



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANDREZA COSTA NASCIMENTO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM FREQUENCÍMETRO DIGITAL PARA**  
**MONITORAMENTO DE EQUIPAMENTOS DE FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA**  
**QUE UTILIZAM A TÉCNICA OOAF**

**FORTALEZA**

**2022**

ANDREZA COSTA NASCIMENTO

DESENVOLVIMENTO DE UM FREQUENCÍMETRO DIGITAL PARA MONITORAMENTO  
DE EQUIPAMENTOS DE FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA QUE UTILIZAM A TÉCNICA  
OOAF

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do  
Centro de Tecnologia da Universidade Federal  
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do  
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez  
Nogueira

FORTALEZA

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca Universitária  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

N193d Nascimento, Andreza Costa.

Desenvolvimento de um frequencímetro digital para monitoramento de equipamentos de fisioterapia respiratória que utilizam a técnica OOAF / Andreza Costa Nascimento. – 2022.  
66 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2022.

Orientação: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.

1. Oscilação oral de alta frequência. 2. Acapella. 3. Fast fourier transform. 4. ESP32. 5. Sensor de efeito Hall. I. Título.

CDD 621.3

---

ANDREZA COSTA NASCIMENTO

DESENVOLVIMENTO DE UM FREQUENCÍMETRO DIGITAL PARA MONITORAMENTO  
DE EQUIPAMENTOS DE FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA QUE UTILIZAM A TÉCNICA  
OOAF

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do  
Centro de Tecnologia da Universidade Federal  
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do  
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Bismark Claire Torrico  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

MSc. Dayse Maria Benevides de Queiroz  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

## **AGRADECIMENTOS**

Ao meus pais, que sempre estão ao meu lado me dando suporte e sendo meu alicerce. Em especial, agradeço à minha mãe, uma mulher batalhadora, honesta e íntegra, a quem eu admiro e me inspiro. Obrigada, por acreditar na minha capacidade e por me mostrar desde cedo que a educação seria o caminho pelo o qual viriam as minhas conquistas.

Aos meus avós, tios, primos, enfim, a todos os meus familiares que sempre me apoiaram e me incentivaram nessa caminhada.

Aos meus amigos Daniel, Jordana, Sara e Thais. Sou imensamente grata pela amizade de vocês. Obrigada por acreditarem em mim, por sempre estarem ao meu lado, dividindo momentos bons e ruins, sei que posso contar com vocês sempre que precisar.

A todos os amigos que fiz tanto no Instituto Federal do Ceará (IFCE) quanto na Universidade Federal do Ceará (UFC), pois, mesmo sem a pretensão, foram importantes para que eu pudesse me manter firme nessa jornada.

Ao Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira, pela oportunidade de participar do Grupo de Pesquisa em Automação, Controle e Robótica (GPAR) e por confiar em minha capacidade para estar a frente desse projeto.

Aos funcionários e professores que tive o prazer de conhecer no Instituto Federal do Ceará (IFCE) e que contribuíram para o meu crescimento profissional e pessoal.

A todos do Laboratório de Pesquisa e Tecnologia em Soldagem (LPTS), principalmente, ao Davi que, além de ter sido meu chefe, se tornou um amigo.

A todos do Grupo de Pesquisa em Automação, Controle e Robótica (GPAR), tanto professores quanto discentes, por serem sempre solícitos e gentis.

“Não há ser vivo que não tenha medo quando enfrenta o perigo. A verdadeira coragem é enfrentar o perigo quando se tem medo.”

(L. Frank Baum)

## RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um frequencímetro digital para monitorar equipamentos de fisioterapia respiratória projetados para aplicação da técnica de *Oscilação Oral de Alta Frequência* (OOAF) no tratamento de pacientes com patologias pulmonares. Um sensor de Efeito Hall foi utilizado para capturar as oscilações geradas pelo aparelho Acapella<sup>®</sup> Choice e foi projetado um circuito de condicionamento de sinal composto por filtros ativos para realizar o tratamento dessas informações analógicas contínuas no domínio do tempo. O microcontrolador da série ESP32 foi selecionado para o projeto, tornando-se responsável pela conversão Analógico-Digital (AD) e pelo cálculo da *Fast Fourier Transform* (FFT) das oscilações. Os valores desejados no domínio da frequência são exibidos numericamente via display *Organic Light-Emitting Diode* (OLED).

**Palavras-chave:** Oscilação Oral de Alta Frequência. Acapella<sup>®</sup>. Fast Fourier Transform. ESP32. Sensor de Efeito Hall. Filtro Ativo.

## ABSTRACT

This work presents the development of a digital frequency meter to evaluate respiratory therapy devices made to the *High Frequency Oral Oscillation* (HFOO) therapy technique application purpose on patients with pulmonary illnesses treatment. A Hall-Effect Sensor was picked to capture the Acapella<sup>®</sup> Choice oscillations and a signal conditioning circuit using active filters was developed to do the continuous-time analog information processing. The microprocessor ESP32 was picked for the project in order to be responsible for the conversion Analog-to-Digital (AD), as well as for the calculation of the *Fast Fourier Transform* (FFT) oscillations. The desired frequency domain values were displayed by an *Organic Light-Emitting Diode* (OLED) display.

**Keywords:** High Frequency Oral Oscillation. Acapella<sup>®</sup>. Fast Fourier Transform. ESP32. Hall-Effect Sensor. Active Filter.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Brônquio, árvore brônquica e pulmões . . . . .	18
Figura 2 – Flutter <sup>®</sup> VRP1 (inclinação ideal) . . . . .	19
Figura 3 – Shaker <sup>®</sup> . . . . .	19
Figura 4 – Acapella <sup>®</sup> modelo Choice . . . . .	20
Figura 5 – O nível de pressão expiratória positiva (PEP) do Acapella <sup>®</sup> pode ser ajustado por meio de um mecanismo atrás dispositivo . . . . .	20
Figura 6 – Modelos comerciais do Acapella <sup>®</sup> . . . . .	21
Figura 7 – Acapella <sup>®</sup> Duet . . . . .	21
Figura 8 – O Acapella <sup>®</sup> Choice pode ser desmontado em quatro peças . . . . .	22
Figura 9 – Esquemático de funcionamento do Efeito Hall . . . . .	24
Figura 10 – Esquemático de montagem do ímã e do sensor de Efeito Hall . . . . .	25
Figura 11 – Diagrama de blocos dos componentes internos do sensor de Efeito Hall linear AH3503 . . . . .	26
Figura 12 – Valor da saída ( $V_o$ ) em função da densidade de fluxo magnético (B) quando o Pólo Sul está perpendicular ao ponto de detecção . . . . .	27
Figura 13 – Comportamento do sinal de saída do sensor de Efeito Hall . . . . .	28
Figura 14 – Espectro de um sinal amostrado a partir do teorema de Nyquist . . . . .	29
Figura 15 – Efeito aliasing no espectro de um sinal amostrado . . . . .	29
Figura 16 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem . . . . .	31
Figura 17 – Filtro passa-altas ativo de primeira ordem . . . . .	31
Figura 18 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal . . . . .	32
Figura 19 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal com implementações . . . . .	34
Figura 20 – Sinal de saída do circuito de condicionamento . . . . .	34
Figura 21 – Circuito de condicionamento de sinal . . . . .	35
Figura 22 – Diagrama de funcionamento de um ADC . . . . .	35
Figura 23 – Sinal $x(t)$ periódico . . . . .	38
Figura 24 – Espectro exponencial de Fourier de $x(t)$ . . . . .	38
Figura 25 – Sinal amostrado no domínio do tempo . . . . .	39
Figura 26 – Espectro de Fourier do sinal amostrado . . . . .	40
Figura 27 – NI USB-6001 . . . . .	43
Figura 28 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição . . . . .	44

Figura 29 – Série 2 do voluntário 1 . . . . .	44
Figura 30 – Série 1 do voluntário 2 . . . . .	45
Figura 31 – Sopros 2 da Série 1 do voluntário 2 . . . . .	45
Figura 32 – Espectro dos sopros da Série 1 do voluntário 2 . . . . .	46
Figura 33 – Microcontrolador ESP32 . . . . .	47
Figura 34 – Pinagem do ESP32 DEVKIT V1 - DOIT . . . . .	48
Figura 35 – Display OLED 0,96 polegadas I2C Azul Amarelo . . . . .	50
Figura 36 – Forma de onda do sinal amostrado na plataforma Arduino IDE . . . . .	50
Figura 37 – Fluxograma da lógica de programação desenvolvida . . . . .	52
Figura 38 – Validação do código desenvolvido para exibição da resposta com maior magnitude no domínio da frequência . . . . .	54
Figura 39 – Validação do sistema digital para avaliar a frequência real gerada pelo Acapella® Choice . . . . .	55
Figura 40 – Série 1 do voluntário 1 . . . . .	60
Figura 41 – Série 2 do voluntário 1 . . . . .	60
Figura 42 – Série 3 do voluntário 1 . . . . .	61
Figura 43 – Série 4 do voluntário 1 . . . . .	61
Figura 44 – Série 1 do voluntário 2 . . . . .	62
Figura 45 – Série 2 do voluntário 2 . . . . .	62
Figura 46 – Série 3 do voluntário 2 . . . . .	63
Figura 47 – Série 4 do voluntário 2 . . . . .	63
Figura 48 – Série 1 do voluntário 3 . . . . .	64
Figura 49 – Série 2 do voluntário 3 . . . . .	64
Figura 50 – Série 3 do voluntário 3 . . . . .	65
Figura 51 – Série 4 do voluntário 3 . . . . .	65
Figura 52 – Série 1 do voluntário 4 . . . . .	66
Figura 53 – Série 2 do voluntário 4 . . . . .	66
Figura 54 – Série 3 do voluntário 4 . . . . .	67
Figura 55 – Série 4 do voluntário 4 . . . . .	67

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Faixa de tensão sugerida de acordo com a atenuação e o modelo - ADC1 . .	49
Tabela 2 – Faixa de tensão sugerida de acordo com a atenuação e o modelo - ADC2 . .	49

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico-Digital
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
OLED	<i>Organic Light-Emitting Diode</i>
OOAF	<i>Oscilação Oral de Alta Frequência</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PEP	Pressão Expiratória Positiva
RTC	<i>Real Time Clock</i>
SAR	<i>Successive-approximation-register</i>
SMD	<i>Surface Mounted Device</i>
TDF	Transformada Discreta de Fourier

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C$	Capacitor
$C_i$	Capacitor de entrada
$C_f$	Capacitor de realimentação
$dB$	Decibel
$F$	Farad
$f_0$	Frequência fundamental
$f$	Frequência
$f_c$	Frequência de corte
$f_{max}$	Frequência máxima
$f_s$	Frequência de amostragem
$G$	Ganho
$Hz$	Hertz
$K$	quilo
$Kbps$	Quilobit por segundo
$KB$	Quilobyte
$L$	Litro
$M$	Mega
$Mbps$	Megabit por segundo
$MB$	Megabyte
$\mu$	Micro
$m$	Mili
$m$	Metro
$min$	Minuto
$n$	Nano
$R$	Resistor
$R_i$	Resistor de entrada

$R_f$	Resistor de realimentação
$s$	segundos
$T$	Período de amostragem
$T_0$	Período de janelamento
$V$	Volt
$V_i$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$\omega_0$	Frequência angular fundamental
$\Omega$	Ohm
$\Omega_0$	Frequência fundamental discreta

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivo Geral</b>	<b>15</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>16</b>
<b>1.3</b>	<b>Organização do trabalho</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA</b>	<b>17</b>
<b>2.1</b>	<b>Oscilação oral de alta frequência e dispositivos OOAF</b>	<b>17</b>
<b>2.2</b>	<b>Problemas encontrados na análise da eficácia do tratamento utilizando dispositivos OOAF</b>	<b>21</b>
<b>3</b>	<b>SENSORIAMENTO E TRATAMENTO DOS SINAIS OSCILATÓRIOS DO APARELHO DE FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA</b>	<b>24</b>
<b>3.1</b>	<b>Sensor de Efeito Hall e aquisição do sopro</b>	<b>24</b>
<b>3.2</b>	<b>Tratamento dos sinais analógicos e conversão analógica para digital</b>	<b>27</b>
<b>3.2.1</b>	<i>Discretização e digitalização de um sinal analógico contínuo</i>	<b>27</b>
<b>3.2.2</b>	<i>Circuito de condicionamento de sinal</i>	<b>31</b>
<b>3.2.2.1</b>	<i>Implementações no circuito de condicionamento de sinal</i>	<b>33</b>
<b>3.2.3</b>	<i>Conversor analógico-digital</i>	<b>35</b>
<b>4</b>	<b>PROCESSAMENTO DOS SINAIS</b>	<b>37</b>
<b>4.0.1</b>	<i>Transformada Discreta de Fourier</i>	<b>37</b>
<b>4.0.1.1</b>	<i>Transformada Rápida de Fourier</i>	<b>42</b>
<b>5</b>	<b>TESTES EXPERIMENTAIS PRELIMINARES</b>	<b>43</b>
<b>6</b>	<b>DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA EMBARCADO</b>	<b>47</b>
<b>6.0.1</b>	<i>Especificações</i>	<b>47</b>
<b>6.0.2</b>	<i>Implementação do código</i>	<b>48</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>54</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>57</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>58</b>
	<b>APÊNDICES</b>	<b>60</b>
	<b>ANEXOS</b>	<b>60</b>
	<b>ANEXO A – Ensaio realizados com voluntários</b>	<b>60</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A fisioterapia é o ramo da saúde dedicado em analisar e tratar doenças funcionais em sistemas e órgãos do ser humano, resultado, por exemplo, de disfunções adquiridas (FISIOTERAPIA; OCUPACIONAL, 2008).

Dentro desse contexto, a fisioterapia respiratória é a área em que os profissionais da fisioterapia utilizam técnicas para auxiliar na terapia e recuperação de indivíduos que apresentam patologias pulmonares, com o objetivo de reverter ou amenizar o quadro desses pacientes (CAVENAGHI *et al.*, 2011). Uma dessas técnicas consiste em produzir fluxos aéreos com pressão positiva oscilatória e interrupções, de frequência ajustável, do volume de ar ventilado (MACHADO; ORLANDI, 2008). Ela é denominada OOAF e o Flutter<sup>®</sup> VRP1, o Shaker<sup>®</sup> e a Acapella<sup>®</sup> foram equipamentos desenvolvidos para aplicá-la no tratamento de pacientes que possuem essas disfunções no sistema respiratório (DUARTE *et al.*, 2007).

Porém, uma das dificuldades enfrentadas pelos profissionais se deve ao fato de os mesmos não possuírem uma ideia solidificada dos efeitos da utilização desses equipamentos na terapia desses enfermos. Isso é consequência tanto da baixa quantidade de estudos feitos *in vivo* quanto ao caráter puramente mecânico apresentado por esses dispositivos. Sendo assim, a falta de uma resposta visual imediata, acaba provocando certa insegurança ao profissional, já que há a possibilidade do tratamento não está surtindo o efeito esperado.

Em face disso, a engenharia elétrica, pelo fato de desempenhar um papel importante na área da biomedicina, de modo que os profissionais são capazes de auxiliar e desenvolver equipamentos médico-assistenciais, tem habilidades suficientes para prover soluções ao problema apresentado.

### 1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem o propósito de desenvolver um frequencímetro digital para realizar o monitoramento, durante a sessão de terapia do paciente, de dispositivos que utilizam a técnica de OOAF e, assim, permitir que o profissional oriente o enfermo de maneira a alcançar uma melhor eficiência no tratamento. Ademais, para o desenvolvimento do sistema digital, utilizou-se o microcontrolador da série ESP32.

## 1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos apresentam as metas do trabalho, eles estão elencados abaixo:

- Estudar os conhecimentos necessários a respeito da técnica de OOAF e dos dispositivos que a utilizam, bem como as adversidades enfrentadas ao empregar tal metodologia;
- Estudar o princípio de funcionamento de um sensor de Efeito Hall e os conceitos que giram em torno dos processos de discretização e digitalização de um sinal analógico contínuo no tempo;
- Desenvolver um circuito para realizar um tratamento no sinal antes dos procedimentos de discretização e digitalização;
- Mostrar os princípios básicos de funcionamento de um *Analog to Digital Converter* (ADC) e estudar a teoria da Transformada Discreta de Fourier (TDF);
- Exibir análises prévias que auxiliaram no desenvolvimento da lógica de programação do código implementado;
- Estudar a configuração do microcontrolador da série ESP32 e desenvolver uma lógica com as operações necessárias para exibir o resultado desejado no domínio da frequência via display.

## 1.3 Organização do trabalho

O documento está estruturado da seguinte forma: O Capítulo 2 apresenta uma explicação relacionada a técnica de OOAF, mostrando os equipamentos que operam com essa metodologia e quais adversidades enfrentadas ao utilizar essa abordagem. O Capítulo 3 trás o princípio de funcionamento de um sensor de Efeito Hall e o comportamento do sinal adquirido através dele, bem como as questões que envolvem o processo de discretização e digitalização de um sinal. Ademais, apresenta o circuito de condicionamento de sinal implementado no projeto. O Capítulo 4 mostra o princípio básico de funcionamento de um ADC e a teoria da TDF. O Capítulo 5 expõe análises feitas em teste anteriores que influenciaram no desenvolvimento da lógica do código implementado. O Capítulo 6 trás algumas especificações importantes do microcontrolador utilizado e o código desenvolvido. No Capítulo 7, são apresentados os resultados. Por fim, no Capítulo 8, as conclusões são mostradas.

## **2 FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA**

A fisioterapia é o campo da saúde responsável em analisar, prevenir e tratar doenças funcionais em órgãos e sistemas do corpo humano, provocadas por doenças adquiridas, alterações genéticas e traumas. Ela se apoia em meios terapêuticos próprios desenvolvidos a partir de conhecimentos, principalmente, da Biologia e das ciências morfológicas (FISIOTERAPIA; OCUPACIONAL, 2008).

Sendo assim, a fisioterapia respiratória trata-se da área da fisioterapia que tem como principal foco o tratamento ou prevenção de problemas resultantes do acúmulo de secreção em pacientes com enfermidades crônicas de hipersecreção brônquica ou nas circunstâncias de exarcebção do quadro clínico, ou seja, indivíduos que possuem retenção de secreção mucociliar nas vias aéreas. Logo, ela possui um importante papel no tratamento de disfunções agudas e crônicas que atingem o sistema cardiopulmonar (GASTALDI, 2016).

Essas doenças pulmonares são resultado de infecções por micro-organismos, aumento da resistência à passagem aérea, mudanças no interior ou na parede das vias aéreas. Sendo assim, eles provocam distúrbios no sistema respiratório e restringem a fluidez do ar (WEST, 2014).

O ideal para o tratamento desses casos seria que o próprio enfermo fosse capaz de gerar um fluxo expiratório suficiente para promover a remoção de tal excreção. Entretanto, em grande parte das situações, isso é inviável devido à fatores como a gradação da viscosidade dessa excreção ou a quantidade de secreção. Sendo assim, a fisioterapia respiratória promove diversas técnicas que auxiliam esses indivíduos a produzirem tal fluxo (GASTALDI, 2016). Dentre essas técnicas está a OOAF.

Entretanto, essas ferramentas carecem de um sistema que permita que elas sejam utilizadas da forma mais adequada possível, o que pode ocasionar uma ineficiência no tratamento dos pacientes.

### **2.1 Oscilação oral de alta frequência e dispositivos OOAF**

A viscoelasticidade é a propriedade que refere-se a materiais que possuem características viscosas e elástica ao ser sofrerem deformação. Desse modo, quanto mais rápida é aplicada uma força, mais sólido ele é, caso contrário, ele se aproxima de um líquido (MACHADO; ORLANDI, 2008).

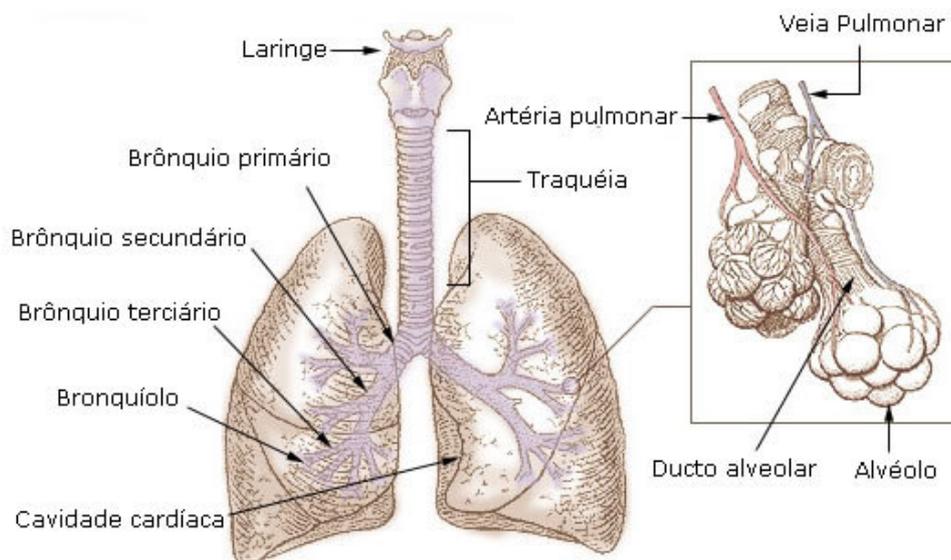
A secreção brônquica, ou muco brônquico, apresenta uma viscoelasticidade variável

conforme a força aplicada. Logo, se exposto a pequenas forças, ele porta-se como sólido. Já com forças maiores, ele se comporta como um líquido perfeitamente newtoniano (a força é diretamente proporcional à taxa de deformação). Sendo assim, conforme há um aumento da força, menor é a viscoelasticidade do muco brônquico (MACHADO; ORLANDI, 2008).

A oscilação oral de alta frequência, ou simplesmente OAAF, é um procedimento de desobstrução baseado em altas frequências que, basicamente, desloca a excreção e melhora o funcionamento das vias aéreas. Isso ocorre devido a sensibilidade que o muco apresenta para as altas velocidades. Quando essa alta frequência é exercida sobre esse material, a sua viscosidade é reduzida (MACHADO; ORLANDI, 2008).

Esse método é baseado na geração de fluxos expiratórios com pressão positiva oscilatória controlada e interrupções do débito ventilatório de frequência regulável. Dentro desse contexto, oscilação trata-se do deslocamento vibratório rápido de pequenos volumes de ar para frente e para trás na árvore traqueobrônquica, composta pela Traqueia, Brônquios, Bronquíolos, Ductos Alveolares e Alvéolos Pulmonares, que pode ser visualizada na Figura 1 (MACHADO; ORLANDI, 2008).

Figura 1 – Brônquio, árvore brônquica e pulmões

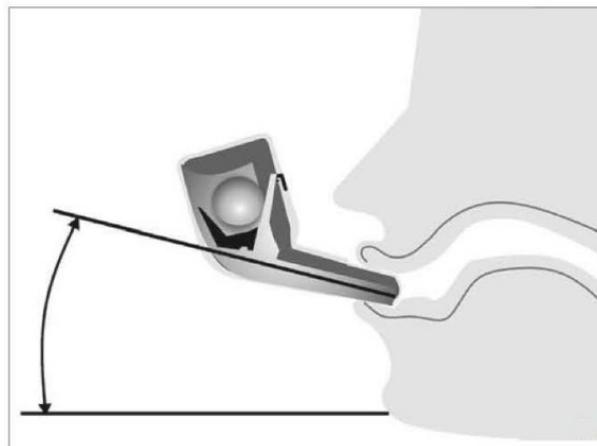


Fonte: adaptado de (INSTITUTE, s.d.).

Na faixa de frequência entre 12 Hz a 25 Hz, essas oscilações atuam como "muco-lítico" físico, ou seja, elas têm a capacidade de tornar a secreção menos viscosa e mais fluida, visto que operam na frequência de deformação da substância. Vale ressaltar que essa faixa de frequência, para esse caso, é considerada de altas oscilações (MACHADO; ORLANDI, 2008).

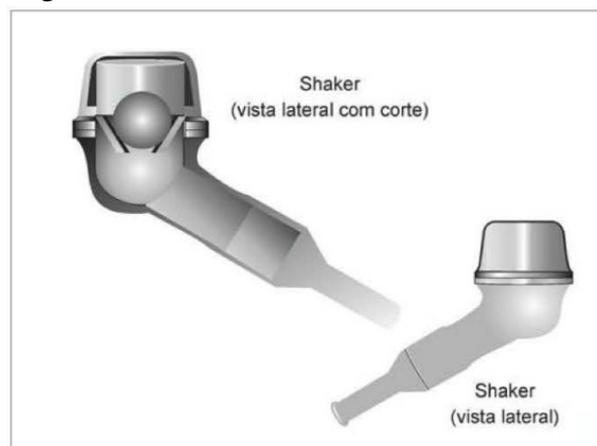
O Flutter<sup>®</sup> VRP1, o Shaker<sup>®</sup> e a Acapella<sup>®</sup> são dispositivos portáteis que utilizam essa metodologia para o tratamento de pacientes com as patologias pulmonares em questão. O Flutter<sup>®</sup> VRP1 (Figura 2) e o Shaker<sup>®</sup> (Figura 3) possuem características físicas e o princípio de funcionamento bem similares tal que, respectivamente, apresentam o formato de um cachimbo e produzem a Pressão Expiratória Positiva (PEP) e a vibração (oscilação) por meio da oposição ao fluxo promovidas por uma esfera metálica que sofre influência da força da gravidade (DUARTE *et al.*, 2007; VOLSKO *et al.*, 2003; SARMENTO, 2016).

Figura 2 – Flutter<sup>®</sup> VRP1 (inclinação ideal)



Fonte: adaptado de (MACHADO; ORLANDI, 2008).

Figura 3 – Shaker<sup>®</sup>

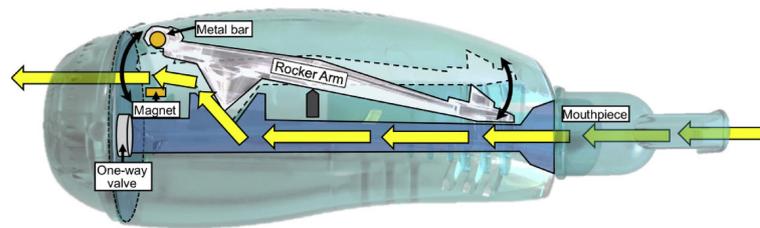


Fonte: adaptado de (MACHADO; ORLANDI, 2008).

Por conta do princípio de funcionamento desses aparelhos, afim de promover uma adequada utilização do equipamento, o paciente necessita mantê-lo paralelo ao chão, demandando que o enfermo esteja em uma posição específica enquanto realiza o procedimento (SARMENTO, 2016).

O Acapella<sup>®</sup> (Figura 4), patenteado pela DHD Healthcare, assim como os modelos anteriores, une as técnicas de oscilação de alta frequência e PEP utilizando uma espécie de alavanca, ou haste, contrapesada (*Rocker Arm*) e um ímã acoplado na base (*Magnet*) (VOLSKO *et al.*, 2003). Logo, por não necessitar da força da gravidade na sua operação, ele permite que o paciente possa utilizá-lo em qualquer posição (SARMENTO, 2016).

Figura 4 – Acapella<sup>®</sup> modelo Choice

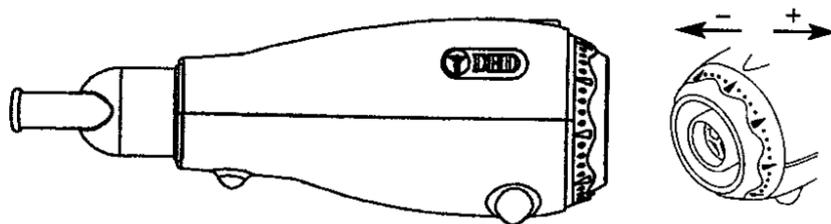


Fonte: adaptado de (SACCENTE-KENNEDY *et al.*, 2020).

Como pode ser observado na Figura 4, são geradas oscilações conforme o ar expelido circula pela região onde há um objeto no formato de um cone que está conectado ao conjunto da alavanca através de um plugue.

Ademais, o Acapella<sup>®</sup> possibilita regular (Figura 5) a frequência, pressão e amplitude média por meio de um mecanismo existente na parte de trás do instrumento, capaz de modificar a distância entre o ímã e o plugue existente na haste (VOLSKO *et al.*, 2003).

Figura 5 – O nível de pressão expiratória positiva (PEP) do Acapella<sup>®</sup> pode ser ajustado por meio de um mecanismo atrás dispositivo



Fonte: adaptado de (VOLSKO *et al.*, 2003).

Existem quatro modelos comerciais do Acapella<sup>®</sup>: o Acapella<sup>®</sup> DH, Acapella<sup>®</sup> DM, o Acapella<sup>®</sup> Choice e o Acapella<sup>®</sup> Duet (Figura 6). Os dois primeiros são recomendados para pacientes aptos de manter um fluxo expiratório, respectivamente, igual ou superior a 15 L/min e inferior a 15 L/min. Por outro lado, os dois últimos são recomendados para pacientes capazes de manter um fluxo igual ou superior a 10 L/min. O modelo DM, geralmente, é recomendado para crianças e idosos, enquanto o DH possui um uso geral. Ademais, o Acapella<sup>®</sup> Duet, além de ser

utilizado para a terapia PEP oscilatória, apresenta uma porta exclusiva para o acoplamento de nebulizadores (Figura 7).

Figura 6 – Modelos comerciais do Acapella®



Fonte: adaptado de (VOLSKO *et al.*, 2003).

Figura 7 – Acapella® Duet



Fonte: (SMITHS MEDICAL, 2015).

O Acapella® Choice possui características físicas semelhantes aos modelos Acapella® DH e Acapella® DM, contudo ele se destaca por ser desmontado em diferentes partes (Figura 8), permitindo que o usuário consiga limpá-lo e esterelizá-lo.

## 2.2 Problemas encontrados na análise da eficácia do tratamento utilizando dispositivos OAAF

É possível otimizar a expectoração se a frequência de oscilação aplicada estiver dentro da faixa de movimento ciliar dos brônquios ou da frequência de ressonância do sistema respiratório (SANTOS *et al.*, 2013). Segundo Patterson *et al.* (2007), a frequência do movimento ciliar corresponde a  $\sim 13$  Hz. Já Cegla e Retzow (1993) descreveram que a faixa de ressonância do sistema pulmão-tórax (vias respiratórias, tecido pulmonar e tórax) varia em torno de 12 Hz a 15 Hz. Por outro lado, Harris (1988) revela que a frequência natural do sistema boca-tórax varia entre 5 Hz e 11 Hz. Vale ressaltar, porém, que alguns fatores como, por exemplo, a postura do

Figura 8 – O Acapella® Choice pode ser desmontado em quatro peças



Fonte: adaptado de (SMITHS MEDICAL, 2015).

paciente influenciam diretamente no valor dessa frequência (LIMA *et al.*, 2005). Nota-se, então, que a literatura não possui uma descrição clara a respeito disso. Desse modo, devido ao fato do trabalho realizado por Mueller *et al.* (2014) incluir o modelo Acapella® Choice e apresentar concordância com as circunstâncias citadas anteriormente, foi definido que a faixa de frequência para a elaboração do trabalho em questão seria de 11 Hz a 15 Hz.

Todavia, uma adversidade encontrada na área da fisioterapia respiratória consiste na dificuldade em compreender os efeitos sobre o sistema respiratório provocados pelos equipamentos de terapia PEP oscilatória de modo prático e acessível durante o tratamento de pacientes (*in vivo*). Além do fato de que a maioria dos estudos consultados foram realizados em laboratório, devido à natureza mecânica dos equipamentos, grande parte dos profissionais é incapaz de verificar se o tratamento está sendo aplicado de maneira eficiente aos seus pacientes.

Logo, a ausência de um *feedback* visual rápido para ambos os indivíduos, profissional e paciente, abre margem para o fisioterapeuta assumir que o dispositivo não está oscilando na frequência desejada e, conseqüentemente, que a terapia não está surtindo efeito. Baseado, então, no trabalho de SILVA *et al.* (2019), foi desenvolvido um frequencímetro digital utilizando o microcontrolador da série ESP32 com a finalidade de capturar informações a respeito da frequência em que o paciente está soprando durante a utilização do aparelho Acapella® Choice e exibí-las

digitalmente ao fisioterapeuta, permitindo que ele possa orientar o paciente a soprar de maneira a produzir uma oscilação com frequência que esteja dentro da faixa onde há uma otimização da expectoração, conseqüentemente, tornando o tratamento mais eficiente. O Acapella® Choice foi escolhido para o projeto, pois ele permite a desmontagem da estrutura externa e, assim, é possível ter acesso às peças internas de modo prático.

### 3 SENSORIAMENTO E TRATAMENTO DOS SINAIS OSCILATÓRIOS DO APARELHO DE FISIOTERAPIA RESPIRATÓRIA

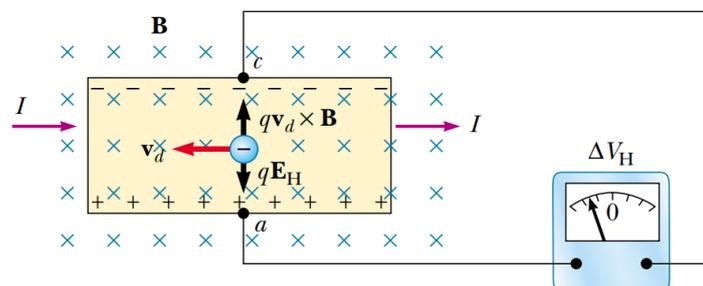
A priori, uma importante decisão a ser tomada foi de que modo os sopros seriam adquiridos e que, indispensavelmente, eles deveriam ser convertidos para sinais elétricos para que, desse modo, fosse possível manipulá-los nas etapas seguintes. Logo, a alternativa encontrada foi a utilização um sensor baseado no Efeito Hall, cuja principal característica é a capacidade de perceber a variação de um campo magnético e converter isso em pulsos elétricos.

Como a proposta do projeto é trabalhar com dados digitais e discretos no domínio da frequência, fez-se necessário a aplicação de algumas técnicas para alterar as características desses sinais afim de que eles estivessem adequados para a conversão de analógico para digital. Sendo assim, desenvolveu-se um circuito analógico com filtros ativos, que, diferente do modelo utilizado em trabalhos anteriores, foi projetado em uma Placa de Circuito Impresso (PCI). Ademais, algumas implementações foram aplicadas ao modelo desenvolvido para o trabalho em questão.

#### 3.1 Sensor de Efeito Hall e aquisição do sopro

O Efeito Hall (Figura 9) trata-se da geração de uma diferença de potencial em um condutor ou semicondutor elétrico, em que há elétrons em movimento, a partir da influência de um campo magnético externo.

Figura 9 – Esquemático de funcionamento do Efeito Hall



Fonte: (HALLIDAY ROBERT RESNICK, 2007).

A descoberta feita por Edwin H. Hall através de vários experimentos realizados mostra, basicamente, que ao efetuar uma diferença de potencial a um material, por exemplo, semicondutor de maneira que possa fluir corrente ( $I$ ) pelo mesmo e, simultaneamente, ele for submetido a um campo magnético ( $B$ ), os elétrons que percorrem o material tendem a se desviar

da trajetória comum e acumulam-se em uma das faces laterais (ponto **c**) e, conseqüentemente, as cargas positivas não compensadas aglomeram-se na face lateral oposta (ponto **a**).

Logo, a separação dessas cargas gera um campo elétrico e ele está associado uma diferença de potencial ( $\Delta V_H$ ) conhecida como *diferença de potencial de Hall* (HALLIDAY ROBERT RESNICK, 2007).

Tendo ciência de que o movimento da haste interna presente no aparelho Acapella<sup>®</sup> Choice era provocado pela passagem de ar através do dispositivo quando o paciente realiza a ação de soprar, a abordagem adotada para a captura desse comportamento decorreu da implantação de um ímã magnético na haste e, acoplado à parte fixa do equipamento próximo à região do ímã de maneira perpendicular, um sensor de Efeito Hall para adquirir essas oscilações e convertê-las em sinais elétricos, cujas características são mais adequadas para os procedimentos que se sucedem. O esquemático implementado pode ser visualizado na Figura 10.

Figura 10 – Esquemático de montagem do ímã e do sensor de Efeito Hall

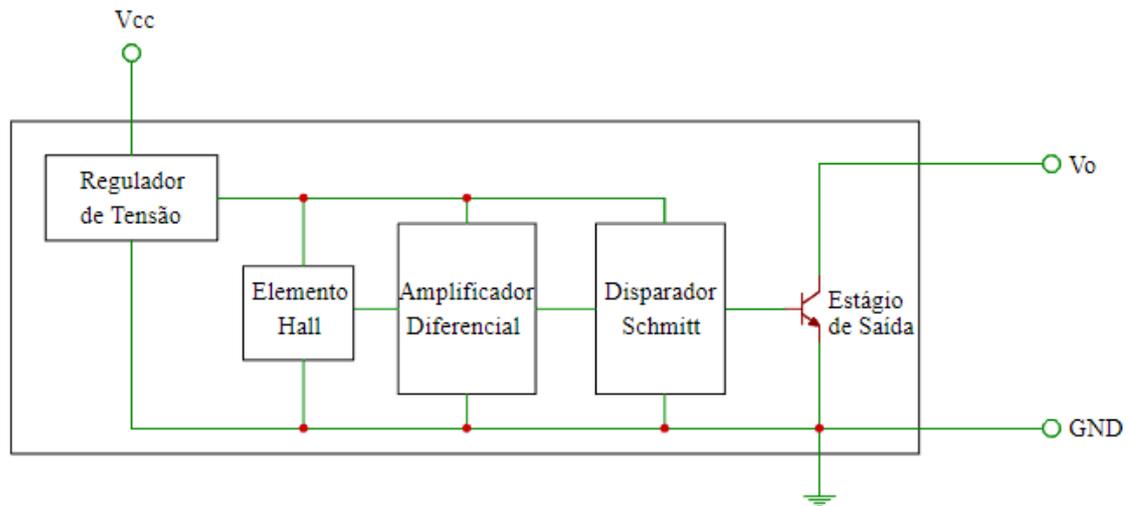


Fonte: o autor.

Desse modo, foi utilizado metade de um ímã de ferrite em formato anel para ser acoplado à haste. Seu Pólo Sul foi posicionado perpendicularmente ao sensor. Por outro lado, o sensor selecionado foi o modelo AH3503, desenvolvido pela empresa Nanjing AH Electronic Science & Technology Co., Ltd. Trata-se de um sensor analógico do tipo linear, ou seja, há uma região de operação onde os valores retornados na saída do dispositivo variam linearmente

conforme a detecção do campo magnético feita pelo *Elemento Hall*. Essa unidade faz parte do conjunto de blocos que constituem a configuração interna do sensor (Figura 11). Vale destacar também os seguintes blocos: *Regulador de Tensão* e *Amplificador Diferencial*.

Figura 11 – Diagrama de blocos dos componentes internos do sensor de Efeito Hall linear AH3503



Fonte: adaptado de (NANJING AH ELECTRONIC SCIENCE & TECHNOLOGY CO., LTD., 2017).

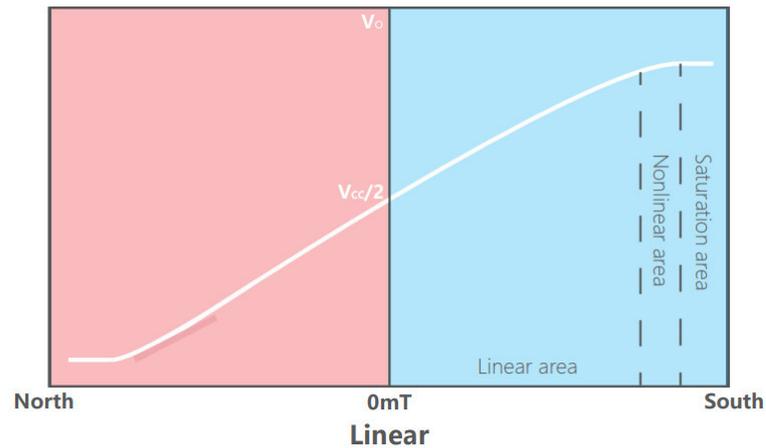
O módulo *Regulador de Tensão* é nada mais do que um circuito que tem a finalidade de transformar uma tensão contínua de alimentação para uma tensão contínua de valor menor e regular a saída (HART, 2011). No diagrama, é possível identificar que ele determina a tensão de alimentação do sensor. Segundo a folha de descrição do componente, os valores mínimo e máximo dessa tensão correspondem, respectivamente, a 4 V e 6 V. Sendo assim, se a saída for visualizada em um plano cartesiano onde, no eixo das abcissas (ou eixo x), tem-se a unidade de tempo e, no eixo das ordenadas (ou eixo y), tem-se os níveis de tensão na saída do sensor, é esperado que haja um deslocamento positivo no eixo y. A esse deslocamento dá-se o nome de *offset*.

Já o bloco *Amplificador Diferencial* trata-se de um componente que aumenta a diferença entre dois sinais de entrada, mas descarta quaisquer sinais comuns à essas entradas (ALEXANDER, 2013). Logo, ele promove uma amplificação na saída do sensor Hall. A implementação desse bloco é importante pois o valor da diferença de potencial do elemento Hall é pequeno e, geralmente, inviável para trabalhar com outros dispositivos.

No datasheet, o fabricante informa também que o sensor opera com dois pólos e que o campo magnético deve ser perpendicular ao seu ponto de detecção localizada na parte frontal do componente (região onde fica prescrito a referência do modelo). Se o Pólo Norte é

colocado perpendicular a esse ponto, a saída tende a diminuir e assumir valores negativos. Em contrapartida, se o Pólo Sul é colocado perpendicularmente, a tensão de saída aumenta e assume valores positivos (Figura 12).

Figura 12 – Valor da saída ( $V_o$ ) em função da densidade de fluxo magnético ( $B$ ) quando o Pólo Sul está perpendicular ao ponto de detecção



Fonte: (NANJING AH ELECTRONIC SCIENCE & TECHNOLOGY CO., LTD., 2017).

Para o desenvolvimento do protótipo, adotou-se uma tensão de alimentação de, aproximadamente, 5 V. Na prática, como pode ser observado na Figura 13, ao analisar a saída via osciloscópio, o sinal apresentou, respectivamente, os seguintes parâmetros para as tensões mínima, de offset e máxima: 3,24 V, 3,40 V e 3,60 V.

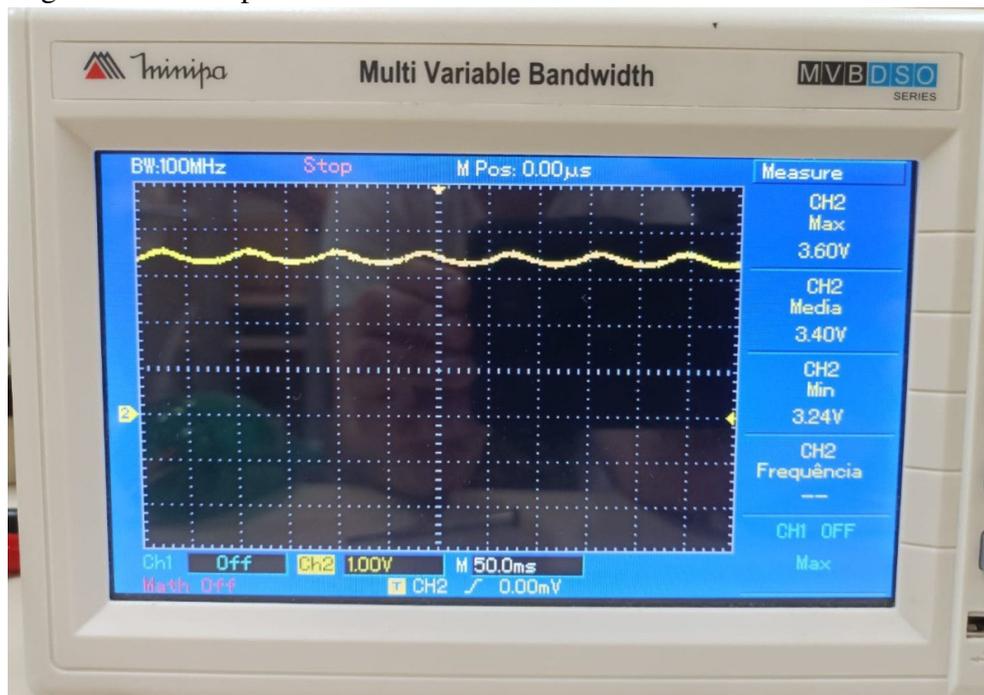
## 3.2 Tratamento dos sinais analógicos e conversão analógica para digital

### 3.2.1 Discretização e digitalização de um sinal analógico contínuo

Um sinal analógico é um conjunto de dados capaz de assumir quaisquer valores em uma faixa contínua no eixo  $y$ . Em compensação, um sinal que admite uma quantidade finita de valores nesse eixo é denominado digital. Ademais, é importante ressaltar que um sinal ser contínuo ou discreto no tempo (eixo  $x$ ) significa dizer que, respectivamente, ele possuirá um valor em qualquer ponto desse eixo ou apresentará apenas em determinadas posições (LATHI, 2006).

No estudo de digitalização de modelos, sabe-se que é de extrema importância se ater a algumas características do sinal, visto que os mesmos devem estar em concordância com

Figura 13 – Comportamento do sinal de saída do sensor de Efeito Hall



Fonte: o autor.

alguns parâmetros antes do processo de conversão do sinal de analógico para digital de modo a prevenir que ocorram inconvergências que, conseqüentemente, prejudicam a integridade da informação a ser trabalhada.

Um parâmetro de extrema importância nesse processo é a chamada *frequência de amostragem*. Ela consiste na quantidade de vezes em que informações do sinal, ou amostras, foram coletadas por unidade de tempo (LYONS, 2014).

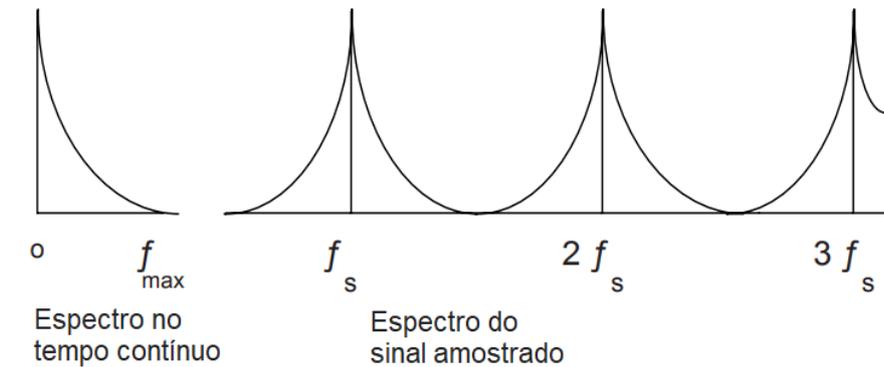
Como mencionado anteriormente, a frequência de amostragem, ou  $f_s$ , é um fator de imensa importância visto que o seu valor determinará a qualidade e a integridade do sinal. Dependendo do valor que essa frequência assume, informações do sinal podem ser perdidas e não é possível reconstruir um sinal com as mesmas características que o original a partir das amostras coletadas. Por outro lado, há situações em que pode ocorrer um excesso desnecessário de dados coletados.

Com um teorema que leva o seu nome, o engenheiro sueco Harry Nyquist (1889-1976) propôs, para evitar que informações necessárias não sejam perdidas, que  $f_s$  deve ser, no mínimo, igual ou superior do que o dobro da maior frequência presente no sinal (Figura 14). Logo,

$$f_s \geq 2f_{max}, \quad (3.1)$$

onde  $f_{max}$  corresponde ao valor da frequência máxima do sinal a ser amostrado.

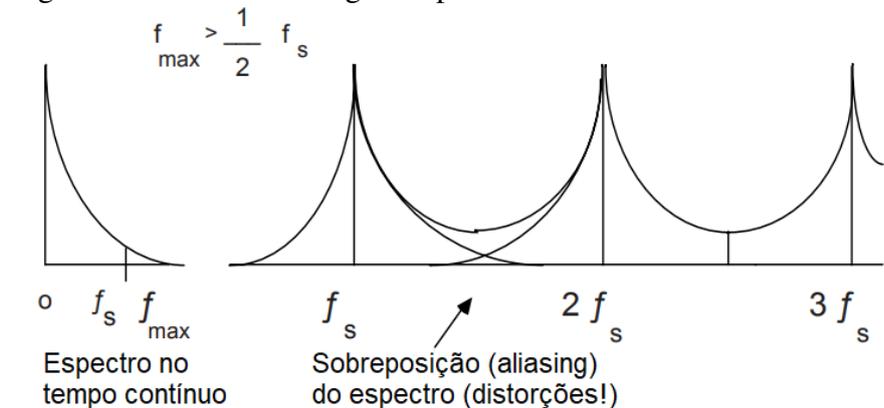
Figura 14 – Espectro de um sinal amostrado a partir do teorema de Nyquist



Fonte: adaptado de Landau (2006).

Contudo, existe um outro fenômeno responsável por provocar distorções no sinal coletado. O chamado *efeito aliasing* (Figura 15), ocorre quando, ao analisar o espectro, é observado uma sobreposição entre duas réplicas do sinal, o que impossibilita a sua recuperação. Para evitar esse problema, utiliza-se um "filtro anti-aliasing" (LANDAU, 2006).

Figura 15 – Efeito aliasing no espectro de um sinal amostrado



Fonte: adaptado de Landau (2006).

Um filtro nada mais é do que é um circuito elaborado para permitir a passagem apenas de sinais com o valor de frequência desejado (ALEXANDER, 2013). No caso do filtro anti-aliasing, deve-se atenuar qualquer sinal que apresentar uma  $f_{\max}$  igual ou superior a  $(1/2)f_s$  (Equação 3.2) (LANDAU, 2006).

Nota-se, então, que ele corresponde a um do tipo *passa-baixas* e o termo  $(1/2)f_s$  é denominado *frequência de corte*. Há três outros tipos: *passa-altas* (permite a passagem das frequência maiores que a frequência de corte e atenua as que estiverem abaixo dela), *passa-faixa* (permite a passagem apenas das frequências que estiverem dentro do intervalo definido) e *rejeita-faixa* (permite a passagem de frequências que estiverem fora de um intervalo

estabelecido) (ALEXANDER, 2013). Ademais, é importante salientar que eles podem ser tanto filtros analógicos quanto digitais.

$$f_{max} \leq \frac{1}{2}f_s \quad (3.2)$$

No que diz respeito ao modo como os circuitos são implementados, existem dois tipos de filtro: o *filtro passivo* e o *filtro ativo*. O primeiro modelo é assim denominado pois seu circuito é constituído apenas por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores). Já o segundo é projetado com elementos ativos (como amplificadores operacionais e transistores). A diferença entre componentes passivos e ativos é que, respectivamente, um recebe energia do circuito e o outro é capaz de fornecer energia. Contudo, como aponta Alexander (2013), os passivos apresentam as seguintes desvantagens:

- Não injetam energia no circuito e possuem ganho unitário;
- alto custo e necessidade de maior espaço para ser implementado;
- baixo desempenho para frequências abaixo da faixa de audiodfrequência (300 Hz <  $f$  < 3,000 Hz).

Sendo assim, os filtros ativos surgem, geralmente, como a melhor alternativa para implementação em circuitos, visto que são mais baratos, menores e permitem promover um ganho ao sinal.

Como citado anteriormente, eles utilizam amplificadores operacionais, ou seja, um amplificador de ganho elevado que apresenta uma baixa impedância de saída e um valor muito alto de impedância de entrada (BOYLESTAD, 2013). Devido a essas características, esses componentes são capazes de promover um ganho ao sinal e permitem ao filtro associar-se à amplificadores que operam como seguidores de tensão, oferecendo isolamento contra efeitos de impedância de fonte e carga (ALEXANDER, 2013).

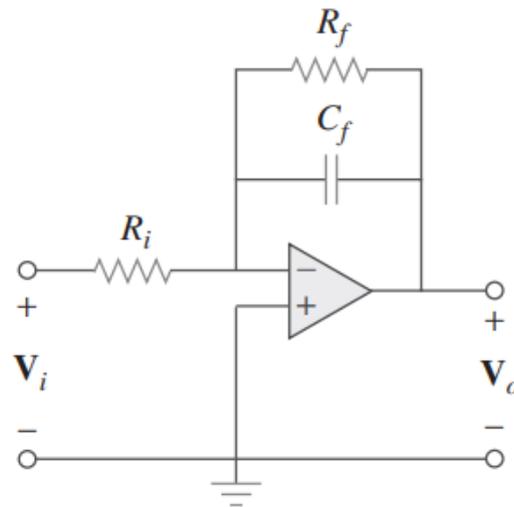
Além do amplificador operacional, o circuito do filtro ativo é composto por resistores e capacitores. Considerando um filtro passa-baixas de primeira ordem (Figura 16), o seu ganho é definido por

$$G = -\frac{R_f}{R_i} \quad (3.3)$$

Já a frequência de corte corresponde a

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (3.4)$$

Figura 16 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem

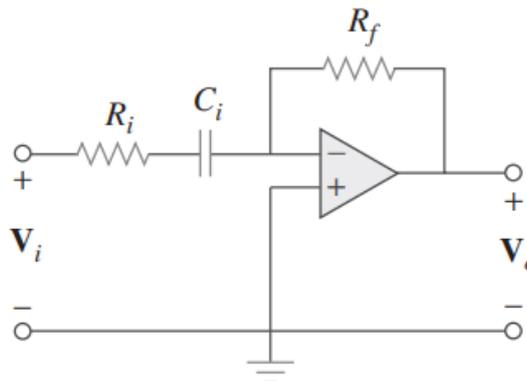


Fonte: (ALEXANDER, 2013).

Assim como o passa-baixas, o filtro passa-altas de primeira ordem (Figura 17) possui um ganho igual ao da Equação 3.3. Por outro lado,  $f_c$  é dada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i}. \quad (3.5)$$

Figura 17 – Filtro passa-altas ativo de primeira ordem



Fonte: (ALEXANDER, 2013).

### 3.2.2 Circuito de condicionamento de sinal

Afim de evitar o efeito aliasing e realizar adequações para coletar o máximo de informações necessárias na conversão AD do sinal, projetou-se um circuito de condicionamento para o sinal de saída do sensor Hall.

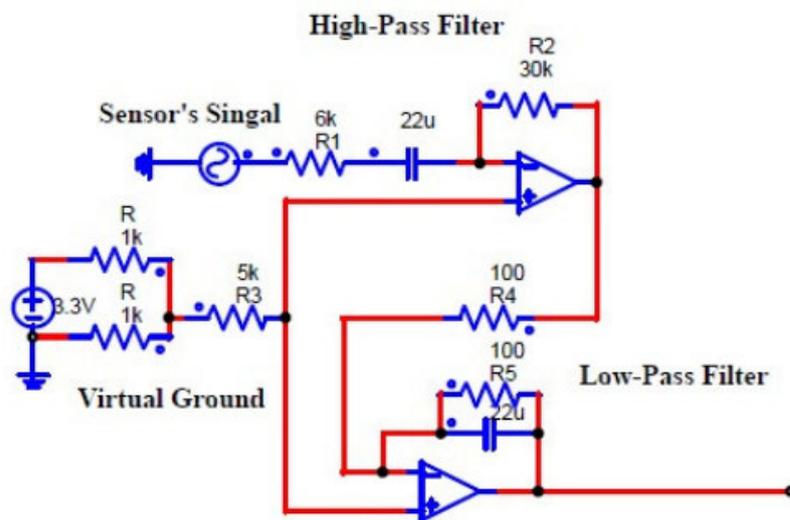
Como foi tratado no Item 2.2, a faixa de frequência definida para o projeto vai de 11

Hz até 15 Hz. Para prevenir que o efeito aliasing ocorra, adotou-se um  $f_c$  correspondente a 50 Hz (não há explicações mais detalhadas em SILVA *et al.* (2019) que indiquem a razão pela qual esse valor foi, especificamente, escolhido além da já mencionada). Já para o filtro passa-altas, adotou-se uma  $f_c$  de 1 Hz, com o intuito de ter o valor de corte uma década abaixo do mínimo desejado.

Ademais, estabeleceu-se um ganho de 5 V/V para esse amplificador. Com isso, adotou-se o valor de 30 K $\Omega$  e de 6 K $\Omega$ , respectivamente, para  $R_f$  e  $R_i$  no filtro passa-altas e de 100  $\Omega$  tanto para  $R_f$  quanto para  $R_i$  no filtro passa-baixas e, desse modo, utilizando as Equações 3.3-3.5, foi calculado o valor dos capacitores: 26  $\mu$ F (passa-altas) e 32  $\mu$ F (passa-baixas). Contudo, devido quantidade limitada de modelos comerciais, foi escolhido o valor de capacitância do modelo comercial mais próximo. Coincidentemente, foi selecionado o de 22  $\mu$ F para ambos os componentes (SILVA *et al.*, 2019).

Com o intuito de reduzir ao máximo as dimensões do circuito, foi implementado, às entradas não-inversoras (+), um circuito divisor de tensão que promoveu um novo valor de offset para o sinal correspondente a 1,25 V (SILVA *et al.*, 2019). A Figura 18 apresenta o esquemático do circuito projetado.

Figura 18 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal



Fonte: (SILVA *et al.*, 2019).

Vale ressaltar que para manter o nível de tensão constante e evitar que perturbações atrapalhem o funcionamento do sistema, foi utilizado um regulador de tensão na parte do circuito divisor de tensão. O modelo do regulador escolhido para o circuito foi o MCP1525 fabricado

pela empresa Microship Technology Incorporated. Ele suporta uma tensão máxima de alimentação contínua de 7,0 V ( $V_i$ ) e fornece uma tensão de saída ( $V_o$ ) na faixa de 2,475 V a 2,525 V.

Assim como o regulador de tensão, o circuito integrado selecionado para a implementação dos amplificadores operacionais na montagem do circuito, foi desenvolvido pela Microship e corresponde ao modelo MCP6002. Ele aguenta uma tensão  $V_i$  máxima de 7,0 V e apresenta dois amplificadores operacionais para uso.

### 3.2.2.1 Implementações no circuito de condicionamento de sinal

Apesar de ter sido proposto em SILVA *et al.* (2019) a produção de um PCI utilizando componentes *Surface Mounted Device* (SMD), nenhum outro trabalho seguinte realizou essa importante implementação. Isso porque o circuito estava montado em uma protoboard e, por vezes, o mau contato e os ruídos comprometiam, completamente, a integridade do sinal.

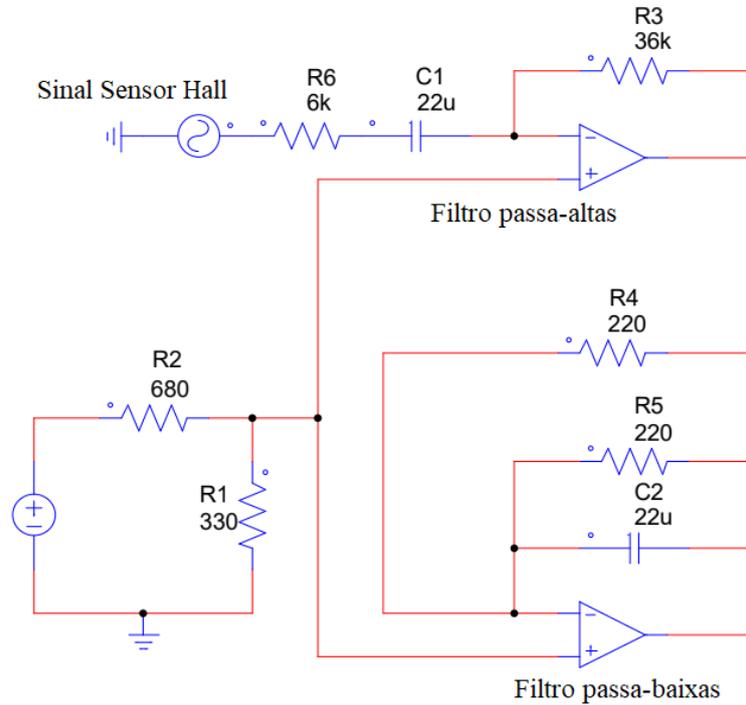
Desse modo, projetou-se uma PCI, utilizando o método de transferência térmica manual, para prevenir tais problemas. Ademais, algumas modificações foram feitas nos componentes do circuito:

- O resistor R2 de 30 K $\Omega$  (Figura 18) foi substituído por um de 36 K $\Omega$ , tornando o ganho igual 6 V/V;
- o resistor R3 (Figura 18) foi removido;
- os valores dos resistores do circuito divisor de tensão da Figura 18 foram alterados para 680  $\Omega$  e 330  $\Omega$ , logo, é aplicada, na entrada não-inversora do amplificador operacional, uma tensão contínua de 0,81683 V;
- para manter as características anteriores e diminuir a frequência de corte para 30 Hz, os resistores de 100  $\Omega$  (Figura 18) foram substituídos por resistores de 220  $\Omega$  (valor comercial mais próximo do valor desejado, visto que o ideal seria, aproximadamente, 241,1  $\Omega$  para a obter frequência definida). Com o resistor de 220  $\Omega$ , a frequência de corte do filtro passa-baixas mudou para, aproximadamente, 32,9 Hz.

O esquemático do circuito atual pode ser visualizado na Figura 19. Na prática (Figura 20), foram obtidos os seguintes valores, respectivamente, para as tensões mínima, de offset e máxima na saída do circuito: 260 mV, 780 mV e 1,46 V. O software usado, para o desenvolvimento tanto do novo esquemático quanto para a PCI, foi o EasyEDA<sup>®</sup>.

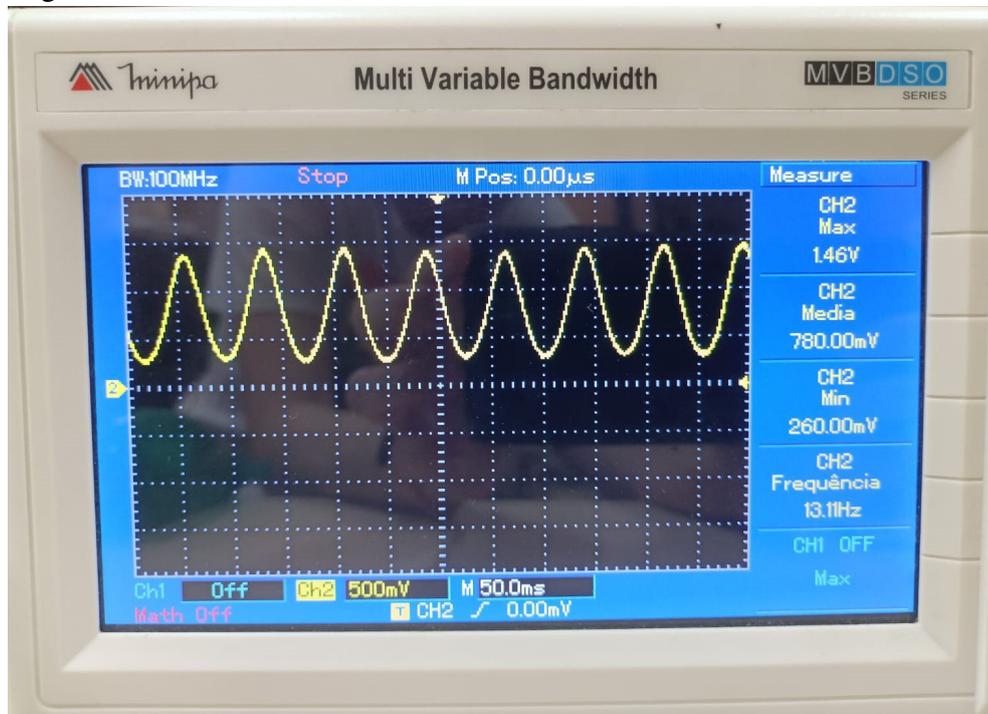
O circuito prático montado é exibido na Figura 21.

Figura 19 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal com implementações



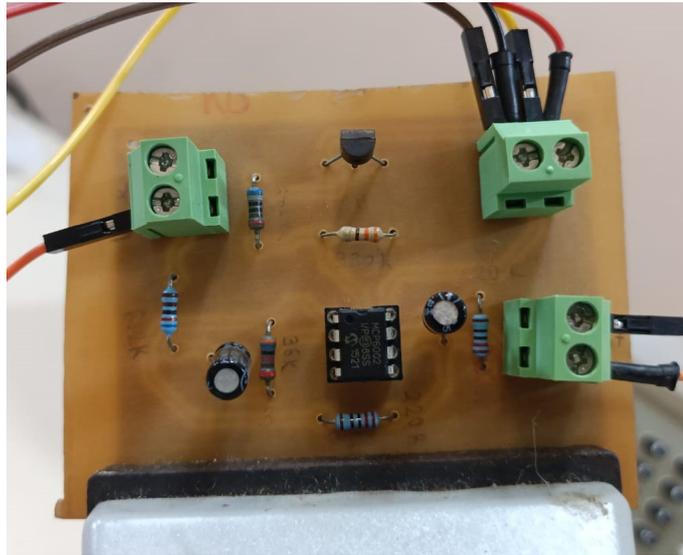
Fonte: o autor.

Figura 20 – Sinal de saída do circuito de condicionamento



Fonte: o autor.

Figura 21 – Circuito de condicionamento de sinal

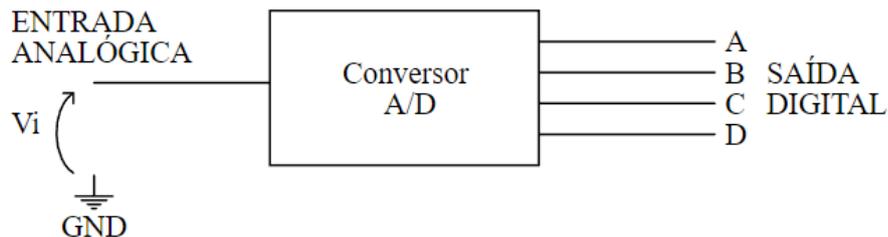


Fonte: o autor.

### 3.2.3 Conversor analógico-digital

Um conversor analógico-digital (ADC) nada mais é do que um circuito projetado para realizar a mudança de dados analógicos para digitais (Figura 22) (CAPUANO, 2001). O processo de conversão é resultante, basicamente, da implementação de duas etapas: *Amostragem* e *Quantização* (LANDAU, 2006).

Figura 22 – Diagrama de funcionamento de um ADC



Fonte: adaptado de Capuano (2001).

Na Amostragem, ocorre a coleta de partes do sinal, ou seja, de informações a respeito dele. O parâmetro mais importante nessa fase é a já mencionada  $f_s$ . Isso porque, no projeto de um conversor, é necessário a implementação de um contador (ou clock) responsável por gerar um trem de pulsos que, a cada transição, habilita o restante do circuito para realizar as operações necessárias de conversão. A transição de funcionamento escolhida pode ser do tipo positiva (quando o clock muda do nível lógico 0 para 1) ou negativa (quando ele muda do nível lógico 1 para 0). Entretanto, para que o conversor opere corretamente,  $T = 1/f_s$  não pode ser menor do

que o tempo de conversão de uma única amostra (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011).

Por outro lado, na Quantização, é feita a codificação desses elementos, ou melhor, os valores coletados são representados por uma sequência de números binários. A precisão da transformação feita no estágio de quantização é determinada tanto pela faixa de amplitude da entrada analógica do conversor em que ele opera de modo linear (por isso, é importante condicionar o sinal de modo que permita seu máximo aproveitamento dentro dessa faixa) quanto pela sua *resolução*.

A resolução define o menor valor que o módulo é capaz de converter dentro desse intervalo de operação. Ela depende do número de bits da unidade (na Figura 22, essa quantidade é representada pelas letras ABCD). Como o dado é convertido para o sistema binário, o número de possibilidades é da ordem de  $2^n$ , onde  $n$  corresponde ao número de bits (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011). Por exemplo, para um conversor de 10 bits que opera numa faixa de 3 V, tem-se que a resolução é, aproximadamente,

$$\frac{3 \text{ V}}{2^{10} - 1} = 2,93 \text{ mV.} \quad (3.6)$$

É importante salientar que, comumente, o termo resolução é utilizado para indicar número de bits do dispositivo. Nota-se que, independente da quantidade de bits, sempre ocorrerá o chamado **erro de quantização**. Esse erro refere-se a diferença entre o valor analógico e o número digital associado a ele. Por outro lado, é possível reduzir esse erro ao aumentar a quantidade de bits do conversor. Entretanto, se há o aumento do número de bits, maior será o tempo necessário para a conversão das informações. A imprecisão do conversor pode ser resultado, também, de irregularidades dos próprios componentes usados para a construção do circuito (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011).

## 4 PROCESSAMENTO DOS SINAIS

Para fazer a análise da informação desejada, é necessário aplicar a *Transformada Discreta de Fourier* TDF, para que os dados sejam analisados sob o ponto de vista da frequência e não mais do tempo. Entretanto, o cálculo numérico da transformada exige um grande esforço computacional, o que pode inviabilizar a sua implementação e utilização. Felizmente, foi desenvolvido um algoritmo que reduz consideravelmente a quantidade de operações, o que tornou a TDF acessível. Esse algoritmo é denominado *Fast Fourier Transform* FFT.

### 4.0.1 Transformada Discreta de Fourier

A *série trigonométrica de Fourier* trata-se da representação de um sinal periódico  $f(t)$ , com período  $T_0$ , por meio do somatório de infinitas senóides de frequência  $\omega_0$ , onde  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , e suas harmônicas. A representação matemática da série de Fourier de um sinal periódico  $f(t)$  é

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sen n\omega_0 t), \quad (4.1)$$

onde  $\omega_0$  é denominada de *frequência fundamental* (LATHI, 2006). Ademais, os coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$ , de  $f(t)$ , sendo real ou complexo, podem ser determinados, respectivamente, por

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) dt, \quad (4.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \cos n\omega_0 t dt \text{ e} \quad (4.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \sen n\omega_0 t dt. \quad (4.4)$$

Vale lembrar que a função  $f(t)$  é ímpar quando representada somente por termos em senos. Caso contrário, ela é uma função par (representada somente por cossenos). Essa característica é definida como *simetria*. Por outro lado, a função pode, também, ser representada na forma exponencial, visto que é possível representar, de forma exponencial, senos e cossenos (LATHI, 2006). Desse modo,

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (4.5)$$

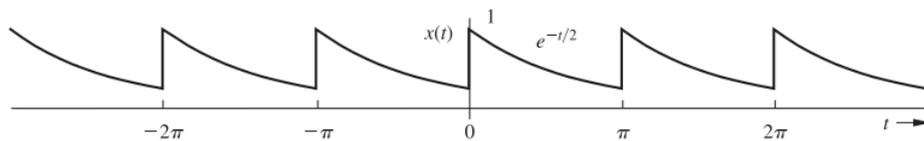
na qual,

$$D_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (4.6)$$

Nota-se que as Equações 4.5 e 4.6 apresentam formas bem mais compactas se comparadas com as equações utilizando funções trigonométricas. Logo, torna-se mais pertinente utilizar elas ao invés das Equações 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4.

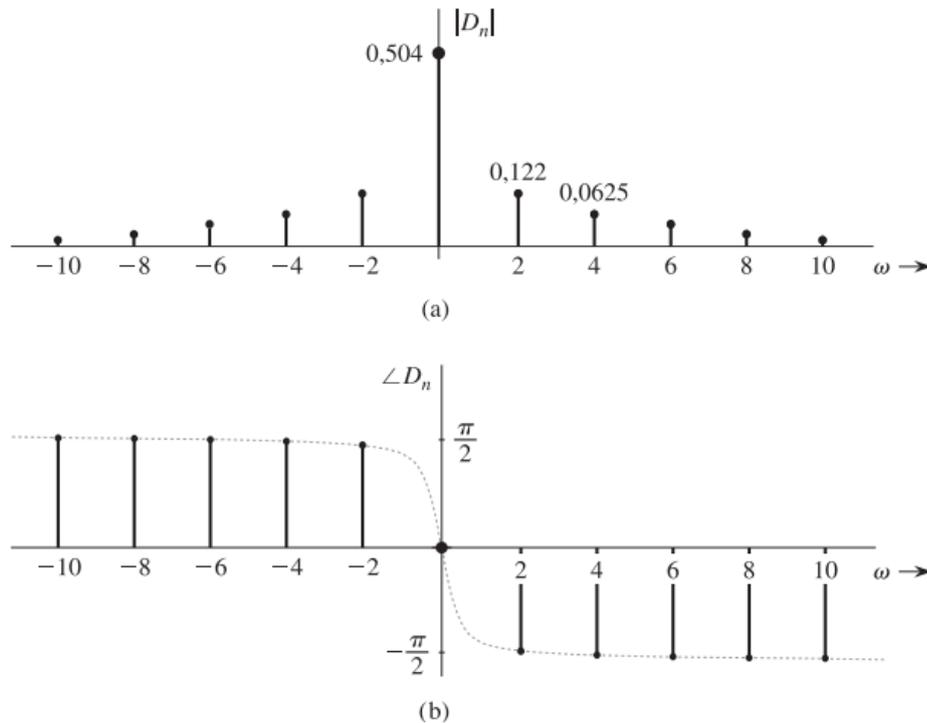
O espectro de frequência de um sinal nada mais é do que a apresentação de  $f(t)$  no domínio da frequência. Por exemplo, considerando que um sinal  $x(t)$  apresenta as características observadas na Figura 23, seu espectro exponencial de Fourier será corresponde ao da Figura 24.

Figura 23 – Sinal  $x(t)$  periódico



Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

Figura 24 – Espectro exponencial de Fourier de  $x(t)$



Fonte: (LATHI, 2006).

É importante salientar que a presença de um espectro para valores negativos de  $\omega_0$  é apenas um indicativo de que a componente  $e^{-jn\omega_0 t}$  está inclusa na série, visto que uma senóide

de frequência  $n\omega_0$  pode ser representada em termos dos pares  $e^{-jn\omega_0 t}$  e  $e^{+jn\omega_0 t}$  (LATHI, 2006).

No caso de sinais contínuos não periódicos, é possível representá-los, também, pelo somatório de infinitas exponenciais. Desse modo, para um sinal  $f(t)$  contínua não-periódica, tem-se que

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (4.7)$$

de modo que

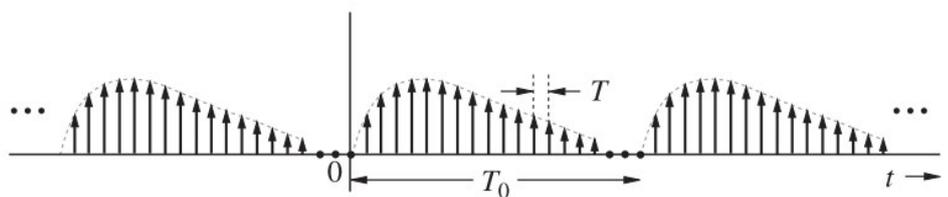
$$D_n = \frac{1}{T_0} F(n\omega_0). \quad (4.8)$$

Contudo, ao se trabalhar com sistemas digitais, muitas vezes, o sinal precisa passar pelo processo de discretização. Felizmente, a série de Fourier pode ser aplicada, também, para o sinal discretizado e digitalizado.

Quando se realiza a operação de conversão do sinal analógico para digital e, em seguida, deseja-se analisar o espectro de frequência dele, nota-se que existem duas etapas de amostragem: uma para a discretização e digitalização do sinal e a outra para o cálculo da transformada de Fourier.

Na primeira,  $T$  corresponde ao tempo em que devem ser coletadas amostras do sinal (como foi apresentado no Item 3.2.1). Por outro lado, na segunda,  $T_0$  refere-se ao período em que o sinal amostrado deverá ser repetido, ou seja, à janela de tempo total em que informações serão adquiridas do sinal amostrado para o cálculo da transformada (Figura 25).

Figura 25 – Sinal amostrado no domínio do tempo



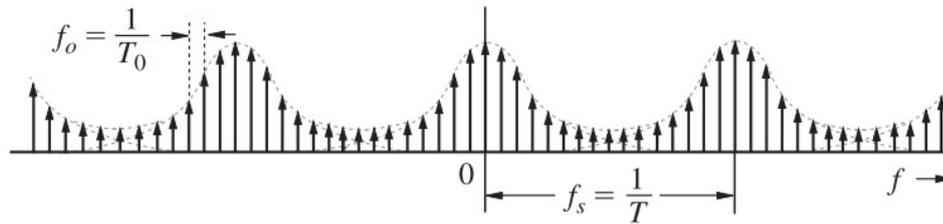
Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

Conforme o teorema de amostragem espectral aponta, essa ação resulta na amostragem do espectro a um valor de  $T_0$  amostras/Hz, isso significa que, entre as amostras, há uma separação por  $f_0 = 1/T_0$  (Figura 26).

De acordo com o que é observado nas Figuras 25 e 26, tem-se que

$$N_0 = \frac{T_0}{T} = \frac{f_s}{f_0}. \quad (4.9)$$

Figura 26 – Espectro de Fourier do sinal amostrado



Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

As transformadas Discretas de Fourier direta ( $F_r$ ) e inversa ( $f_n$ ) são definidas, respectivamente, por

$$F_r = \sum_{n=0}^{N_0-1} x_n e^{-jr\Omega_0 n} \quad (4.10)$$

$$f_n = \frac{1}{N_0} \sum_{r=0}^{N_0-1} X_r e^{jr\Omega_0 n}, \quad (4.11)$$

tal que

$$\Omega_0 = \omega_0 T = \frac{2\pi}{N_0}. \quad (4.12)$$

Entretanto, é importante salientar que tais definições desconsideram o efeito aliasing. O efeito aliasing, apesar da solução de "filtro anti-aliasing" proposta no Item 3.2.1, nunca pode ser anulado. Isso se deve ao fato de que se a função  $f(t)$  é limitada em tempo, consequentemente, o espectro  $F(\omega)$  não é restrito em faixa. Em contrapartida, se o espectro  $F(\omega)$  de um sinal é delimitado em faixa, ele não seria restrito no tempo, o que provocaria um aliasing no domínio do tempo. Logo, a imprecisão das amostras precisariam ser desconsideradas. Desse modo, independente do método utilizado para a determinação numérica da TDF, direta ou inversa, será possível apenas reduzir o erro (LATHI, 2006).

Devido aos cálculos computacionais, o sinal  $f(t)$  tem de ser limitado no tempo, porém, ao realizar a truncagem dos dados, há o surgimento de dois fenômenos: espalhamento espectral e vazamento.

No espalhamento, o espectro do sinal se difunde pelo total da largura de faixa do outro sinal com o qual ele realiza a convolução. No caso do vazamento, o espectro  $F(\omega)$  do sinal acaba se espalhando na faixa na qual ele deveria ser zero, consequentemente, ele provoca o efeito aliasing. Contudo, se um é reduzido, o outro é afetado, visto que, para reduzir o vazamento, uma janela amortecida pode ser usada no processo de truncagem do sinal. Entretanto, isso aumenta o

espalhamento, que pode ser reduzido aumentando  $T_0$  (logo, adquirindo mais dados), o que reduz  $f_0$ , provocando o aumento da *resolução em frequência* ou *resolução espectral*. Em face disso, é preciso selecionar uma janela suave de largura suficiente (LATHI, 2006).

Por outro lado, dependendo da distância entre as amostras, pode ocorrer o chamado *efeito de cerca de postes*. Nele, alguns comportamentos do sinal podem passar despercidos devido a esse intervalo de tempo em que não houve coleta de amostras. Isso provoca um ilusório retrato da realidade. Esses resultados incorretos podem ser prevenidos usando uma quantidade de amostras  $N_0$  suficientemente grande, o que resulta no aumento da resolução (LATHI, 2006).

Sendo assim, nota-se que é preciso, a priori, definir os valores adequados para  $N_0$  e  $T$  ou  $T_0$ . Para o desenvolvimento do trabalho em questão, foi definido  $N_0$  igual a 256 amostras. É importante salientar que, devido a questões computacionais (que serão compreendidas mais adiante), essa grandeza fica limitada a valores da ordem  $2^n$ .

Como tratado no Item 2.2, já que a frequência de operação desejada é de no máximo 15 Hz e, adotando uma margem de segurança, determinou-se que  $f_{max}$ , em um primeiro instante, seria correspondente a 30 Hz (lembrando que a frequência de corte do filtro passa-baixas corresponde a 32,9 Hz). Entretanto, ela influencia diretamente no valor de  $T_0$  que, como mencionado antes, corresponde a janela de tempo em que há a coleta de informações do sinal amostrado para o cálculo da TDF, e, conforme análises feitas mais adiante, observou-se que um sopro tem uma duração média de seis segundos, logo,  $T_0 < 6$  s.

Além disso, há a questão da resolução espectral, determinada por  $f_0$ , que não pode ser pequena ao ponto de perder informações. Por outro lado, devido às especificações do hardware do microcontrolador utilizado,  $T$  não pode ser suficientemente pequeno ao ponto de interferir no funcionamento adequado do dispositivo. Desse modo, determinou-se que  $f_{max}$  seria 128 Hz. Logo, utilizando a Equação 3.1, tem-se

$$f_s \geq 256 \text{ Hz.} \quad (4.13)$$

Com isso, foi utilizado  $f_s$  correspondente a 256 Hz e, assim,

$$T = \frac{1}{f_s} = 3,90625 \text{ ms.} \quad (4.14)$$

Consequentemente, utilizando a Equação 4.9,  $f_0$  foi correspondente a

$$f_0 = \frac{f_s}{N_0} = \frac{256}{256} = 1 \text{ Hz,} \quad (4.15)$$

tal que

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = 1 \text{ s}, \quad (4.16)$$

#### 4.0.1.1 Transformada Rápida de Fourier

O cálculo numérico da TDF exige uma série de operações matemáticas de somas e multiplicações complexas. Esses cálculos, dependendo da quantidade de amostras  $N_0$ , podem exigir muito tempo para serem realizados, limitando até que alguns computadores possam fazer essa operação.

Em face disso, Cooley e Tukey desenvolveram, em 1965, um algoritmo capaz de reduzir radicalmente essa quantidade de cálculos, permitindo que a transformada de Fourier se tornasse realizável para o processamento digital de sinais. A *Fast Fourier Transform*, ou FFT, diminui o número de operações da ordem de  $N_0^2$  para  $N_0 \log N_0$  (LATHI, 2006).

Isso foi possível graças a linearidade apresentada pela TDF, que permitiu que a transformada de Fourier de um sinal pudesse ser calculada como a soma de transformadas de Fourier de partes do sinal com duração menor. Por exemplo, considerando que um sinal apresenta  $N_0 = 4$  amostras, é possível dividir essa sequência em sequências menores de tamanho 2. Logo, para realizar o cálculo da TDF de cada um dos segmentos, são necessárias 4 multiplicações e 2 adições, visto que a TDF de um sinal com  $N_0$  amostras exige  $N_0^2$  multiplicações complexas e  $N_0(N_0 - 1)$  somas complexas.

Caso contrário, seria preciso realizar 16 multiplicações e 12 adições. Os valores da FFT são os mesmos aos obtidos pela TDF. Ademais, o algoritmo pode ser simplificado ainda mais se  $N_0$  for uma potência de 2 (LATHI, 2006).

## 5 TESTES EXPERIMENTAIS PRELIMINARES

Antes de escolher o sistema embarcado, no caso o microcontrolador ESP32, que seria utilizado para o trabalho e de realizar as implementações e montagem na PCI do circuito de condicionamento do sinal (ou seja, ainda estava na protoboard), foram realizados alguns testes e análises a respeito do comportamento do sinal gerado a partir de um ensaio com o Acapella<sup>®</sup> Choice.

Inicialmente, para realizar a aquisição dos dados, utilizou-se o software MATLAB<sup>®</sup>, desenvolvido pela MathWorks Inc. Ele conta com uma ferramenta chamada Simulink<sup>®</sup> que consiste em um ambiente virtual desenvolvido para adquirir dados de plantas, projetar e simular modelos de controladores, por exemplo, a partir da montagem do diagrama de blocos do sistema, sem a necessidade de escrever qualquer código.

Para conseguir enviar as informações da saída do circuito para o Simulink<sup>®</sup>, foi utilizado o dispositivo de aquisição de dados de baixo custo NI USB-6001 (Figura 27), desenvolvido pela National Instruments, que possui entradas analógicas com resolução de 14 bits e um driver que permite a integração com a ferramenta escolhida. Ademais, ele possui uma frequência de amostragem máxima em torno de 20.000 *amostras/s* para suas entradas analógicas (NATIONAL INSTRUMENTS, 2014).

Figura 27 – NI USB-6001

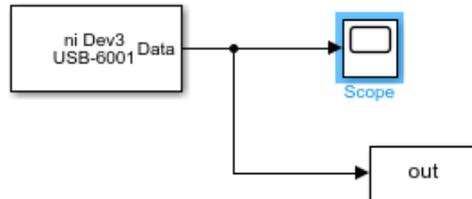


Fonte: (INSTRUMENTS, 2022).

No diagrama de blocos montado para a aquisição de dados tem-se o bloco, mais à esquerda da Figura 28, do NI USB-6001, além do bloco **out** que salva e envia os dados para o ambiente de trabalho do MATLAB<sup>®</sup>. É importante salientar que algumas configurações foram realizadas nesse bloco, dentre elas está o tempo em que os dados deviam ser salvos (consequentemente, a frequência de amostragem do sinal) e que foi definido para 0,008 s. Por

outro lado, o bloco **scope** permite que os dados possam ser visualizados graficamente no domínio do tempo.

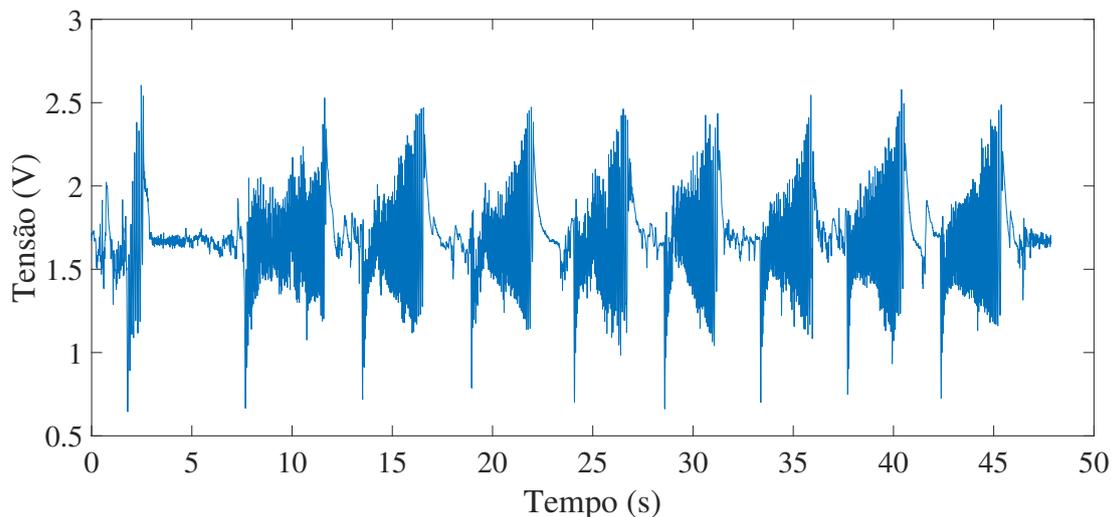
Figura 28 – Diagrama de blocos do sistema de aquisição



Fonte: o autor.

Com o amparo de alguns profissionais da área da fisioterapia, foram realizados ensaios com alguns voluntários. No total, foram 4 voluntários e cada um deles realizou 4 séries de 8 sopros. Por conta da presença de ruídos e mau contato (resultado das condições de montagem do circuito de condicionamento), alguns ensaios tiveram a sua qualidade comprometida como mostra a Figura 29.

Figura 29 – Série 2 do voluntário 1

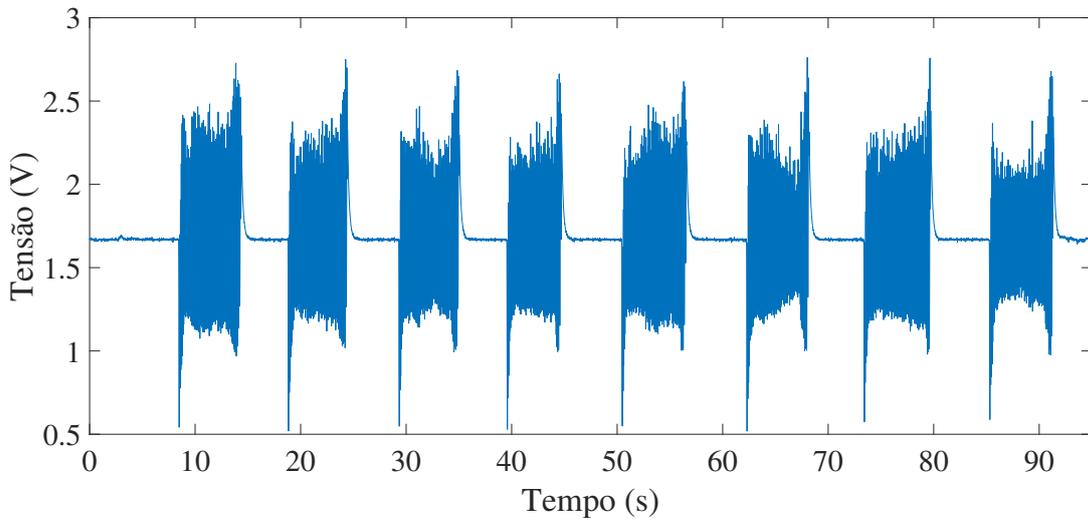


Fonte: o autor.

Por outro lado, a aquisição de alguns outros ensaios ocorreram da maneira desejada e puderam ser utilizados como objeto de estudo. A Figura 30 representa uma dessas aquisições. O Anexo A possui todos os ensaios realizados.

A priori, foi possível notar que o sopro dos voluntários apresentava, em média, 6 s

Figura 30 – Série 1 do voluntário 2

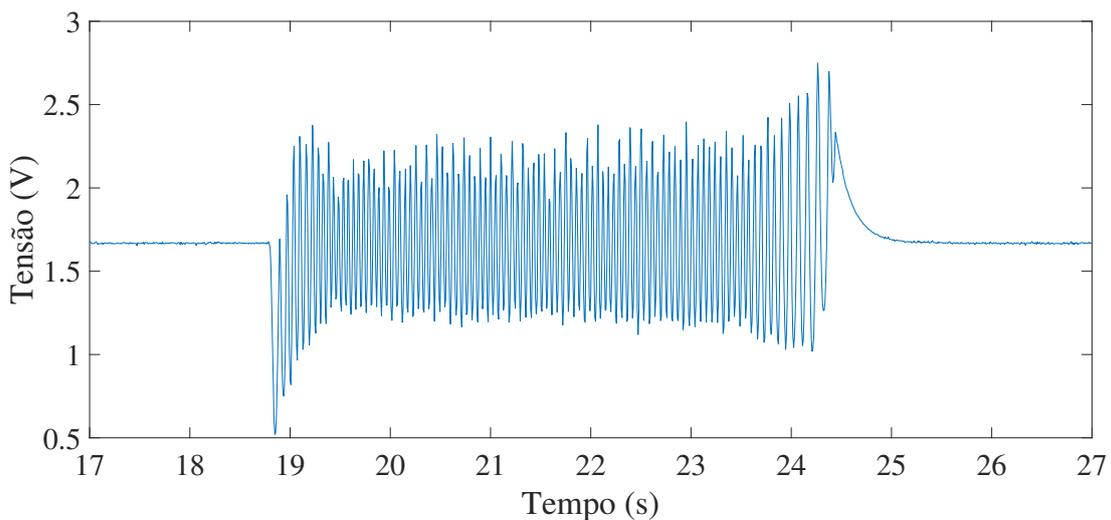


Fonte: o autor.

de duração. Além disso, percebeu-se que havia certa influência dos capacitores dos filtros no comportamento do sinal. No início de um sopro, as oscilações decaem e crescem até manterem seu valor médio fixo em torno do nível constante que o sinal apresenta (condição visível quando não há sopro). Essa conduta remete ao tempo transitório do capacitor, no qual ele "carrega".

Assim como, ao fim do sinal, ele atinge seus maiores valores e não retorna imediatamente ao nível de offset, similar ao que ocorre quando o capacitor "descarrega". A Figura 31 traz uma imagem ampliada de um dos sopros da série da Figura 30 para mostrar tais comportamentos.

Figura 31 – Sopro 2 da Série 1 do voluntário 2



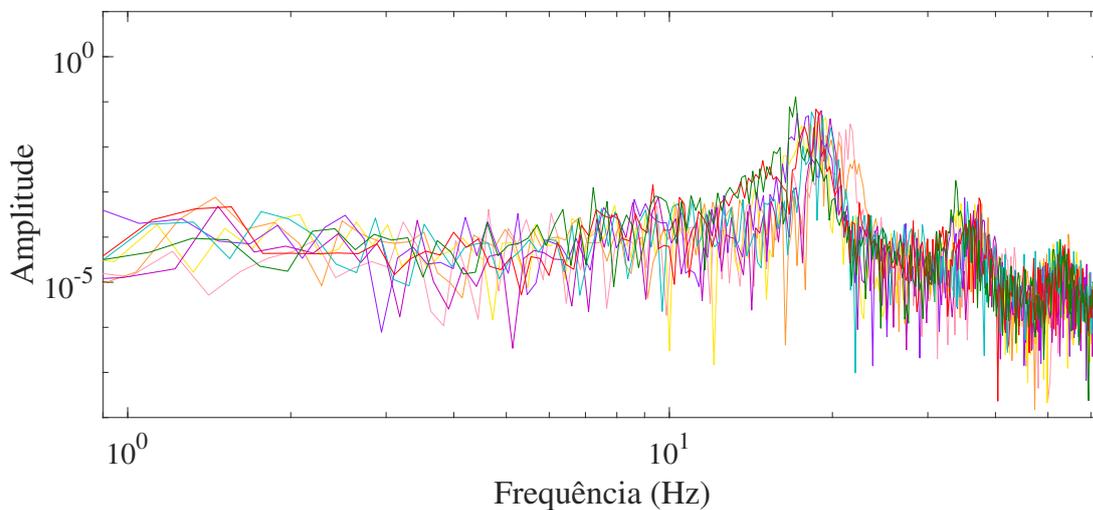
Fonte: o autor.

Desse modo, definiu-se que essas partes (inicial e final) seriam descartadas no momento de extrair informações do sinal para o cálculo da FFT. Ademais, a janela de aquisição

desses dados para o cálculo da transformada não deveria ultrapassar 6 s (o que já foi considerado nos dimensionamentos realizados no Item 4.0.1).

Além disso, utilizando o ambiente do MATLAB<sup>®</sup>, foi possível exibir e analisar o espectro dos sinais adquiridos (Figura 32), permitindo, assim, validar os conhecimentos teóricos apresentados a respeito dos valores de frequência dos sopros. À primeira vista, utilizar o MATLAB<sup>®</sup> para ser uma solução para implementar a FFT ao sistema e, assim, obter os resultados no domínio da frequência, porém o intuito do projeto é desenvolver um equipamento portátil, logo, seria inviável integrá-lo ao protótipo desenvolvido.

Figura 32 – Espectro dos sopros da Série 1 do voluntário 2



Fonte: o autor.

## 6 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA EMBARCADO

Para realizar a implementação da FFT e, assim, conseguir analisar as informações no domínio da frequência, foi selecionado um microcontrolador da série ESP32, especificamente, o modelo ESP32 DEVKIT V1 - DOIT. Dentre as vantagens de utilizá-lo estão a portabilidade, seu ultra baixo consumo de energia, baixo custo, a variedade de funcionalidades e entre outras. Ademais, a linguagem utilizada para programação é C/C++, além de possuir integração com o *Integrated Development Environment* (IDE) da plataforma Arduino®.

### 6.0.1 Especificações

ESP32 (Figura 33) trata-se de uma série de microcontroladores, ou *Microcontroller Unit* (MCU), de baixo custo e baixo consumo de energia. Desenvolvido pela empresa Espressif Systems e fabricado pela TSMC através do seu processo de 40 nm, é um dispositivo que possui, também, como uma das suas principais características a presença dos módulos Wi-Fi e Bluetooth, o que permite que ele seja utilizado até para aplicações em *Internet of Things* (IoT).

Figura 33 – Microcontrolador ESP32



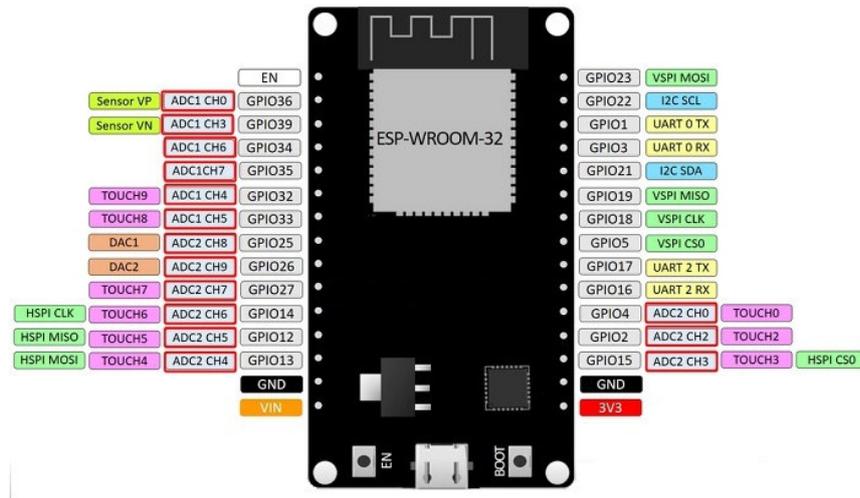
Fonte: adaptado de (SYSTEMS, 2020).

A série apresenta um microprocessador Tensilica Xtensa® dual-core (ou single-core) de 32 bits LX6, operando em 160 MHz ou 240 MHz. Além disso, possui uma memória SRAM de 520 KB e Flash de 4 MB.

Já em relação a interface dos seus periféricos, dentre as principais características estão que há modelos que possuem até 18 canais analógicos com ADCs de aproximações sucessiva, ou *Successive-approximation-register* (SAR) ADCs com até 12 bits de resolução e que realizam a leitura de níveis de tensão variados dentro da faixa de 0 V a 3,3 V, além de possuir 2 barramentos do tipo *Inter-Integrated Circuit* (I2C) e 34 *General Purpose Input/Output* (GPIO)s programáveis.

O modelo da série selecionado para o trabalho foi ESP32 DEVKIT V1 - DOIT. Ele apresenta as mesmas características citadas anteriormente, exceto que, aos invés de 18 canais, ele apresenta somente 15 canais (Figura 34) e, conseqüentemente, 30 GPIOs. Vale ressaltar que seu microprocessador é o Xtensa® Dual-Core de 32 bits LX6, com um clock máximo de 240 MHz.

Figura 34 – Pinagem do ESP32 DEVKIT V1 - DOIT



Fonte: adaptado de (SYSTEMS, 2019).

Além do que foi mencionado, os módulos ADCs do dispositivo possuem uma taxa de frequência de amostragem elevada. Quando o controlador *Real Time Clock* (RTC) é usado, por exemplo, tem-se uma taxa de 200 Kbps. Ademais, é importante mencionar que ele permite calibrar os ADCs de acordo com a necessidade do projetista. Por exemplo, ao configurar o valor da atenuação na entrada do canal (pino), é determinada uma faixa de tensão adequada para uso, respectivamente, para o ADC1 e ADC2 (Tabelas 1 e 2). Para este trabalho, definiu-se uma atenuação na entrada de 11 dB no ADC1, conseqüentemente, uma faixa de operação de 150 mV até 2450 mV.

### 6.0.2 Implementação do código

O ESP32 (a partir de agora a sigla será utilizada para se referir ao modelo e não à série) é compatível com variadas plataformas de desenvolvimento e linguagens de programação, tornando-o ainda mais acessível.

Para a elaboração do trabalho em questão, a plataforma de desenvolvimento escolhida foi a Arduino® IDE, desenvolvida pela empresa Arduino. Esse software de código aberto possui uma estrutura bem intuitiva e de fácil compreensão, facilitando a elaboração de códigos e o

Tabela 1 – Faixa de tensão sugerida de acordo com a atenuação e o modelo - ADC1

SoC	Atenuação (dB)	Intervalo Sugerido (mV)
ESP32	0	100 ~ 950
	2,5	100 ~ 1250
	6	150 ~ 1750
	11	150 ~ 2450
ESP32-S2	0	0 ~ 750
	2,5	0 ~ 1050
	6	0 ~ 1300
	11	0 ~ 2500

Fonte: o autor.

Tabela 2 – Faixa de tensão sugerida de acordo com a atenuação e o modelo - ADC2

SoC	Atenuação (dB)	Intervalo Sugerido (mV)
ESP32	0	100 ~ 950
	2,5	100 ~ 1250
	6	150 ~ 1750
	11	150 ~ 2450
ESP32-S2	0	0 ~ 750
	2,5	0 ~ 1050
	6	0 ~ 1300
	11	0 ~ 2500

Fonte: o autor.

carregamento deles para a placa utilizada. Ademais, o código principal foi desenvolvido na linguagem de programação C, utilizando bibliotecas, predominantemente, escritas na linguagem C++. Vale ressaltar que, para conseguir carregar o código para a placa ESP32, é preciso instalar o driver da placa na plataforma Arduino® IDE.

Buscando a simplificação do código, foi empregada uma biblioteca para a implementação da FFT denominada arduinoFFT. Como ela não faz parte do pacote padrão do software, é preciso instalá-la. A vantagem é que, além de realizar o cálculo numérico da FFT, ela possui outras operações, dentre as quais, estão a remoção do nível contínuo do sinal, variadas opções para janelamento e realiza o cálculo da magnitude através dos coeficientes complexos resultantes da FFT.

Como, ao fim do cálculo da transformada, é desejável visualizar o valor em frequência onde ocorreu o maior valor em magnitude, foi selecionado um Display OLED de 0,96 polegadas (Figura 35) com as cores azul e amarelo. Ele possui uma tensão de operação na faixa de 2,2 V até 5 V, e seus pixels são controlados de modo individual via I2C com o chip controlador SSD1306. Assim como a FFT, foi instalada uma biblioteca, para simplificar a programação do

componente.

Figura 35 – Display OLED 0,96 polegadas I2C Azul Amarelo

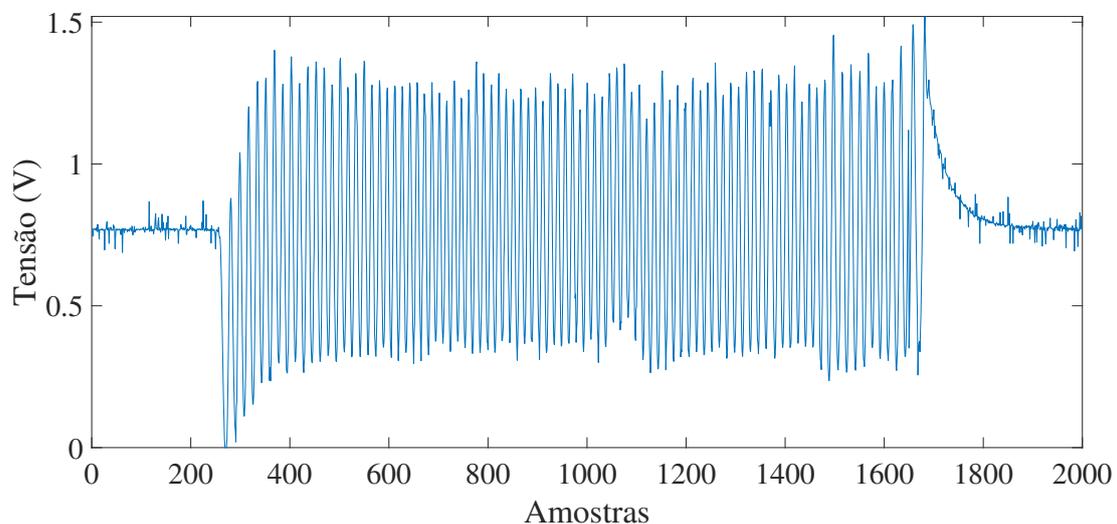


Fonte: (GUSE, 2022).

A priori, para fins de verificação da qualidade da aquisição de dados, utilizou-se uma ferramenta da IDE para coletar os dados numéricos adquiridos no tempo de amostragem definido. A Figura 36 mostra a forma de onda do sinal amostrado. É importante salientar que, independente da abordagem utilizada para a aquisição de dados, há certa imprecisão por parte da conversão AD. Porém, ela não interfere de maneira significativa na informação adquirida e, com isso, pode ser relevada.

Ademais, vale ressaltar que a ferramenta utilizada para exibir os valores amostrados provocava certa perda na qualidade dos dados conforme mais vezes ela fosse solicitada durante a execução do código. Isso se deve ao fato dela utilizar a lógica de comunicação serial para enviar informações (o que exige certo tempo) e que, dependendo da quantidade de requisições, impacta negativamente na integridade da informação, visto que provoca perda de dados.

Figura 36 – Forma de onda do sinal amostrado na plataforma Arduino IDE



Fonte: o autor.

O código desenvolvido pode ser dividido em etapas, as quais estão representadas no fluxograma da Figura 37. Inicialmente, há a definição dos parâmetros utilizados (bloco *Definição dos parâmetros*), dentre os quais estão  $N_0$ ,  $f_s$ ,  $T$  e  $f_0$  (já dimensionados no Item 4.0.1). O bloco *Loop principal* é utilizado para que o código possa rodar constantemente, permitindo que as operações de processamento do sinal não sejam realizadas uma única vez.

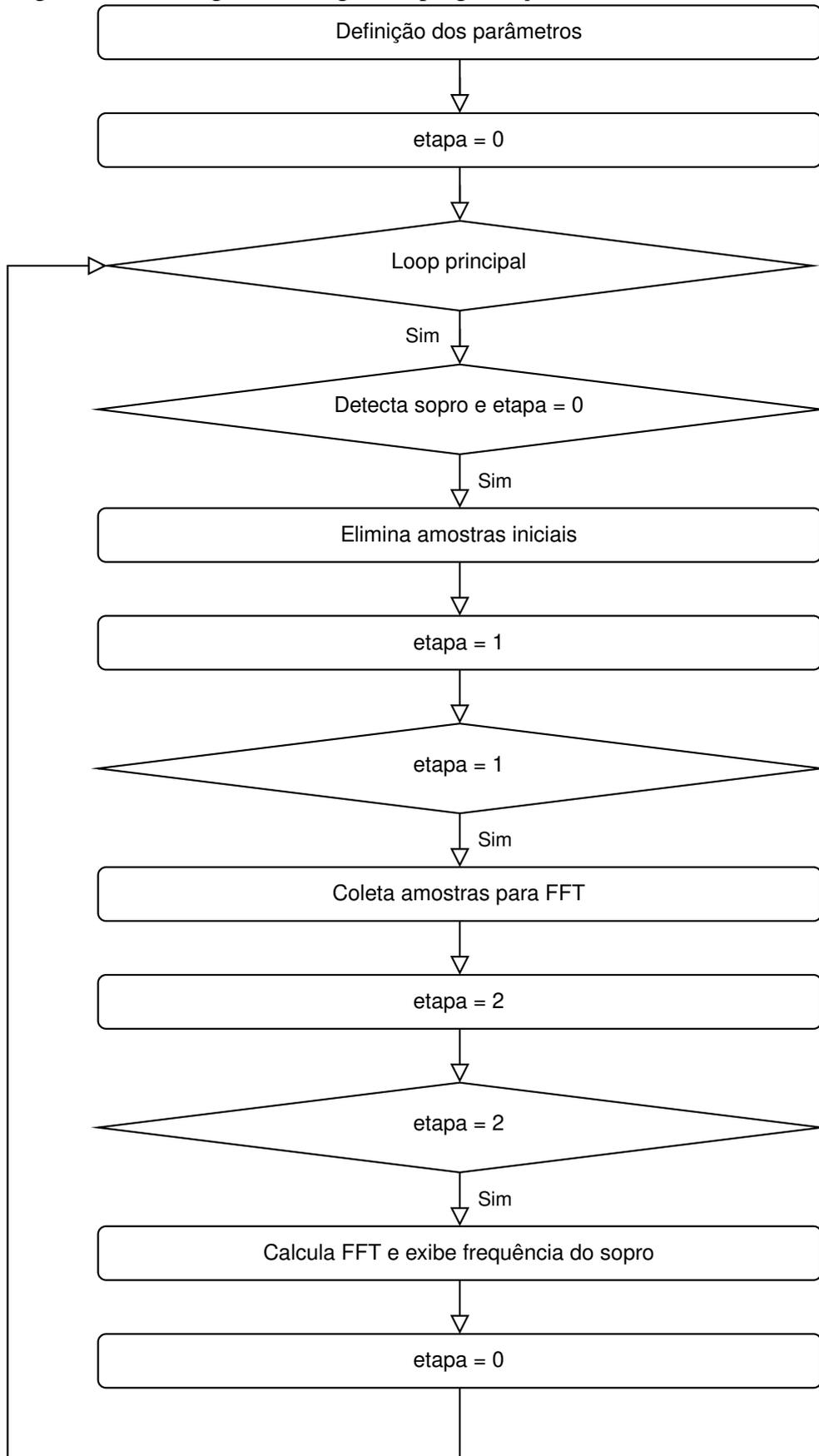
A partir da análise feita no sinal da Figura 36, notou-se que o nível constante do sinal permanecia em torno de 0,8 V. Ademais, coincidentemente, o início do sopro era a região onde o sinal apresentava os valores mais baixos de amplitude. Logo, a partir dessas análises, foi definido que no momento em que a leitura do canal analógico atingia um valor correspondente a 0,3 V, informações importantes estavam sendo enviadas e o processo de aquisição deveria ser iniciado (bloco *Detecta sopro*).

Entretanto, como mencionado no Item 5, é desejável eliminar tanto as amostras iniciais quanto finais do sinal devido a influência dos filtros do circuito de condicionamento nessas partes. Sendo assim, através de análises feitas a partir dos testes (como o que foi feito para obter o gráfico da Figura 36), determinou-se que o primeiro segundo de aquisição deveria ser descartado. Isso corresponde a um total de 256 amostras, logo,  $N_0$  foi utilizado na iteração para eliminar o intervalo indesejado (bloco *Elimina amostras iniciais*). É importante salientar que o código proposto não pretende realizar a análise do sinal em tempo real, visto que fez-se uma avaliação de um sopro completo e, a partir dela, definiu-se alguns dos parâmetros para o desenvolvimento do código.

É importante ressaltar que uma variável de controle foi adicionada (*etapa*), como forma garantir que o código realizasse os procedimentos na ordem desejada. Sem falar que, em cada uma delas, foi adicionada uma estrutura de repetição para garantir que os procedimentos ocorressem dentro do tempo definido e que, após a etapa de aquisição das amostras para o cálculo da FFT, foram implementados laços de repetição com duração suficiente para garantir que o código retornasse para o procedimento inicial quando o paciente já não estivesse expirando mais no aparelho.

No bloco *Coleta amostras para FFT*, finalmente, a aquisição de dados para o cálculo numérico da FFT de fato foi realizada. No intervalo de 1 s, como esperado, foram coletadas 256 amostras. É importante salientar que, nesse momento, não apenas 1, mas 2 vetores armazenam informações: um com valores reais e outro com valores imaginários. Contudo, como o sinal é composto apenas por valores reais, o vetor de números imaginários é preenchido com zero.

Figura 37 – Fluxograma da lógica de programação desenvolvida



Fonte: o autor.

Na etapa posterior (bloco *Calcula FFT e exibe frequência do sopro*), respectivamente, foi removido o nível constante do sinal, calculou-se a FFT e transformou-se os valores complexos em valores de magnitude. Apesar de todos esses procedimentos serem realizáveis via implementação de código, utilizou-se as funções da biblioteca FFT definida para o trabalho.

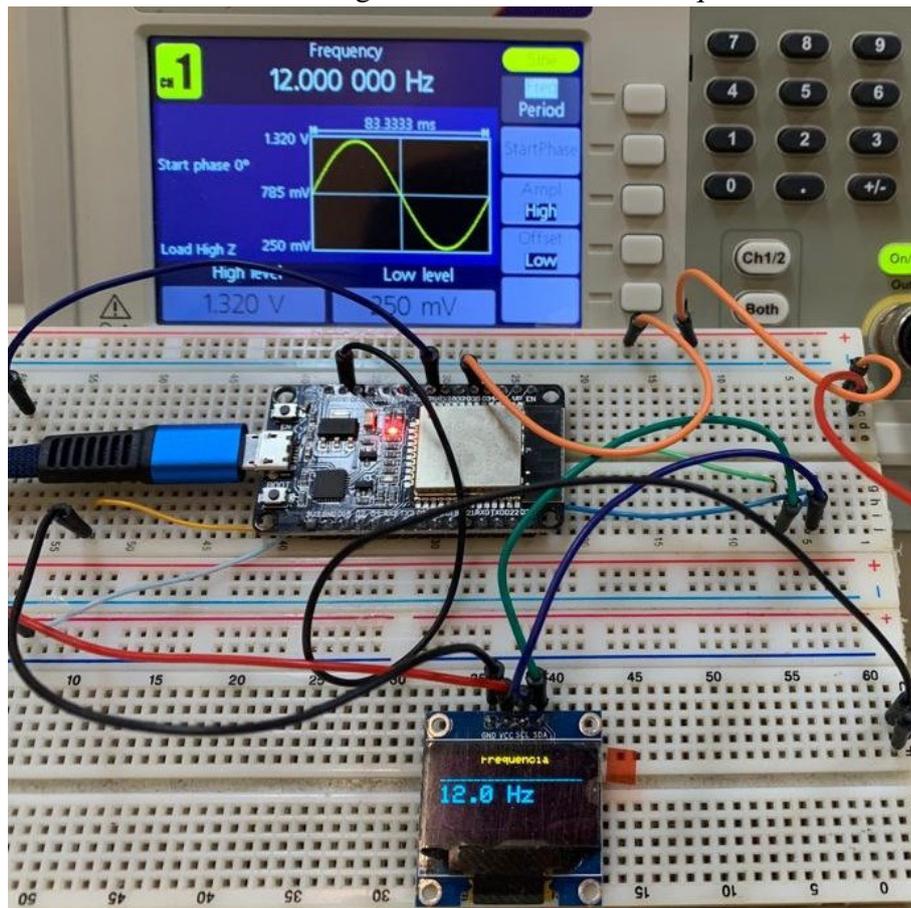
Além disso, nessa mesma etapa, foi desenvolvida uma lógica para encontrar a frequência com maior valor em magnitude. Como o  $f_s$  selecionado foi 256 Hz, aplicando o teorema de Nyquist, a faixa essencial de frequência vai até 128 Hz. Ademais, a análise da magnitude pertencente à frequência inicial (0 Hz) foi descartada, visto que ela corresponde ao nível constante do sinal. Depois da informação desejada ser encontrada, ela é exibida via display.

## 7 RESULTADOS

Dentro desse contexto, foram realizados diversos testes como forma de validação do projeto desenvolvido. Esses teste foram divididos em duas etapas. Na primeira, buscou-se a validação do código desenvolvido utilizando valores de frequências válidos dentro da faixa delimitada. Já na segunda, acoplou-se os outros blocos pertencentes ao protótipo (desde a parte de sensoriamento até a parte de condicionamento) para verificar a validez do projeto como um todo.

A priori, por meio de um gerador de função, foram criadas formas de onda com características compatíveis ao sinal esperado (Figura 36). Com os testes, foi possível comprovar que, utilizando valores inteiros de frequência dentro da largura de faixa determinada, os valores eram exibidos corretamente no display. A Figura 38 mostra um dos testes realizados.

Figura 38 – Validação do código desenvolvido para exibição da resposta com maior magnitude no domínio da frequência



Fonte: o autor.

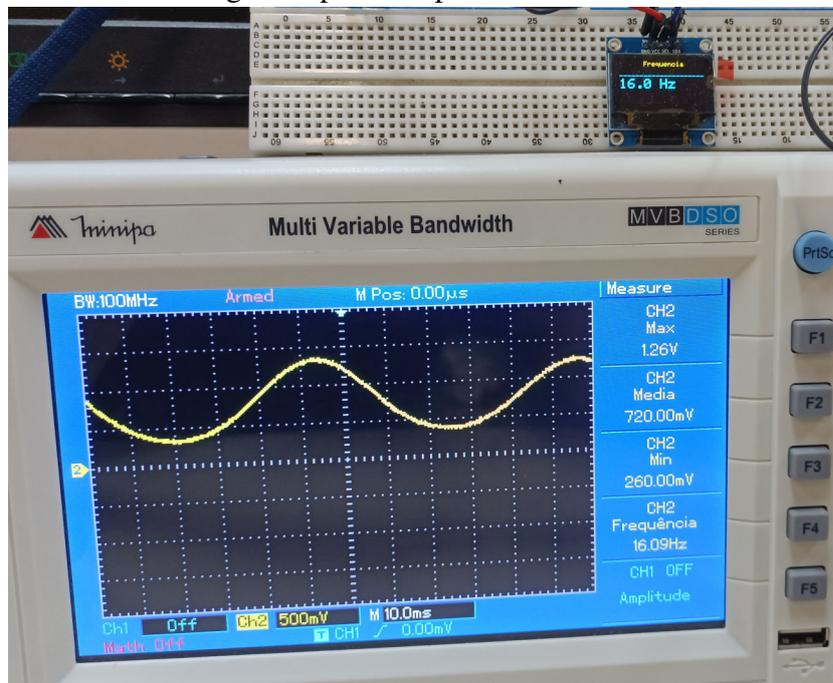
Contudo, para valores de frequência com precisão menor que 1 Hz, ocorreu uma aproximação, ou para cima ou para baixo dependendo da situação, para o valor de frequência

mais próximo. Apesar da limitação em resolução na faixa de frequência, devido a aplicação para a qual ela foi desenvolvida, isso não interfere de modo significativo nas informações que desejam ser analisadas e, assim, tal limitação é aceitável.

Vale ressaltar que ao fazer qualquer tipo de alteração sobre a resolução em frequência, como visto no Item 4.0.1, isso impacta diretamente no tamanho do intervalo de tempo determinado para a aquisição das amostras para o cálculo da FFT, ou seja,  $T_0$ . Logo, se  $T_0$  fosse correspondente a 2 s, consequentemente, a resolução diminuiria para 0,5 Hz, o que iria melhorar a precisão do protótipo. Por razões de tempo, não foi possível fazer a implementação e realizar as etapas necessárias de validação para ela.

Já ao realizar novos testes, dessa vez, incorporando todos os elementos do projeto, verificou-se que os valores em frequência exibidos via display estavam bem próximos da realidade, porém não exatos, devido a questão da baixa resolução. Ademais, ocorreu um certo atraso para a exibição dos dados, mas que são resultantes dos intervalos de tempo definidos para as estruturas de repetição. A Figura 39 apresenta um dos testes de validação realizados para essa parte do trabalho.

Figura 39 – Validação do sistema digital para avaliar a frequência real gerada pelo Acapella® Choice



Fonte: o autor.

É importante salientar que o atraso que ocorre não é suficientemente grande a ponto de atrapalhar a dinâmica idealizada para o trabalho e que trata-se do tempo definido desde o

instante em que foram definidos os principais parâmetros do projeto. Sendo assim, houve uma análise para a escolha desses valores e diversas situações foram levadas em consideração, ou seja, não foram dimensionados para interferir negativamente no funcionamento do sistema.

## 8 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O sistema desenvolvido consegue calcular e exibir a resposta em frequência individualmente para cada uma das expirações ao longo de uma série conforme observado durante a realização dos testes.

É importante salientar que o circuito de condicionamento de sinal projetado previne que valores de frequências que estejam abaixo de 1 Hz ou acima 30 Hz cheguem a ser reconhecidos pelo microcontrolador e interfiram na leitura de informações importantes. Destaca-se ainda que o ganho e o deslocamento promovidos por esse circuito deixaram o sinal em condições melhores para ser discretizado e digitalizado pelo ADC do sistema embarcado.

A lógica implementada promove uma economia computacional, visto que todos os processos ocorrem, desde a eliminação das amostras iniciais até a exibição dos dados via display, somente quando há o envio de informações úteis, evitando, por exemplo, que a FFT precise ser calculada a todo instante.

Ademais, as amostras iniciais são de fato eliminadas, como foi notado nos testes feitos, há um certo atraso para exibir a resposta em frequência numericamente via display. Isso se deve não somente ao tempo necessário para o descarte das amostras, mas, também, ao período necessário para coletar as amostras para o cálculo da FFT. Logo, era uma situação já esperada.

As estruturas de repetição implementadas ao longo do código permitiram não só que o tempo de amostragem do sinal estivesse próximo do esperado, mas, também, a eliminação das amostras finais que, assim como as iniciais, eram influenciadas pelo o comportamento dos capacitores presentes na construção dos filtros ativos. Além disso, elas permitiram que, somente ao final do sopro, o código retornasse para a etapa inicial, ou seja, onde o sistema fica aguardando o envio de informações úteis. Isso exerce um papel de extrema importância, pois evita a possibilidade do segmento final e indesejado do sopro ser detectado e que todas as etapas sejam executadas.

## REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, M. N. O. S. C. K. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2013. ISBN 8580551730,9788580551730.
- BOYLESTAD, L. N. R. L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 11th. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2013. ISBN 9788564574212.
- CAPUANO, I. e. **Elementos de Eletrônica Digital**. 32. ed. [S.l.]: Érica, 2001. ISBN 8571940193,9788571940192.
- CAVENAGHI, S.; FERREIRA, L. L.; MARINO, L. H. C.; LAMARI, N. M. Fisioterapia respiratória no pré e pós-operatório de cirurgia de revascularização do miocárdio. **Brazilian Journal of Cardiovascular Surgery**, SciELO Brasil, v. 26, p. 455–461, 2011.
- CEGLA, U.; RETZOW, A. Physical therapy with vrp1 in chronic obstructive respiratory tract diseases—results of a multicenter comparative study. **Pneumologie (Stuttgart, Germany)**, v. 47, n. 11, p. 636–639, 1993.
- DUARTE, P. E. C. R.; SILVA, V. L. d.; SILVA, D. d. A. Lins e. Análise do funcionamento do shaker a diversos níveis de fluxo. **Pulmão RJ**, p. 70–75, 2007.
- FISIOTERAPIA, C. F. de; OCUPACIONAL, T. **RESOLUÇÃO No. 80, DE 9 DE MAIO DE 1987.(Diário Oficial da União no. 093-de 21/05/87, Seção I, Págs. 7609)**. 2008.
- GASTALDI, A. Flutter device review: effects on secretion and pulmonary function. **Journal of Novel Physiotherapies**, v. 6, n. 3, 2016.
- GUSE, R. **Controlando um display OLED com a biblioteca SSD1306**. 2022. Disponível em: <<https://www.filipeflop.com/blog/controlando-um-display-oled-com-a-biblioteca-ssd1306/>>. Acesso em: 13 jun. 2022.
- HALLIDAY ROBERT RESNICK, J. W. D. **Fundamentals of physics, extended edition**. 8. ed. [S.l.]: Wiley, 2007. ISBN 9780471758013,0471758019.
- HARRIS, C. M. Shock and vibration handbook. McGraw-Hill, 1988.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. 1. ed. [S.l.: s.n.], 2011.
- INSTITUTE, N. C. **Bronchi, Bronchial Tree, & Lungs**. s.d. Disponível em: <<https://training.seer.cancer.gov/anatomy/respiratory/passages/bronchi.html>>. Acesso em: 08 jul. 2022.
- INSTRUMENTS, N. **USB-6001 - NI**. 2022. Disponível em: <<https://www.ni.com/pt-br/support/model.usb-6001.html>>. Acesso em: 10 jun. 2022.
- LANDAU, Z. G. D. **Digital Control Systems [electronic resource]: Design, Identification and Implementation**. [S.l.]: Springer, 2006. ISBN 1-84628-056-7.
- LATHI, B. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. ISBN 8560031138,9788560031139.
- LIMA, L. de; DUARTE, J.; NETO, F. L.; ABE, P.; GASTALDI, A. Mechanical evaluation of a respiratory device. **Medical Engineering & Physics**, v. 27, n. 2, p. 181–187, 2005. ISSN 1350-4533. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1350453304001766>>.

LYONS, D. L. F. R. G. **The Essential Guide to Digital Signal Processing**. 1. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2014. (Essential Guide Series). ISBN 0133804429,9780133804423.

MACHADO, M. d. G. R.; ORLANDI, L. **Bases da fisioterapia respiratória: terapia intensiva e reabilitação**. [S.l.]: Guanabara Koogan Rio de Janeiro, 2008.

MUELLER, G.; BERSCH-PORADA, I.; KOCH-BORNER, S.; RAAB, A. M.; JONKER, M.; BAUMBERGER, M.; MICHEL, F. Laboratory evaluation of four different devices for secretion mobilization: acapella choice, green and blue versus water bottle. **Respiratory care**, Respiratory Care, v. 59, n. 5, p. 673–677, 2014.

NANJING AH ELECTRONIC SCIENCE & TECHNOLOGY CO., LTD. **Linear Hall IC AH3503**. [S.l.], 2017.

NATIONAL INSTRUMENTS. **NI USB-6001 Specifications**. [S.l.], 2014.

PATTERSON, J.; HEWITT, O.; KENT, L.; BRADBURY, I.; ELBORN, J.; BRADLEY, J. M. Acapella® versus usual airway clearance during acute exacerbation in bronchiectasis: a randomized crossover trial. **Chronic Respiratory Disease**, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 4, n. 2, p. 67–74, 2007.

SACCENTE-KENNEDY, B.; ANDRADE, P. A.; EPSTEIN, R. A pilot study assessing the therapeutic potential of a vibratory positive expiratory pressure device (acapella choice) in the treatment of voice disorders. **Journal of Voice**, Elsevier, v. 34, n. 3, p. 487–e21, 2020.

SANTOS, A. P. D.; GUIMARÃES, R. C.; CARVALHO, E. M. de; GASTALDI, A. C. Mechanical behaviors of flutter vrp1, shaker, and acapella devices. **Respiratory care**, Respiratory Care, v. 58, n. 2, p. 298–304, 2013.

SARMENTO, G. J. V. **Fisioterapia respiratória de A a Z**. [S.l.]: Editora Manole, 2016.

SILVA, G. C. D.; CASTRO, R. M. D.; FORTE, M. D. d. N.; NOGUEIRA, F. G.; TORRICO, B. C.; DINIZ, D. M. S. M.; AGUIAR, M. X.; SANTOS, N. E. D.; LOBO, T. D. Development of a digital frequency meter for signal analysis on a respiratory physiotherapy equipment. In: **Congresso Brasileiro de Automática-CBA**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, n. 1.

SMITHS MEDICAL. **Clearing Your Airways to Help You Breathe with the acapella® Vibratory PEP Therapy System**. [S.l.], 2015.

SYSTEMS, E. **ESP32 ADC – Read Analog Values with Arduino IDE**. 2019. Disponível em: <<https://randomnerdtutorials.com/esp32-adc-analog-read-arduino-ide/>>. Acesso em: 13 jun. 2022.

SYSTEMS, E. **Datalogging with ESP32 module**. 2020. Disponível em: <<https://physicsopenlab.org/2020/05/10/datalogging-with-esp32-module/>>. Acesso em: 12 jun. 2022.

TOCCI NEAL S. WIDMER, G. L. M. R. J. **Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações**. 11 ed.. ed. [S.l.]: Pearson, 2011. (Electronics). ISBN 978-85-4300-694-9.

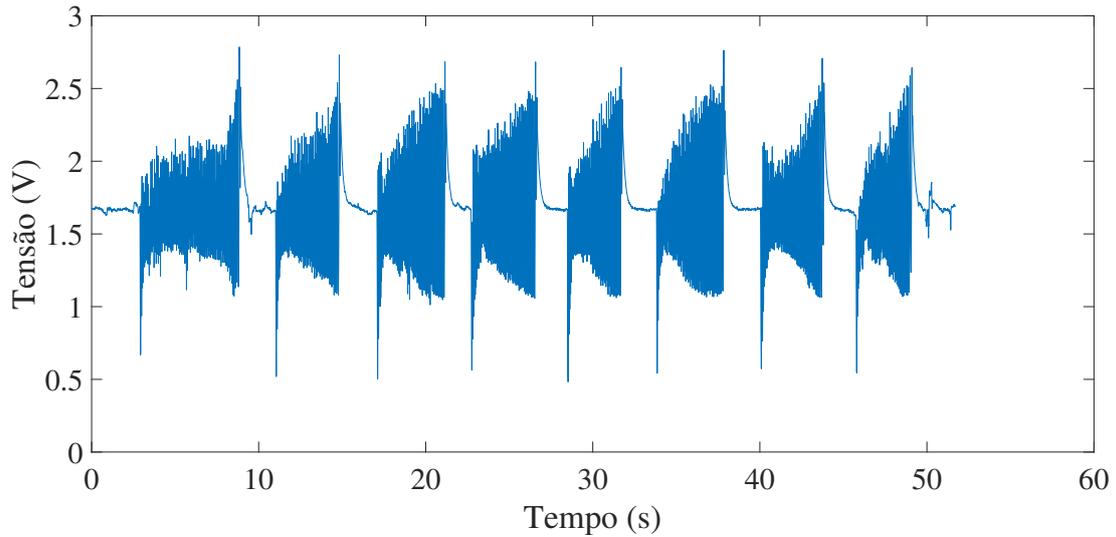
VOLSKO, T. A.; DIFIORE, J. M.; CHATBURN, R. L. Performance comparison of two oscillating positive expiratory pressure devices: Acapella versus flutter. **Respiratory care**, Respiratory Care, v. 48, n. 2, p. 124–130, 2003.

WEST, J. B. **Fisiopatologia Pulmonar: Princípios Básicos**. [S.l.]: Artmed Editora, 2014.

## ANEXO A – ENSAIOS REALIZADOS COM VOLUNTÁRIOS

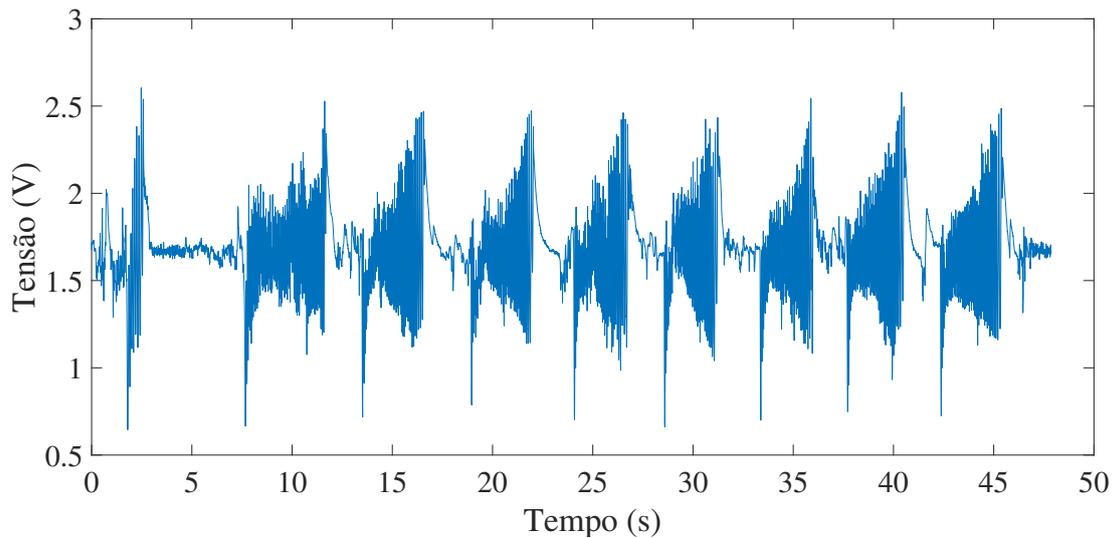
Este anexo apresenta os gráficos relacionados aos ensaios realizados com voluntários e que foram mencionados no Item 5. Eles ocorreram graças a presença de um profissional da fisioterapia.

Figura 40 – Série 1 do voluntário 1



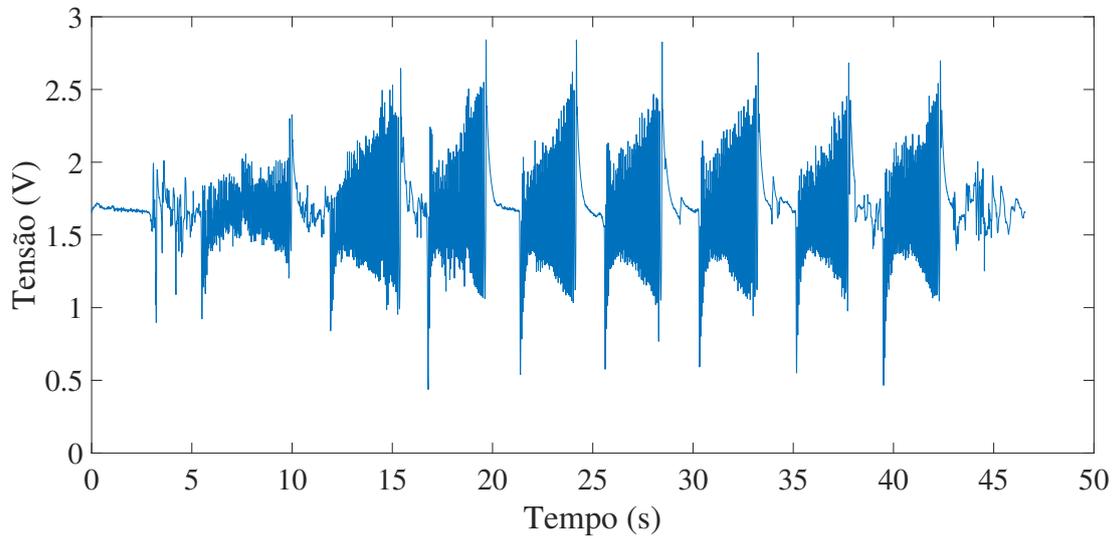
Fonte: o autor.

Figura 41 – Série 2 do voluntário 1



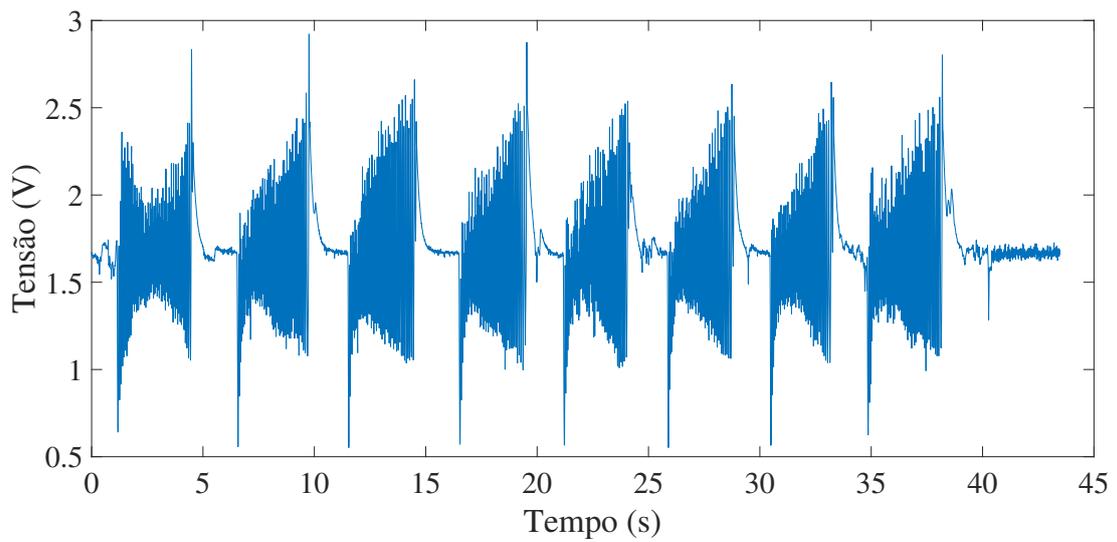
Fonte: o autor.

Figura 42 – Série 3 do voluntário 1



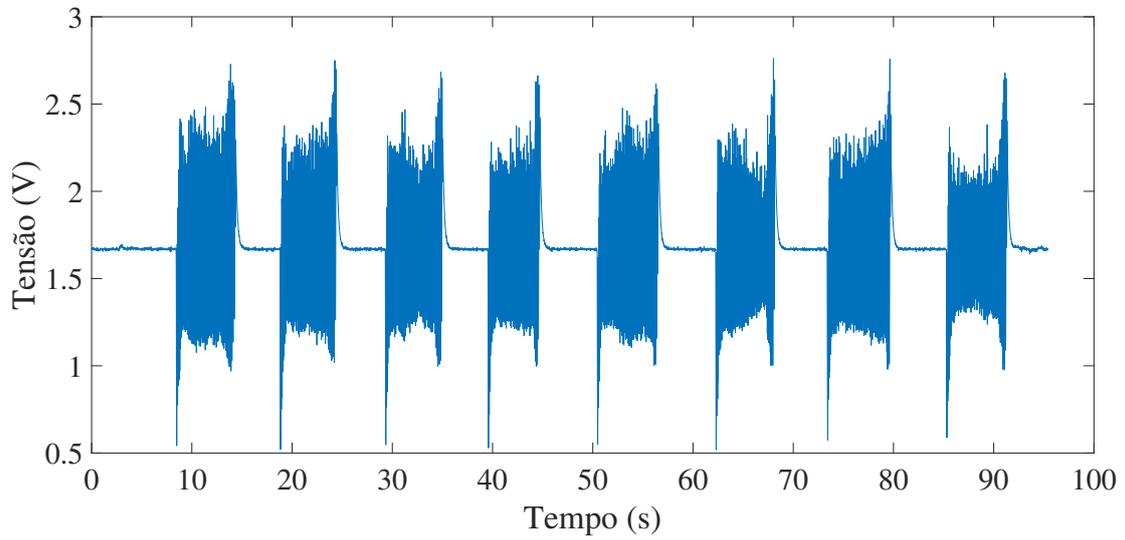
Fonte: o autor.

Figura 43 – Série 4 do voluntário 1



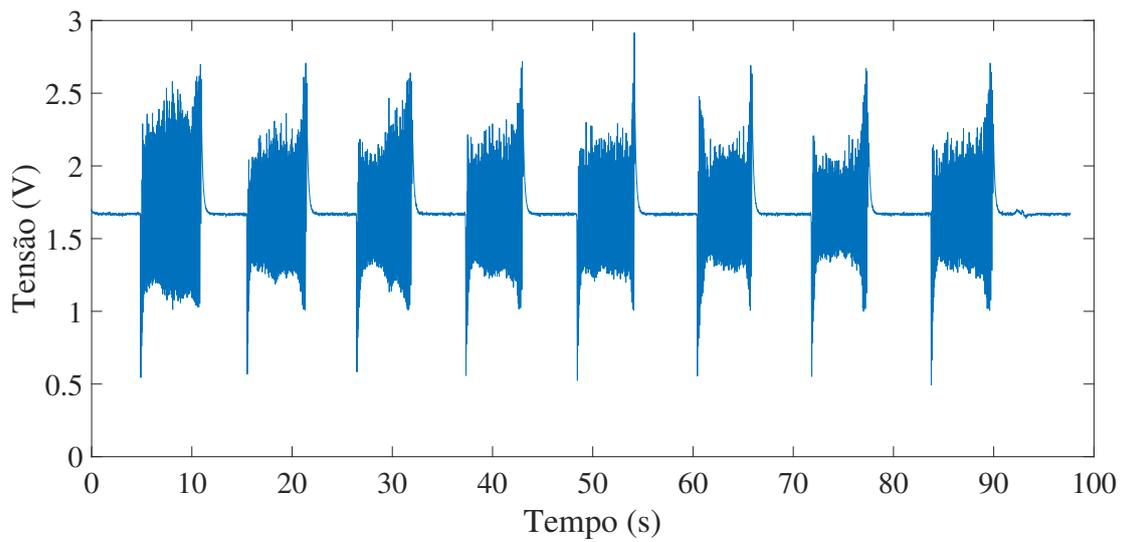
Fonte: o autor.

Figura 44 – Série 1 do voluntário 2



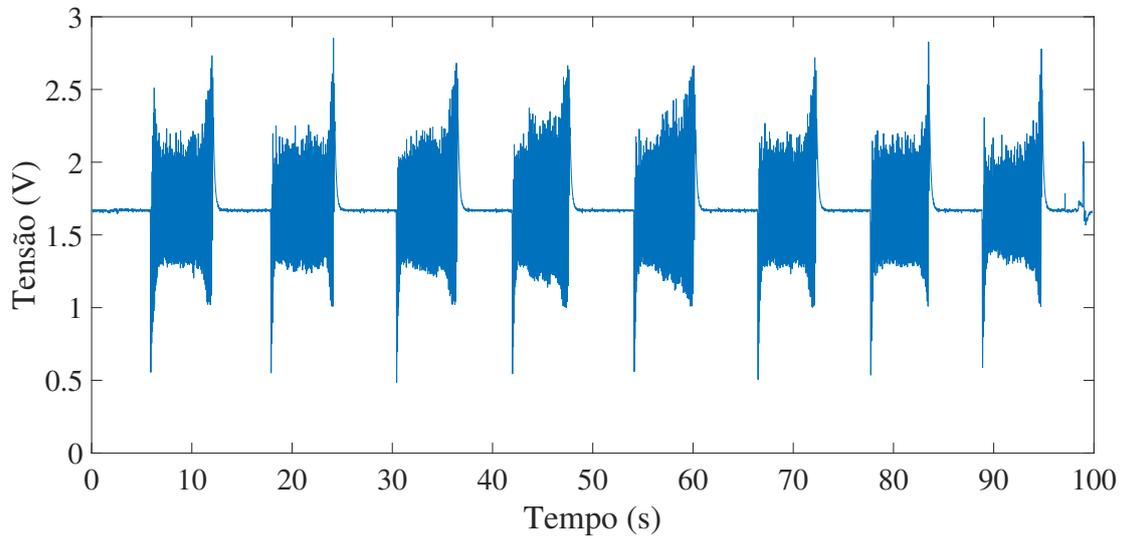
Fonte: o autor.

Figura 45 – Série 2 do voluntário 2



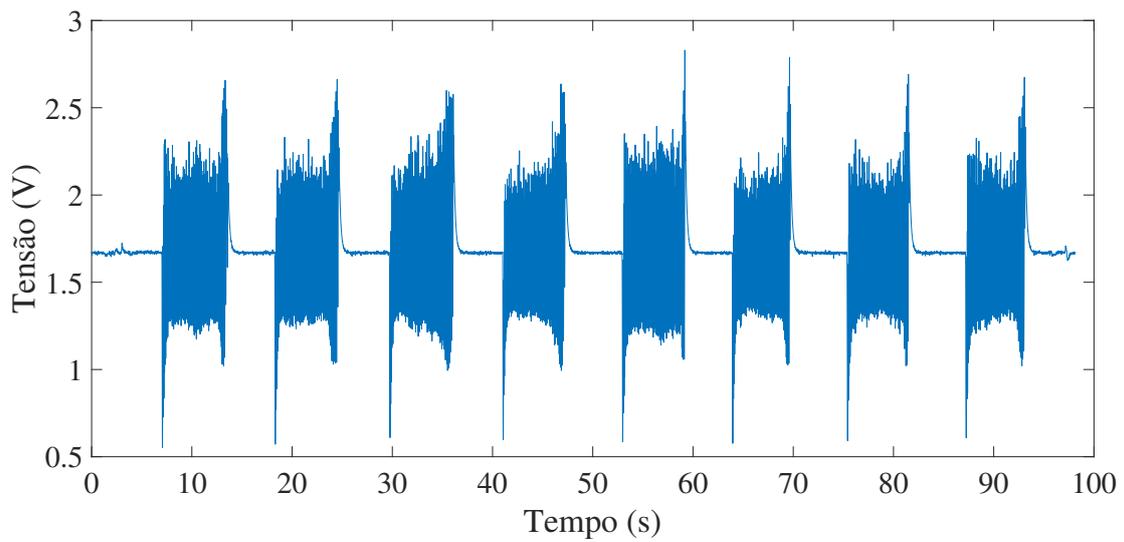
Fonte: o autor.

Figura 46 – Série 3 do voluntário 2



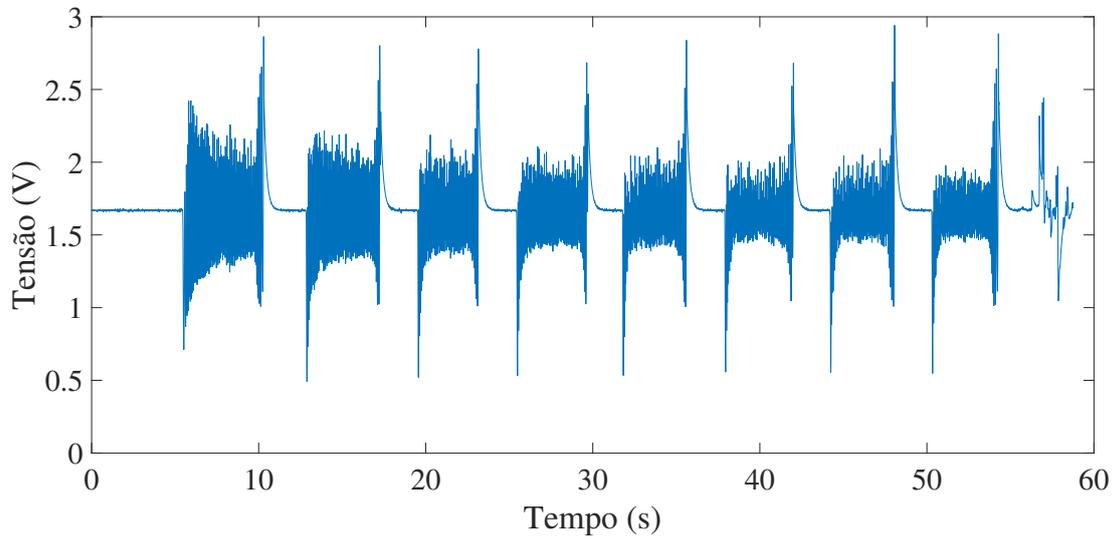
Fonte: o autor.

Figura 47 – Série 4 do voluntário 2



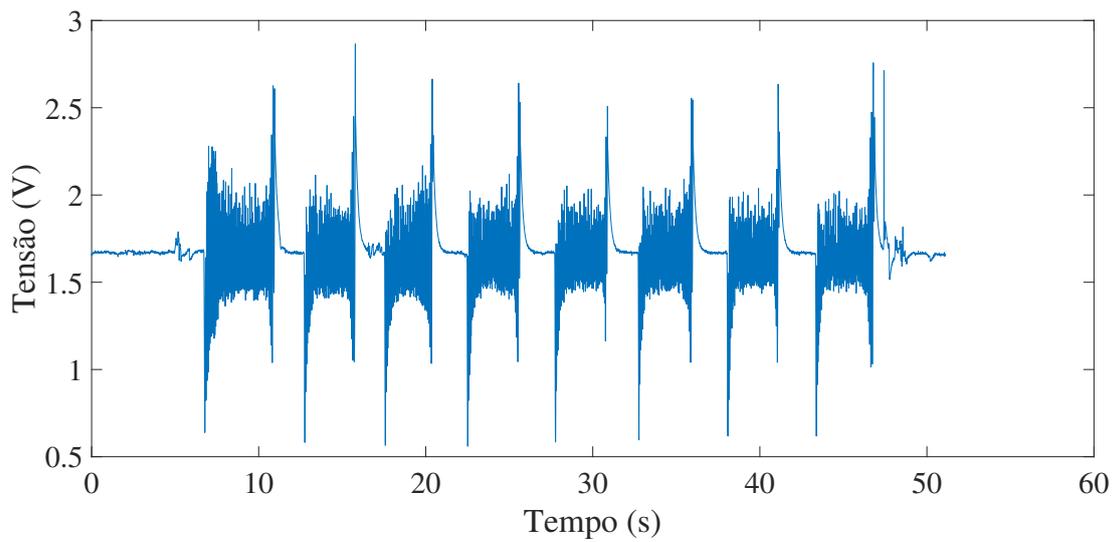
Fonte: o autor.

Figura 48 – Série 1 do voluntário 3



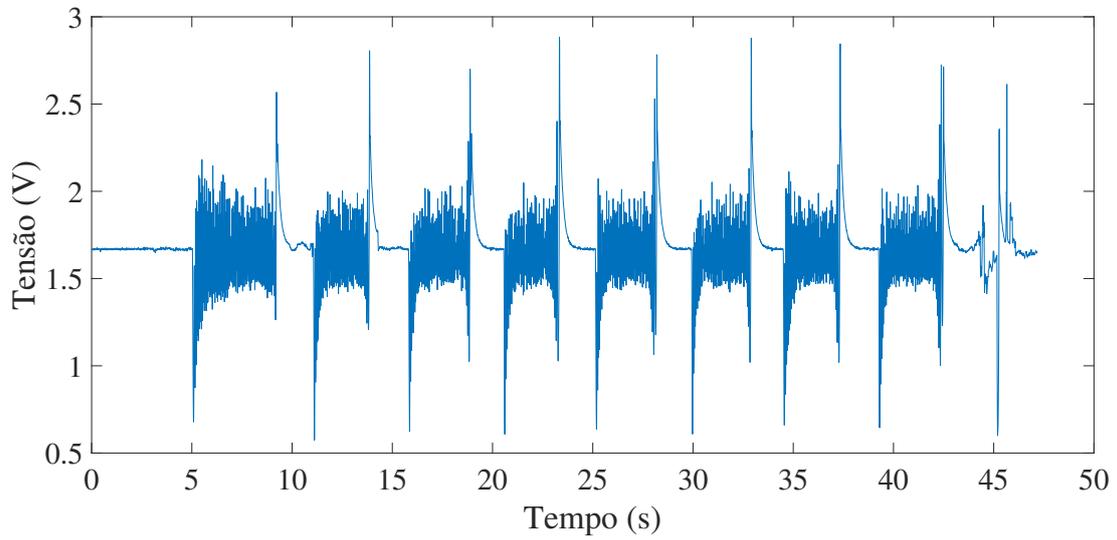
Fonte: o autor.

Figura 49 – Série 2 do voluntário 3



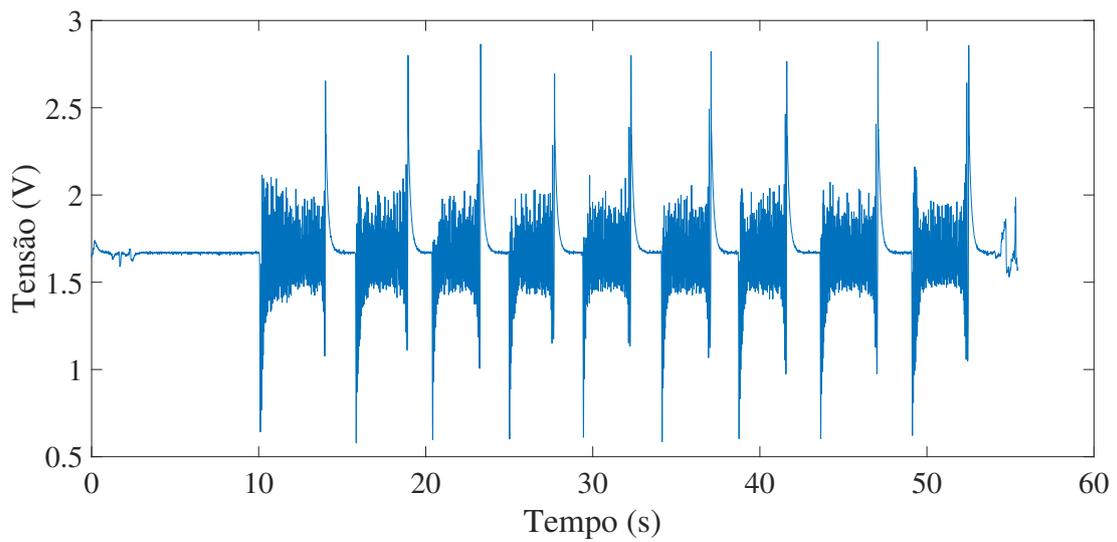
Fonte: o autor.

Figura 50 – Série 3 do voluntário 3



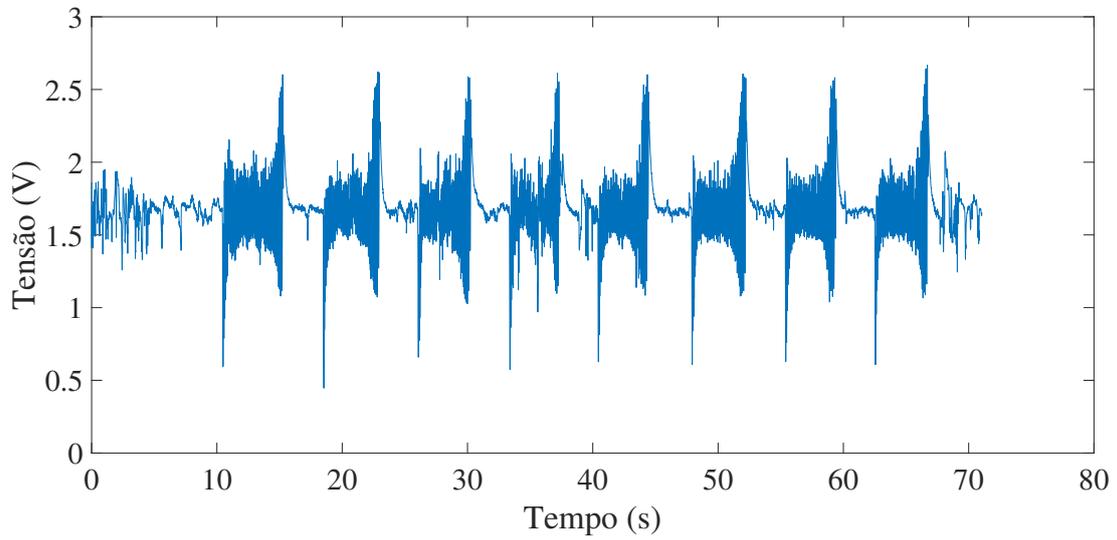
Fonte: o autor.

Figura 51 – Série 4 do voluntário 3



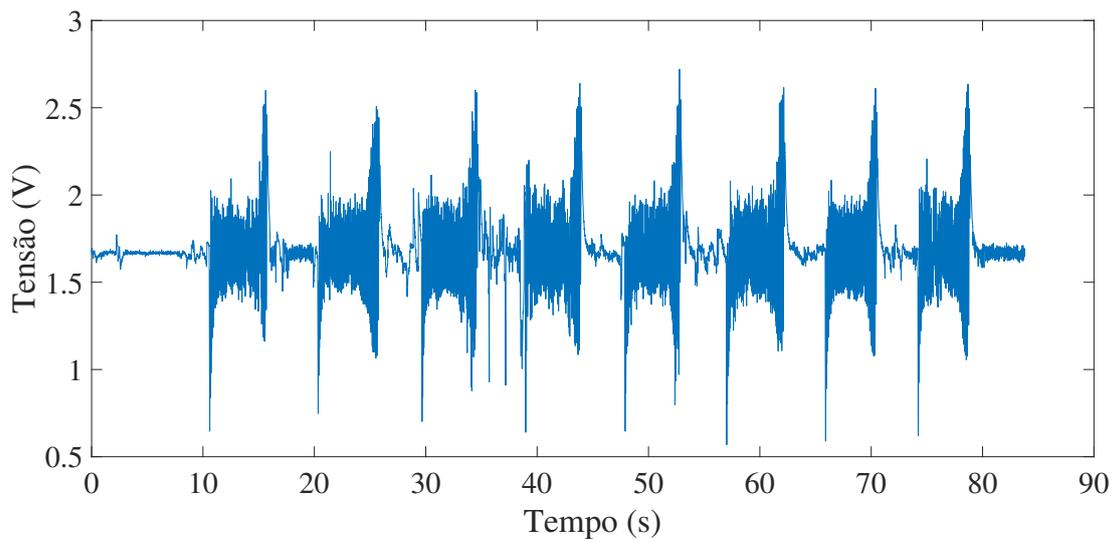
Fonte: o autor.

Figura 52 – Série 1 do voluntário 4



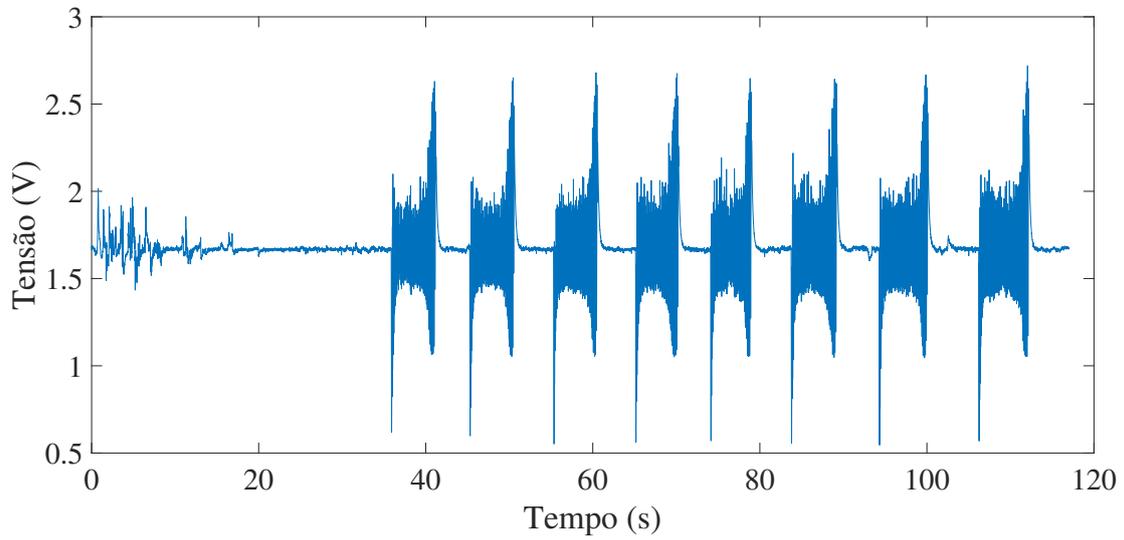
Fonte: o autor.

Figura 53 – Série 2 do voluntário 4



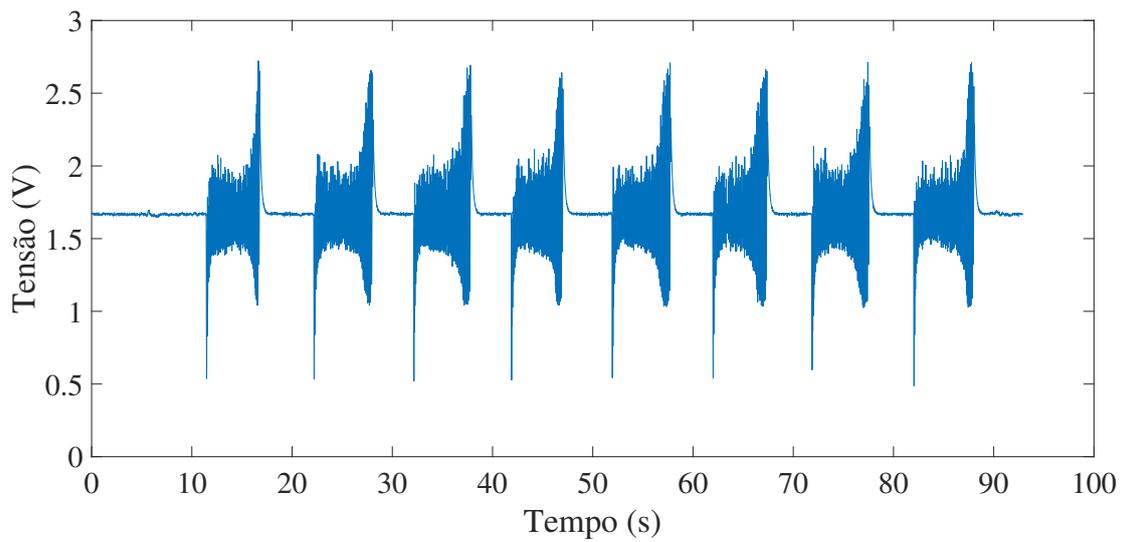
Fonte: o autor.

Figura 54 – Série 3 do voluntário 4



Fonte: o autor.

Figura 55 – Série 4 do voluntário 4



Fonte: o autor.