuito pré-amplificador integrado (JAIME, 1983).

Existem dois tipos de microfones de eletreto: o de três terminais e o de dois terminais, que foi utilizado neste trabalho. Cada um destes microfones tem seu próprio circuito de alimentação. O circuito e as dimensões do de dois terminais seguem apresentados na Figura 8.

Figura 8 - Circuito de Alimentação dos Microfones de Eletreto

FONTES: Adaptado da folha de dados do Microfone de Eletreto F9767AL.

Na folha de dados de um microfone condensador de eletreto modelo 9767, foi possível obter algumas especificações técnicas importantes dos transdutores utilizados neste trabalho. Elas estão disponíveis na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações Técnicas dos Microfones Condensadores de Eletreto Modelo 9767

Parâmetro	Valor
Dimensões	9,7 mm x 6,7 mm
Tensão de Operação	1 V – 10 V
Faixa de Frequências	20 Hz – 16 kHz

FONTE: Folha de dados do Microfone Condensador de Eletreto F9767AL da IEA Electro-Acoustic.

2.5. AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Os amplificadores operacionais (AmpOp) foram criados na década de 60. A princípio eles eram compostos por componentes discretos soldados em uma placa. Hoje eles são exclusivamente compostos por circuitos integrados com dezenas de transistores e outros componentes de pequena dimensão (PINTO e ALBUQUERQUE, 2011). Eles são amplificadores diferenciais de ganho muito alto, com alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Quanto maior a impedância de entrada, maior será a porcentagem da tensão de entrada a ser amplificada. Quanto menor a impedância de saída, maior a porcentagem

da tensão amplificada a ser conduzida para carga. No caso ideal em que a impedância de entrada tende ao infinito e a impedância de saída tende a zero, toda o sinal de entrada é amplificado e transmitido para a carga (WENDLING, 2010).

Geralmente os AmpOp são compostos por duas entradas e uma saída. Uma entrada é chamada de não inversora ou positiva e a outra é chamada de inversora ou negativa. A saída deles amplifica a tensão diferencial (diferença entre a tensão de entrada positiva e a negativa) por um ganho diferencial A_D (WENDLING, 2010).

As aplicações mais típicas dos AmpOps são como: amplificadores, comparadores, filtros, osciladores, dentre outros circuitos de instrumentação. Para isto, existem diversos tipos de montagens para estes circuitos. As montagens de circuitos amplificadores mais comuns são a dos amplificadores inversores e a dos amplificadores não inversores. Segundo Boylestad e Nashelsky (2013, p. 518): “a conexão de amplificador inversor é mais amplamente utilizada por ter melhor estabilidade em frequência”. Portanto, a montagem utilizada neste trabalho foi a inversora. Na

Figura 9 segue uma representação dos terminais de entrada do AmpOp e a montagem dos circuitos amplificadores inversores.

Figura 9 - Terminais dos Amplificadores Operacionais e Circuito dos Amplificadores Inversores

FONTE: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013, p. 515 e 518).

Considerando que o AmpOp que compõe a montagem inversora é ideal (impedância de entrada infinita e de saída nula); e admitindo que o ganho diferencial A_D do AmpOp respeita as desigualdades $A_D \gg 1$ e $A_D \times R_1 \gg R_f$, sendo R_1 e R_f o valor das resistências elétricas dos resistores especificados na Figura 9, conectados entre os terminais do AmpOp; é possível expressar o ganho de tensão A_V da montagem através da Equação 1. O sinal de menos da equação expressa a inversão de fase do sinal (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

$$A_V = \frac{V_o}{V_1} = \frac{-R_f}{R_1} \quad (1)$$

Vale ressaltar que para o sinal amplificado não ser distorcido, seus picos não devem ultrapassar seus limites de saturação (geralmente valores de tensões aproximados as tensões de alimentação do AmpOp). Por isso, é de suma importância dimensionar bem o ganho do circuito para a saída não ultrapassar os limites de saturação.

Em aplicações onde não se têm interesse acerca dos sinais de corrente contínua (CC) ou de baixas frequências, é comum o uso de acoplamentos de corrente alternada (CA). Estes acoplamentos são feitos basicamente com a utilização de capacitores em série ao terminal de entrada e de saída que barram as tensões de muito baixas frequências ou tensões contínuas devido a suas reatâncias capacitivas que são inversamente proporcionais a frequência do sinal (um sinal de tensão contínua pode ser interpretado como um sinal de frequência zero ou período infinito). A fórmula da reatância capacitiva pode ser expressa pela Equação 2, sendo que f é a frequência do sinal e C é a capacitância do capacitor (TERREL, 1996).

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2)$$

A impedância de um circuito é a grandeza fasorial que expressa a oposição deste circuito a passagem de corrente. Em um circuito composto por um resistor e um capacitor (circuito RC), a impedância equivale a soma, da grandeza fasorial resistência elétrica do resistor com a grandeza fasorial reatância capacitiva do capacitor. O módulo da impedância nestes circuitos pode ser expresso pela Equação 3 (TERREL, 1996).

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (3)$$

Desta forma, o ganho de tensão nos circuitos com acoplamentos CA deixa de ser dependente apenas das resistências R_f e R_1 , para se tornar dependente de R_f e Z_1 que é a impedância de entrada referente a resistência R_1 e a capacitância C_1 do capacitor de entrada. Portanto, o ganho de tensão A_V dos amplificadores inversores com acoplamento passa a ser dependente da frequência do sinal como pode ser visto pela Equação 4 (TERREL, 1996).

$$A_{V_1} = \frac{-R_f}{Z_1} = \frac{-R_f}{\sqrt{R_1^2 + X_{C1}^2}} \quad (4)$$

Na saída do circuito amplificador com acoplamento CA, o capacitor de saída C_2 atua como um divisor de tensão RC com a resistência da carga R_L . Para cargas com impedâncias muito baixas, o sinal de saída será significativamente atenuado. Mas, para cargas muito maiores que a reatância capacitiva de C_2 , a atenuação é quase nula. A Equação 5 expressa a atenuação A_{V_2} do divisor de tensão, sendo que Z_2 é a impedância de saída do circuito referente a resistência da carga R_L e a capacitância C_2 do capacitor de saída (TERREL, 1996).

$$A_{V_2} = \frac{R_L}{Z_2} = \frac{R_L}{\sqrt{R_L^2 + X_{C_2}^2}} \quad (5)$$

Portanto, o ganho de tensão total do circuito com acoplamento pode ser expresso pelo produto do ganho A_{V_1} pela atenuação A_{V_2} . Vale ressaltar que as reatâncias capacitivas irão deslocar ligeiramente a fase do circuito de forma com que a saída deixará de ser invertida em 180° para ser ligeiramente defasada.

Algumas montagens ainda utilizam, um resistor R_B no terminal positivo para compensar a corrente de polarização do AmpOp. Geralmente a corrente de polarização é muito pequena. Mas, quando a compensação do efeito é necessária, é comum usar uma resistência com valor de R_B igual ao de R_f (TERREL, 1996). Na Figura 10 está ilustrado o esquema elétrico da montagem dos amplificadores inversores com acoplamento CA.

Figura 10 - Esquema Elétrico do Circuito dos Amplificadores Inversores com Acoplamento CA

Algumas das especificações técnicas mais relevantes dos AmpOps LM358p, utilizados neste trabalho, estão disponíveis na Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações Técnicas dos Amplificadores Operacionais LM358p

Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação	$\pm 1,5 V - \pm 16 V$
Ganho Diferencial de Circuito Aberto	$100 V/mV$
Corrente de Alimentação	$20 nA$

FONTE: Folha de dados do Amplificador Operacional LM358p da Texas Instruments.

2.6. FILTROS

Um estudo acerca da aceitação dos estetoscópios eletrônicos pelos médicos indicou que eles não eram bem aceitos por causa da geração de ruídos não provenientes da ausculta. Como ruído se entende qualquer sinal diferente daquele da ausculta. Os ruídos podem ser divididos em diferentes categorias: ruídos externos, ruídos relacionados ao processo de ausculta, ruídos eletrônicos e ruídos biológicos (DURAND, DURAND e GRENIEN, 1997).

Os ruídos externos são aqueles provenientes do ambiente externo, geralmente do consultório ou sala que se encontra o paciente. Dentre eles estão os ruídos de equipamentos presentes na sala e a voz do médico ou paciente. Os ruídos relacionados ao processo de ausculta estão relacionados ao próprio processo de coleta dos dados, são por exemplo os ruídos relativos ao movimento do diafragma devido a movimentos conscientes ou involuntários do paciente ou médico. Os ruídos eletrônicos são os provocados pelo circuito do estetoscópio, que incluem tanto a distorção causada pela saturação dos circuitos amplificadores quanto os ruídos provenientes de interferências eletromagnéticas. E por fim, os ruídos biológicos que são os sons gerados pelo corpo do paciente que não fazem parte do foco da ausculta. Dentre eles estão contrações musculares, sons intestinais e pulmonares (DURAND, DURAND e GRENIEN, 1997).

Portanto, a utilização de filtros é de suma importância para atenuar os ruídos e acentuar os focos da ausculta. Os filtros são blocos funcionais que permitem a passagem de sinais com determinadas frequências enquanto atenuam as demais frequências. Estes filtros podem ser divididos quanto a tecnologia que eles empregam ou quanto a função que eles exercem. A divisão quanto a tecnologia empregada é composta pelos filtros passivos, ativos e digitais. Já a

divisão quanto a função exercida é composta por filtros passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa (MUSSOI, 2004).

Os filtros passivos são os filtros que empregam apenas componentes passivos no seu circuito, ou seja, resistores, capacitores e indutores. Os filtros ativos por sua vez, também empregam componentes ativos, como por exemplo, transistores e amplificadores. Já os filtros digitais, utilizam de computação para executar sua filtragem, sendo implementados através da programação de um sistema microprocessado (MUSSOI, 2004).

Agora quanto a divisão por função: os filtros passa-baixas permitem a passagem de baixas frequências enquanto atenuam as altas; os passa-altas permitem a passagem de altas frequências enquanto atenuam as baixas; os passa-faixa permitem a passagem de frequências dentro de determinada banda enquanto atenuam as demais; e os rejeita-faixa atenuam determinada banda enquanto permitem a passagem das demais frequências (MUSSOI, 2004).

2.6.1. Filtros Passivos

O uso de filtros passivos compostos por resistores, indutores e capacitores se tornou uma prática comum desde os anos de 1920. Eles são ditos passivos pelo fato de não precisarem de fontes de alimentação para operarem (ANTONIOU, 2006). Como já foi citado, a reatância capacitiva é inversamente proporcional a frequência do sinal. Já com a reatância indutiva, o inverso acontece, quanto maior a frequência do sinal maior será a reatância. Portanto, os capacitores atuam como circuitos fechados para sinais de altas frequências e como circuitos abertos para sinais de baixas frequências. E o oposto acontece com os indutores, eles atuam como circuitos abertos para sinais de altas frequências e como circuitos fechados para sinais de baixas frequências (MUSSOI, 2004). Já os elementos resistivos geralmente só aparecem como resistência de fonte ou de carga, eles não possuem uma resposta dependente da frequência do sinal e, portanto, não alteram a reatância do circuito. A ordem N do filtro normalmente é determinada apenas pelo número de elementos reativos do circuito (HAYKIN e VAN VEEN, 2001).

Os indutores, que são basicamente bobinas, sempre foram componentes volumosos, caros e geralmente menos ideais que os resistores e os capacitores. Portanto, a utilização de filtros RC é mais atrativa que de filtros com indutores (ANTONIOU, 2006). Neste trabalho apenas foi utilizado um filtro passivo RC passa-baixas. O esquema elétrico destes circuitos pode ser visualizado na Figura 11.

Figura 11 - Esquema Elétrico dos Filtros RC Passa-Baixas

FONTE: (MUSSOI, 2004, p. 32)

A função de transferência desse circuito, que representa a razão entre a tensão de saída V_s e a tensão de entrada V_e , pode ser expressa pela Equação 6. Sendo que j é a unidade imaginária ($\sqrt{-1}$) (MUSSOI, 2004).

$$H(f) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + j2\pi fRC} \quad (6)$$

O módulo desta função de transferência representa o ganho do sinal de entrada em função da frequência e o argumento representa o deslocamento da fase do sinal de saída em relação ao de entrada em função da frequência. O ganho G_v é expresso pela Equação 7 e o deslocamento da fase α é expresso pela Equação 8 (MUSSOI, 2004).

$$G_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}} \quad (7)$$

$$\alpha = -\arctg(2\pi fRC) \quad (8)$$

Como pode ser constatado das expressões anteriores, para uma frequência nula (sinal de CC), o ganho será unitário e o deslocamento de fase será nulo, ou seja, não ocorrerá atenuação do sinal de entrada e nem defasagem. Para sinais de frequência muito alta (tendendo ao infinito) o ganho será nulo e o deslocamento de fase tenderá a 90° negativos, ou seja, todo sinal de entrada será atenuado e a fase será deslocada em 90° sentido horário.

Quando a tensão de saída é igual ao valor eficaz da tensão de entrada, ou seja cerca de 70,7% do valor de entrada, é dito que a frequência análoga a este ganho é a frequência de corte

f_c (MUSSOI, 2004). Esta frequência é muito importante na elaboração de filtros pois a partir dela o sinal de saída passa a decrescer exponencialmente. A frequência de corte para os filtros RC passa-baixas pode ser expressa pela Equação 9 (MUSSOI, 2004).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9)$$

Apesar de filtros passivos passa-altas não terem sido diretamente utilizados neste trabalho, os circuitos de acoplamentos dos AmpOps atuam como filtros RC passa-altas. (TERREL, 1996) Portanto, é de suma importância dimensionar bem os valores de suas capacitâncias para que as frequências de corte destes filtros sejam menores que a faixa de frequência da ausculta. A expressão utilizada para a frequência de corte dos filtros RC passa-altas é a mesma dos passa-baixas. Porém, ao contrário dos passa-baixas, os passa-altas irão atenuar as frequências menores que a frequência de corte. A função de transferência deste circuito pode ser visualizada na Equação 10. Já o ganho dos seus sinais de saída e seu deslocamento de fase podem ser expressos pelas Equações 11 e 12 (MUSSOI, 2004).

$$H(f) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j2\pi fRC}} \quad (10)$$

$$G_v = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/2\pi fRC)^2}} \quad (11)$$

$$\alpha = \arctg(1/2\pi fRC) \quad (12)$$

O esquema elétrico dos filtros RC passa-altas é apresentado na Figura 12.

No circuito de acoplamento apresentado na Figura 10 é possível observar que o capacitor de saída C2 forma um filtro passa-altas com a impedância da carga R_L . Já o filtro formado pelo capacitor de entrada C1 e a resistência R1, apesar de não ser facilmente correlacionado com o circuito da Figura 12, também se comporta como um filtro como foi demonstrado pela Equação 4.

Figura 12 - Esquema Elétrico dos Filtros RC Passa-Altas

FONTE: (MUSSOI, 2004, p. 45)

2.6.2. Filtros Digitais

Os filtros digitais utilizam do processamento digital de sinais para executar sua filtragem. Para isso, é necessário que o sinal de tempo contínuo $x(t)$ seja convertido numa sequência de números discretos $x[n]$. Os conversores analógico-digitais (A/D) são os responsáveis por esta conversão. Os filtros digitais processam cada amostra da sequência $x[n]$ produzindo então uma nova sequência $y[n]$ filtrada. Vale ressaltar que todos os cálculos empregados nestes filtros são quantizados com uma precisão finita, portanto são introduzidos erros de arredondamento na operação destes. Na maioria das aplicações estes erros são desprezíveis, exceto para aplicações com sinais de frequências muito elevadas (HAYKIN e VAN VEEN, 2001). A maioria dos filtros digitais causais, ou seja, com saída dependente apenas das saídas passadas e das entradas presentes e passadas, podem ser descritos pela Equação 13 (SCANDELARI).

$$y[n] = \sum_{k=0}^K a_k x[n-k] - \sum_{l=1}^L b_l y[n-l] \quad (13)$$

Efetuada a transformada Z de $y[n]$ e $x[n]$, a função de transferência do filtro pode ser expressa por um conjunto de multiplicações, somatórios e atrasos como pode ser visto na Equação 15, sendo que N é a ordem do filtro (ANTONIOU, 2006). Lembrando que para um n_0 positivo, a multiplicação de um sinal no domínio de z por z^{-n_0} introduz um atraso de n_0

amostras no sinal original. A Equação 14 expressa bem como esta relação de z com o atraso do sinal funciona (HAYKIN e VAN VEEN, 2001).

$$x[n - n_0] = z^{-n_0} X(z) \quad (14)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{n=0}^N a_n z^{-n}}{1 + \sum_{n=1}^N b_n z^{-n}} \quad (15)$$

Os filtros em que o vetor composto pelos valores de b_n não é nulo são chamados de recursivos por utilizarem não apenas valores de $x[n - k]$ como entrada, mas também valores $y[n - k]$ de saídas passadas. Esta recursividade faz com que a duração da resposta ao impulso destes filtros seja infinita. Por isso, eles também são chamados de filtros de resposta infinita (IIR) (SCANDELARI). Os filtros IIR são caracterizados por sua resposta de fase não linear. Assim como os filtros passivos, eles também introduzem um deslocamento de fase dependente da frequência do sinal de entrada. Já os filtros de resposta ao impulso finita (FIR) são os filtros com o vetor dos valores de b_n nulo. O fato deles não utilizarem saídas passadas como entrada dá a eles o título de não-recursivos. Ao contrário dos IIR, os filtros FIR possuem uma resposta de fase linear. Ou seja, eles conseguem controlar as respostas de frequência e de fase de forma independente (SUMORO; YU; 2016).

Os filtros IIR geralmente conseguem uma resposta de frequência com corte mais acentuado que de um filtro FIR de mesma ordem. Porém, esta redução de recursos computacionais necessários para criação de um filtro IIR de mesma inclinação que um FIR vem com o preço da sua resposta de fase não-linear e de não serem tão estáveis como os FIR. Além de sua velocidade computacional reduzida, os filtros FIR também possuem a desvantagem de introduzirem um atraso de alguns milissegundos na saída. Porém, já existe uma técnica para minimizar este atraso chamada de filtragem de fase nula, que consiste em filtrar a saída do filtro novamente, mas desta vez com o sinal $y[n]$ na direção reversa (SCHALDENBRAND, 2018).

Existem diferentes algoritmos utilizados para implementar os filtros FIR. O algoritmo utilizado neste trabalho foi o de mínimos quadrados que minimiza a discrepância entre a resposta de amplitude do filtro e a resposta de amplitude ideal do filtro. Esta discrepância é expressa pela integral do erro quadrático definida pela Equação 17. Sendo que $D(\omega)$ é a resposta de amplitude desejada e $A(\omega)$ é a resposta de amplitude real do filtro, que nada mais é que a parte real da função de transferência $H(\omega)$ do filtro. Para se obter a função de transferência $H(\omega)$ no domínio da frequência, basta efetuar a transformada Z inversa de $H(z)$.

A resposta de amplitude $A(\omega)$ dos filtros FIR pode ser expressa pela Equação 16, sendo que os coeficientes a_n são os mesmos coeficientes da função de transferência $H(z)$ expressa anteriormente pela Equação 15 (SELESNICK).

$$A(\omega) = \sum_{n=0}^M a_n \cos(n\omega), \quad \text{para } M = \frac{N-1}{2} \quad (16)$$

$$\varepsilon_2 = \int_0^\pi (A(\omega) - D(\omega))^2 d\omega \quad (17)$$

O mínimo da integral de erro quadrático é dado pelo ponto que sua primeira derivada em a_k é nula. Portanto, derivando a integral e a igualando a zero é possível se obter um sistema linear de equações onde os parâmetros a_n do filtro são os termos da matriz a definida pela Equação 20. Já as matrizes Q e b podem ser obtidas pelas Equações 18 e 19, sendo que k e n representam respectivamente a linha e a coluna de cada termo das matrizes Q e b (SELESNICK).

$$Q(k, n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \cos(\omega(k - n)) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \cos(\omega(k + n)) d\omega \quad (18)$$

$$b(k) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi D(\omega) \cos(k\omega) d\omega \quad (19)$$

$$a = Q^{-1}b \quad (20)$$

Resolvendo a Equação 18 para os $M + 1$ termos, obtêm-se uma matriz diagonal em que os termos de Q são dados pelas igualdades expressas na relação abaixo:

$$Q(k, n) = \begin{cases} 1 & k = n = 0 \\ \frac{1}{2} & k = n \neq 0 \\ 0 & k \neq n \end{cases} \quad (21)$$

Por fim, a matriz b pode ser calculada tomando em conta que, como foi ilustrado na Figura 13, a resposta de amplitude ideal do filtro passa-faixa é igual a 1 entre a frequência de corte superior ω_{ca} e a inferior ω_{cb} ; e igual a zero para as demais frequências. Portanto, a solução de $b(k)$ para os filtros passa-faixas pode ser expressa pela Equação 22.

Figura 13 - Resposta de Amplitude Ideal de um Filtro Passa-Faixa

FONTE: Desenhado usando os softwares *SketchUp* e *Paint*.

$$b(k) = \begin{cases} \frac{\omega_{ca} - \omega_{cb}}{\pi} & k = 0 \\ \frac{\omega_{ca}}{\pi} \text{sinc}\left(\frac{k\omega_{ca}}{\pi}\right) - \frac{\omega_{cb}}{\pi} \text{sinc}\left(\frac{k\omega_{cb}}{\pi}\right) & k \neq 0 \end{cases} \quad (22)$$

Como cada receptor têm uma frequência de ressonância diferente e, portanto, se comporta diferente sobre a frequência, um filtro diferente deve ser utilizado para cada tipo de receptor nos estetoscópios digitais. De acordo com a Texas Instruments (2010, p. 13) a faixa de frequências do filtro passa baixa dos modos campânula, diafragma e escala extensível devem ser respectivamente 20 Hz – 220 Hz, 50 Hz – 600 Hz e 20 Hz – 2000 Hz.

2.7. AMOSTRAGEM

A princípio, a aquisição de dados se dava através dos gravadores eletromecânicos que costumavam armazenar os dados de forma permanente em rolos de papel ou fitas magnéticas. Com o advento dos computadores, estes dados passaram a ser armazenados digitalmente, reduzindo drasticamente o espaço físico necessário para o armazenamento destes (MEASUREMENT COMPUTING, 2004-2012).

Existem dois tipos de sinais: os de tempo contínuo e os de tempo discreto. A maioria dos fenômenos físicos quando convertidos em sinais elétricos geram um sinal de tempo

contínuo. Ou seja, estes fenômenos geram um sinal definido para todos os pontos de tempo t . Os sinais de tempo discreto são definidos somente em determinados instantes de tempo. Estes sinais geralmente são gerados através da conversão do sinal de tempo contínuo em um de tempo discreto (HAYKIN e VAN VEEN, 2001).

Esta conversão, como já foi citado, se dá através dos conversores A/D. Estes conversores executam amostragens do sinal em intervalos de tempo geralmente igualmente espaçados. A amostragem de um sinal contínuo $x(t)$ a intervalos de tempo $t = nT$ pode ser expressa pela Equação 23, sendo que T é o período entre cada amostra (HAYKIN e VAN VEEN, 2001).

$$x[n] = x(nT), \quad \text{para } n \in Z \quad (23)$$

O número de amostras tomadas por segundo é dito ser a frequência de amostragem. Quanto maior a frequência de amostragem, mais próximo o sinal discreto estará do seu sinal de tempo contínuo análogo. Como os sinais discretos deixam de armazenar infinitos pontos entre uma amostra e outra, existe uma perda da informação entre estas amostras. Geralmente este espaço entre uma amostra e outra é preenchido por uma interpolação linear na conversão do sinal discreto para o de tempo contínuo (D/A) (ALLEN e MILLS, 2004). Porém, para sinais de frequências muito elevadas, uma simples interpolação não é suficiente para prever o comportamento do sinal entre uma amostra e outra. Para isso, utiliza-se o teorema de Nyquist para checar se a frequência de amostragem é adequada para a frequência do sinal. O teorema dita que a frequência de amostragem f_a deve ser pelo menos o dobro da frequência máxima do sinal de interesse. Ou seja, a frequência máxima do sinal não deve ultrapassar a frequência de Nyquist expressa pela Equação 24 (NORDSTRÖM, 2017).

$$f_{Nyquist} = \frac{f_a}{2} \quad (24)$$

Existe ainda outro empecilho na conversão de sinais de tempo contínuo em discretos. Não é possível armazenar o valor absoluto de cada amostra nos computadores, o sinal precisa ser quantizado para seu valor mais aproximado em binário. O intervalo entre a tensão de entrada máxima e zero é dividido em um registro de N bits. Como cada bit pode armazenar dois valores,

este intervalo chamado de faixa dinâmica é dividido em 2^N partes. O número N de bits é denominado de profundidade de bits.

Sempre que o sinal é comprimido em um registro de bits parte do sinal é perdido, introduzindo um erro de quantização. A menor variação de tensão V_{min} expressa por uma amostra com profundidade de bits N , pode ser expressa pela razão da sua tensão de entrada máxima V_{max} e a sua faixa dinâmica como foi expresso na Equação 25 (MEASUREMENT COMPUTING, 2004-2012).

$$V_{min} = \frac{V_{max}}{2^N} \quad (25)$$

A faixa dinâmica DR_d de dispositivos digitais é comumente expressa em decibéis como pode ser visto na Equação 26. Quando o sinal ultrapassa a tensão máxima do registro, ele é saturado ao máximo valor possível do seu registro. Quando a variação de tensão é menor que a tensão mínima do registro, o erro de quantização sobrepõe o sinal de entrada.

$$DR_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{max}}{V_{min}} \right) = 20 \log(2^N) \quad (26)$$

2.8. PLACA DE CAPTURA, CONECTORES DE ÁUDIO E FONE DE OUVIDO

Para que a conversão do sinal de tempo contínuo em discreto aconteça é necessário fazer uso de uma placa de captura de áudio. Estas placas são compostas por circuitos de condicionamento do sinal analógico e por conversores A/D e D/A. Os conversores A/D convertem os sinais de entrada da placa em digitais e os D/A convertem a saída em analógico.

Existem diversos modelos de placas de captura de áudio. Estas placas podem ser encontradas embutidas nas placas mães de notebooks, tablets e smartphones; ou separadas da placa mãe em placas dedicadas ou externas, como é o caso dos computadores desktop e interfaces de áudio.

Para escolher a opção que melhor se adequa a cada aplicação, uma série de parâmetros devem ser levados em consideração. Primeiramente, deve-se tomar em conta a frequência de amostragem e a profundidade de bits de cada placa, lembrando que quanto maior forem esses valores maior será a resolução do áudio. Em seguida deve se levar em conta o nível de entrada máximo da placa para que o sinal de entrada não ultrapasse seu limite de saturação.

O nível de entrada máximo, em decibéis, geralmente é dado pela razão da tensão máxima V_{max} e a tensão de referência $V_0 = 0,775V$ como pode ser visto na Equação 27 (SCHMIDT).

$$V_{maxdBu} = 20\log\left(\frac{V_{max}}{V_0}\right) \quad (27)$$

Outro parâmetro importante é a faixa dinâmica da placa. Como já foi citado, a faixa dinâmica de dispositivos digitais é dada pela Equação 26. Para dispositivos analógicos, a faixa dinâmica, em decibéis, é dada pela razão do nível de saturação V_{max} e o nível de ruído de fundo V_r . O nível do ruído de fundo é a tensão de saída da placa sem nenhum sinal de entrada. Ou seja, é a soma de todos os ruídos indesejáveis dentro da placa. A faixa dinâmica destes dispositivos pode ser expressa pela Equação 28 (BALLOU, 2008).

$$DR_{dB} = 20\log\left(\frac{V_{max}}{V_r}\right) \quad (28)$$

Também devem ser levados em conta na escolha destas placas os parâmetros impedância e a resposta de frequência da entrada, além do tipo de conectividade de barramento com o computador.

Em relação aos conectores de áudio existem diferentes tipos para cada aplicação. Os utilizados neste trabalho foram os TRS e TS de 6,5 mm. A sigla TRS vêm do inglês “*Tip Sleeve Ring*” referentes respectivamente a ponta, a base e ao anel do conector como pode ser visto na Figura 14. A base do conector é conectada ao terminal terra, o topo e o anel são conectados ao sinal de entrada ou a saída. Em sinais estéreos o anel é conectado ao sinal do canal direito e a ponta é conectada ao canal esquerdo. Já os conectores TS são mono por não possuírem o anel ou seja, por possuírem apenas um canal de entrada ou saída (HASSAN, SAAD e ANWAR, 2010).

Figura 14 - Terminais do Conector TRS

FONTES: Adaptado de Hassan, Pervaiz e Anwar (2010, p. 2).

Quanto a fone de ouvidos os parâmetros mais importantes na escolha destes são a impedância de entrada e a resposta de frequência do fone.

Na Tabela 3 são apresentados alguns destes parâmetros para a placa de captura de áudio UMC 204 e para o fone de ouvido Samson SR850 utilizados neste trabalho.

Tabela 3 - Especificações Técnicas da Placa de Captura de Áudio e do Fone de Ouvido Sanson SR3850

Dispositivo	Parâmetro	Valor
Placa de Captura de Áudio U-Phoria Umc 204	Frequências de Amostragem Suportadas	44,1 / 48 / 88,2 / 96 kHz
	Profundidades de Bits Suportadas	16 bits / 24 bits
	Nível de Entrada Máximo (Entrada TRS)	20 dBu
	Impedância de Entrada (Entrada TRS)	1 MΩ
	Resposta de Frequência da Entrada	10 Hz – 43 kHz
	Faixa Dinâmica	110 dB
	Conectividade de Barramento com Computador	USB 2.0
Fone de Ouvido Samson SR850	Impedância de Entrada	32 Ω
	Resposta de Frequência	10 Hz – 30 kHz

FONTE: Folha de dados da Interface de Áudio U-PHORIA UMC 204 da Behringer.

2.9. TRANSFORMADAS DE FOURIER

Todos sinais podem ser representados por uma soma ponderada de senos e cossenos. Portanto, também é correto afirmar que um sinal pode ser decomposto em senos de forma com

que suas frequências possam ser analisadas. Este é o papel da transformada de Fourier, ela converte um sinal representado no domínio do tempo em um no domínio da frequência (NATIONAL INSTRUMENTS). Uma das formas da transformada de Fourier pode ser expressa pela Equação 29 (ANTONIOU, 2006).

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (29)$$

Como pode ser constatado da Equação 29, a transformada de Fourier de tempo contínuo envolve uma soma de infinitos pontos no tempo t , o que a torna inviável para sistemas de tempo discreto que contêm apenas um número finito de valores. Para isto existe uma aproximação chamada de transformada de tempo discreto de Fourier (DFT) que permite com que cada amostra no domínio do tempo seja convertida para o domínio da frequência (NORDSTRÖM, 2017). A Equação 30 é uma das formas de expressar esta transformada, sendo que k é o índice de cada amostra e N é o número total de amostras (ANTONIOU, 2006).

$$X_d[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W(N)^{-kn}, \quad \text{para } W(N) = e^{j2\pi/N} \quad (30)$$

A implementação direta da DFT requer uma grande quantidade de recursos computacionais devido a alguns cálculos redundantes. Com isso em mente, diferentes implementações das DFT foram criadas (ANTONIOU, 2006). Nenhuma destas implementações foi tão geral como a transformada rápida de Fourier (FFT), criada a princípio por Gauss em 1805, mas nunca publicada e reinventada por Cooley e Tukey em 1965 (WÖRNER).

O que a FFT faz é desconstruir a somatória da DFT em duas somatórias análogas. Em seguida ela desconstrói as duas somatórias resultantes em quatro, oito, etc, repetindo o processo até que todas as somatórias resultantes deixem de ser somatórias por terem apenas um termo. Portanto, para que o processo funcione, é necessário que o número de amostras N seja uma potência de dois $N = 2^r$, sendo que r é o número de divisões que as somatórias irão sofrer (WÖRNER). A primeira divisão pode ser obtida simplesmente pela desconstrução da DFT em uma somatória dos sinais de n pares e outra dos de n ímpares, como pode ser visualizado pela Equação 31 (ANTONIOU, 2006).

$$X_d[k] = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n]W\left(\frac{N}{2}\right)^{-kn} + W(N)^{-k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n+1]W\left(\frac{N}{2}\right)^{-kn} \quad (31)$$

A implementação recursiva das FFT executa essa divisão r vezes através do método da recursão. Ou seja, a função chama a si mesma dentro da rotina de seu programa. Este método não é o mais rápido, mas é o mais simples. O método iterativo, que possui o menor tempo de execução, é implementado explorando a propriedade de ordenação de bit reversa da última divisão. Como pode ser visualizado na

Figura 15, executando este método das divisões sucessivas em um arranjo com oito amostras, a ordenação após a última divisão é equivalente ao reverso da representação binária dos índices iniciais, sendo que cada quadrado representa um dos somatórios exemplificados na Equação 31 das respectivas amostras n (WÖRNER).

Figura 15 - Método de Divisões Sucessiva das Transformadas Rápidas de Fourier

FONTE: Adaptado de Wörner (p. 8).

Quando o sinal é periódico e cada período é um múltiplo inteiro do período de amostragem T , a FFT funciona perfeitamente. Porém quando esses requisitos não são satisfeitos

acontece um fenômeno chamado de vazamento espectral que causa um espalhamento das linhas espectrais em um sinal mais largo. Para minimizar este fenômeno, a técnica de janelamento é utilizada (NATIONAL INSTRUMENTS).

2.10. JANELAMENTO

As funções de janela são funções diferentes de zero apenas entre limites finitos de tempo. Ou seja, a instantes de tempo maiores ou iguais aos seus limites a função é nula. Elas são funções contínuas no tempo, podendo também ser representadas no domínio discreto do tempo (ANTONIOU, 2006).

Como foi citado, os efeitos do vazamento espectral podem ser reduzidos através da multiplicação do sinal por uma função janela. Isto acontece por esta multiplicação forçar qualquer amostra maior ou igual aos limites da função janela a se tornar zero, fazendo então com que os limites de cada sequência de amostras se encontrem a uma amplitude zero (NATIONAL INSTRUMENTS).

As funções de janela também são utilizadas nos filtros digitais para reduzir o efeito de Gibbs. Sempre que um sinal apresenta uma descontinuidade súbita ou degrau, ele está sujeito ao efeito de Gibbs que são as oscilações do sinal até este convergir para o sinal desejado. Com os filtros digitais não é diferente, perto das suas frequências de corte a resposta de frequência apresenta oscilações devido ao efeito de Gibbs (SCHALDENBRAND, 2018). Esta redução do efeito de Gibbs acontece através da multiplicação dos coeficientes do filtro por uma função de janela, que assim como com o vazamento espectral, faz com que o sinal seja truncado aos limites da função de janela (SCANDELARI).

Existem diferentes tipos de funções de janela, as duas mais comuns são as de Hann e as Hamming. Ambas têm um formato senoidal, porém a função de Hann alcança amplitude zero nas suas extremidades enquanto a de Hamming apenas tende a zero. Portanto, a função de Hann elimina totalmente as descontinuidades das FFT enquanto as Hamming, apesar de apresentar um cancelamento do vazamento espectral das frequências mais próximas melhor que as de Hann, não eliminam totalmente as descontinuidades da função (NATIONAL INSTRUMENTS). Na Figura 16 é possível visualizar a diferença de amplitude entre as duas janelas a esquerda e o efeito de ambas na redução do vazamento espectral a direita.

Já para os filtros digitais, as janelas de Hamming apresentam uma atenuação do efeito de Gibbs melhor que as de Hann. Em contrapartida, as de Hann apresentam uma banda de

transição mais curta que as de Hamming fazendo com que os filtros com janelamento de Hann sejam mais acentuados (SCHALDENBRAND, 2018).

Figura 16 - Comparação das Janelas de Hann e Hamming

FONTE: Adaptado de National Instruments (p. 12).

As equações das funções de Hann e Hamming são a mesma com apenas a diferença do valor do parâmetro α para cada uma delas. Nas funções de Hann $\alpha = 0,5$, nas de Hamming $\alpha = 0,54$. A expressão destas funções no domínio discreto do tempo é dada pela Equação 32 (ANTONIOU, 2006).

$$w_H[n] = \begin{cases} \alpha + (1 - \alpha)\cos\frac{2\pi n}{N-1}, & |n| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0, & |n| > \frac{N-1}{2} \end{cases} \quad (32)$$

2.11. MATLAB

O *Matlab* é um dos programas de cálculo numérico mais utilizados atualmente. A princípio ele foi criado apenas como um software interativo de cálculo com matrizes (MATHWORKS, 2018). Atualmente o programa conta com uma interface gráfica amigável, suporte para plotagem de gráficos, implementação de algoritmos, criação de interfaces gráficas, computação simbólica, simulação de diferentes sistemas, além de contar com pacotes para aplicações abrangendo todos os campos das engenharias e ciências, dentre outros.

O *Matlab* se encontra hoje na sua versão R2019a, apesar da versão R2018a ter sido utilizada neste trabalho. Um dos pacotes do *Matlab* chamado de *Application Compiler* permite que o programa escrito no ambiente de trabalho do *Matlab* possa ser compilado em um

aplicativo autônomo no sistema operacional de origem sem necessidade de uma cópia do *Matlab*. Para que estes aplicativos funcionem, apenas é necessário a instalação do conjunto de livrarias do *Matlab Runtime*. O próprio *Application Compiler* já permite a geração de um executável com *Runtime* embutido ou que faça o download desse durante a instalação (MATHWORKS).

Como já foi citado, o *Matlab* também permite a criação de interfaces gráficas para os usuários. Estas interfaces são um conjunto de janelas contendo controles chamados de componentes, que permitem aos usuários executar suas tarefas sem precisar escrever comandos. Nestes componentes incluem-se botões, caixas de listagem, menus, campos textuais, barras de rolagem, dentre outros. Cada componente espera até o usuário utilizar o controle para responder a ação executada pelo usuário. Para isso, é associado um *Callback* para cada componente, quando o controle é acionado a função salva no *Callback* é executada. Os *Callbacks* podem ser programados utilizando funções armazenadas em arquivos ou utilizando *strings* contendo os comandos a serem executados.

A criação da interface gráfica pode ser feita por dois métodos diferentes. Um deles é usando o Ambiente de Desenvolvimento de Interfaces Gráficas para o Usuário (GUIDE) que permite que os componentes sejam arrastados e posicionados dentro de um editor gráfico. E o outro é utilizando comandos de texto especificando parâmetros como posição, tamanho e tipo dos componentes utilizados. Quando o GUIDE é utilizado ele gera um arquivo do tipo figura e um do tipo código da interface. Utilizando comandos de texto a figura tem que ser criada manualmente, tornando este método um pouco mais trabalhoso. Porém, vale ressaltar que as figuras criadas pelo GUIDE podem ser posteriormente editadas utilizando os comandos de texto. Por fim, criada a interface gráfica, basta associar os *Callbacks* a cada componente da interface dentro da própria rotina do código (MATHWORKS, 2010-2015).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

A execução deste trabalho foi dividida em duas partes: a primeira de implementação do estetoscópio digital e a segunda de experimentação do produto obtido (protótipo).

Sendo assim, este capítulo foi dividido em duas seções: uma visando à implementação, na qual será documentado todo o processo de desenvolvimento do produto; e outra visando a experimentação do produto através de testes que serão descritos em mais detalhes.

3.1. IMPLEMENTAÇÃO

O projeto do estetoscópio digital pode ser dividido em quatro partes distintas: a interface microfone-receptor, o circuito condicionador dos sinais elétricos da ausculta, a placa de captura de sinais ao computador e o software de aquisição e processamento do sinal. A Figura 17 apresenta o fluxo do sinal da ausculta dentro do estetoscópio digital.

Figura 17 - Partes do Estetoscópio Digital

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

3.1.1. Interface Microfone-Receptor

A interface entre o microfone de eletreto e o receptor do estetoscópio foi projetada com a função de canalizar as ondas mecânicas provenientes do tubo flexível do estetoscópio diretamente na superfície transdutora do microfone. Esta é constituída de um aparato em formato de tubo feito de papel, fita adesiva e espuma, o qual também estabelece a conexão física do microfone ao tubo flexível do estetoscópio.

O tubo flexível do estetoscópio foi cortado antes da bifurcação para as hastes metálicas e foi posicionado próximo ao microfone de eletreto que têm um diâmetro bem similar ao do tubo. Em seguida o tubo e o microfone foram circunvalados por um pedaço de folha sulfite para manter a posição deles fixa. Para minimizar a quantidade de ruídos externos captados pelo

microfone e tornar a estrutura mais rígida, o tubo de folha sulfite foi circundado por várias camadas de espuma e fita adesiva. Mais detalhes sobre a interface microfone-receptor são apresentados no capítulo Resultados.

3.1.2. Circuito Condicionador dos Sinais Elétricos da Ausculta Cardíaca

O circuito condicionador dos sinais elétricos da ausculta cardíaca foi idealizado com a finalidade de captar o sinal sonoro da ausculta cardíaca proveniente da interface microfone-receptor, realizar a transdução deste sinal mecânico para um sinal elétrico, amplificar o sinal para um nível que melhor se adeque a faixa dinâmica de uma placa de captura de sinais para computador e por fim filtrar o ruído do sinal elétrico de uma saída para fone de ouvido.

O projeto do circuito condicionador se estruturou em cinco estágios: captação do sinal auscultado constituída pelo microfone, primeira filtragem passa-altas, amplificação realizada por um amplificador operacional, segunda filtragem passa-altas e filtragem passa-baixas somente para saída de áudio. Na Figura 18 é possível visualizar o fluxo do sinal da ausculta no circuito condicionador.

Figura 18 - Estágios do Circuito Condicionador dos Sinais da Ausculta

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

Para energizar e polarizar o pré-amplificador integrado ao microfone de eletreto (estágio de captação do sinal auscultado) com a tensão CC necessária para o funcionamento desse, foi utilizado um divisor de tensão resistivo, o qual ajusta a tensão da bateria a um nível aceitável pelo microfone.

O primeiro estágio de filtragem passa-altas foi estabelecido junto ao terminal de entrada inversora do AmpOp (do estágio de amplificação) para eliminar a tensão CC de polarização da etapa de captação (microfone) do sinal elétrico da ausculta. Ou seja, trata-se do uso de um capacitor para acoplamento CA do sinal elétrico da ausculta para a entrada do AmpOp, porém este capacitor em conjunto com a impedância de entrada do AmpOp atua como um filtro passa-altas do sinal. Portanto, o valor desse capacitor foi dimensionado de modo que a sua reatância produzisse o ganho desejado no estágio de amplificação e ao mesmo tempo gerasse uma frequência de corte do filtro menor que a faixa de frequências da ausculta desejada. Para isto foram utilizadas as Equações 4, 5 e 9 já citadas.

O estágio de amplificação do circuito condicionador foi projetado em configuração de amplificador inversor. Os resistores da montagem inversora foram dimensionados de forma com que o ganho do circuito fosse o suficiente para amplificar o sinal da ausculta e não ultrapassasse o nível máximo de entrada da placa de captura. Na escolha do AmpOp foi verificado se o ganho diferencial do AmpOp satisfazia as condições para que a Equação 1 pudesse ser aplicada.

Uma tensão de referência CC foi aplicada a entrada não inversora do AmpOp para que a tensão a ser amplificada fosse a diferença entre o valor da tensão de referência e o valor da tensão proveniente do sinal da ausculta aplicado a entrada inversora (tensão CA), ou seja, a tensão fornecida pelo microfone após o primeiro estágio de filtragem passa-altas. Em seguida a tensão de referência foi removida através de um segundo estágio de filtragem passa-altas, o qual remove qualquer nível de tensão CC. Ou seja, trata-se do uso de outro capacitor para acoplamento CA do sinal elétrico da ausculta na a saída do AmpOp, porém este capacitor em conjunto com a impedância de entrada da placa de captura do sinal para o computador (associada a impedância resultante da etapa de filtragem passa-baixas para a saída de áudio) atua como um filtro passa-altas do sinal.

Portanto, o valor deste capacitor também precisou ser dimensionado para que a frequência de corte desse segundo filtro fosse menor que a faixa de frequências da ausculta desejada, além de produzir o ganho desejado no estágio de amplificação, sendo isto obtido através do uso das Equações 4, 5 e 9.

O terceiro estágio de filtragem passa-baixas foi projetado para remover ruídos de altas frequências da saída para o fone de ouvido. Para isso um fone de ouvido da marca Sanson modelo SR850 foi utilizado para escutar a saída e determinar empiricamente qual a frequência de corte atenuava melhor os ruídos, mas ponderando também o volume do sinal da ausculta.

Terminada a fase de projeto do circuito condicionador este foi confeccionado em uma placa de circuito impresso (PCI) de fenolite com comprimento e largura ambos de 10 cm, contendo em uma das superfícies uma fina camada de cobre incrustada. O desenvolvimento do leiaute da PCI foi feito utilizando o software para projetos de circuitos impressos *KiCad*. Em seguida, a placa foi cortada no formato do leiaute utilizando um cortador de placas de circuito impresso CCI-30 da marca Suetoku. Posteriormente o leiaute do circuito foi impresso sobre a superfície cobreada da placa utilizando um marcador para retroprojektor permanente. Para corroer as áreas sem tinta na superfície cobreada, foi utilizada uma solução de percloroeto de ferro com água, onde a placa foi mergulhada. E por fim, a continuidade das trilhas da PCI foi testada utilizando o multímetro Hm-100 da marca Hikari.

3.1.3. Caixa de Proteção Para Interface Microfone-receptor e Circuito Condicionador

Finalizada a confecção da PCI, uma caixa para abrigar a interface microfone-receptor e o circuito condicionador foi adaptada, cuja função além de proteção é de realizar um isolamento acústico e de interferências eletromagnéticas. Para isso foram utilizadas uma caixa de passagem metálica de comprimento e largura ambos de 150 mm com altura 80 mm, além de uma caixa plástica patola PB-114 de comprimento de 148 mm, largura 97 mm e altura de 55 mm.

Ambas as caixas foram furadas para passagem da chave gangorra (liga e desliga), dos conectores TRS, da bateria e do tubo flexível do estetoscópio. Para isso, uma furadeira Super Hobby de 420W da marca Bosch e uma serra de arco foram utilizadas.

Terminada a perfuração, o circuito condicionador foi parafusado dentro da caixa plástica, sendo esta fixada no interior da caixa metálica por meio de um rebite, no qual o espaço livre entre a caixa plástica e a metálica foi preenchido por espuma, obtendo-se desta forma o isolamento desejado.

3.1.4. *Desenvolvimento do Software de Aquisição e Processamento do Sinal da Ausculta*

O desenvolvimento do software por sua vez pôde ser dividido em seis estágios principais: gravação do áudio da ausculta, plotagem em tempo real do sinal, plotagem do fonocardiograma e do espectrograma, análise dos batimentos por minuto, análise da frequência e duração das bulhas cardíacas, e criação da interface gráfica. Apesar do software não possuir um fluxo linear dos sinais como o hardware, ou seja, o software realiza um processamento do sinal orientado a eventos, a disposição simplificada destes estágios pode ser visualizada na Figura 19.

Figura 19 - Estágios do Software de Aquisição e Processamento do Sinal da Ausculta

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

O desenvolvimento do software foi estabelecido basicamente na criação da sua interface gráfica utilizando o GUIDE. Diferentes componentes foram utilizados nesta interface, dentre eles estão botões do tipo *push buttons* e *radio buttons*, textos estáticos, textos editáveis, menus pop-up, caixas de verificação, eixos e painéis.

A janela principal do software foi criada para atuar como interface entre o software e o usuário, contendo a plotagem em tempo real do sinal, além de acesso a configuração das preferências para o funcionamento do mesmo.

Já as janelas de análises das bulhas cardíacas e dos batimentos por minuto são geradas através de comandos de texto. Portanto, a cada ocorrência dos comandos uma nova janela é criada. Elas têm como objetivo interpretar as posições de cada clique do mouse realizado pelo usuário, para que posteriormente estes fossem processados como intervalos de tempo nas análises.

Outras funções também foram implementadas no menu de opções da janela principal, como: salvar as variáveis em um arquivo com extensão *.mat*; exportar o áudio em um arquivo com extensão *.wav*, abrir a janela de acesso a configuração das preferências, abrir uma nova janela, fechar a janela atual, configurar a plotagem em tempo real, e abrir o menu de análises.

A janela de acesso a configuração das preferências foi implementada para permitir que o usuário alterasse alguns parâmetros referentes a gravação, aos filtros digitais, a amplificação do sinal e a plotagem dos espectrogramas. Dentre estes parâmetros estão a profundidade de bits da amostragem, as frequências de corte dos filtros com base no receptor do estetoscópio utilizado, o fator de amplificação do sinal em decibéis e a resolução dos espectrogramas.

Além do desenvolvimento das janelas ao software, diferentes funções foram criadas e implementadas no código de programação do mesmo com a finalidade de reduzir a extensão do código principal, gerando uma estrutura mais otimizada do software. As principais funções criadas foram: transformada rápida de Fourier; filtros digitais; janelamento do sinal; iniciar, finalizar e reproduzir as gravações; abrir as janelas de relatório; criar as janelas de análises; declarar os *callbacks*.

Dentre estas funções destacam-se cinco funcionalidades principais que são: gravar o áudio da ausculta enquanto executa a plotagem em tempo real da gravação; parar a gravação e plotar uma janela de relatório com o fonocardiograma e o espectrograma da ausculta; reproduzir o áudio da ausculta filtrado; fazer a análise dos batimentos por minuto e a análise da duração e frequência das bulhas cardíacas.

As funcionalidades da leitura dos batimentos por minuto e de leitura das bulhas cardíacas foram implementadas para interpretar a posição dos cliques do mouse efetuados pelo usuário nos gráficos do fonocardiograma ou do espectrograma. Nas janelas de leitura dos batimentos por minuto foi dada a opção para usuário clicar nos picos das bulhas cardíacas S1. Já nas janelas de leitura das bulhas cardíacas, foi dada a opção para o usuário clicar no início e no fim das bulhas cardíacas ou artefatos sonoros de mesmo tipo. Estas bulhas cardíacas podem ser do tipo S1, S2, S3 ou S4 e os artefatos sonoros podem ser qualquer som cardíaco anormal recorrente no sinal.

Feito isto, foi adicionada a funcionalidade de plotar o histograma e calcular a média da frequência cardíaca (bpm) na janela de leitura dos batimentos por minuto; e a funcionalidade de plotar os histogramas e calcular a média da duração e da frequência (Hz) das bulhas cardíacas na janela de leitura das bulhas cardíacas. O comprimento das barras dos histogramas foi calculado com a regra de Freedman-Diaconis, a qual estabelece que o comprimento ótimo das barras pode ser calculado pela Equação 33, sendo X o vetor de dados, n o número de amostras do vetor e a função IQR a amplitude interquartil do vetor.

$$comprimento = 2 \cdot IQR(X) \cdot n^{\frac{-1}{3}} \quad (33)$$

O áudio de reprodução via software por sua vez passou apenas pelo filtro passa-faixa escolhido pelo usuário na janela de preferências, sendo este definido como primeira filtragem digital.

Vale ressaltar que os sinais utilizados para plotar os gráficos foram conduzidos por um filtro digital adicional com o propósito de tornar os gráficos, principalmente no domínio do tempo, mais inteligíveis. Para isso filtros passa-faixa de diferentes ordens com distintas frequências de corte inferior e superior foram testados até que as bulhas cardíacas fossem facilmente distinguidas nos gráficos dos fonocardiogramas. O filtro passa-faixa ideal utilizado foi definido como a segunda filtragem digital. Os níveis aceitáveis de ruídos, independentemente do tipo, não foram levados em conta no dispositivo. Eles apenas foram minimizados através destes filtros digitais até que as bulhas cardíacas se tornassem distinguíveis nos fonocardiogramas.

É recomendado que o ajuste do filtro passa-faixa desta segunda filtragem digital seja implementado especialmente de acordo com o tipo de estetoscópio utilizado para a interface microfone-receptor, já que cada estetoscópio pode se comportar diferente sobre a resposta em frequência.

Os parâmetros dos filtros digitais FIR foram encontrados utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados apresentado na fundamentação teórica. Os parâmetros a_n da função de transferência do filtro foram obtidos pelo sistema linear expresso pela Equação 20 e os parâmetros b_n foram considerados nulos já que o filtro não é recursivo.

Para reduzir o efeito Gibbs dos filtros, a função de Hann expressa pela Equação 32 foi multiplicada pelos coeficientes a_n produzindo um novo conjunto de parâmetros com menos oscilações ao redor das discontinuidades do filtro.

Apesar do filtro da primeira filtragem digital introduzir um atraso bem pequeno no tempo, o filtro da segunda filtragem digital introduziu um atraso significativo o tornando inviável para plotagem em tempo real. Para resolver o problema o método de filtragem de fase nula foi utilizado em ambos os filtros através da função *filtfilt* do Matlab.

As janelas de Hann também foram utilizadas para reduzir o vazamento espectral das FFT. Para isso, a entrada das transformadas no domínio do tempo foram multiplicadas por uma janela de Hann de mesmo comprimento.

Criada todas as funções e interfaces gráficas, o software foi compilado utilizando o compilador de aplicativos do *Matlab*. Para isso, cada função ou figura teve que ser incluída na lista de arquivos necessários para a execução do aplicativo. Deste modo, o compilador gerou três executáveis: um com a versão para redistribuição que incluía o instalador do *Matlab Runtime* embutido, outro apenas com o executável da versão para redistribuição e o terceiro com a versão para testes do programa. Vale ressaltar que para que os dois últimos pudessem ser executados foi necessário incluir a localização da instalação do *Runtime* como parâmetro da execução.

3.2. EXPERIMENTAÇÃO

Tanto o circuito condicionador, quanto o software passaram por testes durante a fase de experimentação, sendo assim, é conveniente dividir esta seção em duas subseções, análise do circuito e análise do software.

3.2.1. Método Para Análise do Circuito Condicionador

Para o teste do circuito condicionador foi realizado um método, o qual incluiu a análise prática da resposta do módulo (ganho de tensão) e do argumento (ângulo de fase) da função de transferência em relação a uma faixa frequências de sinal aplicado ao circuito. A função de transferência, no caso representa a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do sinal aplicado ao circuito condicionador, porém ambas em forma de grandeza fasorial.

Primeiramente, o circuito elétrico envolvendo os estágios da primeira filtragem passa-altas, amplificação e segunda filtragem passa-altas do circuito condicionador foram montados em uma placa de ensaio (matriz de contatos) de 400 furos.

Em seguida a entrada do estágio de primeira filtragem, que no circuito condicionador completo deveria estar conectada ao estágio de captação, foi conectada a saída de sinal AC de

um gerador de funções FG-8003 da marca Goldstar através de um divisor de tensão resistivo composto por um potenciômetro de $10\text{ k}\Omega$, de modo a gerar uma onda senoidal de $(10 \pm 0,5)\text{ mV}$ de tensão pico a pico na entrada do estágio de primeira filtragem. Já a saída do estágio de segunda filtragem foi conectada a um osciloscópio OS-20 da marca Icel Gubintec. Vale ressaltar que neste circuito elétrico em teste, a segunda filtragem passa-altas é formada pelo capacitor de saída e a impedância de entrada do osciloscópio. Como ambas as impedâncias da placa de captura de sinais ao computador quanto do osciloscópio são muito semelhantes em valores (ordem de $1\text{ M}\Omega$), a discrepância na função de transferência do circuito condicionador causada pela utilização do osciloscópio no lugar da placa de captura foi desprezada.

A frequência do sinal gerado e aplicado ao circuito em teste foi ajustada para diferentes valores entre 2 Hz até 20 kHz com o osciloscópio. Por fim, as tensões pico a pico de saída do circuito em teste foram coletadas juntamente com suas respectivas incertezas.

Feito isto, determinou-se o ganho experimental (módulo da função de transferência) envolvendo estes três estágios do circuito condicionador para a faixa de frequência citada anteriormente. As incertezas foram propagadas e o ganho experimental foi plotado juntamente com o teórico. Vale ressaltar que o ganho teórico foi calculado pelo produto da Equação 4 pela 5, sendo que o sinal negativo da Equação 4 é apenas para expressar a inversão de fase da entrada.

Como o circuito condicionador possui mais uma filtragem passa-baixas somente para saída de áudio do fone de ouvido, foram feitas outras duas análises, porém teóricas, do ganho e do deslocamento de fase da função de transferência do circuito completo, sendo considerado o efeito deste estágio de filtragem passa-baixas nas situações possíveis: a primeira com o fone de ouvido desconectado do circuito e a segunda com o fone conectado. Também foi realizada uma terceira análise teórica do ganho e do deslocamento de fase da função de transferência do circuito completo, mas em relação ao sinal obtido na saída do fone de ouvido. O software Matlab foi utilizado para a execução destas análises e geração dos dos gráficos do ganho e do deslocamento de fase em função da frequência.

Por fim, as frequências de corte do circuito condicionador foram obtidas através das análises do ganho para determinar a faixa de frequências de operação do circuito. Para tal, foram encontradas as frequências nas quais a tensão de saída do circuito foi igual à cerca de 70,7% do valor da tensão de entrada (MUSSOI, 2004), sendo a de valor mais baixo definida como a frequência de corte inferior e a de valor mais elevado como frequência de corte superior.

Além disto, alguns outros parâmetros como o nível de ruído de fundo e a tensão de entrada máxima da placa de captura foram encontrados pelas Equações 27 e 28. A tensão

máxima admissível pelo circuito após o estágio de captação foi encontrada através da divisão da tensão de entrada máxima da placa de captura pela amplificação máxima do circuito condicionador. Já a tensão mínima admissível pelo circuito foi encontrada pela divisão do nível de ruído de fundo da placa de captura pela amplificação máxima do circuito condicionador.

3.2.2. Método Para Análise do Software

Como os filtros digitais implementados via software utilizam a técnica de filtragem de fase nula, uma simples análise das respostas das funções de transferência dos filtros em relação à frequência do sinal processado não seria suficiente para descrever o comportamento desses, já que o sinal filtrado é conduzido novamente pelo filtro na direção reversa.

Portanto, foram executados testes em que um ruído branco (sinal aleatório com igual intensidade em diferentes frequências) foi conduzido pelos filtros. Estes testes foram executados nas saídas da primeira e da segunda filtragem digital. Em cada uma das saídas foram efetuados três testes, um referente a cada modo de filtragem (campânula, diafragma e modo extensível).

Outros parâmetros como a frequência de Nyquist, as variações de tensão mínimas armazenadas no registro de bits e as faixas dinâmicas em decibéis da amostragem também foram calculados utilizando respectivamente as Equações 24, 25 e 26. Como o software pode operar sobre duas profundidades de bits diferentes, isto gera duas faixas dinâmicas possíveis. Já a tensão máxima de entrada admitida pelo software é a mesma da placa de captura. Sendo assim, a variação de tensão mínima do software pôde ser calculada através da razão entre a tensão máxima e a faixa dinâmica da amostragem.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados da implementação do estetoscópio digital e da experimentação sobre o mesmo, tais como os gráficos resultantes dos testes do circuito condicionador e do software e os fluxogramas do funcionamento do software. O esquemático e o leiaute da PCI do circuito condicionador também são documentados juntamente com os custos dos componentes necessários para confecção da placa e as fotos do produto final. Por fim, os resultados do trabalho são discutidos.

Este capítulo é dividido em duas seções, a primeira apresenta e discute os resultados obtidos com a criação do circuito condicionador e a segunda descreve os resultados do software.

4.1. RESULTADOS REFERENTES A INTERFACE MICROFONE-RECEPTOR E AO CIRCUITO CONDICIONADOR

A interface microfone-receptor (apresentada na Figura 20) foi construída com um estetoscópio neonatal simples da marca Premium, o qual devido a esta característica apresenta tamanho reduzido. Seu receptor era do tipo diafragma e o microfone de eletreto utilizado foi um do modelo 9767 com diâmetro de 9,7 mm.

Figura 20 - Interface Microfone-Receptor

FONTE: Fotografias de própria autoria.

Em relação ao circuito condicionador do sinal da ausculta o esquema elétrico desse é apresentado na Figura 21.

Figura 21 - Esquema Elétrico do Circuito Condicionador do Sinal da Ausculta

FONTE: Criado utilizando os softwares Kicad e Paint.

A alimentação do circuito condicionador como um todo se deu através da bateria BT1 de 9V. A mini-chave gangorra CH1 de dois terminais foi inclusa para desligar e ligar o circuito sempre que necessário. O LED difuso azul de 3mm LED1 em conjunto com o resistor R1 de $10\text{ k}\Omega$ foram inclusos para indicar quando o circuito está energizado.

O estágio de captação do circuito condicionador foi projetado usando o microfone de eletreto MIC1 do modelo 9767 (como já citado), o resistor R4 de $10\text{ k}\Omega$. A alimentação do microfone se deu através de um divisor de tensão composto pelo resistor R2 de $2,7\text{ k}\Omega$ e pelo R3 de $1\text{ k}\Omega$.

O primeiro e segundo estágios de filtragem passa-altas foram projetados utilizando os capacitores eletrolíticos C1 e C2 de $22\text{ }\mu\text{F}$, enquanto o estágio de amplificação foi projetado utilizando o amplificador AmpOp1 modelo LM358p. O LM358p possui um ganho diferencial de 100 V/mV , satisfazendo as condições necessárias para que a Equação 1 pudesse ser aplicada. Os resistores R7 de $1\text{ k}\Omega$ e R8 de $220\text{ k}\Omega$ foram utilizados para estabelecer o ganho da etapa amplificadora. E um divisor de tensão composto pelos resistores R5 e R6 de $100\text{ k}\Omega$ estabeleceu o valor da tensão de referência de 4,5V aplicada a entrada não inversora do AmpOp.

O estágio de filtragem para saída de áudio foi projetado utilizando um filtro RC passa-baixas composto pelo resistor R9 de $390\text{ }\Omega$ e pelo capacitor de poliéster C3 de 10 nF . E por fim, as saídas para a placa de captura do sinal para o computador e para os fones de ouvido se deram respectivamente através dos conectores TRS de $6,5\text{ mm}$ J1 mono e J2 estéreo.

A frequência de corte do primeiro, segundo e terceiro estágios de filtragem obtidos de maneira teórica são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Frequência de Corte dos Estágios de Filtragem do Circuito Condicionador de Sinal da Ausculta

Frequência de Corte	Valor
Estágio de Primeira Filtragem	$7,2\text{ Hz}$
Estágio de Segunda Filtragem	$0,0072\text{ Hz}$
Estágio de Terceira Filtragem	$40,8\text{ kHz}$

O teste envolvendo somente os estágios de primeira filtragem, amplificação e segunda filtragem do circuito condicionador indicou uma boa correlação entre o seu ganho de tensão teórico e experimental, demonstrando que a escolha dos seus componentes foi bem sucedida. O gráfico com o ganho experimental e teórico envolvendo estes estágios é apresentado na Figura 22.

Figura 22- Ganho de Tensão do Circuito Condicionador Envolvendo o Estágio de Primeira Filtragem, Amplificação e Terceira Filtragem

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

A função de transferência do circuito condicionador completo na saída para a placa de captura do sinal para o computador, com o fone de ouvido desconectado do circuito ($H_{placa\ captura\ sem\ fone}$) é expressa pela Equação 34. Enquanto a função de transferência do circuito condicionador completo, com o fone conectado ($H_{placa\ captura\ com\ fone}$), é expressa pela Equação 35. Já a função de transferência do circuito condicionador completo na saída para o fone de ouvido é expressa pela Equação 36. Nas Equações 34, 35 e 36 ω é a frequência angular dada por $\omega = 2\pi f$.

$$H_{saída\ placa\ capt.\ sem\ fone} = \frac{R_8}{R_7 \left(\frac{\left(R_9 + R_L + \frac{1}{C_3 \omega} \right) j}{C_2 R_L \omega \left(R_9 + \frac{1}{C_3 \omega} \right)} - 1 \right) \left(\frac{j}{C_1 R_7 \omega} - 1 \right)} \quad (34)$$

$$H_{saída\ placa\ capt.\ com\ fone} = \frac{R_8}{R_7 \left(\frac{\left(R_9 + R_L + \frac{R_{fone}}{C_3 \omega \left(R_{fone} + \frac{1}{C_3 \omega} \right)} \right) j}{C_2 R_L \omega \left(R_9 + \frac{R_{fone}}{C_3 \omega \left(R_{fone} + \frac{1}{C_3 \omega} \right)} \right)} - 1 \right) \left(\frac{j}{C_1 R_7 \omega} - 1 \right)} \quad (35)$$

$$H_{saída\ fone\ ouvido} = \frac{R_8}{R_7 \left(\frac{\left(R_9 + R_L + \frac{R_{fone}}{C_3 \omega \left(R_{fone} + \frac{1}{C_3 \omega} \right)} \right) j}{C_2 R_L \omega \left(R_9 + \frac{R_{fone}}{C_3 \omega \left(R_{fone} + \frac{1}{C_3 \omega} \right)} \right)} - 1 \right) \left(\frac{j}{C_1 R_7 \omega} - 1 \right) (1 + C_3 R_9 \omega j)} \quad (36)$$

Sendo o módulo da função de transferência do circuito condicionador definido como o ganho de tensão do circuito e o argumento da função de transferência definido como o deslocamento de fase imposto pelo circuito, então através das Equações 33, 34 e 35 têm-se os comportamentos dos ganhos e deslocamentos de fase do circuito condicionador na saída para a placa de captura, sem e com fone de ouvido conectado, além do ganho e deslocamento de fase para na saída para o fone de ouvido. Tais comportamentos são apresentados, respectivamente, nos Figuras 23, 24 e 25.

Figura 23 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída para Placa de Captura com o Fone de Ouvido Desconectado

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

Pela Figura 23 observa-se que a frequência de corte do circuito condicionador nesta situação de uso sem fone de ouvido foi de $7,24\text{ Hz}$, a qual se encontra abaixo das frequências mínimas da placa de captura (10 Hz), do microfone de eletreto (20 Hz), dos sons mais relevantes para o diagnóstico cardíaco (70 Hz) e também dos sons gerais do coração (16 Hz).

Figura 24 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída para Placa de Captura com o Fone de Ouvido Conectado

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

Através da Figura 24 observa-se que a frequência de corte do circuito condicionador aumentou de $7,24\text{ Hz}$ para $19,65\text{ Hz}$ após a conexão do fone de ouvido ao circuito, entretanto esta ainda se encontra abaixo da frequência mínima do microfone de eletreto (20 Hz) e dos sons mais relevantes para o diagnóstico cardíaco (70 Hz), mas acima da frequência mínima da placa de captura (10 Hz) e dos sons gerais do coração (16 Hz).

Figura 25 - Ganho de Tensão e Deslocamento de Fase do Circuito Condicionador na Saída de Áudio para o Fone de Ouvido

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

Analisando a Figura 25 o circuito condicionador se comportou como um filtro passa-faixa com frequência de corte inferior de $19,65 \text{ Hz}$ e superior de $40,85 \text{ kHz}$, isto devido ao estágio da terceira filtragem passa-baixas na saída para o fone de ouvido.

Entretanto, a frequência de corte inferior ainda se encontra abaixo da frequência mínima do microfone de eletreto (20 Hz) e dos sons mais relevantes para o diagnóstico cardíaco (70 Hz), mas acima da frequência mínima da placa de captura (10 Hz) e dos sons gerais do coração (16 Hz). Já a frequência de corte superior está acima da frequência máxima do microfone de eletreto (16 kHz), da frequência máxima dos sons mais relevantes para o diagnóstico cardíaco (120 Hz) e da frequência máxima dos sons gerais do coração (1 kHz), mas abaixo da frequência máxima da placa de captura (43 kHz).

Portanto, através das análises do comportamento do ganho de tensão do circuito condicionador nas duas situações de utilização do equipamento projetado, sem e com fone de ouvido e perante as suas duas saídas do sinal auscultado, placa da captura do sinal para o

computador e de áudio para o fone de ouvido, observa-se que houve somente uma pequena perda dos sinais gerais cardíacos auscultados de 16 até 20 Hz devido à limitação do microfone de eletreto que possui frequência de resposta mínima de 20 Hz .

Outra observação em relação ao comportamento ganho de tensão do circuito condicionador na saída para placa de captura sem e com o fone de ouvido conectado ao circuito é que este começa a ter o valor constante e desejado de aproximadamente 220 a partir de 100 Hz . Porém o ganho de tensão do circuito condicionador nas frequências de cortes em ambos os casos, com e sem fone de ouvido conectado, se encontra acima de 150, o que não causa um comprometimento do funcionamento do equipamento, visto que isto não implica no fornecimento de um sinal degenerado na entrada da placa de captura de sinal para o computador, ou seja, não acarreta perda de informação do sinal capturado.

O ganho de tensão do circuito condicionador na saída para o fone de ouvido possui valor constante e desejado de aproximadamente 220 a partir dos 100 Hz até cerca de 10 kHz , mas se encontra acima dos 150 nas frequências de corte inferior e superior, portanto isto não causa uma degeneração do áudio a ser reproduzido pelo fone de ouvido.

Já o deslocamento de fase imposto pelo circuito na saída para a placa de captura sem e com o fone de ouvido conectado começa a apresentar valor nulo a partir dos 100 Hz e na saída para o fone de ouvido entre cerca de 100 Hz até aproximadamente 10 kHz .

Na Tabela 5 são apresentadas as especificações técnicas do equipamento projetado, sendo estas decorrentes das análises anteriores e de parâmetros técnicos impostos por componentes que integram o equipamento, tal como o microfone de eletreto e a placa de captura do sinal para o computador.

Tabela 5 – Especificações Técnicas do Estetoscópio Digital para Ausculta Cardíaca Projetado

Parâmetro	Valor
Frequências de Operação do Estetoscópio na Saída de Áudio	20 Hz – 40,85 kHz
Frequência de Operação do Estetoscópio na Saída Para Placa de Captura	20 Hz – 43 Hz
Ganho Padrão do Circuito Condicionador	150 a 220
Máxima Tensão Admitida na Entrada da Placa de Captura	21,9 V_{pp}
Mínima Impedância de Entrada para Placa de Captura	1 $M\Omega$
Mínima Impedância de Entrada para Fone de Ouvido	32 Ω
Nível de Ruído de Fundo da Placa de Captura	69,3 μV_{pp}
Tensão Mínima de Entrada do Circuito Condicionador	0,3 μV_{pp}
Tensão Máxima de Entrada do Circuito Condicionador	99,6 mV_{pp}

O leiaute da PCI do circuito condicionador é apresentado, em vista superior, a esquerda na Figura 26 e as placas, em vista inferior, antes e após serem mergulhadas na solução de percloroeto de ferro, são apresentadas, respectivamente, ao centro e a direita na figura.

Figura 26 - Leiaute e Fotos da Placa de Circuito Impresso do Circuito Condicionador

FONTE: Leiaute desenhado utilizando o software Kicad.

O resultado final do Estetoscópio Digital projetado pode ser visualizado na Figura 27 em sua caixa de proteção, em vista exterior e interior a caixa.

Figura 27 - Estetoscópio Digital Projetado em sua Caixa de Proteção

FONTE: Fotografias de própria autoria.

A estimativa do custo financeiro (preço) dos componentes utilizados na montagem do Estetoscópio Digital é apresentada na Tabela 6, sendo esta realizada com base no preço de componentes similares disponíveis para compra no período de desenvolvimento deste trabalho.

Tabela 6 – Estimativa do Custo Financeiro dos Componentes do Estetoscópio Digital

Componente	Quantidade	Custo
Estetoscópio Neonatal Simples Premium	1	R\$ 12,49
Microfone de Eletreto de Dois Terminais Modelo 9767	1	R\$ 0,63
Bateria de 9V	1	R\$ 3,11
Chave Gangorra de Três Terminais	1	R\$ 0,92
Led Difuso Azul	1	R\$ 0,23
Resistor de 1/8 W	9	R\$ 0,63
Capacitor Eletrolítico de 22 μ F	2	R\$ 2,26
Capacitor de Poliéster de 10 nF	1	R\$ 0,72
Amplificador Operacional LM358p	1	R\$ 0,84
Plugs P10 Fêmea	2	R\$ 4,96
Placa de Fenolite de 100 mm x 100 mm	1	R\$ 3,60
Caixa de Passagem Metálica de 150 mm x 150 mm x 80 mm	1	R\$ 24,00
Caixa Plástica Patola PB-114 de 148 mm x 97 mm x 55 mm	1	R\$ 14,76
Placa de Captura de Áudio UMC 204	1	R\$ 679,00
Fone de Ouvido Samson SR850	1	R\$ 190,09
Custo Total		R\$ 938,24

FONTE: (BAÚ DA ELETRÔNICA) e (MERCADO LIVRE).

4.2. RESULTADOS REFERENTES AO SOFTWARE DESENVOLVIDO PARA O ESTETOSCÓPIO DIGITAL

Na Figura 28 é apresentada uma captura de tela da janela principal da interface gráfica do software desenvolvido para o estetoscópio digital. Através da Figura 28, nota-se que a plotagem em tempo real do sinal auscultado foi feita em três gráficos diferentes na interface principal: dois no domínio do tempo e um no domínio da frequência. Um dos gráficos no domínio do tempo teve o comprimento do eixo horizontal reduzido para que a plotagem pudesse ser visualizada em mais detalhes. O outro teve um comprimento maior para permitir que o áudio pudesse ser visualizado de forma mais generalizada.

Figura 28 - Janela Principal da Interface Gráfica do Software do Estetoscópio Digital

FONTE: Foto do programa em funcionamento de própria autoria.

A captura de tela da janela de configuração das preferências do software por sua vez pode ser visualizada na Figura 29.

Figura 29 - Janela de Configuração das Preferências do Software do Estetoscópio Digital

FONTE: Foto do programa em funcionamento de própria autoria.

Uma das características do software é que a plotagem em tempo real tem início ao pressionar do botão gravar da janela principal, o qual inicializa a rotina do estágio de gravação. Este estágio pode ser descrito pelo fluxograma simplificado apresentado na Figura 30.

Figura 30 - Fluxograma Simplificado da Função de Gravação Realizada pelo do Software do Estetoscópio Digital

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

Pela Figura 30 verifica-se que o filtro da segunda filtragem digital possui uma frequência de corte inferior de 44,1 Hz e superior de 4410 Hz. Enquanto os filtros da primeira filtragem digital, que são escolhidos pelo usuário de acordo com o receptor do estetoscópio

utilizado na interface receptor-microfone, possuem frequência de corte de: 20 Hz – 220 Hz (receptor campânula), 50 Hz – 600 Hz (receptor diafragma) e 20 – 2000 Hz (modo escala extensível).

Portanto, assim como o circuito condicionador do sinal, a segunda filtragem digital também filtra as baixas frequências da ausculta, o que pode acarretar em um problema de análise das frequências. Porém, graças a esta filtragem, os picos de cada bulha cardíaca são visualizados com clareza nas janelas de análises (citadas posteriormente) e o ruído proveniente do toque do receptor no paciente é atenuado.

Quando o usuário pressiona o botão de parar da janela principal do software, a rotina de parar é executada, esta cessa o loop da gravação e ao mesmo tempo realiza a criação e apresentação na tela do computador da janela de relatório, a qual contém os gráficos do fonocardiograma e do espectrograma da gravação da ausculta cardíaca. Na Figura 31 é apresentada a captura de tela da janela de relatório do software.

Figura 31 - Janela de Relatório da Ausculta Cardíaca

FONTE: Foto do programa em funcionamento de própria autoria.

Já quando o botão de reproduzir da janela principal do software é acionado, é a vez da rotina de reprodução do áudio ter início. Os fluxogramas das funcionalidades de parar e reproduzir a gravação são apresentados respectivamente à esquerda e a direita na Figura 32.

Figura 32 - Fluxograma Simplificado das Funções de Parar e Reproduzir a Gravação

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

Por fim, o software pode gerar janelas de análises, sendo estas a janela de leitura dos batimentos cardíacos por minuto e a janela de leitura das bulhas cardíacas. Diferentemente das janelas de relatório, as quais apenas apresentam os gráficos do fonocardiograma e do espectrograma da gravação da ausculta cardíaca ao usuário, as janelas de análises são utilizadas para interpretação de cliques do mouse pelo usuário sobre os gráficos.

A janela de leitura dos batimentos cardíacos por minuto pode ser visualizada na parte superior da Figura 33. Vale ressaltar que a janela de leitura das bulhas cardíacas difere da de batimentos por minuto apenas no texto informativo a esquerda dos gráficos e por isso não foi apresentada.

Os histogramas gerados após a interpretação dos cliques do mouse sobre gráficos podem ser visualizados na parte inferior da Figura 33, sendo a esquerda o histograma dos batimentos cardíacos por minuto e a direita os da duração e da frequência das bulhas. O foco da ausculta utilizado nos histogramas foi o pulmonar e a bulha analisada foi a S1.

Alguns fatores como: a bulha cardíaca analisada, o foco da ausculta escolhido, o receptor do estetoscópio utilizado e a pressão aplicada no receptor; irão alterar o histograma da frequência das bulhas cardíacas. Este fato se deve às faixas de frequências diferentes entre cada bulha, à atenuação de determinadas frequências em cada foco, a frequência de ressonância diferente em cada receptor e ao fato de a pressão aplicada sobre o receptor atuar como um filtro passa-altas.

Figura 33 - Janelas de Leitura dos Batimentos por Minuto e os Histogramas das Análises

FONTE: Foto do programa em funcionamento de própria autoria.

A janela de leitura dos batimentos cardíacos por minuto e a janela de leitura das bulhas cardíacas plota os gráficos de cada cinco segundos da gravação separadamente. Terminada a entrada dos dados de uma das janelas o usuário pressiona *enter* e a próxima janela é plotada. Após a entrada de todos os dados da última janela, quando o usuário pressiona *enter* a janela dos histogramas é plotada. Os fluxogramas das rotinas do cálculo dos batimentos cardíacos por minuto e da análise das bulhas cardíacas são apresentados respectivamente à esquerda e a direita na Figura 34.

Figura 34 - Fluxograma Simplificado das Funções de Análise dos Batimentos por Minuto e das Bulhas Cardíacas

FONTE: Fluxograma desenhado usando o software Libre Office Draw.

Em relação às respostas de frequências dos testes com o ruído branco após a primeira filtragem digital, estas podem ser visualizadas na Figura 35, sendo que a primeira resposta é referente ao ruído branco de entrada. Observa-se que as respostas dos três modos de filtro digital (receptor campânula com frequência de operação de 20 Hz – 220 Hz, receptor diafragma de 50 Hz – 600 Hz e para o modo escala extensível de 20 – 2000 Hz). se comportam de forma linear na faixa de frequência das bulhas S1 (de 35 Hz até 50 Hz) e S2 (de 50 Hz até 70 Hz) assim como dos sons mais relevantes para os diagnósticos (de 70 Hz até 120 Hz).

Figura 35 - Resposta de Frequências dos Testes com Ruído Branco após a Primeira Filtragem Digital

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

As respostas dos testes dos filtros após a segunda filtragem digital podem ser visualizadas na Figura 36, sendo que o ruído branco de entrada destes filtros foi o mesmo dos testes após a primeira filtragem digital. Observa-se que a resposta não foi linear sobre toda a faixa de frequências da ausculta, podendo acarretar problemas na análise de frequências das bulhas.

Figura 36 - Resposta de Frequências dos Testes com Ruído Branco após a Segunda Filtragem Digital

FONTE: Gráfico gerado utilizando o software Matlab.

Outros parâmetros como a frequência de Nyquist, a faixa dinâmica da amostragem e a variação de tensão mínima armazenada no registro podem ser visualizados na Tabela 7. Observa-se que a conversão do sinal analógico para digital ocorre com sucesso até 22,05 *kHz*.

Tabela 7 - Parâmetros e Limitações do Software do Estetoscópio Digital

Parâmetro	Valor
Frequência de Nyquist	22050 <i>Hz</i>
Profundidade de Bits	16 <i>bits</i> / 24 <i>bits</i>
Faixa Dinâmica da Amostragem em Decibéis	96 <i>dB</i> / 144 <i>dB</i>
Variação de Tensão Mínima Armazenada	3,3 μV_{p-p} / 1,3 μV_{p-p}

5 CONCLUSÕES

Finalizado o trabalho, pode-se concluir que os objetivos específicos de criação de uma placa condicionadora do sinal da ausculta cardíaca e desenvolvimento de um software de análise e processamento dessa ausculta, ambos visando o objetivo geral de projetar um protótipo de estetoscópio digital para ausculta cardíaca, foram bem sucedidos.

Entretanto, é importante listar considerações acerca do protótipo e possíveis aprimoramentos, os quais podem ser implementados em projetos futuros.

O circuito condicionador conseguiu captar a faixa de frequências mais relevante da ausculta, mas devido ao fato do capacitor de acoplamento CA do circuito atuar como filtro passa-altas no estágio de primeira filtragem, as baixas frequências do sinal foram amplificadas com ganhos diferenciados das altas frequências, porém isto pode ser solucionado através de um ajuste prático do valor deste capacitor.

Quanto ao comportamento do deslocamento de fase entre o sinal de saída e de entrada do circuito condicionador este não se apresentou de forma linear ao longo da faixa de frequências da ausculta cardíaca, porém para a presente aplicação este comportamento não é muito agravante, mas para aplicações nas quais é necessário se processar o máximo de parâmetros da ausculta possíveis, este comportamento pode representar uma determinada limitação de qualidade.

Uma solução para as deficiências do circuito condicionador, via processamento de sinal digital, é a implementação de uma função de transferência complementar que aplicada ao sinal logo que este for capturado digitalmente, mas antes das filtrações digitais, restaure o mesmo as condições ideais que o circuito deveria o ter fornecido a placa de captura utilizada. Entretanto, isto demandaria uma análise prática mais completa do comportamento do circuito condicionador, a qual tomaria maior tempo de desenvolvimento deste trabalho e divergiria do escopo do projeto de um protótipo de equipamento para atender a requisitos de obtenção de um título de graduação.

Em relação à interface microfone-receptor, o tipo de receptor do estetoscópio utilizado também interfere na captação da faixa de frequências da ausculta e cada tipo de receptor possui uma faixa de frequência de vibração otimizada diferente, tais receptores irão acentuar a captação de determinadas frequências e atenuar outras. Também é importante que o estetoscópio seja de qualidade e apenas acentue a faixa de frequências da ausculta. Parâmetros

como diâmetro e o material da membrana do receptor também podem influenciar no resultado. Em relação ao estetoscópio utilizado este apresentou um ruído no sinal muito acentuado nas baixas frequências, sendo este proveniente do toque da membrana do receptor do estetoscópio à pele do paciente. A fim de tentar solucionar este problema um receptor do tipo campânula poderá ser utilizado.

Alguns outros fatores relativos a própria ausculta também interferem na análise de frequências, dentre eles estão o foco da ausculta e a pressão aplicada sobre o receptor do estetoscópio. Logo, o diagnóstico das DCV através da análise das frequências pode ser um processo complicado devido a gama de fatores que influenciam nesta análise.

O comportamento do ganho do filtro da segunda filtragem digital também foi diferenciado nas baixas frequências da ausculta. Porém, os gráficos no domínio do tempo ficaram muito mais inteligíveis ao usuário após a segunda filtragem digital, permitindo então que os picos e os períodos das bulhas cardíacas se tornassem muito mais distinguíveis nas análises dos batimentos cardíacos por minuto e de duração das bulhas.

Portanto, apesar das análises de frequências do software não serem tão precisas devido às respostas de amplitude sobre a frequência não lineares às baixas frequências, a análise da duração das bulhas e dos batimentos cardíacos por minuto foram bem sucedidas. Além disso, também foi possível apresentar uma interface amigável para o usuário onde cada bulha cardíaca é distinguida com facilidade.

Agora dentre os melhoramentos que o software poderia possuir estão: otimizar a lógica por traz de rotinas e utilizar o método iterativo de implementação das FFT para minimizar recursos computacionais, aperfeiçoar a interface gráfica e implementar um algoritmo de detecção automática dos batimentos cardíacos por minuto.

Dentre as qualidades positivas do protótipo destaca-se a possibilidade de analisar os fonocardiogramas e os histogramas dos parâmetros da ausculta, permitindo então com que o usuário desenvolva intuitivamente uma correlação entre os artefatos da ausculta com os dos gráficos, permitindo com que o método de utilização dos estetoscópios possa ser expandido de meramente escutar o som para a análise dos diversos parâmetros presentes na ausculta.

O custo financeiro do estetoscópio digital projetado o torna bem acessível comparado a outros estetoscópios disponíveis no mercado, porém o protótipo ainda não se encontra apto para uso profissional, visto que além das melhorias citadas este precisa ser certificado por órgãos competentes para tal utilização. Posteriormente, o protótipo pode ser usado como uma ferramenta didática para o ensino, condicionando o sinal da ausculta para seu posterior

armazenamento. Dessa forma os professores e alunos poderiam analisar diferentes áudios em aula sem a necessidade do uso de estetoscópios.

Já o software desenvolvido, com poucas alterações pode ser utilizado em diferentes placas de captura ou estetoscópios e, futuramente (após certificação), poderá ser utilizado como uma ferramenta complementar ao diagnóstico. Qualquer estetoscópio digital com saída de áudio pode fazer uso do software, lembrando que a segunda filtragem digital do software deve ser escolhida de acordo com o tipo de estetoscópio.

Um dos possíveis segmentos que o aperfeiçoamento do software poderia explorar futuramente seria além de apresentar as transformadas de Fourier, apresentar também as transformadas de Wavelet da ausculta. Outro segmento seria o uso de redes neurais para correlacionar sons normais e anormais do coração, de forma a tentar fazer com que futuramente o software reconhecesse os sons anormais.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALLEN, R. L.; MILLS, W. D. **Signal Analysis: Time, Frequency, Scale, and Structure**. Wiley-Interscience, 2004.
- ANTONIOU, A. **Digital Signal Processing: Signals, Systems, and Filters**. McGraw-Hill, 2006.
- BALLOU, G. **Handbook for Sound Engineers**. 4ª. ed. Elsevier, 2008.
- BAÚ DA ELETRÔNICA. **Baú da Eletrônica: Componentes Eletrônicos**. Disponível em: <<http://www.baudaeletronica.com.br/>>. Acesso em: 24 maio 2019.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. Tradução de Sônia Midori Yamamoto. 11ª. ed. Pearson, 2013.
- BRANT, L. C. C. et al. Variações e diferenciais da mortalidade por doença cardiovascular no Brasil e em seus estados, em 1990 e 2015: estimativas do Estudo Carga Global de Doença. **Revista Brasileira de Epidemiologia**, p. 116-128, maio 2017.
- COSTA, D. G. Microfones Características e Aplicações. **Attack Audio System**. Disponível em: <http://www.attack.com.br/web/artigos_tecnicos/MICROFONES%20CARACTER%3%8DSTICAS%20E%20APLICA%3%87%C3%95ES.pdf>. Acesso em: 2 maio 2019.
- DE AGUIAR, N. A. O. **Segmentação automática para classificação digital de sinais de fonocardiograma (PCG)**. Tese (Doutorado em Ciências) - Instituto Dante Pazzanese de Cardiologia, Universidade de São Paulo-USP. São Paulo, p. 89. 2016.
- DE OLIVEIRA, J. R. A aplicação de microfones em projeto digitais. **Adessowiki Unicamp**, 2010. Disponível em: <http://adessowiki.fee.unicamp.br/media/Attachments/courseEA079_1S2010/MainPage/microfones.pdf>. Acesso em: 02 maio 2019.
- DURAND, J.; DURAND, L.-G.; GRENIEN, M.-C. **Electronic Stethoscope**. 5,602,924, 11 fevereiro 1997.
- FERRAZ, A. P. et al. A história do estetoscópio e da ausculta cardíaca. **Revista Médica de Minas Gerais**, v. 21, n. 4, p. 479-485, 2011.
- GARCIA, E. A. C. **Biofísica**. 1ª. ed. Sarvier, 1998.
- HASSAN, U.; SAAD, P.; ANWAR, M. S. Inexpensive Data Acquisition with a Sound card. **The Physics Teacher**, p. 8, dezembro 2010.
- HAYKIN, S.; VAN VEEN, B. **Sinais e Sistemas**. Tradução de José Carlos Barbosa dos Santos. Porto Alegre: Bookman, 2001.
- HILLENBRAND, J.; HABERZETTL, S.; SESSLER, G. M. Electret microphones with stiff diaphragms. **The Journal of the Acoustical Society of America**, novembro 2013.
- JAIME, J. R. **Cápsula transmissora linear com transdutor de eletreto, para uso em telefonia**. Dissertação (Mestrado em Física Aplicada) - Instituto de Física e Química de São Carlos. São Carlos, p. 66. 1983.
- LENG, S. et al. The electronic stethoscope. **BioMedical Engineering OnLine**, p. 14-66, 2015.

LOUZADA, D. R. **Desenvolvimento de um transdutor de pressão de alta sensibilidade, baseado no fenômeno de Magnetoimpedância Gigante, para aplicação biomédica**. Dissertação (Mestrado em Metrologia) - Pontifícia Universidade Católica-PUC-Rio. Rio de Janeiro, p. 107. 2006.

MAEOKA, G. K. **Sensor bioelétrico passivo para avaliação da pressão arterial**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná-UTFPR. Curitiba, p. 70. 2007.

MARKUS, R. P. Fisiologia e saúde humana. **Rede São Paulo de Formação Docente**. Disponível em: <https://midia.atp.usp.br/impressos/redefor/EnsinoBiologia/Fisio_2011_2012/Fisiologia_v2_semana00.pdf>. Acesso em: 02 maio 2019.

MATHWORKS. **MATLAB**: Creating Graphical User Interfaces. 2010-2015.

MATHWORKS. A Brief History of MATLAB. **MathWorks**, 2018. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/company/newsletters/articles/a-brief-history-of-matlab.html>>. Acesso em: 11 maio 2019.

MATHWORKS. Create Standalone Application from MATLAB. **MathWorks**. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/compiler/create-and-install-a-standalone-application-from-matlab-code.html>>. Acesso em: 11 maio 2019.

MEASUREMENT COMPUTING. **Data Acquisition Handbook**: A Reference For DAQ And Analog & Digital Signal Conditioning. 3ª. ed. 2004-2012.

MED-ELECTRONICS. MedaSonics CardioBeat Blood Flow Doppler System with Stethoscope. **Med-Electronics**. Disponível em: <<https://www.med-electronics.com/MedaSonics-CardioBeat-System-w-Stethoscope-p/medasonics-0313.htm>>. Acesso em: 2 maio 2019.

MENDES, H. L'invention du stéthoscope, jalon essentiel de l'cardiologie. **Bibnum**. Disponível em: <<http://www.bibnum.education.fr/sites/default/files/Laennec-analyse.pdf>>. Acesso em: 2 maio 2019.

MENDIS, S. Global progress in prevention of cardiovascular disease. **Cardiovascular Diagnosis and Therapy**, p. S32-S38, 2017.

MERCADO LIVRE. **Mercado Livre**. Disponível em: <<https://www.mercadolivre.com.br/>>. Acesso em: 24 maio 2019.

MESQUITA, C. T.; LEÃO, M. Cardiology and Sustainable Development. **International Journal of Cardiovascular Sciences**, v. 31, n. 1, p. 1-3, 2018.

MUSSOI, F. L. R. **Resposta em Frequência Filtros Passivos**. 2ª. ed. Florianópolis: Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina-CEFET-SC, 2004.

NATIONAL INSTRUMENTS. Understanding FFTs and Windowing. **National Instruments**. Disponível em: <<http://download.ni.com/evaluation/pxi/Understanding%20FFTs%20and%20Windowing.pdf>>. Acesso em: 6 maio 2019.

NORDSTRÖM, J. **Real time digital signal processing using Matlab**. Tese - Uppsala Universitet. p. 94. 2017.

PAZIN-FILHO, A.; SCHMIDT, A.; MACIEL, B. C. Ausculta Cardíaca: Bases fisiológicas - Fisiopatológicas. **Revista da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto**, Ribeirão Preto, v. 37, p. 208-226, jul./dez. 2004.

PINTO, L. F. T.; ALBUQUERQUE, R. O. **Eletrônica Analógica**. Fundação Padre Anchieta, v. 2, 2011.

SCANDELARI, L. **Filtros Digitais**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR. p. 19, Notas de Aula.

SCHALDENBRAND, P. Introduction to Filters: FIR versus IIR. **Siemens**, 2018. Disponível em: <<https://community.plm.automation.siemens.com/t5/Testing-Knowledge-Base/Introduction-to-Filters-FIR-versus-IIR/ta-p/520959>>. Acesso em: 02 maio 2019.

SCHMIDT, R. Amplitude and Decibels. **Robin Schmidt's Music Engineering Tools**. Disponível em: <<http://rs-met.com/documents/tutorials/AmplitudeAndDecibels.pdf>>. Acesso em: 6 maio 2019.

SELESNICK, I. **Linear-Phase FIR Filter Design by Least Squares**. New York University. p. 39, Notas de Aula.

SILVEIRA JUNIOR, L. C. **Microfones**. Universidade Federal do Paraná-UFPR. Curitiba, p. 5. 2000.

SOUZA, E. C. C. et al. O estetoscópio. **Revista de Ciências Médicas**, Campinas, v. 4, n. 3, p. 112-118, setembro/dezembro 1995.

SPADA, A. L. Microfones - Parte 1. **Attack Audio System**. Disponível em: <http://www.attack.com.br/artigos_tecnicos/mic_1.pdf>. Acesso em: 05 fev. 2019.

SZYMANOWSKA, O. et al. Development of an Electronic Stethoscope. In: AWREJCEWICZ, J.; KALINSKI, K.; SZEWCZYK, R. **Mechatronics: Ideas, Challenges, Solutions and Applications**. Springer, 2016.

TERREL, D. L. **OP AMPS: Design, Application, and Troubleshooting**. 2ª. ed. Butterworth-Heinemann, 1996.

TEXAS INSTRUMENTS. **Digital Stethoscope Implementation on the TMS320C5515 DSP Medical Development Kit (MDK)**. p. 27. 2010.

WENDLING, M. Amplificadores Operacionais. **Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá-Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"-UNESP**, Guaratinguetá, 2010. Disponível em: <<http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/3---amplificadores-operacionais-v2.0.pdf>>. Acesso em: 2 maio 2019.

WÖRNER, S. **Fast Fourir Transform**. Swis Federal Institute of Technology Zurich. p. 10. Notas de Aula.

APÊNDICE A – CÓDIGOS UTILIZADOS NOS RESULTADOS

A seguir são apresentados os códigos utilizados nos gráficos da Seção “Resultados Referentes a Interface Microfone-Receptor e Circuito”.

```
%Equações Teóricas
%Declaração das Variáveis das Equações
syms C1 R7 R8 C2 RL R9 C3 Rfone w;
%Cálculo da Função de Transferência Teórica do Circuito após o AmpOp
%(sem o segundo e terceiro filtro e as saídas para placa de captura e fone)
H1 = 1/(1+1/(j*w*C1*R7));
G=R8/R7;
H_sem_segundo_filtro = H1*G
G_sem_segundo_filtro=abs(H_sem_segundo_filtro);
F_sem_segundo_filtro=angle(H_sem_segundo_filtro);
%Cálculo da Função de Transferência Teórica do Circuito após o capacitor de
%saída na placa de captura (sem o terceiro filtro e a saída para o fone de
%ouvido)
H2 = 1/(1+1/(j*w*C2*RL));
H_sem_terceiro_filtro = H1*G*H2
G_sem_terceiro_filtro=abs(H_sem_terceiro_filtro);
F_sem_terceiro_filtro=angle(H_sem_terceiro_filtro);
%Cálculo da Função de Transferência Teórica do Circuito na placa de captura
%(sem o fone de ouvido)
XC3 = 1/(w*C3);
Z_fil=XC3+R9;
ZL_sem_fone=Z_fil*RL/(Z_fil+RL);
H2_sem_fone = 1/(1+1/(j*w*C2*ZL_sem_fone));
H_sem_fone = H1*G*H2_sem_fone
G_sem_fone=abs(H_sem_fone);
F_sem_fone=angle(H_sem_fone);
%Cálculo da Função de Transferência Teórica do Circuito na placa de captura
%(com o fone de ouvido)
Z_fone=XC3*Rfone/(XC3+Rfone);
Z_fil_fone=Z_fone+R9;
ZL=Z_fil_fone*RL/(Z_fil_fone+RL);
H2_com_fone = 1/(1+1/(j*w*C2*ZL));
H_com_fone = H1*G*H2_com_fone
G_com_fone=abs(H_com_fone);
F_com_fone=angle(H_com_fone);
%Cálculo da Função de Transferência Teórica do Circuito na saída de áudio
H3 = 1/(1+(j*w*R9*C3));
H2_fone = 1/(1+1/(j*w*C2*ZL));
H_fone = H1*G*H2_fone*H3
G_fone=abs(H_fone);
F_fone=angle(H_fone);
%Declaração dos Valores das Variáveis
C1 = 22*1E-6;
C2 = 22*1E-6;
C3 = 10*1E-9;
R7 = 1E3;
R8 = 220*1E3;
R9 = 390;
RL = 1E6;
Rfone=32;
f=logspace(0,9,10000);
w=2*pi.*f;
```

```

%Análise sem o circuito do terceiro filtro
%Plota a amplitude na placa de captura sem o terceiro filtro teórica e
%experimental
%Carrega os dados experimentais
load("f_exp.mat");
load("V_out_exp.mat");
V_out_exp=V_out_exp* 10^-3;
load("Err_out_exp.mat");
Err_out_exp = Err_out_exp* 10^-3;
V_in_exp = 10*10^-3;
Err_in_exp = 0.5*10^-3;
Avl_exp = (V_out_exp./V_in_exp);
Avl_exp_dB = mag2db(Avl_exp);
%Propagação das Incertezas
Err_in_norm = (Err_in_exp^2)/V_in_exp;
Err_out_norm = (Err_out_exp.^2)./V_out_exp;
Err_Avl = Avl_exp.*sqrt(Err_in_norm + Err_out_norm);
Err_Avl_dB = (20/log(10))*(Err_Avl./Avl_exp);
%Gráficos
figure;
G_sem_terceiro_filtro=eval(G_sem_terceiro_filtro);
semilogx(f,G_sem_terceiro_filtro);
hold on;
errorbar(f_exp,Avl_exp,Err_Avl,'o');
ylabel("Ganho de Tensão");
xlabel("Frequência (Hz)");
title("Ganho de Tensão do Circuito na Placa de Captura sem o Terceiro
Filtro");
xlim([1 1E5]);
legend('Ganho Teórico', 'Ganho Experimental','Location','southeast');

%Análise do Circuito Completo sem Fone na Placa de Captura
%Plota a amplitude teórica na placa de captura com o terceiro filtro
%(sem o fone)
figure;
G_sem_fone=eval(G_sem_fone);
semilogx(f,G_sem_fone);
title("Ganho de Tensão do Circuito na Placa de Captura sem o Fone de
Ouvido");
ylabel("Ganho de Tensão");
xlabel("Frequência (Hz)");
ylim([0 250]);
xlim([1 1E4]);
%Plota o valor aproximado da frequência de Corte
[ d, ix ] = min( abs(G_sem_fone - 220*sqrt(2)/2) );
hold on;
plot(f(ix),G_sem_fone(ix),'ok');
point = [f(ix), G_sem_fone(ix)];
axLims = [1 f(ix) 0 G_sem_fone(ix)];
plot([point(1), point(1)], [axLims(3), point(2)], '--k');
plot([axLims(1), point(1)], [point(2), point(2)], '--k');
text(axLims(2), axLims(4), sprintf('    Frequência de Corte = %.2f Hz',
point(1)), 'HorizontalAlignment', 'Left', 'VerticalAlignment', 'Bottom');
%Plota a fase teórica na placa de captura com o terceiro filtro
%(sem o fone)
figure;
semilogx(f,eval(F_sem_fone)*180/pi);
title("Fase do AmpOp na Placa de Captura sem o Fone de Ouvido");
ylabel("Fase (graus)");
xlabel("Frequência (Hz)");
xlim([1 1E4]);

```

```

%Análise do Circuito Completo com Fone na Placa de Captura
%Plota a amplitude teórica na placa de captura com o terceiro filtro
%(com o fone)
figure;
G_com_fone=eval(G_com_fone);
semilogx(f,G_com_fone);
title("Ganho de Tensão do Circuito na Placa de Captura com o Fone de
Ouvido");
ylabel("Ganho de Tensão");
xlabel("Frequência (Hz)");
ylim([0 250]);
xlim([1 1E4]);
%Plota o valor aproximado da frequência de Corte
[ d, ix ] = min( abs(G_com_fone - 220*sqrt(2)/2) );
hold on;
plot(f(ix),G_com_fone(ix),'ok');
point = [f(ix), G_com_fone(ix)];
axLims = [1 f(ix) 0 G_com_fone(ix)];
plot([point(1), point(1)], [axLims(3), point(2)], '--k');
plot([axLims(1), point(1)], [point(2), point(2)], '--k');
text(axLims(2), axLims(4), sprintf('    Frequência de Corte = %.2f Hz',
point(1)), 'HorizontalAlignment', 'Left', 'VerticalAlignment', 'Bottom');
%Plota a fase teórica na placa de captura com o terceiro filtro
%(com o fone)
figure;
semilogx(f,eval(F_com_fone)*180/pi);
title("Fase do Circuito na Placa de Captura com o Fone de Ouvido");
ylabel("Fase (graus)");
xlabel("Frequência (Hz)");
xlim([1 1E4]);

%Análise do Circuito Completo com Fone na Saída de Áudio
%Plota a amplitude teórica na saída de áudio
figure;
G_fone=eval(G_fone);
semilogx(f,G_fone);
title("Ganho de Tensão do Circuito na Saída de Áudio para o Fone de
Ouvido");
ylabel("Ganho de Tensão");
xlabel("Frequência (Hz)");
ylim([0 250]);
xlim([1 1E7]);
%Plota o valor aproximado da frequência de Corte
diff=abs(G_fone - 220*sqrt(2)/2);
[d,i]=sort(diff);
ix1=i(1);
ix2=i(2);
hold on;
plot(f(ix1),G_fone(ix1),'ok');
plot(f(ix2),G_fone(ix2),'ok');
point1 = [f(ix1), G_fone(ix1)];
axLims1 = [1 f(ix1) 0 G_fone(ix1)];
plot([point1(1), point1(1)], [axLims1(3), point1(2)], '--k');
plot([axLims1(1), point1(1)], [point1(2), point1(2)], '--k');
text(axLims1(2), axLims1(4), sprintf('    Frequência de Corte = %.2f Hz',
point1(1)), 'HorizontalAlignment', 'Left', 'VerticalAlignment', 'Bottom');
point2 = [f(ix2), G_fone(ix2)];
axLims2 = [1 f(ix2) 0 G_fone(ix2)];
plot([point2(1), point2(1)], [axLims2(3), point2(2)], '--k');
plot([axLims2(1), point2(1)], [point2(2), point2(2)], '--k');

```

```

text(axLims2(2), axLims2(4), sprintf('    Frequência de Corte = %.2f kHz',
point2(1)/1E3), 'HorizontalAlignment', 'Right', 'VerticalAlignment',
'Bottom');
%Plota a fase teórica na placa de captura com o terceiro filtro
%(com o fone)
figure;
semilogx(f,eval(F_fone)*180/pi);
title("Fase do Circuito na Saída de Áudio para o Fone de Ouvido");
ylabel("Fase (graus)");
xlabel("Frequência (Hz)");
xlim([1 1E7]);

```

A seguir são apresentados os códigos utilizados nos gráficos da Seção “Resultados Referentes ao Software Desenvolvido para o Estetoscópio Digital”.

```

close all;
%Declaração da Frequência de Amostragem
sample_rate=44100;

%Geração do Ruído Branco de Entrada
sigma = 0.1; %Covariância
L=2^18; %Número de amostras
[X,t] = white_noise(L,sigma,sample_rate);

%Filtro Passa Banda para receptor do tipo campânula
%Frequência de corte 20-220 Hz de Ordem 513
order1=513;
f_min1=20;
f_max1=220;
str = 'Campânula';
%Frequência de corte 44.1-4410 Hz de Ordem 4097
order2=4097;
f_min2=44.1;
f_max2=4410;
out_filtfilt_single(order1,f_min1,f_max1,X,t,sample_rate,str);
out_filtfilt_duo(order1,f_min1,f_max1,order2,f_min2,f_max2,X,t,sample_rate,
str);

%Filtro Passa Banda para receptor do tipo diafragma
%Frequência de corte 50-600 Hz de Ordem 513
order1=513;
f_min1=50;
f_max1=600;
str = 'Diafragma';
%Frequência de corte 44.1-4410 Hz de Ordem 4097
order2=4097;
f_min2=44.1;
f_max2=4410;
out_filtfilt_single(order1,f_min1,f_max1,X,t,sample_rate,str);
out_filtfilt_duo(order1,f_min1,f_max1,order2,f_min2,f_max2,X,t,sample_rate,
str);

%Filtro Passa Banda para receptor do tipo diafragma
%Frequência de corte 20-2000 Hz de Ordem 513
order1=513;
f_min1=20;
f_max1=2000;

```

```

str = 'Escala Extensível';
%Frequência de corte 44.1-4410 Hz de Ordem 4097
order2=4097;
f_min2=44.1;
f_max2=4410;
out_filtfilt_single(order1,f_min1,f_max1,X,t,sample_rate,str);
out_filtfilt_duo(order1,f_min1,f_max1,order2,f_min2,f_max2,X,t,sample_rate,
str);

%Geração de um Ruído Branco
function [X,t] = white_noise(L,sigma,sample_rate)
    mu=0;
    X=sigma*randn(L,1)+mu; %Função do Ruído Branco
    %t=0:1/sample_rate:((length(X)-1)/sample_rate); %variável temporal lin
    t=logspace(0,log10(L),L)/sample_rate; %variável temporal log
    %Plota o ruído branco de entrada
    figure;
    subplot(2,1,1);
    plot(t,X);
    ylabel("Amplitude Normalizada");
    xlabel("Tempo (s)");
    title("Ruído Branco de Entrada");
    %Gráfico do Ruído Branco no Domínio da Frequência
    window = windowing(length(X)+1,0.5); %Cria Janela de Hann
    FFT = fft_rec(X.*window(1:length(X))); %Executa a FFT recursiva
    f = ((0:1/length(X):1-1/length(X))*sample_rate); %Cria a variável de
frequência
    fft=mag2db(abs(FFT(1:length(X)/2)));
    %Plota o ruído branco de entrada no domínio da frequência
    subplot(2,1,2);
    semilogx(f(1:length(X)/2),fft);
    ylabel("Magnitude (dB)");
    xlabel("Frequência (Hz)");
    xlim([1 1E4]);
end

%Saída dos filtros com filtragem de fase Nula
function out_filtfilt_single(order,f_min,f_max,X,t,sample_rate,str)
    b=fir_ls(order,f_min,f_max,sample_rate);
    a=1;
    X_fir=filtfilt(b,a,X);
    figure;
    subplot(2,1,1);
    plot(t,X_fir);
    ylabel("Amplitude Normalizada");
    xlabel("Tempo (s)");
    str=sprintf("Saída do Filtro Passa-Faixa FIR para Receptor do tipo %s",str);
    title(str);
    window = windowing(length(X_fir)+1,0.5);
    FFT = fft_rec(X_fir.*window(1:length(X_fir)));
    f = ((0:1/length(X_fir):1-1/length(X_fir))*sample_rate);
    subplot(2,1,2);
    semilogx(f(1:length(X_fir)/2),mag2db(abs(FFT(1:length(X_fir)/2))));
    ylabel("Magnitude (dB)");
    xlabel("Frequência (Hz)");
    xlim([10 1E4]);
end

%Saída dos filtros com filtragem de fase Nula

```

```

function
out_filtfilt_duo(order1,f_min1,f_max1,order2,f_min2,f_max2,X,t,sample_rate,
str)
    b=fir_ls(order1,f_min1,f_max1,sample_rate);
    a=1;
    X_fir1=filtfilt(b,a,X);
    b=fir_ls(order2,f_min2,f_max2,sample_rate);
    X_fir=filtfilt(b,a,X_fir1);
    figure;
    subplot(2,1,1);
    plot(t,X_fir);
    ylabel("Amplitude Normalizada");
    xlabel("Tempo (s)");
    str=sprintf("Saída do Filtro Passa-Faixa FIR para Receptor do tipo %s",str);
    title(str);
    window = windowing(length(X_fir)+1,0.5);
    FFT = fft_rec(X_fir.*window(1:length(X_fir)));
    f = ((0:1/length(X_fir):1-1/length(X_fir))*sample_rate);
    subplot(2,1,2);
    semilogx(f(1:length(X_fir)/2),mag2db(abs(FFT(1:length(X_fir)/2))));
    ylabel("Magnitude (dB)");
    xlabel("Frequência (Hz)");
    xlim([10 1E4]);
end

%Filtro FIR passa-baixas por Método de Mínimos Quadrados com Janelamento
function h = fir_ls(N,cut_freq,max_freq,sample_rate)
% Converte a ordem do filtro em comprimento das matrizes
M = (N-1)/2;

% Define as frequências angulares de corte
w_cl = 2*pi*cut_freq/sample_rate;
w_ch = 2*pi*max_freq/sample_rate;

% Normaliza as frequências angulares por convêniencia
f_cl = w_cl/pi;
f_ch = w_ch/pi;

% Calcula Q1 Q2 e Q para método LS com W=1
Q1 = 0.5*diag(ones(1,M+1));
Q2 = 0.5*hankel([1,zeros(1,M)]);
Q = Q1 + Q2;

% Calcula b
b=f_ch*sinc(f_ch*[0:M]')-f_cl*sinc(f_cl*[0:M]');

% Soluciona o sistema linear de equações
a = Q\b;

% Cria uma matriz de janelamento de ordem N e alpha 0.5 (Hann)
alpha=0.5;
window = windowing(N,alpha);

% Forma a resposta de frequência de dimensão N
h = [a(M+1:-1:2)/2; a(1); a(2:M+1)/2].*window;

end

```

```

%Transformada Rápida de Fourier pelo Método Recursivo
function y = fft_rec(x)
    n = length(x);
    %Finaliza o ciclo após r vezes, sendo N = 2^r
    if n == 1
        y = x;
    %Aplica o método de divisões sucessivas r vezes, sendo N = 2^r
    else
        m = n/2;
        y_par = fft_rec(x(1:2:(n-1)));
        y_impar = fft_rec(x(2:2:n));
        w = exp(-2 * pi * 1i / n) .^ (0:m-1);
        z = w .* y_impar;
        %Une o valor da transformada X(k) com o da transformada a um
        %ciclo posterior X(k + N/2)
        y = [ y_par + z , y_par - z ];
    end

end

%Função de Janelamento de Hann ou Hamming de ordem N
function window = windowing(N,alpha)
    % Converte a ordem do janelamento em comprimento das matrizes
    M=(N-1)/2;

    % Cria a matriz de janelamento
    w = alpha+(1-alpha)*cos(pi*[0:M]/M);
    window = [0 w(M:-1:2) w(1) w(2:M) 0]';

end

```


APÊNDICE B – CÓDIGO-FONTE DO SOFTWARE

O código-fonte do software para os sistemas operacionais Linux e Windows foram disponibilizados na plataforma de hospedagem de códigos-fontes do GitHub sob a licença pública geral GNU 3.0 que permite o uso comercial, a modificação, a distribuição, o uso em patentes e o uso privado, desde que seja distribuído sob a mesma licença em que foi adquirido. O endereço eletrônico para o acesso ao repositório de hospedagem é <https://github.com/victorhfsilva/Digital-Stethoscope-Using-Matlab>.