



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ANDREZA COSTA NASCIMENTO

**SISTEMA DE MONITORAMENTO PARA ACAPELLA CHOICE BASEADO EM
SENSORES DE FREQUÊNCIA OSCILATÓRIA E NÍVEIS DE PRESSÃO**

**FORTALEZA
2024**

ANDREZA COSTA NASCIMENTO

SISTEMA DE MONITORAMENTO PARA ACAPELLA CHOICE BASEADO EM
SENSORES DE FREQUÊNCIA OSCILATÓRIA E NÍVEIS DE PRESSÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.

Coorientador: Prof. Dr. Bismark Claure Torrico.

FORTALEZA

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

N193s Nascimento, Andreza Costa.

Sistema de Monitoramento para Acapella Choice baseado em sensores de frequência oscilatória e níveis de pressão / Andreza Costa Nascimento. – 2024.

101 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2024.

Orientação: Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira.

Coorientação: Prof. Dr. Bismark Claure Torrico.

1. Pressão Expiratória Positiva Oscilatória. 2. Dispositivo de Limpeza das Vias Aéreas. 3. Sensor de Pressão. 4. Sensor de Efeito Hall Linear. 5. Transformada Rápida de Fourier. I. Título.

CDD 621.3

ANDREZA COSTA NASCIMENTO

SISTEMA DE MONITORAMENTO PARA ACAPELLA CHOICE BASEADO EM
SENSORES DE FREQUÊNCIA OSCILATÓRIA E NÍVEIS DE PRESSÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 31/07/2024.

BANCA EXAMINADORA

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

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

Prof. Dr. Victor Hugo Costa de Albuquerque
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Luiz Daniel Santos Bezerra
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Ao meu avô, por me mostrar que os momentos mais simples podem se transformar em memórias extraordinárias quando compartilhados com aqueles que amamos.

AGRADECIMENTOS

À minha família, por estar sempre ao meu lado, me apoiar e me dar o suporte necessário para que eu vá atrás dos meus objetivos. Aos meus pais, que são o meu alicerce. Em especial, minha mãe, um exemplo de dedicação e resiliência, e quem eu admiro e me inspiro. Obrigada por acreditar em mim e estar ao meu lado a cada passo que dou nesta caminhada.

Aos amigos e colegas do Grupo de Pesquisa em Automação, Controle e Robótica (GPAR), tanto professores quanto discentes, por serem sempre solícitos e gentis. Em especial, aos meus amigos Aaron, Balbino, Gabriel, Eugênio, Fonseca, Faustino e João. O apoio de vocês foi de fundamental importância para que eu chegassem aonde estou. Obrigada por me motivarem e me encorajarem a não ter medo de ir atrás dos meus objetivos.

Aos meus amigos Daniel, Jordana, Sara e Thais. Sou imensamente grata pela amizade de vocês. Obrigada por todos os momentos que já compartilhamos e por acreditarem em mim e no que posso conquistar.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira. Obrigada pela oportunidade de colaborarmos e por todo o suporte provido ao longo desse tempo. Obrigada por ser gentil, paciente e atencioso. Sou grata a todas as oportunidades que tive graças ao seu apoio. Deixo minha gratidão também ao meu coorientador, Prof. Dr. Bismark Torrico, que sempre foi muito solícito e gentil.

Ao Prof. Dr. Victor Hugo, que nunca hesitou em me ajudar quando precisei de suporte. Obrigada pelo tempo e paciência que o senhor teve comigo. Sou grata também ao Prof. Dr. Luiz Daniel, pelo seu tempo e suporte oferecido para que a pesquisa avançasse.

A todos os amigos que fiz tanto no Instituto Federal do Ceará (IFCE) quanto na Universidade Federal do Ceará (UFC), bem como aos professores e funcionários dessas instituições que tive o prazer de conhecer. Todos contribuíram para o meu crescimento profissional e pessoal de alguma forma.

"Faça uma coisa todos os dias que te assuste. O propósito da vida é vivê-la, saborear a experiência ao máximo, buscar com entusiasmo e sem medo novas e mais ricas experiências."

(Eleanor Roosevelt)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um dispositivo de fisioterapia respiratória para monitorar a frequência das oscilações e a pressão gerada durante a técnica de Pressão Expiratória Positiva Oscilatória no tratamento de pacientes com patologias pulmonares. O aparelho Acapella Choice foi o dispositivo de limpeza das vias aéreas utilizado para gerar as oscilações conforme a pressão exercida pelo indivíduo durante a expiração. Um circuito de condicionamento de sinal foi projetado para filtrar e adaptar as informações analógicas contínuas. O microcontrolador da série ESP32 foi selecionado para a conversão analógico-digital e processamento dos sinais, realizando tanto o cálculo da frequência por meio da Transformada Rápida de Fourier quanto o cálculo da pressão. Os parâmetros obtidos são exibidos para o usuário, permitindo um monitoramento eficaz e preciso da terapia, visando otimizar os resultados do tratamento.

Palavras-chave: Pressão Expiratória Positiva Oscilatória. Dispositivo de Limpeza das Vias Aéreas. Sensor de Pressão. Sensor de Efeito Hall Linear. Transformada Rápida de Fourier. ESP32.

ABSTRACT

This work presents the development of a respiratory physiotherapy device to monitor the frequency of oscillations and the pressure generated during the Oscillatory Positive Expiratory Pressure (OPEP) technique in treating patients with pulmonary pathologies. The Acapella Choice device was used to generate oscillations according to the pressure exerted by the individual during expiration. A signal conditioning circuit was designed to filter and adapt the continuous analog information. The ESP32 microcontroller series was selected for analog-to-digital conversion and signal processing, performing both frequency calculation using the Fast Fourier Transform and pressure calculation. The obtained parameters are displayed to the user, enabling effective and accurate monitoring of the therapy, aiming to optimize treatment outcomes.

Keywords: Oscillatory Positive Expiratory Pressure. Airway Clearance Device. Pressure Sensor. Linear Hall Effect Sensor. Fast Fourier Transform. ESP32.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Características patológicas da doença pulmonar obstrutiva crônica (DPOC)	20
Figura 2 – Uso de dispositivo para performance da técnica Oscillating Positive Expiratory Pressure (OPEP)	21
Figura 3 – Efeitos do uso técnica OPEP na reabilitação de crianças com pneumonia por Mycoplasma pneumoniae refratária.	22
Figura 4 – Dispositivos OPEP. (A) Shaker, (B) Flutter VRP1, (C) Aerobika, e (D) Acapella	23
Figura 5 – Direção do fluxo de ar dentro do Acapella Choice durante exalação.	24
Figura 6 – Esquemático de funcionamento do Efeito Hall	27
Figura 7 – Acapella Choice.	28
Figura 8 – Esquemático de uso de um pneumotacômetro.	29
Figura 9 – Espectro de um sinal amostrado a partir do teorema de Nyquist-Shannon	31
Figura 10 – Efeito aliasing no espectro de um sinal subamostrado	31
Figura 11 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem	32
Figura 12 – Filtro passa-altas ativo de primeira ordem	33
Figura 13 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem não-inversor	33
Figura 14 – Filtro passa-baixas passivo de primeira ordem	34
Figura 15 – Amplificador operacional no modo seguidor de tensão	34
Figura 16 – Arquitetura simplificada de um ADC SAR de N bits	36
Figura 17 – Operação SAR (exemplo de ADC de 4 bits)	37
Figura 18 – Sinal periódico $x(t)$	39
Figura 19 – Espectro exponencial de Fourier de $x(t)$	40
Figura 20 – Sinal amostrado no domínio do tempo	41
Figura 21 – Espectro de Fourier do sinal amostrado	41
Figura 22 – Fluxograma da configuração experimental	45
Figura 23 – Configuração de montagem do ímã e do sensor de efeito Hall	46
Figura 24 – Sensor linear de efeito Hall AH3503	46
Figura 25 – Diagrama de blocos de unidades internas do sensor AH3503	47
Figura 26 – Tensão de saída (V_o) em função da densidade de fluxo magnético (B) de acordo com a polaridade do ímã utilizado	48
Figura 27 – Tensão de alimentação (V_{cc}) do sensor de efeito Hall	49
Figura 28 – Comportamento do sinal de saída (V_o) do sensor de Efeito Hall	49

Figura 29 – Encapsulamento do Sensor de Pressão MPX5010DP	50
Figura 30 – Modelo do pneumotacômetro utilizado no projeto	51
Figura 31 – Acoplamento do pneumotacômetro ao dispositivo Acapella Choice	51
Figura 32 – Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de efeito Hall	52
Figura 33 – Comportamento do sinal de pressão após processo de filtragem	57
Figura 34 – Resposta em frequência do filtro passa-altas	58
Figura 35 – Resposta em frequência do filtro passa-baixas	58
Figura 36 – Resposta em frequência dos filtros em cascata	59
Figura 37 – Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de pressão	59
Figura 38 – Comportamento do sinal de pressão após processo de filtragem	60
Figura 39 – Circuito de condicionamento de sinal	60
Figura 40 – Microcontrolador ESP32	61
Figura 41 – Pinagem do ESP32 DEVKIT V1 - DOIT	62
Figura 42 – Comportamento do sinal de pressão	68
Figura 43 – Teste experimental	69
Figura 44 – Exibição dos dados coletados pela comunicação serial via Command Prompt (CMD)	70
Figura 45 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem	70
Figura 46 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem	71
Figura 47 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1) . .	72
Figura 48 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem	73
Figura 49 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2) . .	73
Figura 50 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem	74
Figura 51 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento . . .	76
Figura 52 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 1)	88
Figura 53 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 2)	89
Figura 54 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 3)	90
Figura 55 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 1)	90
Figura 56 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 2)	91
Figura 57 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 3)	92
Figura 58 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1) - Ensaio 1	92

Figura 59 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 1	93
Figura 60 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1) - Ensaio 2	93
Figura 61 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 2	94
Figura 62 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2) - Ensaio 1	94
Figura 63 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 1	95
Figura 64 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2) - Ensaio 2	95
Figura 65 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 2	96
Figura 66 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 1	97
Figura 67 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 2	98
Figura 68 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 3	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 50$ Hz	54
Tabela 2 – Ganhos em dB e V/V nas frequências de interesse	55
Tabela 3 – Valores de atenuação e faixas de medida do <i>Analog to Digital Converter</i> (ADC)	62
Tabela 4 – Leitura dos valores de frequência - ESP32	70
Tabela 5 – Leitura dos valores de frequência - ESP32	71
Tabela 6 – Dados de pressão e frequência	75
Tabela 7 – Dados de pressão e frequência	75
Tabela 8 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 30$ Hz	87
Tabela 9 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 40$ Hz	87
Tabela 10 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 50$ Hz	87
Tabela 11 – Ganhos em dB e V/V nas frequências de interesse	87
Tabela 12 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32 (Ensaio 1)	88
Tabela 13 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32 (Ensaio 2)	88
Tabela 14 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32 (Ensaio 3)	89
Tabela 15 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32 (Ensaio 1)	89
Tabela 16 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32 (Ensaio 2)	91
Tabela 17 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32 (Ensaio 3)	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
API	Application Programming Interface
CC	Corrente Contínua
CMD	Command Prompt
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DAQ	<i>Data Acquisition</i>
DMA	<i>Direct Memory Access</i>
DPOC	Doença Pulmonar Obstrutiva Crônica
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IDF	<i>IoT Development Framework</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
LSB	<i>Least Significant Bit</i>
MSB	<i>Most Significant Bit</i>
OOAF	Oscilação Oral de Alta Frequência
OPEP	Oscillating Positive Expiratory Pressure
PCI	Placa de Circuito Impresso
PEP	Pressão Expiratória Positiva
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>
SAR	<i>Successive Approximation Register</i>
SRAM	<i>Static Random-Access Memory</i>
TDF	Transformada Discreta de Fourier
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

LISTA DE SÍMBOLOS

\vec{B}	Campo magnético
C	Capacitor
C_i	Capacitor de entrada
C_f	Capacitor de realimentação
D_{max}	Máximo resultado discreto do ADC
D_{out}	Resultado discreto do ADC
dB	Decibel
F	Farad
f_0	Frequência fundamental
f	Frequência
f_a	Frequência de corte do filtro passa-altas (frequência inferior)
f_b	Frequência de corte do filtro passa-baixas (frequência superior)
f_c	Frequência de corte
$f_{central}$	Frequência de corte central
f_{max}	Frequência máxima
f_s	Frequência de amostragem
G	Ganho
$H(\omega)$	Função de transferência
Hz	Hertz
K	quilo
$Kbps$	Quilobit por segundo
KB	Quilobyte
L	Litro
M	Mega
$Mbps$	Megabit por segundo
MB	Megabyte

μ	Micro
m	Mili
m	Metro
min	Minuto
n	Nano
P	Pressão média
p	Pressão amostral
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_{cc}	Tensão contínua de alimentação
V_{DAC}	Sinal do conversor analógico-digital
V_i	Tensão de entrada
V_{IN}	Sinal de entrada
V_{max}	Tensão máxima medida pelo ADC
V_{REF}	Sinal de referência
V_o	Tensão de saída
V_{out}	Resultado digital da saída em tensão
ω	Frequência angular
ω_c	Frequência angular de corte
ω_0	Frequência angular fundamental
Ω	Ohm
Ω_0	Frequência fundamental discreta

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Objetivos	17
1.2	Contribuições dessa dissertação	17
1.3	Organização do trabalho	17
2	CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES	19
2.1	Pressão Expiratória Positiva Oscilatória e dispositivos OPEP	20
2.2	Problemática	24
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	26
3.1	Sensoriamento e Coleta de dados	26
3.2	Filtragem dos sinais	29
3.3	Conversão Analógico-Digital	35
3.4	Processamento de Sinais	37
4	DESENVOLVIMENTO E INTEGRAÇÃO DO SISTEMA	45
4.1	Sensores	45
4.2	Circuito de condicionamento de sinal	51
4.3	Sistema Embarcado	59
4.4	Implementação do Algoritmo de Aquisição e Processamento de Dados	62
5	RESULTADOS E DISCUSSÃO	69
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	77
	REFERÊNCIAS	78
	APÊNDICES	84
	APÊNDICE A -ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO DE FILTRAGEM	85
	APÊNDICE B -ANÁLISE DAS FREQUÊNCIAS DE CORTE E CENTRAL DOS FILTROS	87
	APÊNDICE C -TESTES EXPERIMENTAIS	88

1 INTRODUÇÃO

Fisioterapia respiratória é a versão da fisioterapia empregada no tratamento e realiberação do sistema respiratório de pessoas que apresentam condições patológicas, tais como asma, fibrose cística, Doença Pulmonar Obstrutiva Crônica (DPOC) e outras enfermidades que podem provocar complicações pulmonares em pacientes em estado crítico (BLERVAQUE *et al.*, 2021).

Essa especialidade se apoia em uma variedade de técnicas, tanto invasivas quanto não invasivas, para remover secreções, reduzir a dispneia e melhorar a função pulmonar (FRANKS *et al.*, 2019), promovendo uma melhora na qualidade de vida dos enfermos. Ademais, alguns desses procedimentos necessitam da utilização de equipamentos para que a terapia seja realizada de modo correto (PATTERSON *et al.*, 2007; PONCIN *et al.*, 2020).

Entre essas técnicas de reabilitação, a Oscilação Oral de Alta Frequência (OOAF) e a Pressão Expiratória Positiva (PEP) estão propostas para, respectivamente, gerar oscilações cuja frequência se aproxime à frequência de ressonância do sistema respiratório (BUTTON; BUTTON, 2013) e estabelecer uma resistência contra o ar exalado afim de aumentar a capacidade expiratória do indivíduo (FRANKS *et al.*, 2019). Dispositivos como Aerobika OPEP, Acapella Choice, Flutter VRP1, Shaker, e combinam as técnicas anteriores para fomentar o tratamento de pacientes que apresentam as disfunções no sistema respiratório mencionadas acima (DEMCHUK; CHATBURN, 2021).

Acapella Choice, em especial, é um equipamento de fisioterapia respiratória comercial constituído basicamente por um ímã, uma haste contrabalanceada e um cone que bloqueia o ar exalado. Quando o indivíduo exala através do aparelho, as partes trabalham em conjunto de forma que os fenômenos mencionados, isto é OOAF e PEP, ocorram (PONCIN *et al.*, 2020).

Para que o dispositivo OPEP seja utilizado de modo eficiente e a terapia seja eficaz, requisitos específicos precisam ser atendidos no que diz respeito à frequência gerada pelo equipamento e aos níveis de pressão durante seu uso (PATTERSON *et al.*, 2007; KING *et al.*, 1983). Entretanto, ainda não está claro se tais requisitos são atendidos durante a terapia. Isso é resultado das limitações do produto em si e do impacto de diversos fatores, como o manuseio do próprio equipamento, que contribuem para a existência dessas incertezas.

Em face disso, este trabalho tem o propósito de desenvolver um dispositivo capaz de fornecer informações sobre a frequência das oscilações geradas e a pressão exercida pelo indivíduo durante a expiração para alcançar ótimos resultados de tratamento.

1.1 Objetivos

Os objetivos essenciais do presente trabalho consistem em:

- Explanar e compreender, pela perspectiva da fisioterapia respiratória, os fundamentos e aspectos relacionados à terapia dos pacientes e seus recentes avanços e carências;
- Estudar o princípio de funcionamento dos sensores utilizados na montagem do protótipo e sua integração ao equipamento;
- Elaborar um circuito para filtrar e adaptar os sinais para que não haja comprometimento da integridade dos dados ao serem digitalizados;
- Compreender aspectos importantes acerca da digitalização de dados utilizando um ADC;
- Estudar a técnica de processamento digital de sinal denominada *Fast Fourier Transform* (FFT) comparar o desempenho das suas variações Radix-2 e Radix-4;
- Analisar a arquitetura do microcontrolador da série ESP32 e criar um algoritmo com as operações necessárias para apresentar os resultados desejados;
- Validar os dados obtidos através do protótipo e o valor real dos parâmetros mensurados.

1.2 Contribuições dessa dissertação

As principais contribuições do estudo podem ser resumidas da seguinte forma:

- Os níveis de pressão são medidos com precisão durante o uso do dispositivo de limpeza das vias aéreas;
- A pressão média do ar exalado através do Acapella Choice e a frequência gerada pelo menos são fornecidas em tempo real para o usuário;
- A eficiência computacional é melhorada ao realizar seletivamente o cálculo dos parâmetros, levando em consideração a variância do sinal;
- Reduzir o tempo de processamento dos dados ao selecionar a técnica de FFT que calcula a frequência no menor tempo.

1.3 Organização do trabalho

O documento está estruturado da seguinte forma:

- O Capítulo 2 apresenta uma visão geral a respeito dos aspectos envolvendo as técnicas de fisioterapia respiratória realizadas através do uso do Acapella Choice, bem como as últimas pesquisas que existem na área e tópicos em aberto;

- O Capítulo 3 traz o princípio de funcionamento dos sensores utilizados para a medição dos parâmetros, o circuito de condicionamento implementado para a filtragem dos sinais e conceitos importantes relacionados à técnica FFT e à digitalização do sinal através do ADC;
- O Capítulo 4 mostra os componentes e os parâmetros definidos para o desenvolvimento do protótipo a partir dos conceitos previamente apresentados;
- O Capítulo 5 apresenta os resultados e as discussões feitas acerca dos mesmos;
- O Capítulo 6, as conclusões são mostradas.

2 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES

Em circunstâncias normais, o muco respiratório é removido dos pulmões pelo sistema mucociliar. Este é um mecanismo de defesa pulmonar responsável por expelir patógenos e partículas inaladas do sistema respiratório. No entanto, devido a algumas condições patológicas, como asma, fibrose cística e DPOC, ocorrem algumas alterações no muco brônquico e também no tecido epitelial (SANTOS *et al.*, 2013).

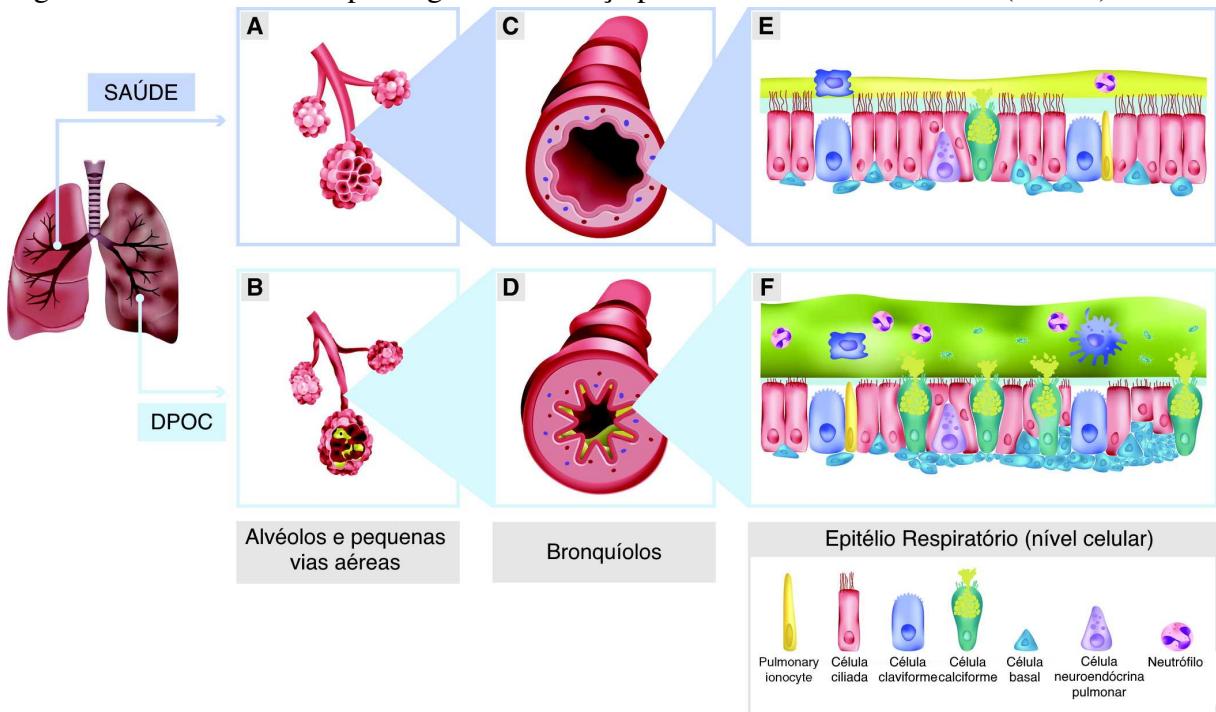
Elas são, em geral, consequência de infecções causadas por micro-organismos, provocando anomalias no sistema respiratório e restringindo a passagem do ar, seja pela graduação da viscosidade ou quantidade da secreção (WEST, 2014; GASTALDI, 2016). A DPOC, por exemplo, trata-se de uma obstrução no fluxo de ar que é fruto da combinação de enfisema (destruição dos alvéolos e colapso das vias aéreas), perda e estreitamento das vias aéreas e bronquite crônica (inflamação dos brônquios e bronquíolos, com hipersecreção de muco e dificuldade na sua eliminação) (DRANSFIELD *et al.*, 2022).

Na Figura 1 é possível visualizar as diferenças existentes em um pulmão de uma pessoa saudável e o de outra portadora da doença detalhada anteriormente. Nesta figura, os efeitos da doença são detalhados em três níveis: No primeiro nível, o item A apresenta pequenas vias aéreas, sacos alveolares e alvéolos de um pulmão saudável, já o item B ilustra o cenário oposto e o de um pulmão afetado pela DPOC; no segundo nível, o item C mostra que bronquíolos saudáveis apresentam uma coloração clara e são desobstruídos, enquanto que o pulmão de um paciente com DPOC ou bronquite crônica (item D) possui uma combinação de espessamento da parede das vias aéreas e excesso de muco, o que colabora para a oclusão das vias aéreas e bloqueamento das vias respiratórias por muco; no terceiro e último nível, mais especificamente, no nível celular, diferente de um epitélio saudável (item E), o epitélio do organismo de um indivíduo com a doença respiratória (item F) apresenta uma camada de líquido da superfície das vias aéreas reduzida, uma camada de muco espessada e remodelamento epitelial, incluindo hiperplasia de células caliciformes e basais e aumento da resposta inflamatória imune.

Como resultado, a limpeza respiratória natural sozinha não consegue evacuar a hipersecreção causada pelas doenças (FRANKS *et al.*, 2019) e, diante de tais circunstâncias, é de extrema importância que haja uma limpeza frequente do sistema respiratório para a eliminação do muco e, consequentemente, prevenção de um agravamento no quadro do paciente.

Comumente, o tratamento dessas patologias envolve a prescrição de medicamentos e sessões de terapia para higienização das vias aéreas. Sendo assim, o ramo da fisioterapia

Figura 1 – Características patológicas da doença pulmonar obstrutiva crônica (DPOC)



Fonte: adaptado de (DRANSFIELD *et al.*, 2022).

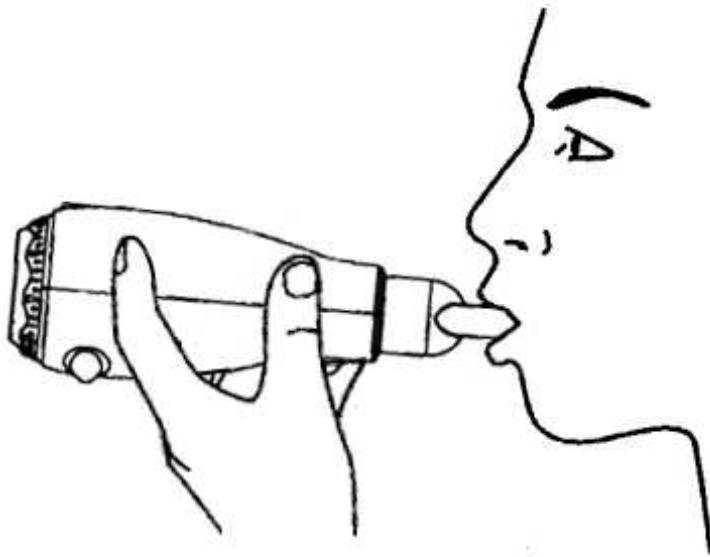
respiratória desenvolveu uma variedade de técnicas de desobstrução das vias respiratórias a serem utilizadas durante essas sessões (PATTERSON *et al.*, 2007), de modo a prevenir um agravamento súbito e severo dos sintomas da doença e estabilizar (ou até mesmo melhorar) a função pulmonar do paciente, promovendo uma melhor qualidade de vida (PONCIN *et al.*, 2020; NICOLINI *et al.*, 2018; FARAG; MARIAM, 2017; MURRAY *et al.*, 2009; MCCOOL; ROSEN, 2006; van der Schans, 2002; HESS, 2002).

2.1 Pressão Expiratória Positiva Oscilatória e dispositivos OPEP

Em geral, as técnicas de limpeza do sistema respiratório demandam o uso de dispositivos (Figura 2) para que atuem de maneira eficaz na terapia do paciente (PATTERSON *et al.*, 2007; PONCIN *et al.*, 2020; DEMCHUK; CHATBURN, 2021; BELLI *et al.*, 2021; HASSAN *et al.*, 2021; BURR *et al.*, 2020). Silverman *et al.* (2003) mencionam em seu trabalho que a inclusão de um dispositivo de fácil manuseio melhora os resultados em um tratamento autogerido.

Dentre esses procedimentos de higienização das vias aéreas, existe um bastante conhecido denominado Pressão Expiratória Positiva Oscilatória, em inglês Oscillating Positive Expiratory Pressure ou OPEP. Para fins de simplificação, daqui em diante, a sigla OPEP será utilizada para se referir a tal termo. Essa técnica, que combina PEP com oscilações das vias aéreas

Figura 2 – Uso de dispositivo para performance da técnica OPEP



Fonte: o autor.

(FRANKS *et al.*, 2019), tem o propósito de alterar a viscosidade das secreções (TAMBASCIO *et al.*, 2011; APP *et al.*, 1998a; LEE *et al.*, 2015), aumentando, assim, o deslocamento do muco respiratório (TAMBASCIO *et al.*, 2011). Ademais, estudos mostram que a eficácia do tratamento é melhorada quando as oscilações apresentam amplitudes elevadas (ALVES *et al.*, 2008; MUELLER *et al.*, 2014).

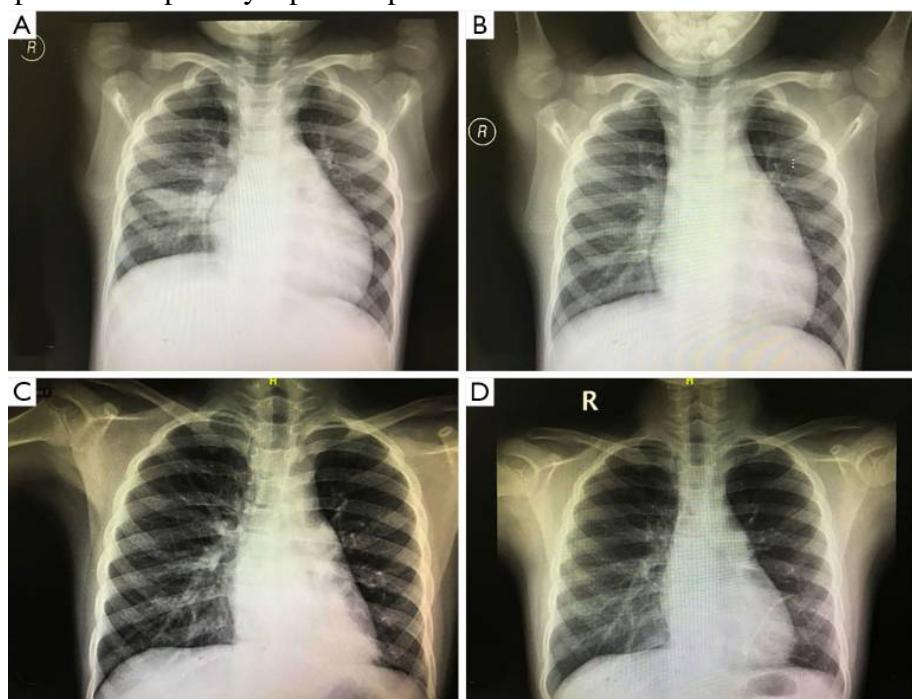
Isoladamente, a técnica PEP consiste em aplicar resistência contra o fluxo expiratório durante uma exalação prolongada para gerar uma pressão nas vias aéreas superior à pressão atmosférica, o que provoca o aumento da capacidade de exalação (FRANKS *et al.*, 2019; DEMCHUK; CHATBURN, 2021). Diversos estudos mostraram que esse procedimento melhora a estabilidade e sustentação da cavidade torácica (GROTH *et al.*, 1985; OBERWALDNER *et al.*, 1986; DARBEE *et al.*, 2004), bem como reduz o aprisionamento de gases (OSADNIK *et al.*, 2013; GROTH *et al.*, 1985), ocasionando na expansão do diâmetro das vias aéreas aéreas (DEMCHUK; CHATBURN, 2021) e prevenindo seu colapso precoce durante o processo de exalação (Fagevik Olsén *et al.*, 2015). Esse efeito promove a remoção do muco ao direcioná-lo para o centro, tornando mais fácil sua expectoração (DARBEE *et al.*, 2004; MCILWAINE *et al.*, 2001; MYERS, 2007; AL BURGE AT, 2017; ANDERSEN *et al.*, 1979).

Por outro lado, as oscilações, ou seja, as vibrações das vias respiratórias, têm o objetivo de estimular a frequência do batimento ciliar e sincronizar-se com a frequência de ressonância do sistema respiratório. Além disso, esses padrões irregulares e variáveis de fluxo de

ar induzidos contribuem para reduzir a viscoelasticidade das secreções brônquicas, auxiliando na sua remoção e movimentação ascendente. Consequentemente, desempenham um papel importante na facilitação do processo de limpeza mucociliar (APP *et al.*, 1998b; GEORGE *et al.*, 1985; BUTTON; BUTTON, 2013; KONSTAN *et al.*, 1994; CHANG *et al.*, 1988).

A Figura 3 apresenta de modo visual os resultados obtidos ao adotar a técnica OPEP no tratamento de crianças com pneumonia por *Mycoplasma pneumoniae* refratária. Apesar da patologia não se enquadrar na mesma categoria que as demais citadas previamente, o estudo feito por Sun *et al.* (2021) mostrou que o procedimento de terapia foi eficaz na reabilitação dos pacientes. No caso 1, a criança exibia uma consolidação no lobo médio direito do pulmão (Figura 3-A) e, após uso de um dispositivo OPEP em um período de 2 meses, essa consolidação foi completamente resolvida (Figura 3-B). De maneira similar, no caso 2, o paciente apresentou consolidação nos lobos inferiores esquerdos (Figura 3-C) e, após submeter-se à mesma terapia pelo mesmo período, a consolidação foi resolvida (Figura 3-D).

Figura 3 – Efeitos do uso técnica OPEP na reabilitação de crianças com pneumonia por *Mycoplasma pneumoniae* refratária.



Fonte: adaptado de (SUN *et al.*, 2021).

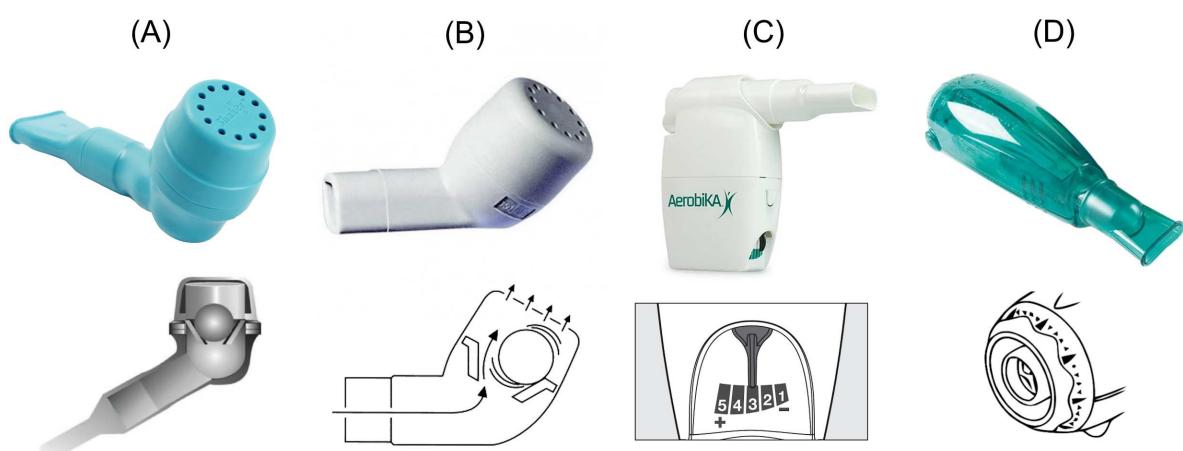
Atualmente, existem diversos dispositivos OPEP comerciais, ou seja, equipamentos que utilizam a técnica de PEP vibratória para limpeza das vias aéreas. A Figura 4 mostra alguns deles. O Shaker (NCS, Barueri, São Paulo) (item A) e o Flutter VRP1 (Scandipharm, Birmingham, Alabama) (item B), como observado na imagem, possuem a construção física

similar a um cachimbo e, para performar a PEP oscilatória, dispõem de uma esfera metálica no seu interior para promover oposição ao fluxo de ar exalado através do aparelho. É fácil observar que tal fato limita a sua utilização, visto que a esfera sofre influência da força da gravidade e, consequentemente, restringe o seu manuseio por pacientes que não podem realizar a terapia na posição adequada (VOLSKO *et al.*, 2003; SARMENTO, 2016).

O Aerobika (Monaghan Medical, Plattsburgh, Nova York) (item C) é um dispositivo portátil no qual o fluxo expiratório passa por uma válvula unidirecional localizada dentro de uma câmara, criando oscilações no fluxo de ar e PEP à medida que a válvula vibra. Um ponteiro na câmara ajusta a configuração de resistência, determinando a facilidade com que a válvula unidirecional abre e fecha (FLEET *et al.*, 2017a; COPPOLO *et al.*, 2022).

O Acapella (DHD Healthcare, Wampsville, Nova York) (item D) constituído por um ímã, uma espécie de alavanca, ou haste, oscilante contrabalançada e um cone que bloqueia o ar exalado. Ele é um dispositivo que oferece uso prático em qualquer posição. Ao ajustar um mecanismo localizado na extremidade distal do equipamento, a proximidade do ímã e do braço oscilante contrabalançado pode ser modificada, permitindo a alteração da resistência e, consequentemente, definindo a frequência e amplitude das oscilações e dos níveis de PEP com cinco opções diferentes (SACCENTE-KENNEDY *et al.*, 2020; FRANKS *et al.*, 2019; PONCIN *et al.*, 2020; DEMCHUK; CHATBURN, 2021).

Figura 4 – Dispositivos OPEP. (A) Shaker, (B) Flutter VRP1, (C) Aerobika, e (D) Acapella

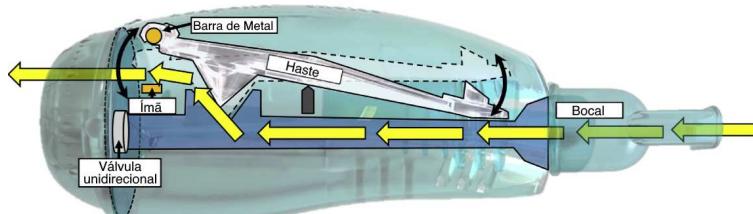


Fonte: o autor.

Quando um paciente exala através do aparelho (Figura 5), a pressão interna aumenta até que a força do fluxo expiratório empurre o cone para cima. Devido à presença de uma barra de metal na extremidade da haste, o ímã atrai o braço e o cone de volta à sua posição original,

resultando em oclusão intermitente do fluxo expiratório e vibrações das vias aéreas (PONCIN *et al.*, 2020).

Figura 5 – Direção do fluxo de ar dentro do Acapella Choice durante exalação.



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

Existem diferentes modelos disponíveis para atender a necessidades específicas. O modelo Choice, em particular, é recomendado para pacientes que podem sustentar um fluxo expiratório de 10 L/min ou mais por pelo menos 3 segundos. Notavelmente, ele oferece a vantagem de fácil desmontagem em quatro partes para uma sanitização conveniente (VOLSKO *et al.*, 2003; SANTOS *et al.*, 2013; PONCIN *et al.*, 2020; MEDICAL, 2019).

2.2 Problemática

Para utilizar o dispositivo OPEP de maneira eficaz e otimizar o tratamento do paciente (PATTERSON *et al.*, 2007; KING *et al.*, 1983), é necessário atender a requisitos específicos. As oscilações geradas pelo dispositivo devem se aproximar da frequência do movimento ciliar e da frequência de ressonância pulmonar, que está entre 11-15 Hz (PIETERSE; HANEKOM, 2018; CHILVERS *et al.*, 2003; YAGER *et al.*, 1980; ZHANG *et al.*, 2004; PATTERSON *et al.*, 2007; CEGLA; RETZOW, 1993; LIMA *et al.*, 2005; KING *et al.*, 1983). Outro requisito importante é a necessidade de atingir uma PEP mínima de 10 cm H₂O (DARBEE *et al.*, 2004). Ademais, observou-se que a eficácia da terapia melhora com uma maior amplitude de vibração do fluxo de ar (ALVES *et al.*, 2008).

Contudo, ainda não está claro se esses requisitos são atendidos quando o dispositivo é ajustado para um nível específico de resistência durante a exalação. Indubitavelmente, os efeitos mecânicos do dispositivo são fortemente influenciados por vários fatores, incluindo a forma de utilização (ALVES *et al.*, 2010; FLEET *et al.*, 2017b; ALVES *et al.*, 2008; FRANKS *et al.*, 2019). Embora muitos estudos tenham relatado a eficácia dos dispositivos de limpeza das vias aéreas em condições de laboratório controladas (VOLSKO *et al.*, 2003; SANTOS *et*

al., 2013; MUELLER *et al.*, 2014; FRANKS *et al.*, 2019; PONCIN *et al.*, 2020; DEMCHUK; CHATBURN, 2021), atualmente não há equipamento disponível para fornecer informações em tempo real sobre esses parâmetros durante as sessões de terapia do paciente.

Em Silva *et al.* (2019), foi sugerido o desenvolvimento de um medidor de frequência digital para monitorar as oscilações geradas por equipamentos de fisioterapia. No entanto, não foram fornecidas informações sobre outras variáveis importantes para auxiliar profissionais e pacientes na otimização do tratamento. O mesmo foi proposto em Nascimento (2022), porém utilizando o microcontrolador da série ESP32.

Por outro lado, em Nascimento *et al.* (2023), apesar de ter sido desenvolvido um dispositivo capaz de fornecer informações sobre a frequência das oscilações geradas e a pressão exercida pelo indivíduo durante a exalação, esses dados eram coletados em batelada e, posteriormente, processados e analisados via MATLAB (MathWorks Inc, Natick, Massachusetts). Sendo assim, não havia um retorno em tempo real dos parâmetros desejados.

Em face disso, este trabalho tem como objetivo propor o desenvolvimento de um dispositivo capaz de fornecer informações sobre a frequência das oscilações geradas e a pressão exercida pelo indivíduo durante a exalação, ou seja, em tempo real, através do equipamento OPEP (no presente trabalho foi utilizado apenas o Acapella Choice) visando alcançar resultados ótimos de tratamento.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, serão apresentadas noções importantes utilizadas para o desenvolvimento do protótipo. O objetivo dessa abordagem é explicar o funcionamento das partes que compõem o dispositivo, desde a etapa de coleta das grandezas físicas até o processamento dessas informações para transformá-las nos parâmetros desejados. Dessa forma, são mostrados elementos essenciais das áreas de sensoriamento, filtragem e processamento de sinais. Além disso, com o intuito de manter a organização e agrupar elementos de classes similares, o capítulo é dividido nas subseções apresentadas a seguir.

3.1 Sensoriamento e Coleta de dados

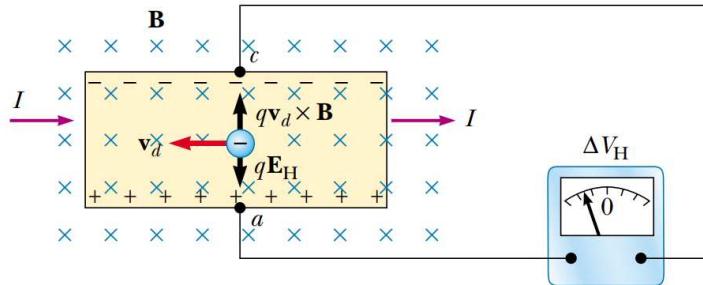
Como mencionado no Item 2, as oscilações geradas pelo dispositivo Acapella Choice ocorrem à medida que o ar exalado circula pela região onde o cone está posicionado, causando o movimento da alavanca oscilante contrabalançada e, consequentemente, interrompendo o fluxo de ar que circula.

Considerando essas informações, é evidente que o movimento da haste corresponde às oscilações geradas pelo dispositivo. Logo, partindo dessa condição, é possível estimar o movimento oscilatório da peça fixando um ímã à ela (alavanca) e um sensor de efeito Hall, ou sensor Hall, a uma parte fixa do aparelho de modo que o seu ponto de detecção esteja perpendicular ao campo magnético do ímã.

Como o próprio nome sugere, o sensor Hall apoia-se no fenômeno denominado efeito Hall para o seu funcionamento. Ele consiste na geração de uma diferença de potencial em um semicondutor ou condutor elétrico carregado que transporta uma corrente, quando sujeito a ação de um campo magnético uniforme externo (RESNICK DAVID HALLIDAY, 2018).

A Figura 6 ilustra esse fenômeno. Considerando um material semicondutor, essencialmente, os elétrons que percorrem esse material tendem a desviar-se de sua trajetória usual, acumulando-se em uma das faces laterais (ponto **c**), quando se aplica uma diferença de potencial a ele de maneira a permitir o fluxo de corrente (**I**) e, ao mesmo tempo, o expõe a um campo magnético (**B**). Como resultado, as cargas positivas não compensadas aglomeram-se na face lateral oposta (ponto **a**). Sendo assim, a divisão dessas cargas gera um campo elétrico associado a uma diferença de potencial (ΔV_H), conhecida como *diferença de potencial de Hall* (HALLIDAY ROBERT RESNICK, 2007).

Figura 6 – Esquemático de funcionamento do Efeito Hall



Fonte: (HALLIDAY ROBERT RESNICK, 2007).

Comumente, o monitoramento de pressão é essencial para averiguar a força exercida pelo sistema respiratório do paciente no aparelho das vias aéreas no âmbito dos dispositivos médicos, especialmente durante em procedimentos como ventilação mecânica ou manejo das vias respiratórias (BAEK; KIM, 2021; XU *et al.*, 2021).

Particularmente, no contexto da terapia de indivíduos com patologias no sistema respiratório utilizando dispositivos OPEP, é importante que haja o monitoramento dessa grandeza para que seja possível compreender e verificar se o tratamento foi executado corretamente, conforme os resultados desejados, sem que isso afete significativamente no esforço do paciente, visto que existem casos onde o quadro da doença é agudo e ele não é capaz de executar a terapia sob determinadas condições. Apesar de os fabricantes fornecerem as especificações de uso, na prática, o manuseio e ajustes feitos nas configurações do aparelho podem impactar significativamente nessas questões.

A pressão é uma grandeza escalar definida como a razão entre a força aplicada e a área perpendicular a essa força (URONE *et al.*, 2022). Logo, é uma medida de quanto uma força é distribuída sobre uma superfície. Sendo assim, a pressão diferencial é simplesmente a diferença de pressão entre dois pontos em um sistema. Ela é utilizada para mensurar variações de pressão em diferentes partes de um sistema, facilitando a compreensão de como a pressão muda de um ponto a outro (URONE *et al.*, 2022; ZHANG *et al.*, 2021).

No que diz respeito aos dispositivos de terapia respiratória, é possível utilizar o artifício da pressão diferencial para obter diversos parâmetros importantes, dentre os quais se destaca a pressão manométrica. Esta é a pressão medida em relação à pressão atmosférica ambiente, ou seja, trata-se da diferença entre a pressão absoluta (a pressão total medida a partir do vácuo absoluto) e a pressão atmosférica. Portanto, ela é útil para realizar medições de pressão dentro de equipamentos respiratórios (WANG *et al.*, 2020; MEURER *et al.*, 2019). No caso

dos dispositivos OPEP, medir tal grandeza assegura uma maior autonomia no uso do dispositivo para diferentes ajustes feitos na configuração do aparelho, desde que ele forneça a resistência e o fluxo de ar adequados para que os pacientes alcancem os parâmetros ótimos.

Entretanto, como pode ser observado na Figura 7, a construção mecânica do dispositivo inviabiliza a medição da pressão manométrica sem que haja perda do fluxo de ar que se deseja medir. Logo, a presença de um componente adicional que permita realizar tal medição é crucial.

Figura 7 – Acapella Choice.



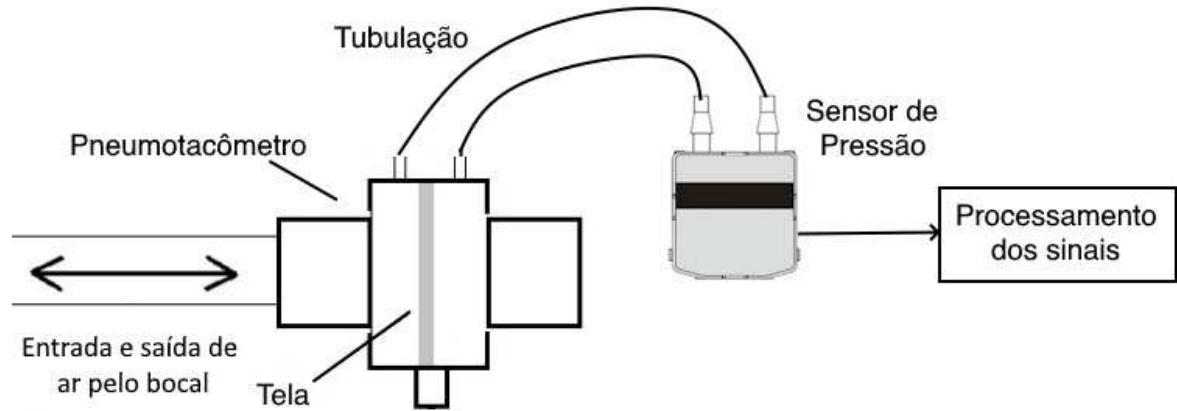
Fonte: adaptado de (SMITHS MEDICAL, 2015).

É comum encontrar em aparelhos respiratórios, tais como ventiladores mecânicos e espirômetros pulmonares, um componente denominado pneumotacômetro. Ele é utilizado, basicamente, para medir a taxa de fluxo de ar e, em algumas circunstâncias, o volume de ar que passa pelo dispositivo. O pneumotacômetro apresenta excelentes características lineares e uma linha de base estável. Tipicamente, ele utiliza uma tela ou um arranjo em colmeia de pequenos tubos no conduto de fluxo de ar e tem um transdutor de pressão diferencial conectado às suas "portas" de pressão antes e depois da tela (ou tubos) (XU *et al.*, 2018).

Na Figura 8, é possível visualizar a configuração padrão de integração do pneumotacômetro ao sistema. No caso ilustrado, ele é conectado a um tubo de ar e, supondo que haja uma pessoa na extremidade oposta à outra conectada ao pneumotacômetro, à medida que o ar entra e sai dos pulmões do indivíduo, o fluxo de ar cria uma pequena queda de pressão através da tela do pneumotacômetro. Por meio das suas "portas" de pressão, um transdutor de pressão diferencial é conectado ao dispositivo com o auxílio de tubos. O transdutor de pressão diferencial, então, produz um sinal analógico proporcional à taxa de fluxo.

Analogamente, considerando as informações mostradas previamente, para mensurar a pressão manométrica basta montar uma configuração tal que o pneumotacômetro esteja entre o indivíduo e o Acapella Choice e utilizar uma de suas portas de pressão para capturar a pressão

Figura 8 – Esquemático de uso de um pneumotacômetro.



Fonte: o autor.

dentro do aparelho. Essa porta deve ser conectada a uma das entradas do sensor de pressão diferencial e a outra deve permanecer desconectada de qualquer coisa, consequentemente, em contato com o ambiente externo, para que meça a pressão externa ao dispositivo (WANG *et al.*, 2020).

3.2 Filtragem dos sinais

Até o momento, as informações coletadas nada mais são do que valores em tensão, visto que os transdutores, como observado, realizam a tarefa de converter as grandezas físicas em sinais analógicos. Os parâmetros finais, no entanto, são processados em sistemas digitais, logo, os sinais são submetidos aos processos de discretização e digitalização para que sejam manipulados nesse ambiente.

Diante dessas considerações, é crucial alinhar as especificações dos sinais que se deseja transformar com os requisitos do processo de conversão de modo a prevenir que ocorram incongruências e, por conseguinte, garantir que a integridade dos dados não seja comprometida. Em especial, é fundamental evitar que ocorra o fenômeno conhecido como *aliasing effect*, ou *efeito aliasing*. Esse evento ocorre quando, ao analisar o espectro, observa-se uma sobreposição entre duas versões replicadas do sinal, provocando uma reconstrução inadequada do sinal e, portanto, resultando em danos à integridade das informações (LANDAU, 2006).

Para mitigar a ocorrência desse fato, pode-se implementar um filtro passa-baixas, também conhecido como filtro "anti-aliasing". Filtros são circuitos desenvolvidos para permitir a passagem apenas de sinais com a frequência desejada. Dessa forma, como o próprio nome sugere, um filtro passa-baixas atenua qualquer sinal cuja frequência máxima (f_{max}) seja igual ou superior

à sua frequência de corte (f_c) (LANDAU, 2006; ALEXANDER, 2013). A implementação do filtro não só previne o aliasing, mas também ajuda a preservar a integridade das informações ao reduzir a interferência de ruído. É importante observar que o filtro passa-baixas causa um deslocamento de fase no sinal filtrado (SCHAFFER, 2014). Embora isso possa ser problemático em alguns casos, no presente cenário, não interfere na integridade das informações desejadas e pode ser desconsiderado.

O dimensionamento dos componentes do filtro está diretamente associado a esse e outro parâmetro, denominado ganho, que será detalhado mais adiante. Portanto, considerando um resistor R e um capacitor C , a frequência de corte f_c é definida por

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (3.1)$$

Outra forma de evitar o efeito aliasing é utilizar a definição do teorema de amostragem de Nyquist-Shannon, que determina o intervalo de tempo adequado para que os valores de amplitude (amostras) sejam coletados. Esse teorema afirma que a taxa de amostragem f_s deve ser, no mínimo, igual ou superior ao dobro da componente de frequência mais elevada do sinal, ou seja,

$$f_s \geq 2f_{max}. \quad (3.2)$$

Logo, é possível relacionar as Equações 3.1 e 3.2 de modo que o filtro projetado apresente uma banda passante que atenda ao requisito do teorema. Dessa maneira, assumindo f_c como f_s , no caso crítico ($f_s = 2f_{max}$), a Equação 3.1 pode ser reescrita como:

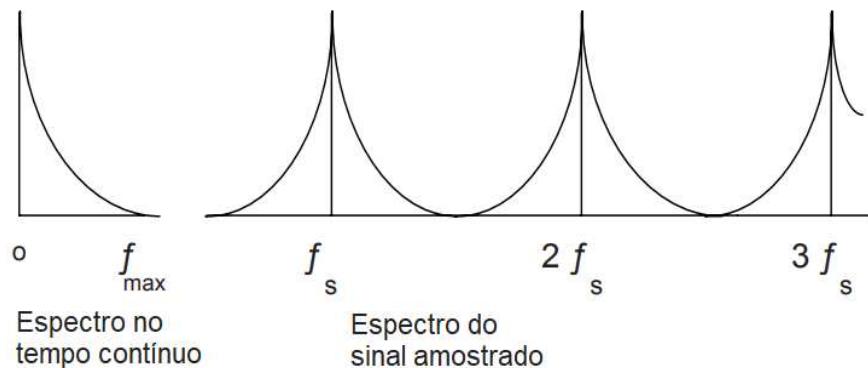
$$RC = \frac{1}{4\pi f_c}. \quad (3.3)$$

A Figura 9 exemplifica o comportamento do sinal no domínio da frequência, ou seja, seu espectro, quando a proposição feita pelo teorema de Nyquist-Shannon é atendida.

Em contrapartida, a Figura 10 ilustra o comportamento do sinal no domínio da frequência quando este não é amostrado numa taxa adequada, provocando o surgimento do efeito aliasing e a perda da integridade da informação.

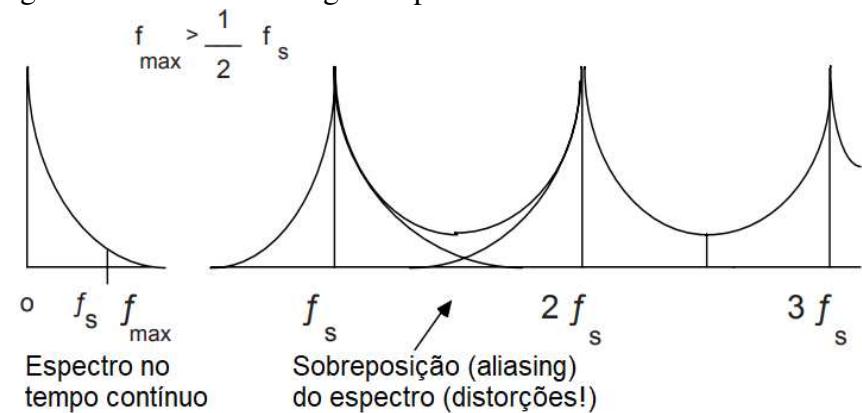
Como mencionado previamente, um filtro é um circuito projetado para permitir somente a passagem de sinais de uma faixa de frequência desejada. Portanto, o filtro passa-baixas é apenas um entre outros tipos de filtros existentes. O filtro passa-altas é outro elemento em estudo e desenvolvimento; ao contrário do filtro anti-aliasing, ele é projetado para atenuar sinais com frequência igual ou inferior à sua frequência de corte. No que diz respeito aos componentes

Figura 9 – Espectro de um sinal amostrado a partir do teorema de Nyquist-Shannon



Fonte: adaptado de Landau (2006).

Figura 10 – Efeito aliasing no espectro de um sinal subamostrado



Fonte: adaptado de Landau (2006).

utilizados na implementação desses circuitos analógicos, eles podem ser construídos utilizando apenas componentes passivos (resistores, capacitores e indutores), bem como incorporar elementos ativos (amplificadores operacionais). A distinção entre esses tipos de componentes está na absorção/transferência de energia. Elementos ativos fornecem energia para o circuito, enquanto os passivos absorvem energia. Ademais, componentes passivos apresentam desvantagens em relação aos componentes ativos, dentre as quais se destacam o ganho unitário, não injetam energia no circuito, alto custo de implementação e necessidade de maior espaço para sua construção (ALEXANDER, 2013). Logo, isso pode tornar a utilização de filtros ativos uma boa alternativa em projetos de circuitos eletrônicos compactos e portáteis. Por outro lado, é importante se ater ao projeto de tais filtros, visto que os mesmos podem inserir um nível de corrente contínua indesejado na medição, o que compromete a acurácia do valor medido.

Analizando esses pontos, tem-se que os filtros ativos possuem duas importantes especificações: ganho e frequência de corte. O conceito de frequência de corte foi detalhado acima. Passando agora ao ganho, sua função é aumentar a amplitude do sinal de entrada do

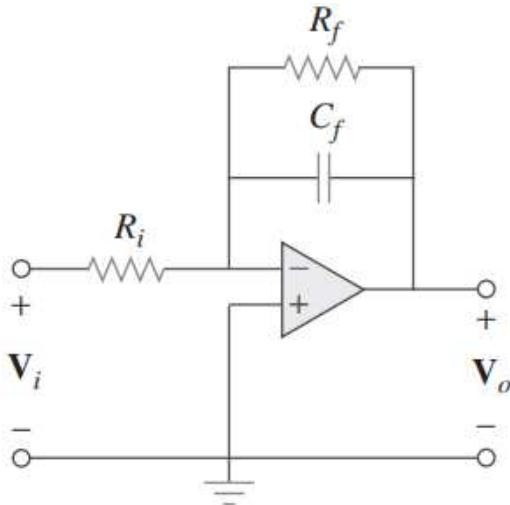
filtro. Esses requisitos, dependendo da configuração adotada para o projeto do filtro, sofrem leves alterações entre um aspecto ou outro da equação porém nada que distoe da forma básica que se têm para o cálculo desses parâmetros. Em uma configuração com realimentação negativa, considerando um filtro passa-baixas de primeira ordem (Figura 11), tem-se que o seu ganho G é definido por

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i}. \quad (3.4)$$

Já f_c corresponde a

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f}. \quad (3.5)$$

Figura 11 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem



Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

Analogamente, em um filtro passa-altas de primeira-ordem tal qual o visualizado na Figura 12, G é determinado da mesma forma que é a observada na Equação 3.4 para o filtro passa-baixas. Por outro lado, f_c é dada por

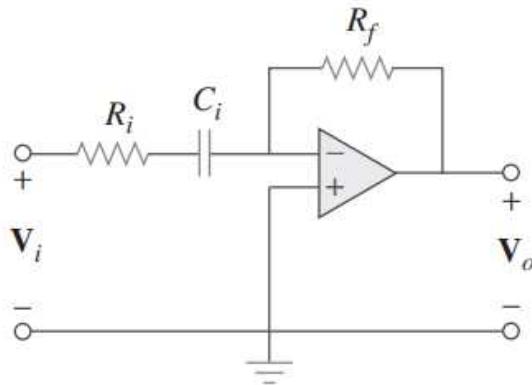
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i}. \quad (3.6)$$

Já em um arranjo como o observado na Figura 13, ele é constituído de duas etapas. A primeira consiste em um filtro passa-baixas passivo padrão que é formado quando a saída de um circuito RC é obtida a partir do capacitor.

A fim de facilitar a compreensão do equacionamento das fórmulas da primeira etapa do circuito da Figura 13, considere a Figura 14. A função de transferência $H(\omega)$ corresponde a

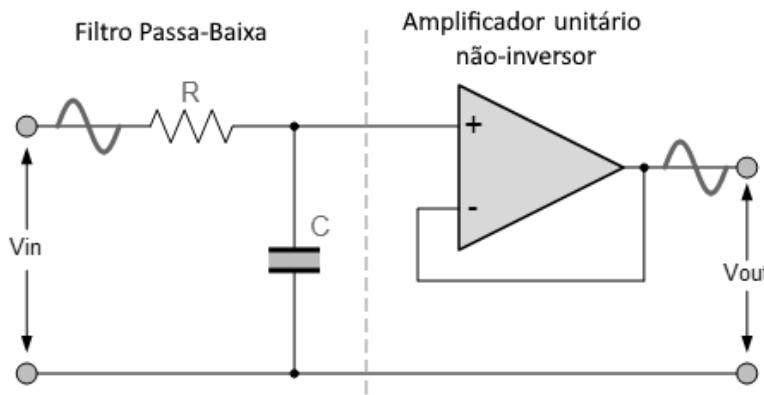
$$H(\omega) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (3.7)$$

Figura 12 – Filtro passa-altas ativo de primeira ordem



Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

Figura 13 – Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem não-inversor



Fonte: o autor.

onde ω é a frequência angular, e V_o e V_i são, respectivamente, a tensão de saída e de entrada do filtro. A frequência de meia potência, que é a frequência na qual a potência do sinal de saída é reduzida à metade da potência do sinal de entrada, é equivalente à frequência de corte nos gráficos de Bode. No contexto de filtros, essa frequência é a de corte ω_c , sendo obtida ao ajustar a amplitude de $H(\omega)$ para $1/\sqrt{2}$, portanto,

$$H(\omega_c) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_c^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.8)$$

ou

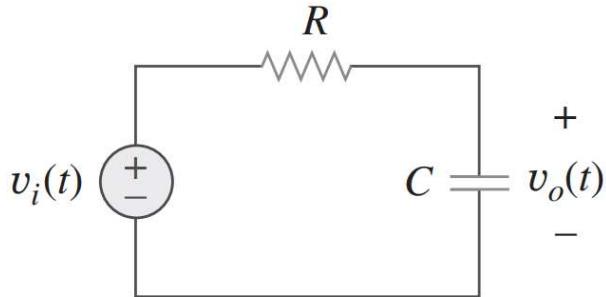
$$\omega_c = \frac{1}{RC}. \quad (3.9)$$

Visto que $\omega_c = 2\pi f_c$, logo, nota-se que a frequência de corte desse filtro corresponde a

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (3.10)$$

segundo a definição apresentada na Equação 3.1. Como mencionado anteriormente, o ganho em um filtro passivo é unitário.

Figura 14 – Filtro passa-baixas passivo de primeira ordem



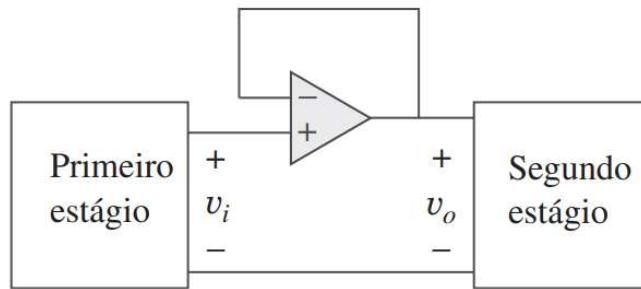
Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

Já na segunda etapa do circuito filtro (Figura 13), tem-se um amplificador operacional configurado como um seguidor de tensão (*buffer*). Ele recebe esse nome pois a saída segue a entrada, logo,

$$V_o = V_i, \quad (3.11)$$

A Figura 15 ilustra de maneira generalista a utilização de amplificador operacional configurado em seguidor de tensão. Como é observado tanto na figura quanto na Equação 3.11, o ganho para esse arranjo é unitário. Devido a essa condição, é conhecido, também, como *amplificador de ganho unitário* (ALEXANDER, 2013).

Figura 15 – Amplificador operacional no modo seguidor de tensão



Fonte: adaptado de (ALEXANDER, 2013).

Portanto, a configuração de filtro apresentada na Figura 13, apresenta o cálculo de f_c (Equação 3.10) semelhante aos demais filtros apresentados (Equações 3.5 e 3.6), porém G não é negativo e, portanto, não há inversão da polaridade do sinal de entrada (ALEXANDER, 2013).

Os filtros apresentados foram utilizados no desenvolvimento do trabalho e, mais adiante, suas especificações serão vistas com mais detalhes.

3.3 Conversão Analógico-Digital

Até então, as informações trabalhadas são grandezas contínuas e analógicas. Contudo, como mencionado previamente, os parâmetros finais são dados digitais processados e manipulados em um sistema digital. O circuito responsável por realizar os processos importantes de discretização e digitalização dos sinais é o chamado conversor analógico-digital ou ADC. Ele é quem tem a função de coletar amostras do sinal a uma frequência definida e codificar os valores de tensão do sinal em uma sequência de números binários. Em processamento de sinais, as duas ações mencionadas anteriormente correspondem, respectivamente, às técnicas de *amostragem* e *quantização* (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011).

À luz dessas evidências, observa-se que quanto maior for a velocidade do contador (*clock*) presente no circuito do ADC, menor será o tempo necessário para que ele converta os sinais. Em outras palavras, um clock mais rápido permite ao ADC lidar melhor com sinais que mudam rapidamente, sendo mais tolerante a frequências de amostragem mais altas. Ademais, quanto maior for a precisão da transformação dos valores de tensão para uma sequência de valores binários, mais fiel será a conversão analógico-digital do sinal. A precisão é definida tanto pela faixa de tensão de entrada que o ADC é capaz de medir quanto pela sua resolução. A resolução indica o menor valor que o componente é capaz de converter e depende intrinsecamente do número de bits do dispositivo. O número de possibilidades é da ordem de 2^n , onde n corresponde ao número de bits (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011). Portanto, para um conversor de 12 bits que opera numa faixa de 3,3 V, sua resolução corresponde a

$$\frac{3.3 \text{ V}}{2^{12} - 1} \approx 0,81 \text{ mV.} \quad (3.12)$$

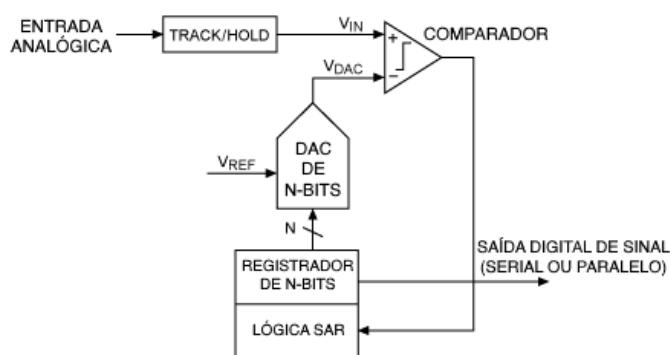
Geralmente, o termo resolução está associado à quantidade de bits que o ADC possui. Entretanto, no presente contexto, ele será tratado conforme a definição dada anteriormente. É importante salientar que sempre haverá o chamado *erro de quantização* (diferença entre o valor real e o digital associado a ele). O que pode ser feito é diminuir esse erro aumentando a quantidade de bits do conversor. Entretanto, uma maior quantidade de bits requer um maior tempo de conversão das amostras (TOCCI NEAL S. WIDMER, 2011). Ademais, devido à grande necessidade de uso, o módulo ADC, muitas vezes, já vem integrado à placa de desenvolvimento;

muitos microcontroladores comerciais, por exemplo, já possuem esse periférico. Porém, é possível encontrá-los separadamente.

Existem diversos tipos de ADC, cada um com suas características distintas e usos específicos. Em especial, o *Successive Approximation Register* (SAR) ADC, ou *Conversor Analógico-Digital de Aproximação Sucessiva*, é um tipo de conversor que, essencialmente, implementa um algoritmo de busca binária. Ele é frequentemente utilizado em aplicações que necessitam de uma quantidade de bits média ou alta (variando, geralmente, entre 8 a 16 bits) devido ao seu baixo consumo de energia e precisão, além do fato de serem fisicamente pequenos (DEVICES, 2001).

A Figura 16 ilustra a configuração básica de operação de um SAR ADC. Primeiramente, o sinal analógico de entrada V_{IN} é coletado e mantido em um circuito de track/hold. Para implementar o algoritmo de busca binária, o valor inicial do registrador de N bits é configurado para o ponto médio (ou seja, 100... .00, onde o *Most Significant Bit* (MSB), bit mais significativo, é definido como 1). Isso faz com que a saída do *Digital to Analog Converter* (DAC) V_{DAC} assuma o valor $V_{REF}/2$, em que V_{REF} é o sinal de referência fornecido ao ADC. Uma comparação é então feita para determinar se V_{IN} é menor ou maior que V_{DAC} . Caso V_{IN} seja maior do que V_{DAC} , a saída do comparador é um nível lógico alto, ou 1, e o MSB do registrador de N bits permanece em 1. Em contrapartida, se V_{IN} for menor que V_{DAC} , a saída do comparador é um nível lógico baixo e o MSB do registrador é levado para um nível lógico baixo, ou 0. A lógica de controle do SAR então passa para o próximo bit inferior, força esse bit para alto e realiza outra comparação. A sequência continua até o *Least Significant Bit* (LSB), ou bit menos significativo. Uma vez concluído, a conversão está completa e a palavra digital de N bits está disponível no registrador.

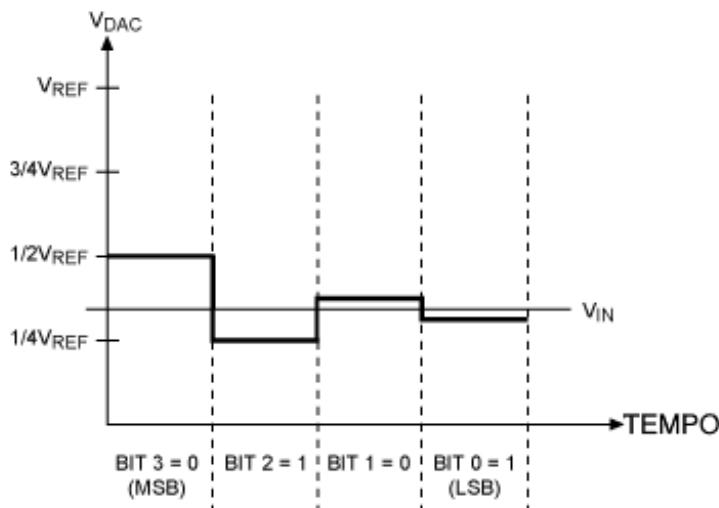
Figura 16 – Arquitetura simplificada de um ADC SAR de N bits



Fonte: adaptado de (DEVICES, 2001).

Já a Figura 16 mostra de maneira gráfica o processo de conversão utilizando um SAR ADC de 4 bits. O eixo y (e a linha em negrito na imagem) representa a tensão de saída do DAC. A primeira comparação indica que $V_{IN} < V_{DAC}$. Assim, o bit 3 é definido como 0. O DAC é então ajustado para 0100_2 e a segunda comparação é realizada. Como $V_{IN} > V_{DAC}$, o bit 2 permanece em 1. O DAC é então ajustado para 0110_2 e a terceira comparação é realizada. O bit 1 é definido como 0, e o DAC é então ajustado para 0101_2 para a comparação final. Finalmente, o bit 0 permanece em 1 porque $V_{IN} > V_{DAC}$.

Figura 17 – Operação SAR (exemplo de ADC de 4 bits)



Fonte: adaptado de (DEVICES, 2001).

É importante salientar que o período de comparação para um conversor ADC SAR de N bits necessita de N períodos e não realizará a próxima conversão até que a conversão atual esteja completa. Desse modo, no exemplo da Figura 16, são necessários quatro períodos de comparação para o conversor, pois ele possui 4 bits. Essa característica justifica o motivo pelo qual esse tipo de ADC é mais eficiente em termos de energia e espaço, porém raramente é visto em combinações de velocidade e resolução além de alguns mega-samples por segundo (Msps) em 14 a 16 bits.

3.4 Processamento de Sinais

Mesmo após o processo de conversão dos sinais de analógico para digital, os dados ainda não estão formatados para fornecer as informações desejadas. Sendo assim, é necessário realizar algumas operações e técnicas de processamento de sinais para que isso ocorra. Iniciando pelo caso mais simples, o cálculo do valor da pressão envolve simplesmente a conversão dos

valores digitalizados em valores de pressão. Comumente, a saída digital corresponde a um valor discreto dentro da escala 2^n de conversão do ADC e, para convertê-lo, requer apenas multiplicar o resultado da saída pelo valor de tensão máxima medida pelo conversor e dividi-lo pelo valor máximo discreto que o dispositivo é capaz de converter, ou seja,

$$V_{out} = D_{out} \frac{V_{max}}{D_{max}}, \quad (3.13)$$

onde V_{out} corresponde ao resultado digital da saída em tensão, D_{out} é o resultado "bruto" da leitura digital do ADC, V_{max} é a tensão máxima de entrada analógica mensurável pelo ADC e D_{max} é o máximo resultado "bruto" da leitura digital do conversor (no caso de um conversor de 10 bits, por exemplo, esse máximo corresponderia a 1024) (SYSTEMS, 2021).

Após a conversão dos dados para valores de tensão, é possível, então, traduzir esses dados para valores de pressão. Isso é feito através de um equacionamento que relaciona tensão com pressão, $V_{out}(p)$, e, geralmente, o datasheet do sensor utilizado fornece tal operação. Ademais, é importante salientar que, no caso de estudo em questão, foi calculada a pressão *média* durante cada período de observação, ou seja, se em um período de observação são coletadas 1024 amostras, o valor da pressão corresponderá à soma das amostras coletadas dividido pelo valor total de amostras, logo,

$$P = \frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n p_i \right). \quad (3.14)$$

Por outro lado, para analisar o sinal com base na sua resposta espectral, ou seja, a resposta do sinal no domínio da frequência, é necessário calcular a Transformada Discreta de Fourier (TDF). A série trigonométrica de Fourier nada mais é do que a representação de um sinal periódico $f(t)$, cujo período corresponde a T_0 , através do somatório de infinitas senóides de frequência ω_0 , tal que $\omega_0 = 2\pi f_0$, e suas harmônicas. A representação da série de Fourier de um sinal periódico $f(t)$ em termos de senos e cossenos é definida por

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t), \quad (3.15)$$

em que ω_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

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) dt, \quad (3.16)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \cos n\omega_0 t dt \text{ e} \quad (3.17)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{T_0} f(t) \sin n\omega_0 t dt. \quad (3.18)$$

Se a função $f(t)$ é ímpar, isso significa que ela é representada somente por termos em senos. Caso contrário, ela é uma função par e, consequentemente, representada somente por cossenos. Tal característica é definida como *simetria*. Outra representação da série de Fourier comumente aplicada é a exponencial, visto que senos e cossenos podem ser representados dessa forma. Logo, a forma exponencial de $f(t)$ corresponde a

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} D_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (3.19)$$

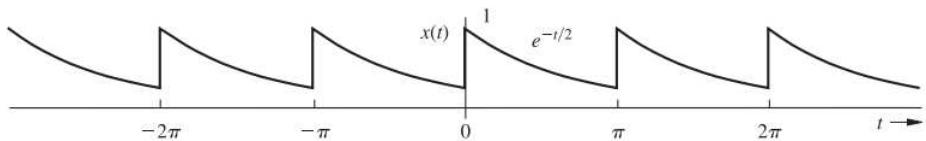
em que,

$$D_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (3.20)$$

Conforme observado nas equações anteriores (3.19 e 3.20), há uma praticidade maior na utilização da forma exponencial em comparação com a representação definida através de senos e cossenos (Equações 3.15, 3.16, 3.17 e 3.18), visto que são mais compactas, o que facilita a sua análise e equacionamento.

A resposta gráfica do sinal $f(t)$ no domínio da frequência é denominada espectro de frequência. Por exemplo, considere que um sinal $x(t)$ apresenta as características observadas na Figura 18, seu espectro de Fourier na forma exponencial corresponderá ao observado na Figura 19.

Figura 18 – Sinal periódico $x(t)$



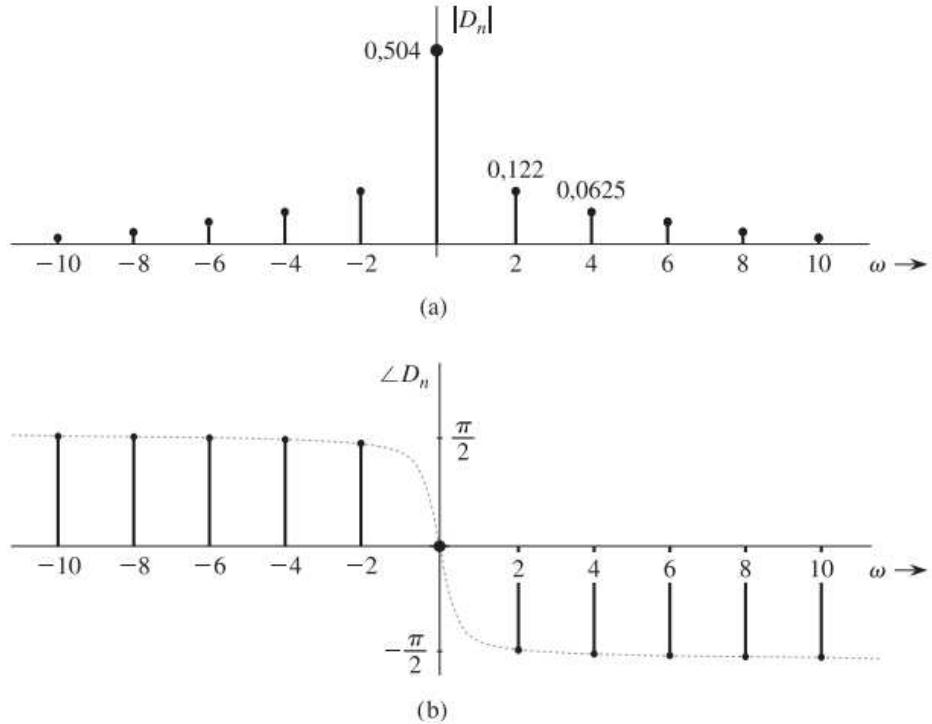
Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

Vale ressaltar que a presença de um espectro para valores negativos de ω_0 é apenas um indício da presença da componente $e^{-jn\omega_0 t}$ na série, já 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 $f(t)$ contínuo não-periódico, tem-se que

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (3.21)$$

Figura 19 – Espectro exponencial de Fourier de $x(t)$



Fonte: (LATHI, 2006).

de modo que

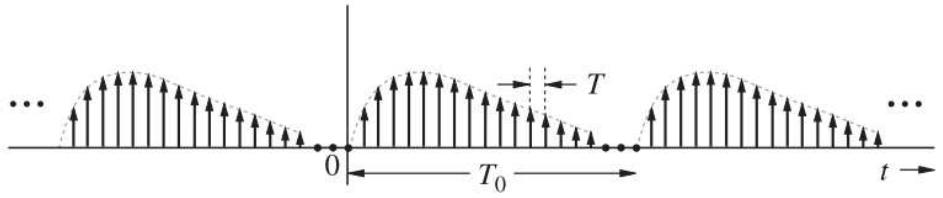
$$D_n = \frac{1}{T_0} F(n\omega_0). \quad (3.22)$$

As formas definidas para séries de Fourier, até o momento, são aplicadas a modelos contínuos. Entretanto, os sinais aos quais se deseja aplicar tal fundamento são processados em sistemas digitais e, consequentemente, são grandezas discretas. Logo, é necessário formular a série de Fourier de modo que ela seja aplicada dentro do contexto mencionado.

Para isso, nota-se que realizar as operações de conversão analógico-digital do sinal e análise do sinal no domínio da frequência requer duas etapas de amostragem. A primeira, previamente detalhada, ocorre durante o processo de digitalização dos dados, onde T corresponde ao intervalo de tempo entre amostras coletadas. Já a segunda etapa é realizada imediatamente antes do cálculo da transformada de Fourier do sinal. Neste caso, T_0 indica o período em que o sinal amostrado deverá ser repetido, ou seja, a janela de tempo total em que será coletada a quantidade de amostras desejadas para o cálculo da transformada (Figura 20).

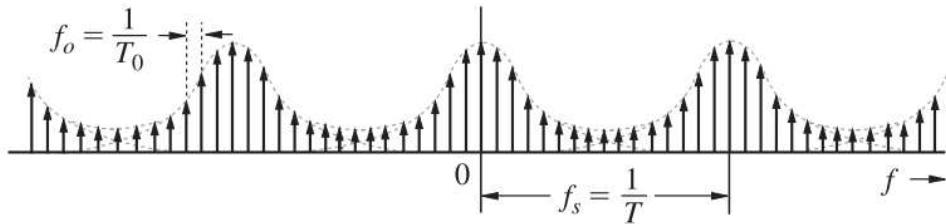
De acordo com o teorema de amostragem espectral, isso resulta na amostragem do espectro a um valor de T_0 amostras/Hz. Em outras palavras, isso significa que, no domínio da frequência, há uma separação por $f_0 = 1/T_0$ entre as amostras (Figura 21).

Figura 20 – Sinal amostrado no domínio do tempo



Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

Figura 21 – Espectro de Fourier do sinal amostrado



Fonte: adaptado de (LATHI, 2006).

Conforme é observado nas Figuras 20 e 21, tem-se que

$$N_0 = \frac{T_0}{T} = \frac{f_s}{f_0}. \quad (3.23)$$

A TDF direta (F_r) e inversa (f_n) são definidas, respectivamente, por

$$F_r = \sum_{n=0}^{N_0-1} x_n e^{-jr\Omega_0 n} \text{ e} \quad (3.24)$$

$$f_n = \frac{1}{N_0} \sum_{r=0}^{N_0-1} X_r e^{jr\Omega_0 n}, \quad (3.25)$$

de modo que

$$\Omega_0 = \omega_0 T = \frac{2\pi}{N_0}. \quad (3.26)$$

Contudo, vale ressaltar que tais definições não levam em consideração o efeito aliasing. Esse fenômeno, apesar das soluções apresentadas no Item 3.2 para extinguí-lo, nunca pode ser completamente anulado. Isso se deve ao fato de que, se a função $f(t)$ é limitada no tempo, consequentemente, o espectro $F(\omega)$ não é restrito em faixa. Em compensação, 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, desconsiderando a imprecisão das amostras. Sendo assim, independente do método utilizado para a determinação numérica da TDF (direta ou inversa), será possível apenas reduzir o erro (LATHI, 2006).

Ademais, devido ao fato de que o sinal $f(t)$ precisa ser limitado no tempo para a realização dos cálculos computacionais, isso provoca o surgimento de dois fenômenos ao realizar esse processo de truncagem dos dados, são eles: o espalhamento espectral e o vazamento.

No primeiro fenômeno (espalhamento), o espectro do sinal se difunde pela totalidade da largura de faixa do outro sinal com o qual ele realiza a convolução. Já no caso do vazamento, o espectro $F(\omega)$ do sinal acaba se espalhando na faixa na qual ele deveria ser zero, provocando, consequentemente, o efeito aliasing. Infelizmente, eles são intrinsecamente dependentes um do outro, visto que, se um é reduzido, o outro é afetado. Por exemplo, 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, muitas vezes, é preciso selecionar uma janela suave de largura suficiente (LATHI, 2006).

Por outro lado, um fenômeno denominado *efeito de cerca de postes* pode ocorrer dependendo da distância entre as amostras. Nessa situação, algumas características do sinal podem passar despercebidas devido ao intervalo de tempo em que não houve coleta de amostras, resultando na ausência dessas informações no espectro de frequência. Isso provoca uma representação ilusória da realidade do sinal original. Esses resultados incorretos podem ser prevenidos utilizando uma quantidade de amostras N_0 suficientemente grande, o que resulta no aumento da resolução da análise espectral (LATHI, 2006).

Realizar o cálculo numérico da transformada envolve uma série de operações matemáticas de somas e multiplicações complexas, o que pode exigir um esforço computacional substancial, visto que esses cálculos podem demandar muito tempo para serem realizados dependendo da quantidade de amostras N_0 . Isso acaba tornando sua implementação e uso impraticáveis, pois alguns dispositivos digitais podem ser incapazes de fazer essa operação.

Diante disso, Cooley e Tukey desenvolveram, em 1965, uma abordagem alternativa para que a operação pudesse ser implementada de modo mais amplo em sistemas digitais. A FFT é um algoritmo que produz os mesmos resultados que a TDF, mas que necessita de uma quantidade significativamente menor de cálculos. A FFT reduz a complexidade computacional de N_0^2 para $N_0 \log N_0$ (LATHI, 2006).

A equivalência entre o resultado do algoritmo com a definição original de TDF foi possível devido à linearidade apresentada pela função. Isso permitiu que o resultado da

transformada de um sinal pudesse ser obtido através da soma de transformadas de Fourier de partes do sinal com duração menor.

Por exemplo, considerando que um sinal apresenta $N_0 = 8$ amostras, é possível dividir essa sequência em sequências menores de tamanho 4. Logo, para realizar o cálculo da TDF de cada um dos segmentos, são necessárias 16 multiplicações e 8 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 64 multiplicações e 56 adições. Os valores da FFT são os mesmos obtidos pela TDF. Ademais, o algoritmo pode ser simplificado ainda mais se N_0 for uma potência de 2.

Um grande número de algoritmos FFT foi desenvolvido ao longo dos anos com o intuito de melhorar cada vez mais a velocidade e precisão dos cálculos, procurando se adaptar a diferentes arquiteturas de hardware. Dentre as especificações que influenciam a performance do algoritmo, vale destacar a base.

O algoritmo de Cooley-Tukey ficou conhecido como algoritmo Radix-2 FFT, ou FFT base-2. O exemplo apresentado anteriormente corresponde a esse algoritmo e, como é possível observar, a razão da divisão de operações corresponde a 2, ou seja, ele decompõe a TDF em duas TDFs menores de tamanho $N_0/2$. A vantagem de utilizá-lo é que oferece uma boa eficiência computacional no geral e é amplamente aplicado devido à sua simplicidade e robustez. A desvantagem é que requer mais multiplicações complexas com os *twiddle factors* (DEVICES, 1996; SONI; KUNTHE, 2011). Esse termo refere-se aos coeficientes complexos usados nas multiplicações dentro do algoritmo FFT, definido por

$$W_N^k = e^{-j \frac{2\pi k}{N_0}}, \quad (3.27)$$

em que N_0 é o número total de pontos da FFT, k é o índice do twiddle factor, e é a base do logaritmo natural, j é a unidade imaginária ($j^2 = -1$) e π é a constante pi.

Por outro lado, o algoritmo Radix-4 FFT, ou FFT base-4, processa 4 pontos de entrada de cada vez, ao invés de 2, como é feito na Radix-2. Sendo assim, a razão da divisão de operações corresponde a 4 e a TDF é decomposta em quatro TDFs menores de tamanho $N_0/4$, logo, utiliza menos multiplicações complexas com os twiddle factors. Em contrapartida, é um algoritmo mais complexo em relação ao endereçamento de dados e ao rearranjo de dados. Outra possível desvantagem é a limitação em trabalhar com conjuntos de amostras que sejam múltiplos de 4, ou seja, não é possível, por exemplo, trabalhar com 512 amostras (DEVICES, 1996; SONI; KUNTHE, 2011).

Em termos de memória, a Radix-4 FFT pode ser mais eficiente em comparação com a Radix-2, visto que realiza menos operações. Porém, a complexidade de endereçamento pode contrabalançar essa vantagem. Já em termos de performance, a Radix-4 é mais rápida do que a Radix-2, visto que requer menos ciclos para realizar a operação.

Devido às limitações de memória e velocidade de processamento em microcontroladores, dispositivos projetados para serem soluções compactas e econômicas, é crucial desenvolver o firmware da forma mais otimizada e eficiente possível. Isso assegura um baixo consumo de energia e garante que as rotinas sejam executadas conforme o esperado, especialmente aquelas que envolvem aquisição e análise de dados no domínio da frequência, devido à sua sensibilidade a qualquer variação no intervalo de tempo da coleta dos dados.

Para reduzir o custo computacional, torna-se mais viável coletar e processar os dados apenas em intervalos de tempo em que informações significativas são adquiridas pelo sensor. Uma abordagem eficaz é avaliar a variância do sinal ao longo de um período específico. Quando não há presença de informação útil no canal, a entrada pode ser modelada como ruído branco gaussiano. Isto implica que a variância do sinal coletado é significativamente mais alta quando há informação útil do que quando há apenas ruído branco gaussiano.

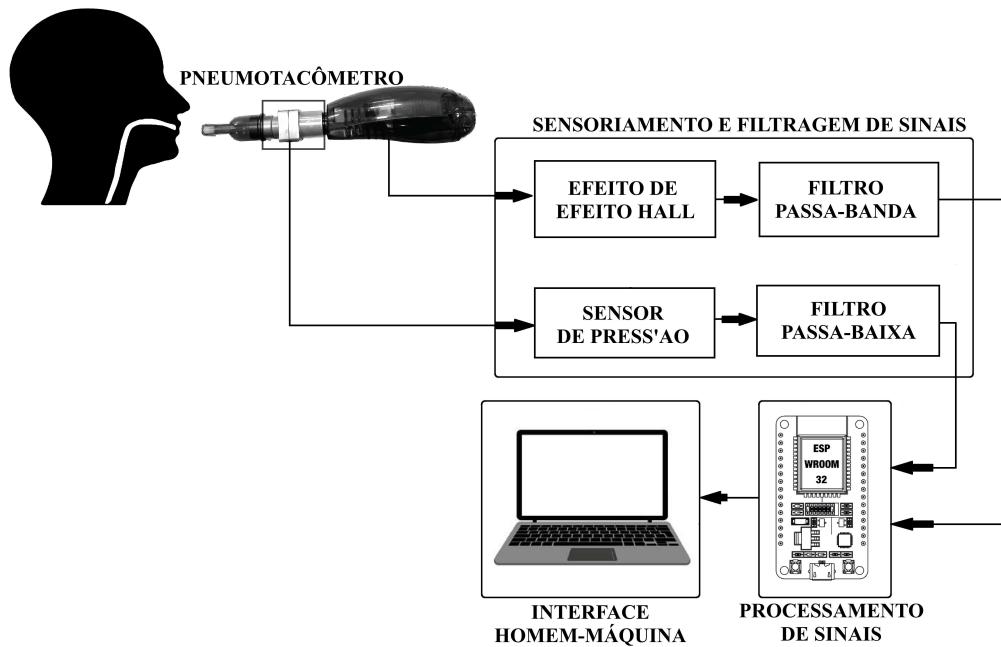
Este fenômeno ocorre porque o ruído branco gaussiano possui uma densidade espectral de potência constante e sua energia é distribuída uniformemente em todas as frequências, resultando em uma variância relativamente baixa. Em contraste, um sinal contendo informações possui componentes de frequência específicas onde a energia é concentrada, resultando em uma variância maior (TECHNOLOGY, 2010).

Ademais, não houve necessidade de aplicar nenhuma técnica de janelamento (windowing), pois, como será apresentado em seções seguintes, foram feitos testes que mostraram que os valores medidos com e sem a aplicação de janelamento eram muito próximos. Assim, para otimizar o algoritmo, optou-se por descartar sua utilização.

4 DESENVOLVIMENTO E INTEGRAÇÃO DO SISTEMA

O foco neste capítulo é apresentar, a partir das noções detalhadas no Item 3, os componentes e parâmetros definidos para o desenvolvimento do protótipo da pesquisa. A Figura 22 apresenta, de forma visual, os blocos que compõem o dispositivo. A parte de sensoriamento e filtragem é constituída pelos sensores de efeito Hall e pressão diferencial, bem como pelos circuitos dos filtros analógicos. Em seguida, vem a etapa de processamento dos sinais em que os processos de conversão analógico-digital e dos sinais na informação desejada são realizados através do microcontrolador da série ESP32, que será mais detalhado adiante. Por fim, vale destacar a utilização do pneumotacômetro na fase de coleta dos dados, bem como de um computador como interface para interação humano-computador para visualização e análise dos dados.

Figura 22 – Fluxograma da configuração experimental



Fonte: o autor.

4.1 Sensores

Conforme mencionado no Item 3.1, foi possível detectar as oscilações geradas pelo dispositivo utilizando um ímã e um sensor de efeito Hall, que fornece um sinal elétrico proporcional ao campo magnético. O ímã foi acoplado à haste contrabalanceada e o sensor Hall foi fixado à parte fixa do equipamento, próximo à região do ímã e de maneira perpendicular. A

Figura 23 apresenta visualmente o esquema implementado.

Figura 23 – Configuração de montagem do ímã e do sensor de efeito Hall



Fonte: o autor.

No caso do ímã, foi utilizado um do tipo ferrite. O sensor AH3503 (Nanjing AH Electronic Science & Technology Co., Nanjing, China) foi o modelo (Figura 24) selecionado para o sensor de efeito Hall.

Figura 24 – Sensor linear de efeito Hall AH3503

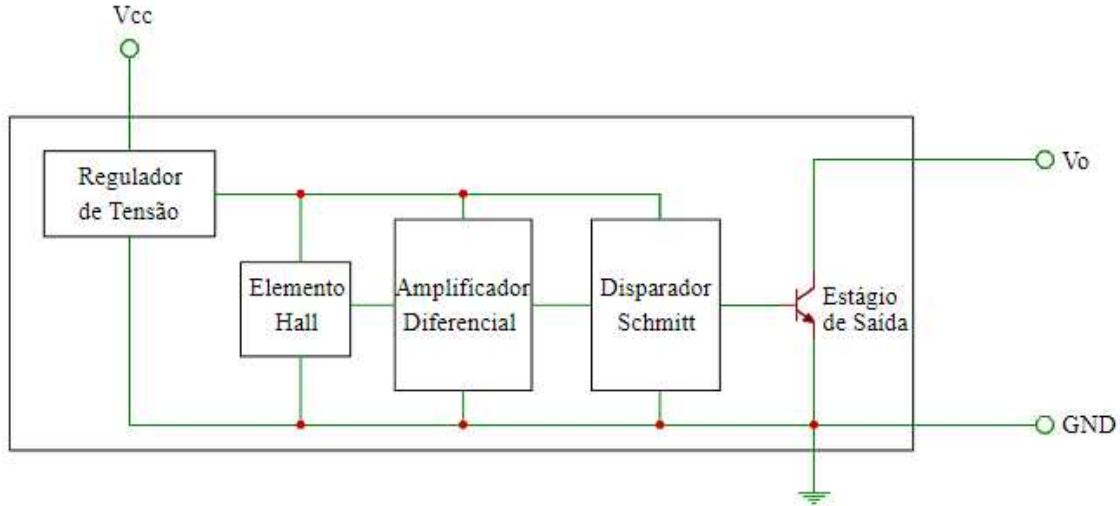


Fonte: adaptado de (AHEST, 2021)

Ele é um circuito integrado monolítico e uma importante característica que possui é a sua linearidade na conversão, ou seja, há uma região de operação do componente onde os valores retornados na sua saída variam linearmente conforme a detecção do campo magnético feita pelo chamado *Elemento Hall*. Essa unidade faz parte do conjunto de elementos que constituem

esse circuito integrado. Além dele, vale destacar também as unidades *Regulador de Tensão* e *Amplificador Diferencial*.

Figura 25 – Diagrama de blocos de unidades internas do sensor AH3503



Fonte: adaptado de (AHEST, 2021).

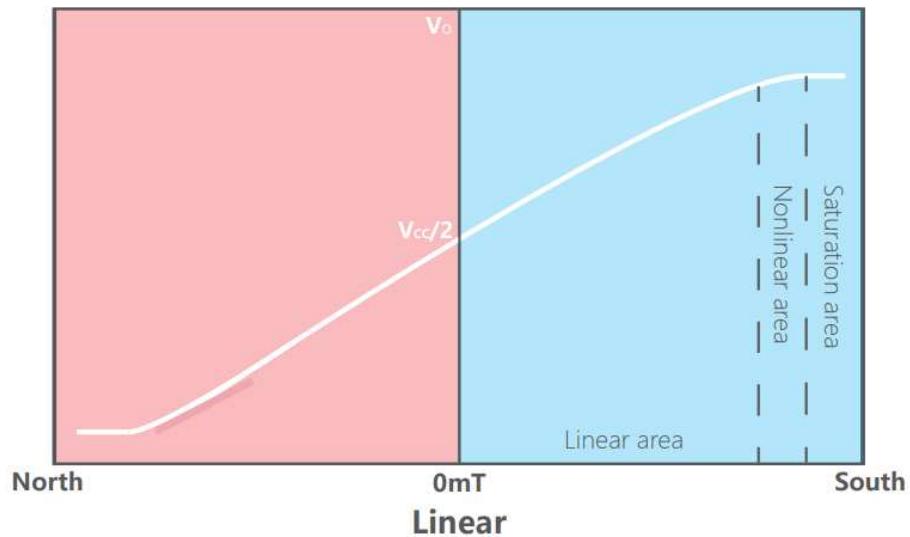
A unidade Regulador de Tensão é um circuito que converte uma tensão contínua de alimentação V_{cc} para uma tensão contínua de valor menor com o intuito de regular o sinal de saída, garantindo uma operação estável do sensor em uma ampla faixa de variações de tensão (HART, 2011). Segundo o datasheet, ele opera utilizando uma tensão de alimentação de 3,5 V a 6,5 V e sua saída pode variar de 0,1 V a 4,9 V. É importante salientar que a presença desse elemento resulta no surgimento de um nível contínuo, ou *offset*, no sinal de saída do sensor. Em outras palavras, se a saída for visualizada em um plano cartesiano onde, no eixo das abscissas (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, será observado um deslocamento positivo no eixo y.

Por outro lado, a unidade Amplificador Diferencial desempenha o papel de aumentar a diferença entre dois sinais de entrada, descartando quaisquer sinais comuns a essas entradas (ALEXANDER, 2013). Sendo assim, ele provoca uma amplificação na saída do sensor Hall. Essa ação é importante pois o valor da diferença de potencial é pequeno e, geralmente, inviável para trabalhar com outros dispositivos. Ademais, a inclusão de circuitos de proteção contra tensão reversa e compensação de temperatura, respectivamente, protege o componente contra possíveis danos causados por ocorrências de tensão reversa e garante uma operação adequada dentro de uma faixa de temperatura (AHEST, 2021).

Outro detalhe de extrema importância fornecido pelo datasheet sobre esse sensor

é a relação de conversão entre a variação do campo magnético e a tensão de saída. Segundo o fabricante, o sensor opera com dois pólos e o campo magnético deve ser perpendicular ao seu ponto de detecção localizado na parte frontal do componente (região onde fica prescrito a referência do modelo) para que o processo de conversão ocorra de modo esperado. Se o Pólo Norte é colocado perpendicular a esse ponto, a saída tende a diminuir e assumir valores abaixo de $V_{cc}/2$. Em contrapartida, se o Pólo Sul é colocado perpendicularmente, a tensão de saída aumenta e assume valores acima de $V_{cc}/2$ (Figura 26). A área de operação linear do modelo AH3503 vai de -80 a 80 mT. Portanto, ao garantir que o sensor opere dentro dessa faixa, tem-se que o sinal elétrico representa com precisão o processo real.

Figura 26 – Tensão de saída (V_o) em função da densidade de fluxo magnético (B) de acordo com a polaridade do ímã utilizado



Fonte: adaptado de (AHEST, 2021).

Na prática, utilizando um osciloscópio, a fonte de alimentação forneceu uma tensão V_{cc} Root Mean Square (RMS) de 5,12 V como pode ser observado na Figura 27. Já os valores de tensão mínima, offset, máxima da saída V_o do sensor (Figura 28) apresentaram, respectivamente: 2,54 V, 2,64 V e 2,76 V.

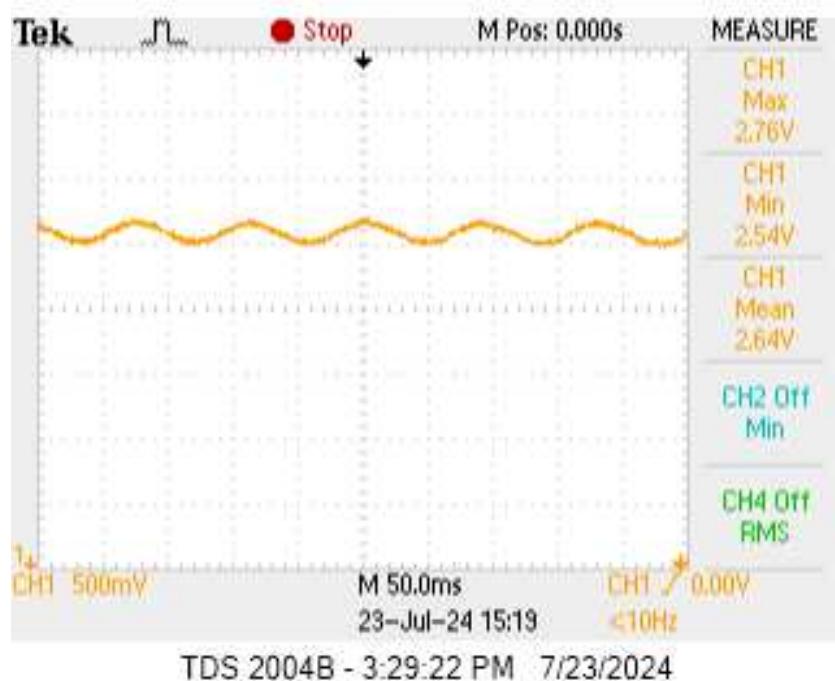
Para medir a pressão dentro do aparelho, foi selecionado o sensor de pressão diferencial MPX5010DP (NXP Semiconductors, Eindhoven, Países Baixos). Trata-se de um transdutor piezoresistivo integrado, fabricado a partir de silício monolítico. Ele foi projetado para uma ampla gama de aplicações, principalmente aquelas que envolvem microcontroladores ou microprocessadores com entradas A/D. É um sensor que incorpora técnicas avançadas de microusinagem, revestimento de filme fino e processamento bipolar para garantir medições

Figura 27 – Tensão de alimentação (V_{cc}) do sensor de efeito Hall



Fonte: o autor.

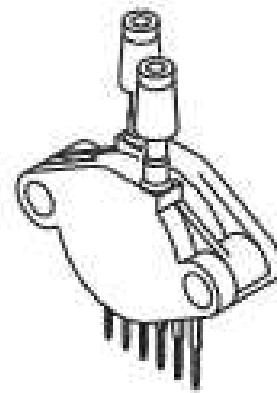
Figura 28 – Comportamento do sinal de saída (V_o) do sensor de Efeito Hall



Fonte: o autor.

precisas e gerar um sinal de saída analógico de alto nível, diretamente proporcional à pressão aplicada, ou seja, possui uma região de operação linear (CARO *et al.*, 2015).

Figura 29 – Encapsulamento do Sensor de Pressão MPX5010DP



Fonte: adaptado de (SEMICONDUCTOR, 2012).

Dentre as suas diversas características, vale destacar também:

- Erro máximo de 5% acima de 0° a 85° C
- Detecta de 0 a 10 KPa (0 a 1,45 PSI), (0 a 1019,78 mm de H₂O)
- Tensão de alimentação de 5 VDC
- Tensão de saída de 0,2 a 4,7 VDC

Como detalhado no Item 3.1, não existe uma maneira prática de coletar a pressão manométrica dependendo somente da construção mecânica do dispositivo e, assim, fez-se necessário o uso de um pneumotacômetro. Para o desenvolvimento do protótipo da pesquisa foi adotado o modelo (Figura 30) usado nos dispositivos *iX5* e *Inter7Plus* (Vyaire™ Medical, Mettawa, Illinois) para medir a pressão dentro do aparelho.

Como pode ser observado na Figura 31, o pneumotacômetro foi introduzido entre o bocal e o corpo do Acapella. O modelo em questão possui uma tela na sua região interna que tem o objetivo de obstruir o fluxo de ar, causando alterações na velocidade e na pressão à medida que o fluxo passa por ela. De acordo com o princípio de Bernoulli, ao passar pela obstrução, o fluido se expande, levando a novas alterações na velocidade e na pressão (JOURNALS, 2021).

Figura 30 – Modelo do pneumotacômetro utilizado no projeto



Fonte: adaptado de (MEDICAL, 2020).

Figura 31 – Acoplamento do pneumotacômetro ao dispositivo Acapella Choice



Fonte: o autor.

4.2 Circuito de condicionamento de sinal

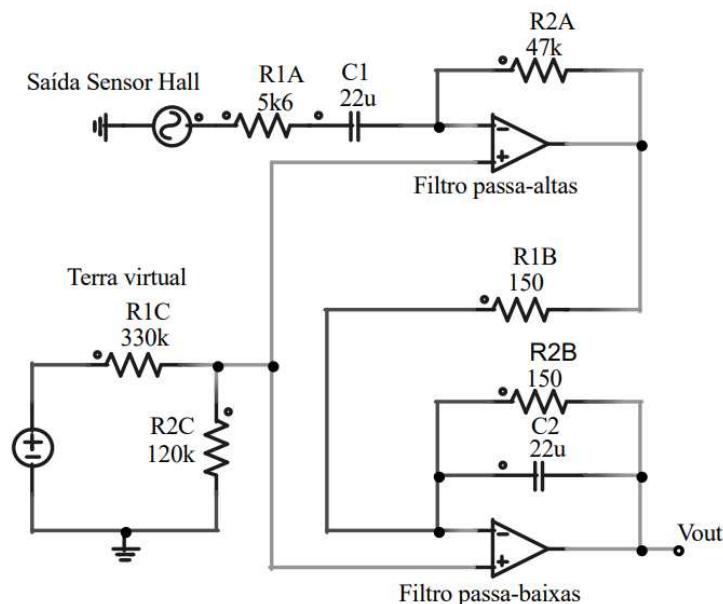
Para o desenvolvimento do circuito de condicionamento dos sinais, ou seja, o circuito constituído por filtros analógicos ativos, foram definidos requisitos apropriados de acordo com o sinal a ser filtrado. No caso da saída do sensor de efeito Hall, foi adotado um arranjo similar ao proposto em Nascimento (2022), porém com algumas modificações.

A configuração básica do filtro foi mantida a mesma (Figura 32), sendo composta por um filtro passa-alta seguido de um filtro passa-baixa e, em comum às entradas não-inversoras dos amplificadores, foi implementado um circuito para produzir um "terra virtual". Esse último

nada mais é do que um circuito que tem o propósito de fornecer um ponto de referência mantido em um potencial constante, fornecendo um ponto de tensão estável que pode ser utilizado como referência para outras partes do circuito. No trabalho em questão, o monitoramento do terra virtual não foi realizado. Vale destacar que o filtro passa-alta foi projetado para remover a componente de Corrente Contínua (CC) do sinal de saída do sensor de efeito Hall. A presença da componente CC poderia causar efeitos indesejados no comportamento do sinal devido a comportamentos inesperados no restante do circuito. Ao eliminá-la, o filtro garante que a análise do processo seja precisa e livre de qualquer interpretação incorreta. Por outro lado, como previamente detalhado no Item 3.2, a implementação do passa-baixa teve o intuito de prevenir aliasing, mas também ajudar a preservar a integridade dos dados ao mitigar a interferência de ruído. As especificações de ganho e frequência de corte dos filtros e do terra virtual, entretanto, foram redimensionadas para atender algumas especificações.

O esquema mais detalhado do circuito projetado está presente no Apêndice A. Pontos importantes a serem destacados são a inclusão de capacitores de desacoplamento, que foram utilizados para atenuar ruídos e flutuações indesejadas de tensão da fonte de alimentação que possam afetar o desempenho do circuito (o valor dos componentes foi selecionado de acordo com a recomendação do fabricante feita no datasheet) e a implementação de um bloco dedicado ao chaveamento da parte de alimentação do circuito, essa unidade viabiliza o circuito ser alimentado por uma fonte de 5 V ou 9 V sem que isso afete o comportamento esperado dele.

Figura 32 – Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de efeito Hall



Fonte: o autor.

A priori, para o dimensionamento do circuito foram assumidas as seguintes premissas:

- valor da amplitude da tensão de saída do sensor Hall: 260 mV (valor obtido por meio dos experimentos realizados);
- valor da amplitude máxima do sinal de entrada do ADC do microcontrolador utilizado, adotando uma margem de segurança superior e inferior correspondente a 50 mV: 2400 mV - 200 mV = 2200 mV.

Desse modo, aplicando a Equação 3.4, definiu-se que o valor de ganho que o filtro deveria ser capaz de fornecer para o sinal deveria corresponder a

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2200}{260} = 8,46 \text{ V/V}, \quad (4.1)$$

ou 18,55 dB. A partir do valor de ganho definido para o projeto do filtro, foram feitas simulações para avaliar a resposta em frequência dos filtros utilizando diferentes frequências de corte para os mesmos. O intuito do experimento foi identificar a banda de corte superior e inferior desse filtro que, por conta do arranjo em cascata, resulta em um filtro passa-faixa. A consequência disso é que a resposta em frequência de um filtro acaba afetando diretamente o outro, de tal forma que as definições previamente adotadas para o projeto individual de cada filtro podem não ser atendidas. Logo, é necessário avaliar um novo parâmetro resultante dessa estrutura em cascata denominado frequência central ($f_{central}$) (ALEXANDER, 2013). Ela é obtida por meio da média geométrica das frequências de corte, logo

$$f_{central} = \sqrt{f_a f_b}, \quad (4.2)$$

em que f_a e f_b correspondem, respectivamente, à frequência de corte do filtro passa-alta (frequência inferior) e à frequência de corte do filtro passa-baixa (frequência superior). Logo, é possível calcular a frequência de corte inferior para que se obtenham as combinações de frequência de corte superior e frequência central desejadas. Nas simulações, foi analisada a resposta do circuito utilizando frequências de corte superior correspondentes a 30 Hz, 40 Hz e 50 Hz. Já para a frequência central foram selecionados os valores de 11 Hz, 12 Hz e 13 Hz para os testes. Além desses parâmetros, foram avaliados os valores de ganho nas frequências de corte e na frequência central.

As simulações realizadas podem ser verificadas na íntegra no Apêndice B. Em suma, percebeu-se que, ao manter a frequência central fixa, a diminuição da frequência de corte superior f_b provoca uma diminuição tanto no ganho das frequências de corte quanto no ganho

da frequência central. Isso ocorre devido ao fato da diminuição da banda passante do filtro passa-baixa, logo, o estágio de atenuação ocorre de modo mais precoce, atenuando o pico de ganho provocado anteriormente pelo filtro passa-alta. Sendo assim, os resultados da Equação 4.2 passam a divergir e uma das consequências desse problema é que o ganho de saída não se torna compatível com o projetado, impedindo que haja uma maximização do sinal de saída de interesse e, consequentemente, havendo um menor aproveitamento da faixa de leitura do ADC do microcontrolador. Porém, vale ressaltar que o projeto em questão não é sensível a esse obstáculo desde que essa redução não seja tão significativa, logo, se há uma leve diminuição nessa faixa de leitura, mas que não afete o comportamento esperado pelo sistema no geral, essa questão não será um problema.

Ademais, observou-se que a situação onde o modelo da Equação 4.2 ficou mais próximo do ideal ocorreu quando $f_a = 2,42$ Hz e $f_b = 50$ Hz, ou seja, a condição com maior largura de banda. Entretanto, aumentar a frequência de corte superior implica um aumento do ganho em frequências superiores. A Tabela 1 apresenta os resultados obtidos para esse estudo de caso. Para evitar essa adversidade, foi adotado um filtro com a menor frequência de corte superior possível.

Tabela 1 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 50$ Hz

$f_{central}$ (Hz)	f_a (Hz)	Ganho em f_a (dB)	Ganho em $f_{central}$ (dB)	Ganho em f_b (dB)
11	2,42	15,529	18,138	15,529
12	2,88	15,524	18,063	15,524
13	3,38	15,519	17,981	15,519

Fonte: o autor.

Sendo assim, adotou-se $f_a = 1,30$ Hz e $f_b = 50$ Hz, cuja $f_{central}$ corresponde a, aproximadamente, 7,76 Hz. Apesar de $f_{central}$ não coincidir com algum dos valores de frequência de interesse, o ganho na faixa de frequência de interesse (correspondente aos valores onde o tratamento do paciente é otimizado) fica em torno dos 18 dB (Tabela 11) e o ganho nas frequências de corte ficou em torno de 15 dB, tanto na frequência de corte superior quanto na frequência de corte inferior. Portanto, ao adotar essas especificações, foram obtidos ganhos nas frequências de interesse próximos uns dos outros e próximos do ganho máximo desejado (18,55 dB), além de uma atenuação bem próxima de -3 dB nas frequências de corte.

Em face disso, o filtro passa-alta foi projetado para fornecer um ganho de, aproximadamente, 8,46 V/V para o sinal do sensor Hall. Visto que a frequência de corte para este filtro foi definida em 1,3 Hz e, por fins de praticidade e limitações na disponibilidade de modelos de

Tabela 2 – Ganhos em dB e V/V nas frequências de interesse

Frequência (Hz)	Ganho (dB)	Ganho (V/V)
11	18,292	8,21
12	18,262	8,19
13	18,228	8,15
14	18,189	8,12
15	18,147	8,08
16	18,101	8,04
17	18,052	7,99
18	18	7,94
19	17,946	7,89
20	17,889	7,84

Fonte: o autor.

componentes eletrônicos comerciais, foi selecionado um capacitor de $22 \mu\text{F}$. Logo, a partir da Equação 3.6, obteve-se um valor R_{1A} correspondente a

$$R_{1A} = \frac{1}{2\pi f_c C_1} = \frac{1}{2\pi \times 1,3 \text{ Hz} \times 22 \times 10^{-6} \text{ F}} \approx 5,55 \text{ k}\Omega. \quad (4.3)$$

Logo, o valor comercial adotado para o resistor R_{1A} foi $5,6 \text{ k}\Omega$. Com o valor do ganho e de uma das resistências foi possível, então, utilizando a Equação 3.4, calcular o valor de R_{2A} , portanto

$$R_{2A} = GR_{1A} = 8,46 \times 5,6 \text{ k}\Omega \approx 47,376 \text{ k}\Omega. \quad (4.4)$$

O valor comercial selecionado para o resistor R_{2A} foi, então, correspondente a $47 \text{ k}\Omega$. Devido a essas limitações práticas, a frequência de corte do filtro passa-alta, portanto, ficou em torno de

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{1A} C_1} = \frac{1}{2\pi \times 5,6 \times 10^3 \Omega \times 22 \times 10^{-6} \text{ F}} \approx 1,29 \text{ Hz}. \quad (4.5)$$

Em contrapartida, o filtro passa-baixa foi projetado para preservar o ganho unitário e, como previamente detalhado, a frequência de corte foi definida em 50 Hz. Vale destacar que esse valor de frequência obedece, também, ao critério proposto no Item 3.2, em que $f_c = f_s = 2f_{max}$, logo, as frequências desejadas estão dentro da banda passante e com uma margem de segurança que obedece ao teorema de amostragem de Nyquist-Shannon. Similar ao que foi feito para o projeto do passa-alta, foi selecionado um capacitor de $22 \mu\text{F}$. Desse modo, por meio da Equação 3.5, o valor dos resistores foi correspondente a

$$R_{1B} = R_{2B} = \frac{1}{2\pi f_c C_2} = \frac{1}{2\pi \times 50 \text{ Hz} \times 22 \times 10^{-6} \text{ F}} \approx 145 \Omega. \quad (4.6)$$

Em consequência disso, o valor comercial adotado para os resistores foi de 150Ω . O novo valor da frequência de corte do filtro passa-baixa, portanto, ficou em torno de

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{2B} C_2} = \frac{1}{2\pi \times 150 \Omega \times 22 \times 10^{-6} \text{ F}} \approx 48,29 \text{ Hz}. \quad (4.7)$$

Para reduzir as dimensões do protótipo e deslocar o sinal no eixo y, foi projetado um circuito para atuar como um terra virtual. Ele consistiu em um circuito divisor de tensão cujo valor de queda de tensão em um dos resistores foi inserido nas entradas não-inversoras (+) dos amplificadores operacionais (Figura 32). Ele foi implementado utilizando dois resistores em série, alimentados por um circuito integrado que fornece uma tensão de referência estável. O modelo selecionado foi o MCP1525 (Microchip Technology, Chandler, Arizona). Ele suporta uma tensão máxima de alimentação contínua V_{cc} de 7,0 V e fornece uma tensão de saída V_o na faixa de 2,475 V a 2,525 V, além de possuir uma baixa corrente de operação (TECHNOLOGY, 2012). O valor dos resistores foi selecionado de modo que este circuito fornecesse um novo valor de offset para o sinal, mantendo-o dentro da faixa de operação do ADC do microcontrolador selecionado. A configuração do divisor de tensão foi feita utilizando resistores de 330 k Ω e 120 k Ω em série, sendo eles alimentados pela tensão de referência fornecida pelo MCP1525.

O modelo de amplificadores operacionais utilizado na montagem do circuito foi o MCP6002 (Microchip Technology, Chandler, Arizona). Ele possui dois amplificadores para uso e dentre suas principais características estão a baixa corrente de alimentação (tipicamente 100 μ A por amplificador), a larga faixa de tensão de alimentação de 1,8 V a 6,0 V, e a banda larga com ganho de 1 MHz (TECHNOLOGY, 2020). A Figura 33 mostra o comportamento do sinal do sensor após a realização do processo de filtragem. As oscilações são resultado do movimento oscilatório do aparelho, cuja frequência deve estar dentro da faixa desejável para a limpeza das vias aéreas.

Como observado acima, os valores de frequência reais ficaram diferentes dos valores teóricos definidos. Para verificar o impacto disso no comportamento do sistema, foi feita uma análise da resposta em frequência dos filtros por meio de suas funções de transferência. Analogamente ao que foi apresentado na Equação 3.7, uma forma alternativa de escrever a função de transferência do filtro passa-alta, conforme a figura anterior, é dada por

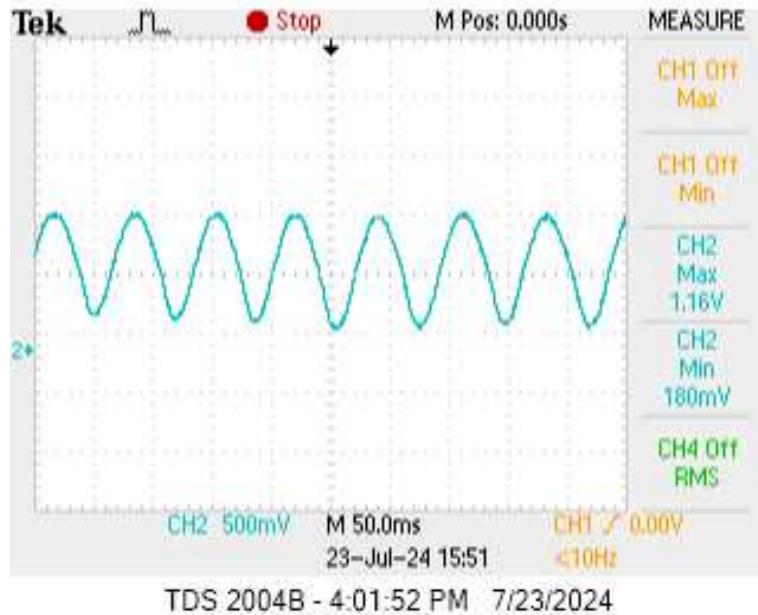
$$H_{pa}(\omega) = \left(\frac{R_{2A}}{R_{1A}} \right) \left(\frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{C_1 R_{1A}}} \right). \quad (4.8)$$

Similarmente, a função de transferência do filtro passa-baixa pode ser representada de tal forma que

$$H_{pb}(\omega) = \left(\frac{R_{2B}}{R_{1B}} \right) \left(\frac{\frac{1}{C_2 R_{2B}}}{j\omega + \frac{1}{C_2 R_{2B}}} \right). \quad (4.9)$$

Ademais, visto que, no domínio do tempo, a convolução de dois sistemas corresponde

Figura 33 – Comportamento do sinal de pressão após processo de filtragem



Fonte: o autor.

ao produto deles no domínio da frequência, tem-se que

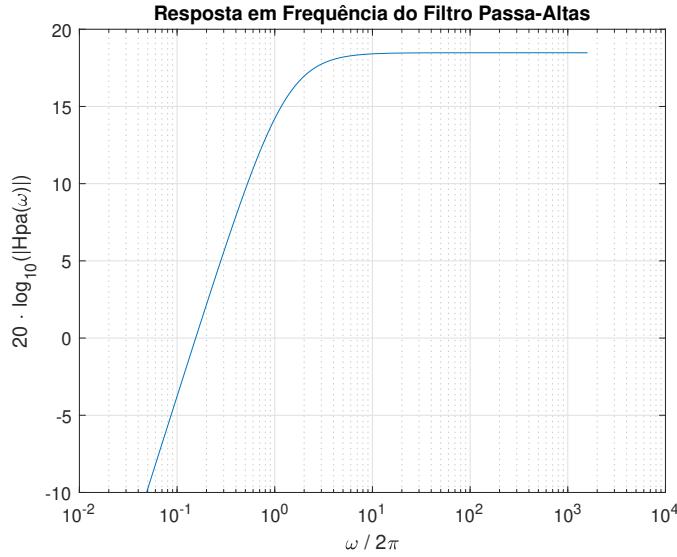
$$Y_{pb}(\omega) = H_{pa}(\omega)H_{pb}(\omega), \quad (4.10)$$

em que Y_{pb} corresponde à função de transferência do circuito passa-faixa resultante do cascamente dos filtros anteriores.

A partir das funções de transferência dos filtros (4.8 e 4.9) e dos valores dos componentes selecionados, foram obtidas as seguintes respostas para, respectivamente, o filtro passa-alta (Figura 34), passa-baixa (Figura 35) e passa-faixa (Figura 36). Através da análise gráfica, é fácil observar que, apesar das alterações, as características pelas quais essa especificação foi selecionada ainda são atendidas. A frequência central foi alterada para 7,86 Hz e o ganho na faixa de frequência de interesse ainda permaneceu em torno dos 18 dB. O MATLAB (MathWorks Inc, Natick, Massachusetts) foi o software utilizado para realizar as simulações.

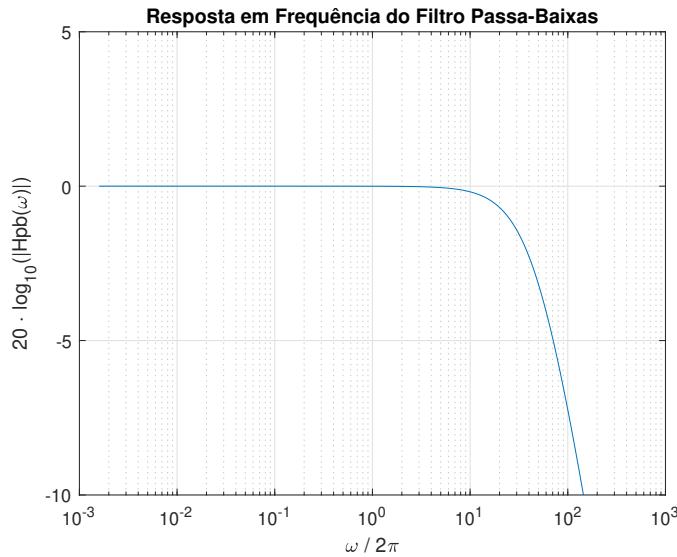
A fim de garantir uma medição precisa do sinal de saída do sensor de pressão, foi dimensionado um filtro passa-baixa para mitigar a interferência de ruído e prevenir o efeito aliasing. A configuração escolhida para este filtro foi a topologia não inversora (Figura 37), já detalhada no Item 3.2. A frequência de corte foi determinada utilizando a Equação 3.10, que é similar à Equação 3.6. Foi decidido utilizar o mesmo valor dimensionado para o sinal do sensor de efeito Hall, ou seja, 50 Hz. Consequentemente, isso exigiu o uso de resistores de $150\ \Omega$ e

Figura 34 – Resposta em frequência do filtro passa-altas



Fonte: o autor.

Figura 35 – Resposta em frequência do filtro passa-baixas

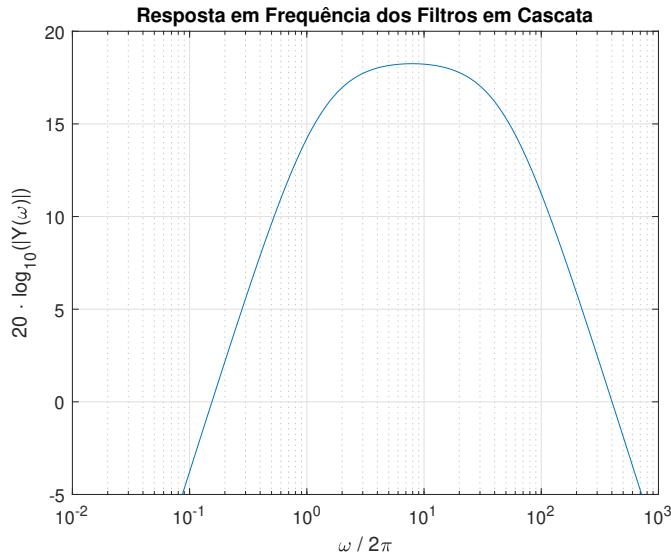


Fonte: o autor.

um capacitor com um valor equivalente a $22 \mu\text{F}$. Como resultado, uma configuração de ganho unitário foi implementada para este caso específico. O modelo de amplificador operacional MCP6002 também foi selecionado para este projeto de circuito.

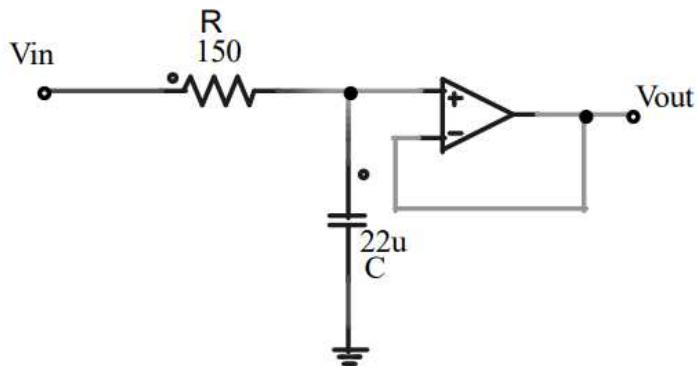
Como o sinal de saída do sensor de pressão pode chegar a valores acima do limiar de leitura do ADC do microcontrolador, vale destacar que um circuito divisor de tensão foi implementado utilizando a associação de dois resistores em série com o mesmo valor de resistência, ou seja, $V_{out}/2$, a fim de prevenir que os dados fossem perdidos caso tal situação viesse a ocorrer. Mais detalhes sobre o esquemático podem ser encontrados no Apêndice A. A Figura 38 apresenta o comportamento do sinal de pressão após passar pelo processo de filtragem sinal de

Figura 36 – Resposta em frequência dos filtros em cascata



Fonte: o autor.

Figura 37 – Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de pressão



Fonte: o autor.

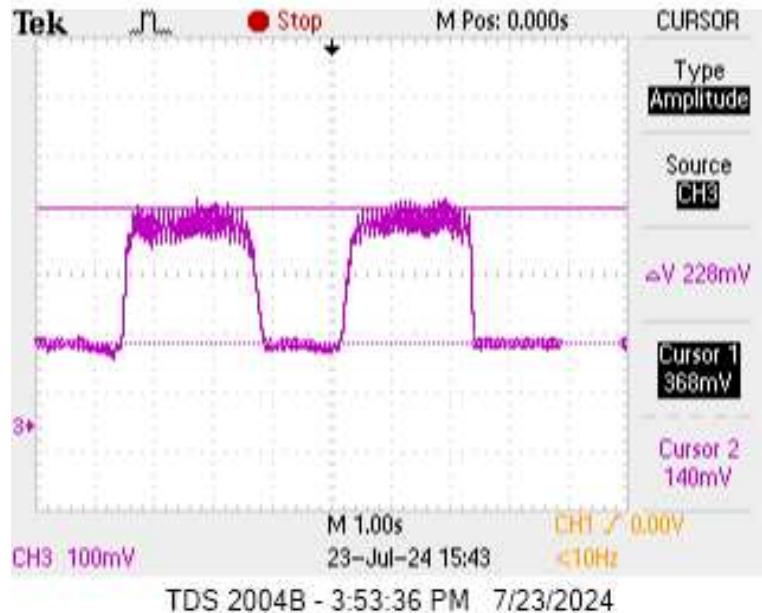
saída.

A Figura 39 apresenta, respectivamente, a Placa de Circuito Impresso (PCI) desenvolvida por meio do software KiCad (programa de código aberto para projetos eletrônicos) e o circuito prático montado para testes. Como pode ser observado na imagem, o sensor de pressão foi acoplado à placa e os tubos são os elementos responsáveis por conectar o sensor ao pneumotacômetro.

4.3 Sistema Embocado

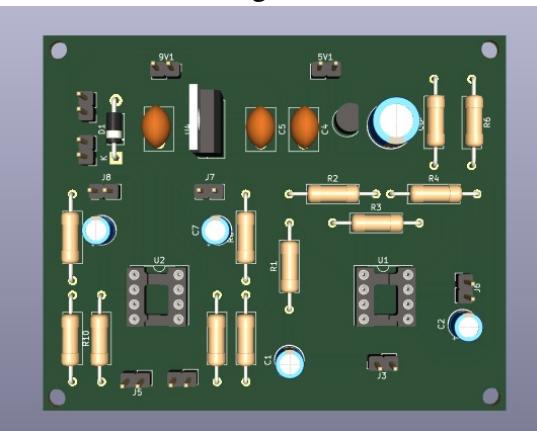
O microcontrolador da série ESP32 (Espressif, Shanghai, China), especificamente o modelo ESP32 DEVKIT V1 - DOIT, foi o sistema digital selecionado para ser a unidade de

Figura 38 – Comportamento do sinal de pressão após processo de filtragem



Fonte: o autor.

Figura 39 – Circuito de condicionamento de sinal



(a) Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de pressão

Fonte: o autor.



(b) Esquemático do circuito de filtragem para o sinal do sensor de pressão

aquisição e processamento dos sinais. Dentre as principais vantagens de utilizar esse microcontrolador, vale destacar o seu alto desempenho e baixo consumo de energia. É um dispositivo de 32 bits que conta com múltiplos núcleos, permitindo o controle de tarefas mais complexas. Além disso, possui um preço acessível, oferecendo um ótimo custo-benefício, considerando a quantidade de Application Programming Interface (API)s disponíveis; e conectividade Wi-Fi e Bluetooth integrada, possibilitando comunicação sem fio de maneira eficiente e ideal para projetos de IoT (SYSTEMS, 2021).

Figura 40 – Microcontrolador ESP32



Fonte: adaptado de (SYSTEMS, 2021).

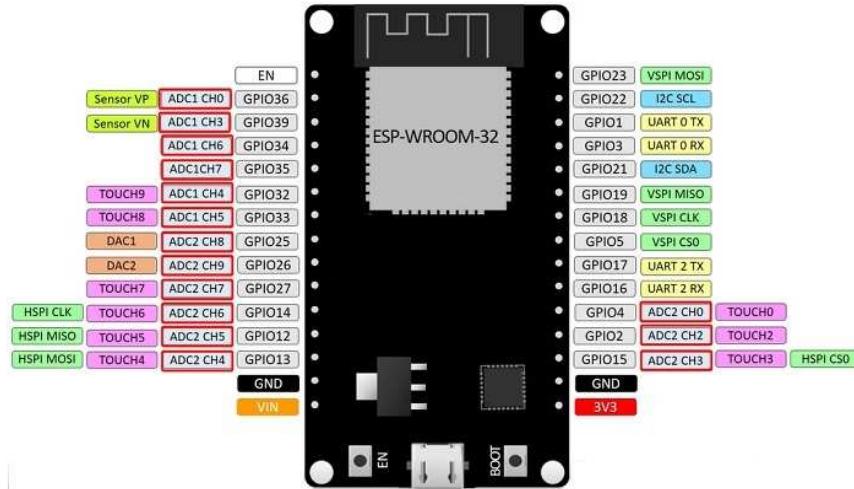
No que diz respeito a especificações mais técnicas, ele conta com dois núcleos físicos Xtensa LX6, com cada um desses núcleos operando a uma frequência de até 240 MHz, e uma memória flash integrada de 4 MB. Ademais, sua *Static Random-Access Memory* (SRAM) interna tem capacidade de 520 KB e sua *Real Time Clock* (RTC) SRAM possui 8 KB (SYSTEMS, 2021).

Em relação aos seus periféricos, ele possui dois módulos ADCs, sendo que um deles permite o uso do periférico *Direct Memory Access* (DMA). O DMA é um recurso que permite a transferência de dados diretamente entre a memória e os periféricos, sem a necessidade da intervenção do processador. Logo, esse periférico é capaz de transferir dados do ADC para a memória enquanto o processador realiza outras tarefas. Essa funcionalidade é de grande valor em tarefas onde o intervalo de coleta de dados precisa ser o mais rigoroso possível do projetado; caso contrário, isso compromete a integridade da informação. O processamento da frequência é um caso que se encaixa em tal cenário, visto que se o tempo de coleta não estiver próximo do estipulado, isso pode afetar o cálculo correto da resposta do sistema no domínio da frequência.

O modelo DEVKIT V1 DOIT, em especial, possui 15 canais de entrada analógica (Figura 41) e resolução de 12 bits, permitindo uma conversão com até 4096 níveis de precisão. Eles são conversores do tipo SAR. Como já detalhado no Item 3.3, é um tipo de conversor que faz a transformação utilizando um processo iterativo, comparando o sinal de entrada com uma série de valores gerados internamente e ajustando um registro de aproximação até encontrar a correspondência mais próxima. Ademais, uma grande vantagem é a possibilidade de configurar os ADCs de acordo com a necessidade do projetista. Dentre elas, vale destacar a largura de banda e a atenuação. A primeira é responsável por definir a quantidade de bits utilizados na conversão das amostras, já a segunda permite ajustar a faixa de tensão de entrada medida pelo conversor, aumentando a precisão da leitura em diferentes condições (Tabela 3) (SYSTEMS,

2021).

Figura 41 – Pinagem do ESP32 DEVKIT V1 - DOIT



Fonte: adaptado de (SYSTEMS, 2021).

Tabela 3 – Valores de atenuação e faixas de medida do ADC

Atenuação (dB)	Faixa Sugerida (mV)
0	100 ~ 950
2,5	100 ~ 1250
6	150 ~ 1750
11	150 ~ 2450

Fonte: o autor.

4.4 Implementação do Algoritmo de Aquisição e Processamento de Dados

O ESP32 (para fins de simplificação, o termo será utilizado para se referir ao sistema embarcado utilizado no desenvolvimento do projeto) é compatível com diferentes plataformas de desenvolvimento, ampliando sua acessibilidade e a gama de usuários. Se o usuário já possui familiaridade com uma das plataformas que suportam o desenvolvimento para a placa, sua utilização torna-se mais atraente, pois não será necessário aprender uma nova ferramenta desde o início.

O desenvolvimento do firmware do projeto em questão foi realizado utilizando a framework ESP-IDF (Espressif IoT Development Framework) e a *Integrated Development Environment* (IDE) Visual Studio Code (VSCode). Uma IDE é, basicamente, um software que provê um ambiente completo para desenvolvimento de software, incluindo editor de código, compilador, depurador e ferramentas de gerenciamento de projetos. Por outro lado, o *IoT*

Development Framework (IDF) é um conjunto de bibliotecas, ferramentas e APIs específicas para o desenvolvimento de aplicações *Internet of Things* (IoT) em dispositivos como o ESP32. A principal diferença entre eles está no fato de que a IDE é uma plataforma de desenvolvimento geral para várias linguagens, enquanto o IDF é especializado no desenvolvimento de software para dispositivos IoT, oferecendo funcionalidades e suporte específicos para o hardware em questão, permitindo um controle mais detalhado sobre o hardware do ESP32, tais como a configuração de pinos, módulos de comunicação e periféricos específicos.

Outra alternativa para o desenvolvimento do código é utilizar a plataforma Arduino IDE, entretanto, ela restringe muitas funcionalidades e, dependendo das circunstâncias, isso pode ser um problema. Isso ocorre porque essa plataforma abstrai muitas operações, fornecendo um processo de upload e monitoramento simplificado, não sendo necessário configurar o CMD ou usar ferramentas de linha de comando, pois ela já faz isso automaticamente.

A versão do ESP-IDF utilizada foi a 5.2 e foi instalada e configurada no sistema operacional Windows 11. Além disso, o framework foi configurado para ser utilizado no terminal CMD do Windows, permitindo a compilação e o upload do código para a ESP32 diretamente através do CMD. Para a visualização dos dados, foi utilizada a comunicação serial via porta Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (UART), que permite a exibição dos dados no CMD em tempo real. O código principal foi elaborado na linguagem de programação C.

A priori, baseado nos conceitos existentes e que foram detalhados nos Itens 3.2 e 3.4, foram definidos os parâmetros de frequência de amostragem e quantidade de amostras utilizadas para o cálculo da FFT. Sendo assim, foi adotada uma taxa de 1 kHz e a coleta de 1024 amostras para o cálculo da transformada. O valor da frequência, como pode ser observado, atende ao teorema de Nyquist-Shannon. Logo, sendo $N_0 = 1024$ amostras e $f_s = 1$ kHz, por meio da Equação 3.23 obteve-se um T_0 (intervalo de tempo em que há a coleta da quantidade total de amostras definida para o cálculo da FFT) correspondente a

$$T_0 = \frac{N_0}{f_s} = \frac{1024}{1000} = 1.024 \text{ s.} \quad (4.11)$$

Portanto, a resposta do sistema no domínio da frequência era obtida a cada cerca de um segundo.

O pseudocódigo apresentado a seguir servirá como uma ferramenta essencial para esclarecer pontos específicos do projeto e detalhar as etapas do processamento de dados de pressão e frequência. Ele será utilizado para realizar análises que explicam de maneira mais clara o funcionamento do programa, facilitando a compreensão dos processos envolvidos no projeto e a implementação dos algoritmos necessários para a coleta, processamento e análise dos dados.

Algoritmo 1: Processamento de Dados de Pressão e Frequência

```

início
  Definir constantes e variáveis, inicializar e configurar ADC, (setup_timer) e criar
  tarefa para processar dados da ADC (adc_sampling_task)

fim

timer_alarm_callback if Coletando amostras para variância then
  Ler canal HALL e armazenar no buffer
  Incrementar índice de amostra
  if Índice >= VAR_CHECK then
    | Variância precisa ser verificada
  end

end

else if Coletando amostras para FFT then
  Ler canais HALL e PRESSURE e armazenar nos buffers
  Incrementar índice de amostra
  if Índice >= TOTAL_SAMPLES then
    | Dados prontos para FFT
  end

end

adc_sampling_task while true do
  if Verificar variância then
    Calcular média e variância dos dados
    if Variância aceitável then
      | Variância OK, resetar índice
    end
    else
      | Variância não OK, resetar índice
    end
  end

  if Dados prontos para FFT then
    Inicializar e executar FFT
    Calcular frequência máxima e pressão média
    if Frequência máxima > limiar then
      | Imprimir frequência máxima e pressão média
    end
    Resetar variáveis e flags para nova amostragem
  end

end

```

Antes de seguir com a explicação do projeto utilizando o pseudocódigo, vale destacar que

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{1,024} \approx 0,976 \text{ Hz}, \quad (4.12)$$

ou seja, no espectro amostrado, há um intervalo constante entre amostras correspondente a 0,976 Hz. Portanto, o valor calculado apresenta um leve erro de medição do valor original. Porém, era esperado que ele não influenciasse tanto no feedback final, já que na literatura em nenhum momento foram apresentados frequências com valores decimais, somente inteiros.

Inicialmente, foram definidas algumas configurações importantes acerca do funcionamento do ADC (qual módulo ADC, quais portas, etc.), da *task* que futuramente será responsável pelo cálculo da FFT, e do *timer* utilizado. Dentre os timers presentes no ESP32, o módulo selecionado para o projeto foi o GPTimer, pois oferece maior flexibilidade e precisão, tornando-o ideal para tarefas complexas que exigem controle temporal rigoroso. A *task* foi criada utilizando o FreeRTOS, cuja grande vantagem é permitir que a função rode de modo independente, possibilitando a execução concorrente. Em outras palavras, isso significa que várias tarefas podem ser realizadas "ao mesmo tempo". Ademais, foram definidas variáveis e constantes como N_0 e f_s para que o firmware operasse de modo desejado.

Alguns blocos de configuração (como o setup do timer) e funções (cálculo de média e variância) foram omitidos a fim de simplificar e mostrar de forma mais clara as tarefas mais importantes que são realizadas na rotina criada. Vale destacar que isso não afeta a compreensão geral do funcionamento do código e são conhecimentos básicos e/ou fazem parte da documentação das bibliotecas utilizadas.

O bloco seguinte, intitulado *timerAlarmCallback*, é a parte do programa onde são coletadas as amostras a cada disparo do timer, ou seja, a cada $1/f_s$ segundos. A FFT é uma tarefa que exige um certo custo do sistema, visto que desde a coleta das amostras até operações matemáticas executadas, demanda processamento intensivo e tempo de CPU. Logo, é mais lógico realizar seu cálculo somente em instantes em que há informação para ser processada.

Como mencionado no Item 3.4, analisar a variância do sinal é uma alternativa simples e eficaz para verificar a presença de informação útil. Sendo assim, a priori a rotina de coleta de amostras é realizada primeiramente para coletar dados para calcular a variância. Todavia, é importante que esse tempo de verificação seja executado em um período curto de tempo para que não haja um atraso na leitura do ADC e informações sejam perdidas. Para isso, foi reduzido o número de amostras necessárias para calcular a variância e chegou-se a um valor de 64 amostras.

Através de ensaios realizados, essa quantidade se mostrou satisfatória para carregar informações suficientes a respeito do sinal para esta tarefa. Portanto, analogamente ao que foi feito na Equação 4.11, o tempo necessário para calcular a variância fica em torno de 0,064 s.

Vale destacar que os blocos intercalando *timerAlarmCallback* e *adcSamplingTask*, visto que um depende do outro no avanço da realização da tarefa. Sendo assim, após a coleta de dados, o cálculo da variância é de fato realizado no bloco *adcSamplingTask* e, é lá que se verifica se o sinal possui ou não informação útil. Vale ressaltar que os dados ainda estão com o valor "bruto" da leitura, logo eles são convertidos para valores de tensão por meio da Equação 3.13. Apesar das informações do fabricante no manual do ESP32 afirmarem que a faixa de leitura do ADC vai de 150 mV até 2,45 V quando configurado para uma atenuação de 11 dB, verificou-se através de ensaios que o valor de tensão máxima mensurável na entrada poderia chegar até 3,74 V. Já o máximo resultado "bruto" da leitura digital do conversor Dmax correspondeu a 4096, já que na etapa de setup ele foi configurado para trabalhar com 12 bits. O limiar para verificar a variância do sinal foi definido em 0,1 V após uma série de testes.

Caso seja observada a presença de informação, uma flag é setada para que, ao retornar para a rotina de aquisição de dados, o fluxo do código avance para a coleta de amostras relacionadas ao cálculo da FFT. Caso contrário, o código permanece na etapa de verificação da variância. Vale destacar que as flags inseridas na implementação do código possuem um papel de extrema importância na garantia da ordem correta de execução das tarefas. Na etapa de coleta das amostras para o cálculo da transformada, são coletadas também as amostras para o cálculo da pressão média. Ao fim dela, uma flag é setada para indicar que os dados estão prontos para serem processados.

Chegando ao bloco de processamento dos dados, primeiramente é feita a configuração e inicialização da FFT. Para realizar a tarefa, foram utilizadas funcionalidades da biblioteca ESP-DSP, desenvolvida pela própria Espressif Systems. Ela fornece um conjunto de funções otimizadas para processamento digital de sinais especificamente para os microcontroladores da série ESP32. Isso é particularmente vantajoso em aplicações que exigem processamento intensivo de sinais, como FFT e filtros *Finite Impulse Response* (FIR). Ao utilizar essa ferramenta, elimina-se a necessidade de desenvolver algoritmos de processamento digital de sinais complexos do zero, reduzindo significativamente o tempo de desenvolvimento e minimizando erros potenciais.

Após essa etapa, os dados são tratados para que não haja erros na obtenção dos resultados. É calculada a média do sinal do sensor Hall e subtrai-se esse valor dos dados, o

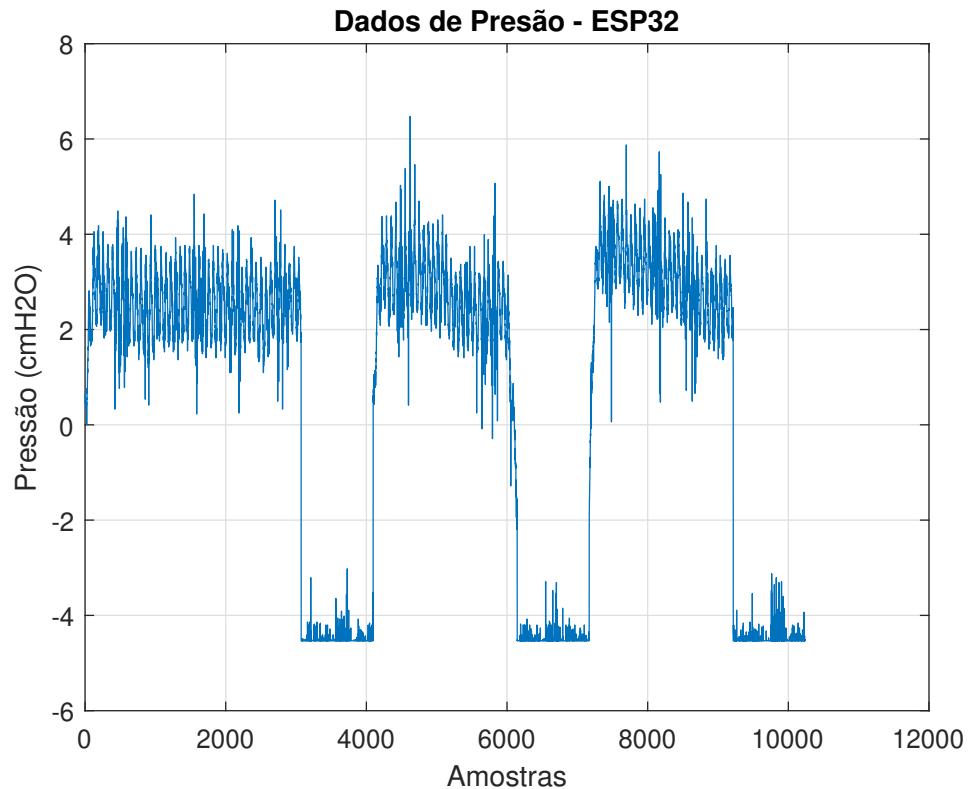
resultado disso é a remoção da componente CC que atrapalharia a análise da resposta do sistema no domínio da frequência, visto que essa componente insere uma componente em $f = 0$ com uma alta quantidade de energia que não apresenta nenhuma informação relevante. Por outro lado, é calculada a média dos dados de pressão.

Em seguida, as funções da FFT são, de fato, executadas. O processo envolve, basicamente, o cálculo da transformada, reorganização dos dados na ordem correta para a próxima etapa de processamento e conversão do vetor complexo de comprimento N resultante da operação para um espectro real de comprimento $N/2$, que é, justamente, o objeto de interesse de análise. Após essa operação, é implementada uma lógica para encontrar a frequência fundamental, que no estudo de caso corresponde à máxima frequência. A frequência fundamental do sistema é a que apresenta o maior pico de energia, ou seja, o maior valor no eixo das ordenadas (eixo y). Encontrado o valor de frequência desejado, converte-se o resultado da pressão média para valores de tensão por meio da Equação 3.13 e, em seguida, para valores de pressão. A equação que relaciona pressão-tensão foi obtida através do datasheet do sensor utilizado e, através de algumas manipulações algébricas, chegou-se que a conversão para pressão em centímetros de água (cmH₂O) corresponde a

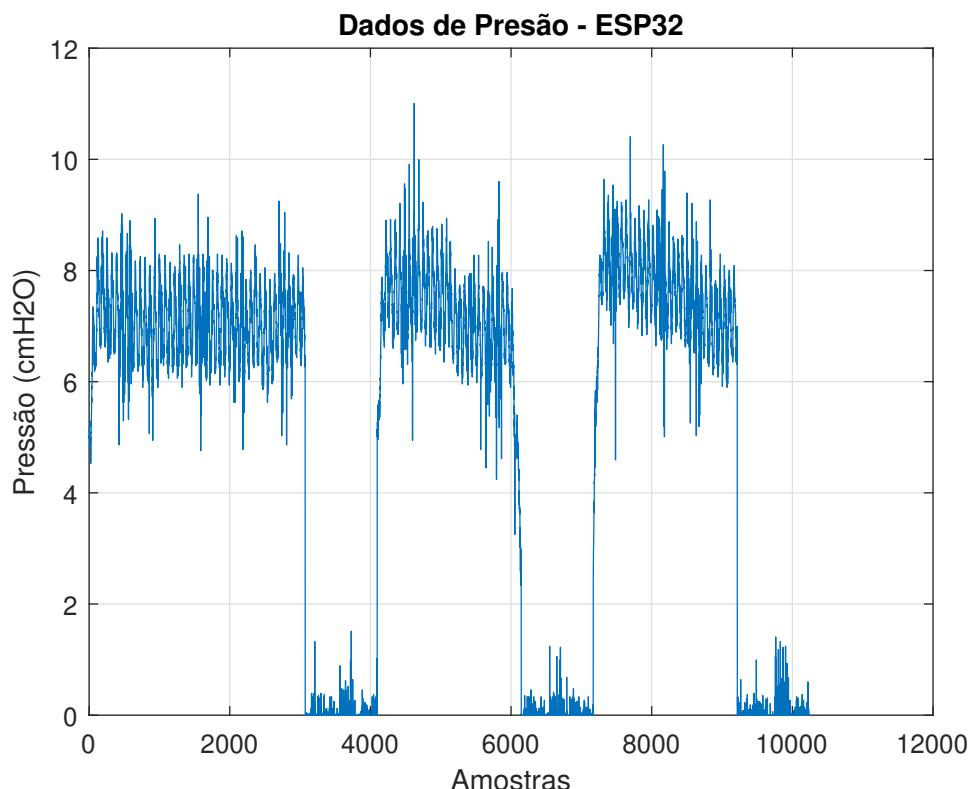
$$P = \left(\frac{(p_{mean} + 0,2) - 0,04 \cdot V_s}{0,09 \cdot V_s} \right) \cdot 10,1972, \quad (4.13)$$

onde V_s corresponde à tensão de alimentação do sensor (definiu-se $V_s = 5V$ para fins de simplificação), p_{mean} é o valor de pressão em volts e o valor de 10,1972 trata-se da constante de conversão de kPa para cmH₂O. É interessante destacar que a constante 0,2 teve de ser adicionada aos cálculos pois durante os ensaios observou-se um deslocamento no sinal diferente do esperado pelo fabricante na documentação do produto. Logo, ela teve o papel de realizar a correção para que o valor de pressão média não estivesse incorreto (Figura 42). Ao fim do processo, as variáveis e flags são resetadas para nova amostragem.

Figura 42 – Comportamento do sinal de pressão



(a) Antes correção do deslocamento



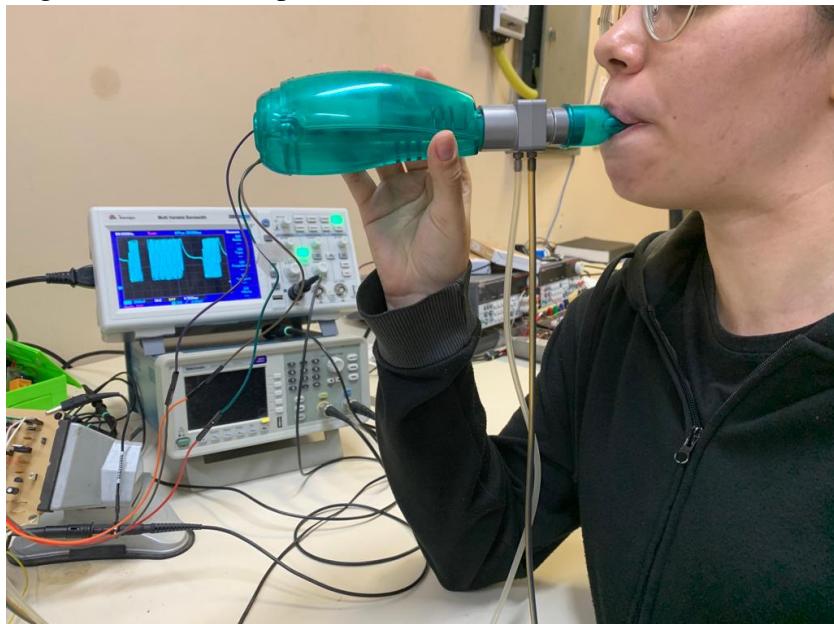
(b) Após correção do deslocamento

Fonte: o autor.

5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

O protótipo foi validado por meio de diversos ensaios para verificar a eficácia do seu funcionamento. A Figura 43 mostra o setup experimental montado para a realização dos ensaios e validação do dispositivo. Vale ressaltar que outros ensaios, além dos que serão apresentados a seguir, estão presentes no Apêndice C. Inicialmente, o primeiro teste realizado foi verificar se a frequência calculada pelo microcontrolador condizia com a realidade. Para isso, o ensaio era monitorado simultaneamente, tanto via osciloscópio quanto comunicação serial.

Figura 43 – Teste experimental



Fonte: o autor.

Esse protocolo de comunicação foi a maneira mais simples e prática encontrada para enviar dados da ESP32 para outro dispositivo que permitisse visualizar as informações. No presente caso, o receptor foi um computador. Os dados são visualizados por meio do CMD (Figura 44). O único ponto negativo de utilizá-lo é que observa-se uma leve adição de ruído aos sinais quando se estabelece a comunicação, porém nada que compromettesse a integridade da informação.

A Tabela 4 apresenta o valor de frequência calculado através do código implementado no ESP32 para o sinal mostrado na Figura 45 que foi coletado utilizando o osciloscópio. Através desse ensaio é possível observar que, apesar da leve discrepância entre os resultados, ela não é tão significante e pode ser desconsiderada. Logo, o valor estimado de frequência pode ser utilizado para descrever o valor real.

Figura 44 – Exibição dos dados coletados pela comunicação serial via CMD

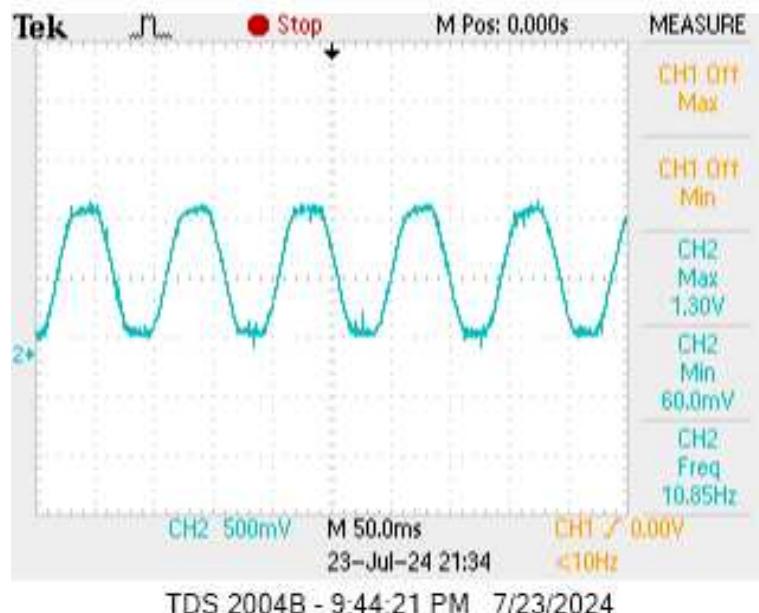
Fonte: o autor.

Tabela 4 – Leitura dos valores de frequência - ESP32

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	11,000000
Max frequency	11,000000

Fonte: o autor.

Figura 45 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem



Fonte: o autor.

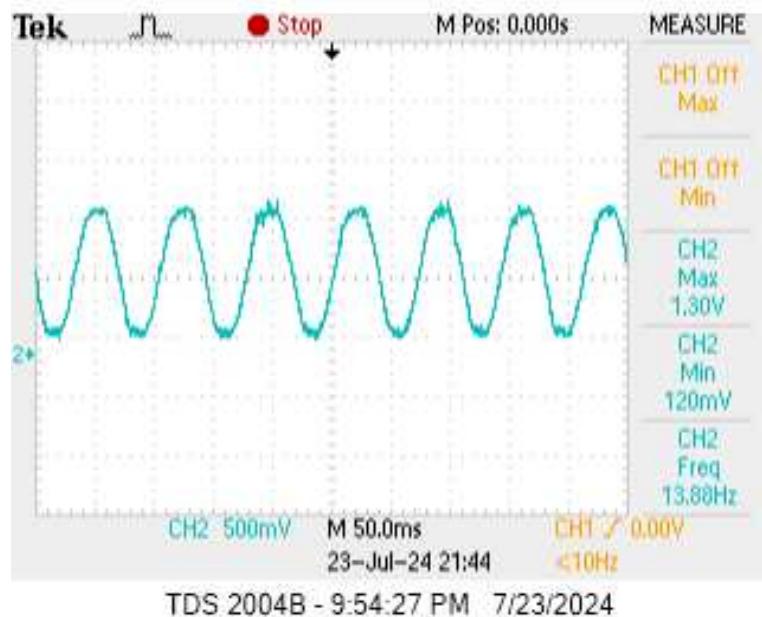
Para a situação anterior, assim como em outros testes realizados, o programa forneceu o valor arredondado para o inteiro mais próximo, por isso não é observado nenhum valor decimal, já que o esperado é que sejam exibidos valores múltiplos de 0,976 Hz. Isso foi feito, pois, como mencionado no Item 4.4, não impactará na análise final do estudo. Contudo, a fim de garantir a eficácia do dispositivo, mesmo para valores decimais, foram realizados testes sem a utilização do arredondamento do valor. A Tabela 12 apresenta o valor estimado para a frequência do sinal observado na Figura 46. Assim como no caso anterior, a diferença entre os valores foi pequena, podendo ser desconsiderada. Logo, é possível utilizar o valor de frequência calculado pelo dispositivo para descrever o valor real da frequência do sinal.

Tabela 5 – Leitura dos valores de frequência - ESP32

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	13,671875
Max frequency	13,671875

Fonte: o autor.

Figura 46 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem



Fonte: o autor.

Conforme apontado no Item 3.4, atualmente existem diversos algoritmos de imple-

mentação da FFT para melhorar a velocidade e precisão dos cálculos, se adaptando ao hardware utilizado. A biblioteca ESP-DSP disponibiliza funções para realizar a operação utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4. Realizar essa comparação permite selecionar o algoritmo mais adequado para o projeto em questão, garantindo que o sistema atenda aos requisitos de desempenho e eficiência. A escolha do algoritmo correto pode resultar em uma redução significativa no tempo de processamento e no consumo de energia, fatores críticos para o funcionamento ótimo de sistemas embarcados, especialmente aqueles com recursos limitados. A consequência disso é a otimização do desempenho geral do sistema e a garantia de sua viabilidade para a aplicação pretendida.

Em razão disso, a etapa seguinte de testes e validação do protótipo desenvolvido foi comparar a performance do sistema utilizando a função de FFT implementada através dos algoritmos Radix-2 e Radix-4. Para isso, foram realizados dois tipos de testes. O primeiro consistiu em colocar as funções sob as mesmas condições de operação e avaliar o tempo de processamento de cada algoritmo para estimar a transformada. Por outro lado, o segundo teste consistiu em avaliar a performance no que diz respeito ao tempo de processamento dos algoritmos quando sujeitos às especificações do projeto.

Para o primeiro caso, foi utilizado o $f_s = 1 \text{ kHz}$ e foram coletadas 2048 amostras para o cálculo da FFT. Nos ensaios, ocorreu o já esperado. Como pode ser observado na Figura 47, o algoritmo Radix-4 estimou a frequência do sinal (Figura 48) em um tempo de processamento inferior ao requerido pelo Radix-2 para executar a mesma tarefa. Esse comportamento ocorreu tanto para este ensaio quanto para os demais realizados sob a mesma condição.

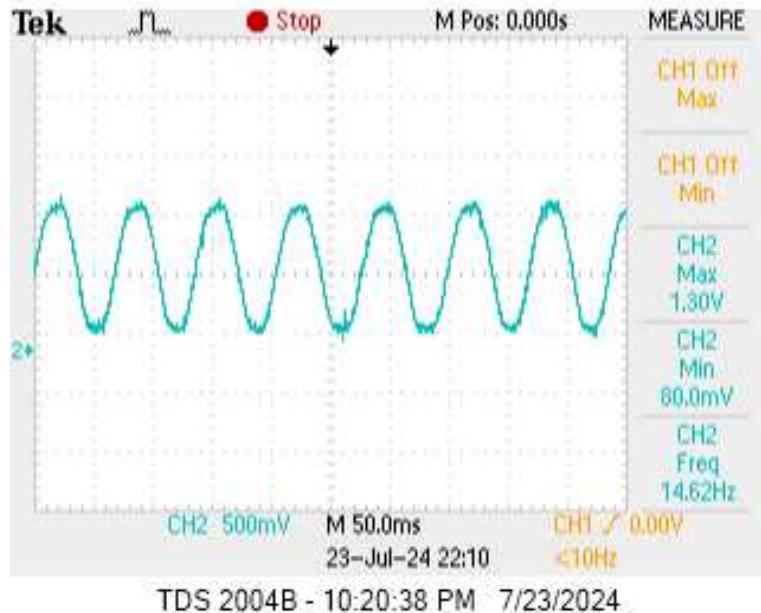
Figura 47 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1)

```
Max frequency (Radix-2): 14.648438
Max frequency (Radix-4): 14.648438
I (30397) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 1024 complex points take 163919 cycles
I (30407) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 105887 cycles
```

Fonte: o autor.

Até então, a implementação da FFT utilizando o algoritmo Radix-4 parecia a melhor alternativa para o problema, visto que a velocidade com que o dispositivo executa as tarefas impacta na performance geral dos resultados desejados. Partindo para o segundo estudo de caso, avaliou-se o desempenho dos algoritmos sob as especificações requeridas para o projeto, ou seja, $f_s = 1 \text{ kHz}$ e coleta de 1024 amostras. Aqui já surge um problema, pois algumas operações realizadas no algoritmo da FFT envolvem trabalhar com ponteiros de comprimento $N/2$. Com

Figura 48 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem



Fonte: o autor.

isso, tem-se que o valor reduz para 512 amostras e se torna incompatível para o uso do algoritmo Radix-4, que só opera com vetores de tamanho 4^n . Apesar disso, foi adotada a seguinte estratégia: foi dobrado o tamanho do buffer (agora, ele pode alocar 2048 amostras) e metade desse espaço foi alocada com zeros para não prejudicar a integridade da informação original, viabilizando o uso da função.

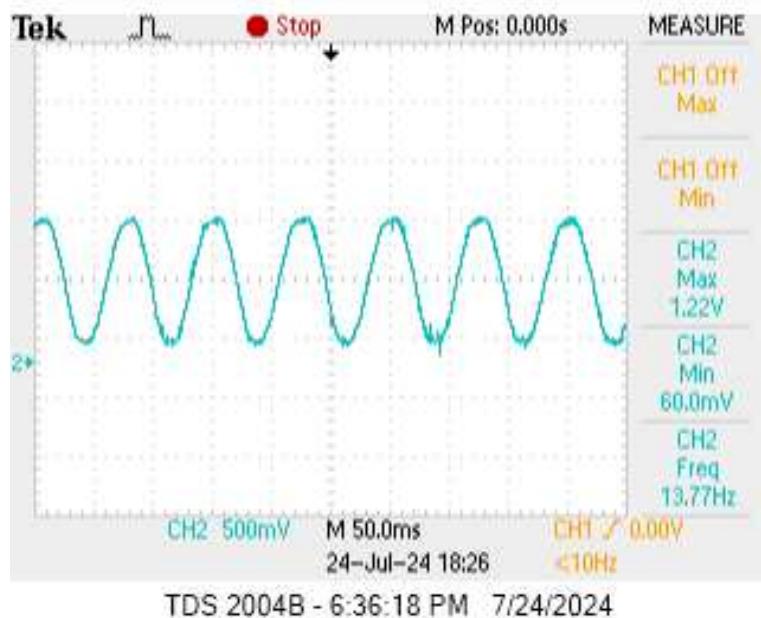
A Figura 49 apresenta o resultado do teste realizado para o sinal da Figura 50. Nota-se que as funções forneceram o mesmo resultado, mas pelo fato de a Radix-4 necessitar de um vetor de tamanho na ordem 4^n , isso acabou prejudicando a performance do tempo de processamento do algoritmo. Sendo assim, apesar de o Radix-4 ser melhor em termos de tempo de processamento comparado ao Radix-2, como foi observado no primeiro caso, devido à sua restrição quanto ao tamanho dos vetores, para a aplicação em questão, o Radix-2 é a melhor alternativa, visto que produz o mesmo resultado com uma quantidade menor de ciclos.

Figura 49 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2)

```
Max frequency (Radix-2): 13.671875
Max frequency (Radix-4): 13.671875
I (7367) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 512 complex points take 74885 cycles
I (7367) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 105890 cycles
```

Fonte: o autor.

Figura 50 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem



Fonte: o autor.

Para validar a eficácia das medições de pressão, partiu-se do pressuposto de que, se os dados coletados e enviados para o MATLAB (que são exatamente os mesmos utilizados pelo ESP32 para calcular a pressão média) e que passam pelo mesmo processo de conversão, possuem resultados similares aos observados por outra fonte de aquisição de dados. Então, pode-se presumir que a pressão média é estimada de maneira correta pelo dispositivo.

Sendo assim, as amostras do sensor de pressão foram enviadas para o workspace do MATLAB através da implementação de um algoritmo que estabelece a comunicação pela porta serial. Após os dados serem armazenados no MATLAB, a operação de conversão para centímetros de água (cmH_2O) da Equação 4.13 foi realizada no ambiente do próprio MATLAB. É importante ressaltar que os valores enviados já estavam convertidos para tensão. A operação de conversão segue a mesma lógica implementada no código do ESP32, garantindo que os resultados fossem comparáveis. Ademais, os sinais foram plotados para facilitar o estudo.

Para a coleta do sinal de pressão de uma forma alternativa para realizar comparações, foi utilizada a *Data Acquisition* (DAQ) da NI USB-6001 (National Instruments, Austin, Texas). O Simulink foi utilizado para adquirir dados diretamente do dispositivo USB-6001 e importá-los para o workspace do MATLAB. Um bloco de aquisição de dados foi configurado no Simulink para coletar amostras a uma taxa de 1 kHz. No workspace do MATLAB, os dados foram então

convertidos para valores de pressão e plotados. No caso dos sinais lidos pela DAQ, observou-se que o deslocamento era diferente daquele observado nas leituras da ESP32. Enquanto o deslocamento utilizado na ESP32 era de 0,2, as medições feitas pela DAQ indicaram a necessidade de ajustar o deslocamento para 0,09. Porém, isso não impediu que a comparação entre os sinais pudesse ser realizada.

Desse modo, foi observado ao longo dos ensaios que os dados se mantinham numa faixa similar de valores de pressão. A Figura 68 apresenta um dos diversos testes realizados. Devido à similaridade dos resultados e, conforme a suposição levantada, isso implica que os valores de pressão média fornecidos pelo ESP32 são uma boa estimativa do valor real dessa grandeza.

A última etapa dos testes de validação foi colocar o dispositivo em pleno funcionamento, fornecendo os dados de pressão e frequência. Nas tabelas apresentadas, são mostrados os casos em que houve (Tabela 6) e não houve (Tabela 7) o arredondamento do valor da frequência calculada. Portanto, por meio de todos os procedimentos realizados, foi possível garantir que as medições realizadas pelo sistema foram precisas e confiáveis, proporcionando uma base sólida para a análise dos parâmetros estimados.

Tabela 6 – Dados de pressão e frequência

Dados via comunicação serial	
Mean pressure	Max frequency
6,299278	16,000000
6,389154	16,000000
6,754216	17,000000
6,921622	16,000000

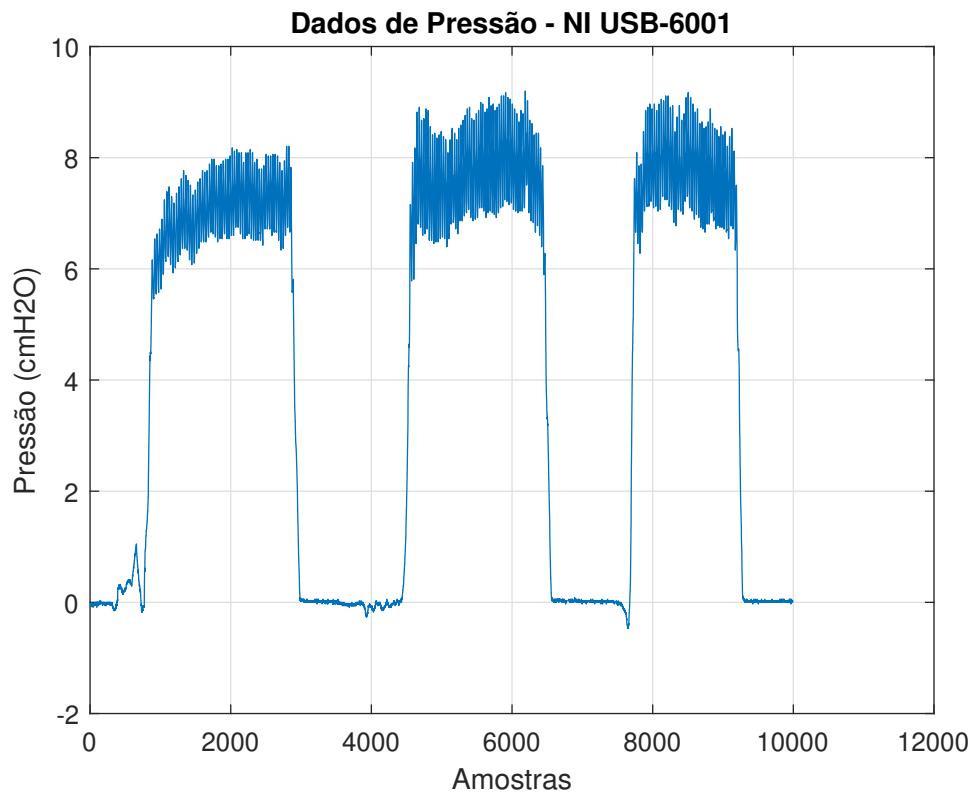
Fonte: o autor.

Tabela 7 – Dados de pressão e frequência

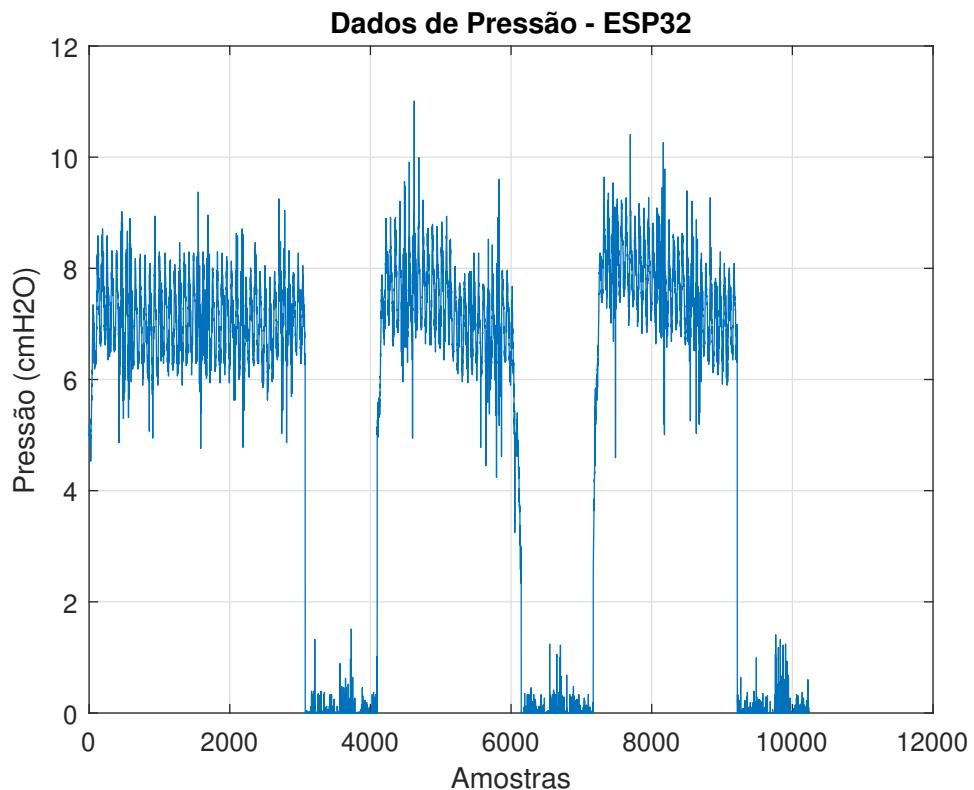
Dados via comunicação serial	
Mean pressure	Max frequency
4,198400	11,718750
4,417150	12,695312
4,481204	12,695312
4,000665	12,695312

Fonte: o autor.

Figura 51 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento



(a) Dados coletados pela USB-6001



(b) Dados fornecidos pelo código implementado no ESP32

Fonte: o autor.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este estudo explorou vários aspectos essenciais e práticos na criação e confirmação de um modelo experimental para avaliar os parâmetros respiratórios, com ênfase na terapia respiratória. Primeiramente, os conceitos essenciais da fisioterapia respiratória foram estudados e entendidos em relação ao tratamento de pacientes, enfatizando os progressos atuais e as lacunas no campo.

Durante o desenvolvimento do projeto, foi analisado o modo de operação dos sensores empregados, além de sua incorporação ao protótipo, garantindo a precisão e eficiência na coleta de dados. Foi criado um circuito especial para assegurar que os dados sejam digitalizados com integridade, filtrando e adaptando os sinais para evitar distorções que pudessem afetar a precisão das medições.

Para o projeto finalizar, foi crucial compreender os aspectos essenciais da digitalização de dados através de um ADC. Ademais, a técnica de processamento digital de sinal conhecida como FFT foi examinada em detalhe, possibilitando a seleção da melhor abordagem para a aplicação em questão através de comparações de desempenho entre suas variações Radix-2 e Radix-4.

Um algoritmo eficiente e a análise da arquitetura do microcontrolador da série ESP32 foram fundamentais para alcançar os resultados desejados. A aplicação do sistema abrangente englobou todas as ações requeridas para processar e mostrar os dados de forma precisa e confiável.

Finalmente, os dados obtidos a partir do protótipo foram verificados comparando-os com os valores reais dos parâmetros medidos. As medições realizadas pelo sistema são precisas e confiáveis, conforme demonstrado pelos testes de validação, que incluíram o funcionamento completo do dispositivo e uma análise dos dados com e sem arredondamento de frequência. Por causa disso, foi possível fornecer uma base sólida para a análise dos parâmetros estimados, atendendo aos objetivos propostos e fazendo uma contribuição significativa para o campo da fisioterapia respiratória.

Em trabalhos futuros, pretende-se implementar uma forma de processar os sinais obtidos e fornecer feedback ao usuário do equipamento, indicando se o procedimento realizado foi adequado, insuficiente ou inadequado para a reabilitação respiratória.

REFERÊNCIAS

- AHEST. AH3503 High Sensitivity Digital Unipolar Hall IC. [S. l.], 2021.
- AL BURGE AT, H. A. L. Positive expiratory pressure therapy versus other airway clearance techniques for bronchiectasis. **Cochrane Database of Systematic Reviews**, John Wiley & Sons, Ltd, n. 9, 2017. ISSN 1465-1858.
- ALEXANDER, M. N. O. S. C. K. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5. ed. [S. l.]: McGraw-Hill, 2013. ISBN 8580551730,9788580551730.
- ALVES, C.; NUNES, L.; MELO, P. Mechanical analysis of an oscillatory positive expiratory pressure device used in respiratory rehabilitation. In: IEEE. **2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology**. [S. l.], 2010. p. 2477–2480.
- ALVES, L. A.; PITTA, F.; BRUNETTO, A. F. Performance analysis of the flutter vrp1 under different flows and angles. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 53, n. 3, p. 316–323, 2008.
- ANDERSEN, J.; QVIST, J.; KANN, T. Recruiting collapsed lung through collateral channels with positive end-expiratory pressure. **Scandinavian journal of respiratory diseases**, v. 60, n. 5, p. 260–266, 1979.
- APP, E. M.; KIESELMANN, R.; REINHARDT, D.; LINDEMANN, H.; DASGUPTA, B.; KING, M.; BRAND, P. Sputum rheology changes in cystic fibrosis lung disease following two different types of physiotherapy: Flutter vs autogenic drainage. **Chest**, v. 114, n. 1, p. 171–177, 1998. ISSN 0012-3692.
- APP, E. M.; KIESELMANN, R.; REINHARDT, D.; LINDEMANN, H.; DASGUPTA, B.; KING, M.; BRAND, P. Sputum rheology changes in cystic fibrosis lung disease following two different types of physiotherapy: Flutter vs autogenic drainage. **Chest**, v. 114, n. 1, p. 171–177, 1998. ISSN 0012-3692.
- BAEK, E. J.; KIM, S. Current understanding of pressure natriuresis. **Electrolytes & Blood Pressure: E & BP**, Korean Society of Electrolyte Metabolism, v. 19, n. 2, p. 38, 2021.
- BELLI, S.; PRINCE, I.; SAVIO, G.; PARACCHINI, E.; CATTANEO, D.; BIANCHI, M.; MASOCCHO, F.; BELLANTI, M. T.; BALBI, B. Airway clearance techniques: The right choice for the right patient. **Frontiers in Medicine**, v. 8, 2021. ISSN 2296-858X.
- BLERVAQUE, L.; PRÉFAUT, C.; FORTHIN, H.; MAFFRE, F.; BOURRELIER, M.; HÉRAUD, N.; CATTEAU, M.; POMIÈS, P.; JAFFUEL, D.; MOLINARI, N. et al. Efficacy of a long-term pulmonary rehabilitation maintenance program for copd patients in a real-life setting: a 5-year cohort study. **Respiratory Research**, Springer, v. 22, p. 1–11, 2021.
- BURR, K.; MASSA, K.; SEBZDA, D.; KEITH, J. P.; HERTZOG, J. H. A comparison of intrapulmonary percussive ventilation placement inline with a ventilator for pediatric patients. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 65, n. Suppl 10, 2020.
- BUTTON, B. M.; BUTTON, B. Structure and function of the mucus clearance system of the lung. **Cold Spring Harbor Perspectives in Medicine**, v. 3, n. 8, 2013.

- CARO, J. Y.; DELGADO, J. C.; ANDRÉS, A. C. Design and characterization of a pressure sensors systems applied in the distribution force for hospital cushions. In: IEEE. **2015 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)**. [S. l.], 2015. p. 251–255.
- 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.
- CHANG, H. K.; WEBER, M. E.; KING, M. Mucus transport by high-frequency nonsymmetrical oscillatory airflow. **Journal of Applied Physiology**, v. 65, n. 3, p. 1203–1209, 1988. PMID: 3182490.
- CHILVERS, M. A.; RUTMAN, A.; O'CALLAGHAN, C. Functional analysis of cilia and ciliated epithelial ultrastructure in healthy children and young adults. **Thorax**, BMJ Publishing Group Ltd, v. 58, n. 4, p. 333–338, 2003. ISSN 0040-6376.
- COPPOLO, D. P.; SCHLOSS, J.; SUGGETT, J. A.; MITCHELL, J. P. Non-pharmaceutical techniques for obstructive airway clearance focusing on the role of oscillating positive expiratory pressure (opep): a narrative review. **Pulmonary Therapy**, Springer, v. 8, n. 1, p. 1–41, 2022.
- DARBEE, J. C.; OHTAKE, P. J.; GRANT, B. J.; CERNY, F. J. Physiologic evidence for the efficacy of positive expiratory pressure as an airway clearance technique in patients with cystic fibrosis. **Physical therapy**, Oxford University Press, v. 84, n. 6, p. 524–537, 2004.
- DEMCHUK, A. M.; CHATBURN, R. L. Performance characteristics of positive expiratory pressure devices. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 66, n. 3, p. 482–493, 2021. ISSN 0020-1324.
- DEVICES, A. **Engineer-to-Engineer Note EE-18**. [S. l.], 1996. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/ee-18.pdf>.
- DEVICES, A. **Understanding SAR ADCs: Their Architecture and Comparison with Other ADCs**. [S. l.], 2001. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/tutorial-on-successive-approximation-registers-sar-and-flash-adcs--maxim-integrated.pdf>.
- DRANSFIELD, M.; ROWE, S.; VOGELMEIER, C. F.; WEDZICHA, J.; CRINER, G. J.; HAN, M. K.; MARTINEZ, F. J.; CALVERLEY, P. Cystic fibrosis transmembrane conductance regulator: roles in chronic obstructive pulmonary disease. **American journal of respiratory and critical care medicine**, American Thoracic Society, v. 205, n. 6, p. 631–640, 2022.
- Fagevik Olsén, M.; LANNEFORS, L.; WESTERDAHL, E. Positive expiratory pressure – common clinical applications and physiological effects. **Respiratory Medicine**, v. 109, n. 3, p. 297–307, 2015. ISSN 0954-6111.
- FARAG, T. S.; MARIAM, E. Utility of vest high frequency chest wall oscillation device versus flutter device in acute exacerbation of chronic obstructive pulmonary disease. **Int J Res Med Sci**, v. 6, n. 1, p. 1–9, 2017.
- FLEET, H. V.; DUNN, D. K.; MCNINCH, N. L.; VOLSKO, T. A. Evaluation of functional characteristics of 4 oscillatory positive pressure devices in a simulated cystic fibrosis model. **Respiratory care**, Respiratory Care, v. 62, n. 4, p. 451–458, 2017.

- FLEET, H. V.; DUNN, D. K.; MCNINCH, N. L.; VOLSKO, T. A. Evaluation of functional characteristics of 4 oscillatory positive pressure devices in a simulated cystic fibrosis model. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 62, n. 4, p. 451–458, 2017. ISSN 0020-1324.
- FRANKS, L. J.; WALSH, J. R.; HALL, K.; JACUINDE, G.; YERKOVICH, S.; MORRIS, N. R. Comparing the performance characteristics of different positive expiratory pressure devices. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 64, n. 4, p. 434–444, 2019. ISSN 0020-1324.
- GASTALDI, A. Flutter device review: effects on secretion and pulmonary function. **Journal of Novel Physiotherapies**, v. 6, n. 3, 2016.
- GEORGE, R. J.; JOHNSON, M. A.; PAVIA, D.; AGNEW, J. E.; CLARKE, S. W.; GEDDES, D. M. Increase in mucociliary clearance in normal man induced by oral high frequency oscillation. **Thorax**, BMJ Publishing Group Ltd, v. 40, n. 6, p. 433–437, 1985. ISSN 0040-6376.
- GROTH, S.; STAFANGER, G.; DIRKSEN, H.; ANDERSEN, J.; FALK, M.; KELSTRUP, M. Positive expiratory pressure (pep-mask) physiotherapy improves ventilation and reduces volume of trapped gas in cystic fibrosis. **Bulletin europeen de physiopathologie respiratoire**, v. 21, n. 4, p. 339–343, 1985.
- HALLIDAY ROBERT RESNICK, J. W. D. **Fundamentals of physics, extended edition**. 8. ed. [S. l.]: Wiley, 2007. ISBN 9780471758013,0471758019.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. 1. ed. [S. l.: s. n.], 2011.
- HASSAN, A.; LAI, W.; ALISON, J.; HUANG, S.; MILROSS, M. Effect of intrapulmonary percussive ventilation on intensive care unit length of stay, the incidence of pneumonia and gas exchange in critically ill patients: A systematic review. **PLOS ONE**, Public Library of Science, v. 16, n. 7, p. 1–16, 07 2021.
- HESS, D. R. Secretion clearance techniques: absence of proof or proof of absence? **Respiratory Care**, v. 47, n. 7, p. 757–758, 2002.
- JOURNALS, B. Synthesis and characterization of zno nanoparticles by sol-gel method. 2021.
- KING, M.; PHILLIPS, D. M.; GROSS, D.; VARTIAN, V.; CHANG, H. K.; ZIDULKA, A. Enhanced tracheal mucus clearance with high frequency chest wall compression. **American Review of Respiratory Disease**, v. 128, n. 3, p. 511–515, 1983. PMID: 6614645.
- KONSTAN, M. W.; STERN, R. C.; DOERSHUK, C. F. Efficacy of the flutter device for airway mucus clearance in patients with cystic fibrosis. **The Journal of Pediatrics**, v. 124, n. 5, Part 1, p. 689–693, 1994. ISSN 0022-3476.
- 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.
- LEE, A. L.; WILLIAMSON, H. C.; LORENSINI, S.; SPENCER, L. M. The effects of oscillating positive expiratory pressure therapy in adults with stable non-cystic fibrosis bronchiectasis: A systematic review. **Chronic Respiratory Disease**, v. 12, n. 1, p. 36–46, 2015. PMID: 25518845.

- 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.
- MCCOOL, F. D.; ROSEN, M. J. Nonpharmacologic airway clearance therapies: Accp evidence-based clinical practice guidelines. **Chest**, v. 129, n. 1, Supplement, p. 250S–259S, 2006. ISSN 0012-3692.
- MCILWAINE, P.; WONG, L. T.; PEACOCK, D.; DAVIDSON, A. F. Long-term comparative trial of positive expiratory pressure versus oscillating positive expiratory pressure (flutter) physiotherapy in the treatment of cystic fibrosis. **The Journal of Pediatrics**, v. 138, n. 6, p. 845–850, 2001. ISSN 0022-3476.
- MEDICAL, S. **acapella® choice Vibratory PEP Therapy System**. [S. l.], 2019.
- MEDICAL, V. **ix5 Ventilator System Operator's Manual**. [S. l.], 2020.
- MEURER, C.; FUENTES-PÉREZ, J. F.; PALOMERAS, N.; CARRERAS, M.; KRUUSMAA, M. Differential pressure sensor speedometer for autonomous underwater vehicle velocity estimation. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, IEEE, v. 45, n. 3, p. 946–978, 2019.
- 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. ISSN 0020-1324.
- MURRAY, M. P.; PENTLAND, J. L.; HILL, A. T. A randomised crossover trial of chest physiotherapy in non-cystic fibrosis bronchiectasis. **European Respiratory Journal**, European Respiratory Society, v. 34, n. 5, p. 1086–1092, 2009. ISSN 0903-1936.
- MYERS, T. R. Positive expiratory pressure and oscillatory positive expiratory pressure therapies. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 52, n. 10, p. 1308–1327, 2007. ISSN 0020-1324.
- NASCIMENTO, A. C. **Desenvolvimento de um frequencímetro digital para monitoramento de equipamentos de fisioterapia respiratória que utilizam a técnica OOAf**. 66 p. Dissertação (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2022. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica).
- NASCIMENTO, A. C.; JR, E. P.; NOGUEIRA, F. G.; TORRICO, B. C.; ALBUQUERQUE, V. H. C. de; BEZERRA, L. D.; DINIZ, D. M.; CEARÁ, F.-C. Monitoring system for acapella choice based on oscillating frequency and pressure level sensors. In: . [S. l.: s. n.], 2023.
- NICOLINI, A.; MASCARDI, V.; GRECCHI, B.; FERRARI-BRAVO, M.; BANFI, P.; BARLASCINI, C. Comparison of effectiveness of temporary positive expiratory pressure versus oscillatory positive expiratory pressure in severe copd patients. **The Clinical Respiratory Journal**, v. 12, n. 3, p. 1274–1282, 2018.
- OBERWALDNER, B.; EVANS, J. C.; ZACH, M. S. Forced expirations against a variable resistance: A new chest physiotherapy method in cystic fibrosis. **Pediatric Pulmonology**, v. 2, n. 6, p. 358–367, 1986.
- OSADNIK, C. R.; MCDONALD, C. F.; HOLLAND, A. E. Advances in airway clearance technologies for chronic obstructive pulmonary disease. **Expert Review of Respiratory Medicine**, Taylor & Francis, v. 7, n. 6, p. 673–685, 2013.

- PATTERSON, J.; HEWITT, O.; KENT, L.; BRADBURY, I.; ELBORN, J.; BRADLEY, J. Acapella ® versus ‘usual airway clearance’ during acute exacerbation in bronchiectasis: a randomized crossover trial. **Chronic Respiratory Disease**, v. 4, n. 2, p. 67–74, 2007. PMID: 17621572.
- PIETERSE, A.; HANEKOM, S. D. Criteria for enhancing mucus transport: a systematic scoping review. **Multidisciplinary respiratory medicine**, Springer, v. 13, p. 1–11, 2018.
- PONCIN, W.; REYCHLER, G.; LIISTRO, M.; LIISTRO, G. Comparison of 6 oscillatory positive expiratory pressure devices during active expiratory flow. **Respiratory Care**, Respiratory Care, v. 65, n. 4, p. 492–499, 2020. ISSN 0020-1324.
- RESNICK DAVID HALLIDAY, J. W. R. **Fundamentals of Physics, 11th Edition Extended**. 11. ed. [S. l.]: Wiley, 2018. ISBN 1119460131,9781119460138.
- 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. dos; 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.
- SCHAFFER, A. V. O. R. W. **Discrete-Time Signal Processing**. 3ed, international. ed. [S. l.]: Pearson Education, 2014. ISBN 1292025727,9781292025728.
- SEMICONDUCTOR, F. **Integrated Silicon Pressure Sensor MPX5010 On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated**. 2012.
- SILVA, G. C. da; CASTRO, R. M. de; FORTE, M. D. d. N.; NOGUEIRA, F. G.; TORRICO, B. C.; DINIZ, D. M. S. M.; AGUIAR, M. X.; SANTOS, N. E. dos; 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.
- SILVERMAN, E.; EBRIGHT, L.; KWIATKOWSKI, M.; CULLINA, J. Current management of bronchiectasis: review and 3 case studies. **Heart & lung**, Elsevier, v. 32, n. 1, p. 59–64, 2003.
- SMITHS MEDICAL. **Clearing Your Airways to Help You Breathe with the acapella® Vibratory PEP Therapy System**. [S. l.], 2015.
- SONI, M.; KUNTHE, P. A general comparison of fft algorithms. **Pioneer Journal Of IT & Management**, 2011.
- SUN, J.; CHEN, J.; WANG, L.; LU, A. The effect of vibrating positive expiratory pressure therapy on refractory mycoplasma pneumoniae pneumonia prognosis in children. **Translational Pediatrics**, AME Publications, v. 10, n. 2, p. 315, 2021.
- SYSTEMS, E. **Analog to Digital Converter (ADC)**. [S. l.], 2021. Disponível em: <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/v4.4/esp32/esp-idf-en-v4.4-esp32.pdf>.

TAMBASCIO, J.; de Souza, L. T.; LISBOA, R. M.; PASSARELLI, R. de C. V.; de Souza, H. C. D.; GASTALDI, A. C. The influence of flutter®vrp1 components on mucus transport of patients with bronchiectasis. **Respiratory Medicine**, v. 105, n. 9, p. 1316–1321, 2011. ISSN 0954-6111.

TECHNOLOGY, M. **2.5V and 4.096V Voltage References**. 2012.

TECHNOLOGY, M. **1 MHz, Low-Power Op Amp**. 2020.

TECHNOLOGY, M. I. of. **Introduction to Communication, Control, and Signal Processing**. 2010. https://ocw.mit.edu/courses/6-011-introduction-to-communication-control-and-signal-processing-spring-2010/61ec3ac814f18a1f05b4ce0c90e89282/MIT6_011S10_chap14.pdf.

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.

URONE, P. P.; HINRICHES, R.; DIRKS, K.; SHARMA, M.; PODOLAK, K.; SMITH, H. **College Physics 2e**. [S. l.]: OpenStax, 2022.

van der Schans, C. P. Airway clearance: assessment of techniques. **Paediatric Respiratory Reviews**, v. 3, n. 2, p. 110–114, 2002. ISSN 1526-0542.

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. ISSN 0020-1324.

WANG, L.; QIU, Y.; HAN, X.; CHEN, C.; HUANG, M.; YANG, P.; LI, Z.; ZHAO, L.; JIANG, Z. Design and optimization of a novel resonant gauge pressure sensor. In: SPIE. **International Conference on Optoelectronic and Microelectronic Technology and Application**. [S. l.], 2020. v. 11617, p. 692–697.

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

XU, Q.; LIU, C.; WANG, X.; CAO, Y.; YU, H.; LI, W.; GUO, L. Machine learning classification of flow regimes in a long pipeline-riser system with differential pressure signal. **Chemical Engineering Science**, Elsevier, v. 233, p. 116402, 2021.

XU, X. K.; HARVEY, B. P.; LUTCHEN, K. R.; GELBMAN, B. D.; MONFRE, S. L.; COIFMAN, R. E.; FORBES, C. E. Comparison of a micro-electro-mechanical system airflow sensor with the pneumotach in the forced oscillation technique. **Medical Devices: Evidence and Research**, Taylor & Francis, p. 419–426, 2018.

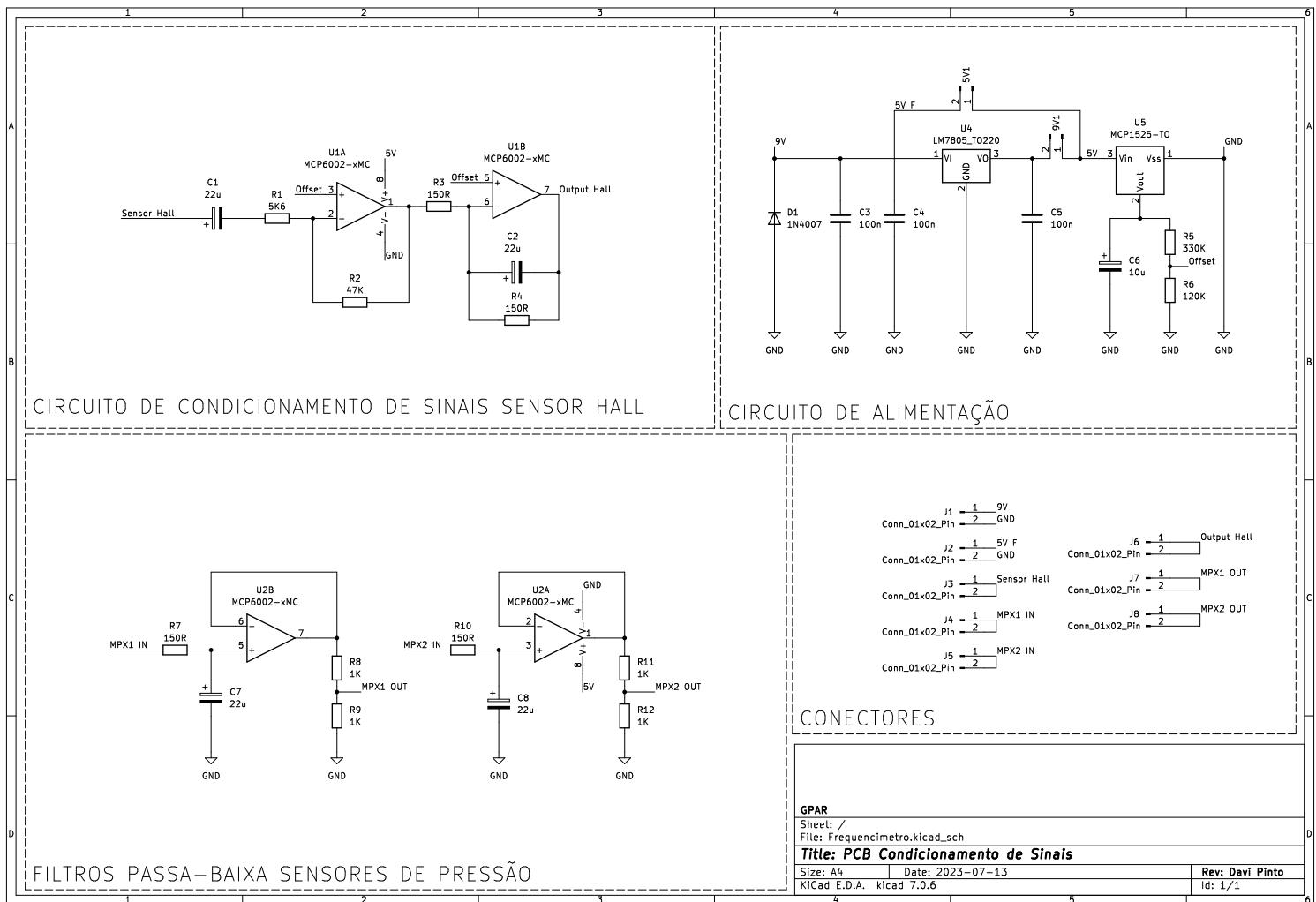
YAGER, J. A.; ELLMAN, H.; DULFANO, M. J. Human ciliary beat frequency at three levels of the tracheobronchial tree. **American Review of Respiratory Disease**, v. 121, n. 4, p. 661–665, 1980. PMID: 7386979.

ZHANG, L.; HAN, D.-M.; WANG, H.; ZHOU, B.; SANDERSON, M. J. Measurement of respiratory ciliary beat frequency quantified with high-speed digital microscopy. **Zhonghua er bi yan hou ke za zhi**, v. 39, n. 7, p. 433–437, 2004.

ZHANG, Y.; CHEN, C.; WANG, N.; CHEN, Y.; YU, J.; ZHENG, X.; LI, S.; CHEN, Y. Developing a new modification technology of oat flour based on differential pressure explosion puffing. **Lwt**, Elsevier, v. 141, p. 110967, 2021.

APÊNDICES

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CIRCUITO DE FILTRAGEM



APÊNDICE B – ANÁLISE DAS FREQUÊNCIAS DE CORTE E CENTRAL DOS FILTROS

Tabela 8 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 30$ Hz

$f_{central}$ (Hz)	f_a (Hz)	Ganho em f_a (dB)	Ganho em $f_{central}$ (dB)	Ganho em f_b (dB)
11	4,033	15,514	17,453	15,461
12	4,8	15,514	17,453	15,461
13	5,8	15,514	17,453	15,461

Fonte: o autor.

Tabela 9 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 40$ Hz

$f_{central}$ (Hz)	f_a (Hz)	Ganho em f_a (dB)	Ganho em $f_{central}$ (dB)	Ganho em f_b (dB)
11	3,025	15,514	17,916	15,514
12	3,6	15,504	17,8	15,504
13	4,225	15,491	17,677	15,491

Fonte: o autor.

Tabela 10 – Parâmetros resultantes para o caso em que $f_b = 50$ Hz

$f_{central}$ (Hz)	f_a (Hz)	Ganho em f_a (dB)	Ganho em $f_{central}$ (dB)	Ganho em f_b (dB)
11	2,42	15,529	18,138	15,529
12	2,88	15,524	18,063	15,524
13	3,38	15,519	17,981	15,519

Fonte: o autor.

Tabela 11 – Ganhos em dB e V/V nas frequências de interesse

Frequência (Hz)	Ganho (dB)	Ganho (V/V)
11	18,292	8,21
12	18,262	8,19
13	18,228	8,15
14	18,189	8,12
15	18,147	8,08
16	18,101	8,04
17	18,052	7,99
18	18	7,94
19	17,946	7,89
20	17,889	7,84

Fonte: o autor.

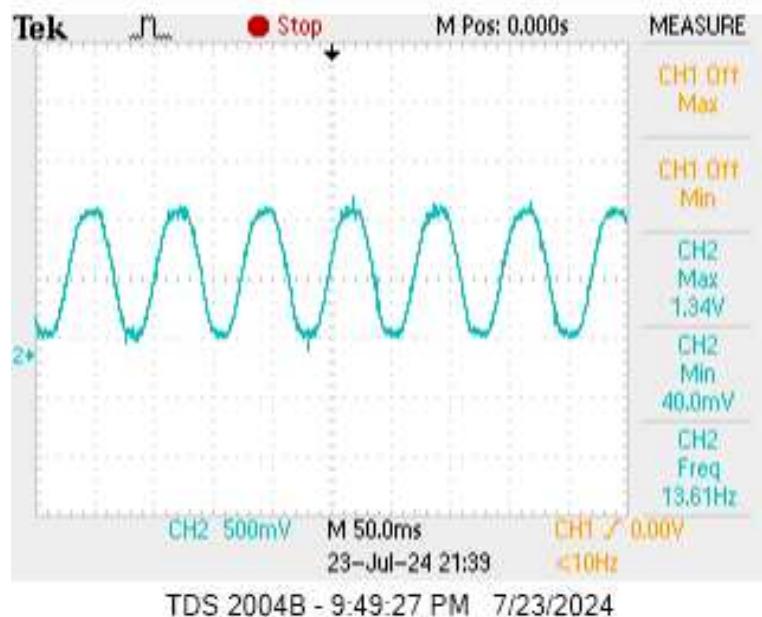
APÊNDICE C – TESTES EXPERIMENTAIS

Tabela 12 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32
(Ensaio 1)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	14,000000
Max frequency	14,000000

Fonte: o autor.

Figura 52 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 1)



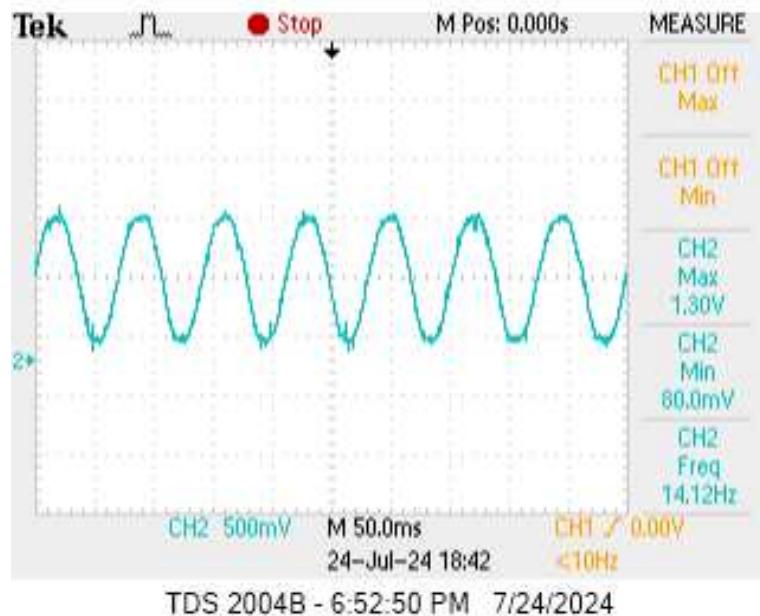
Fonte: o autor.

Tabela 13 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32
(Ensaio 2)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	14,000000
Max frequency	14,000000

Fonte: o autor.

Figura 53 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 2)



Fonte: o autor.

Tabela 14 – Leitura dos valores de frequência inteiros - ESP32 (Ensaio 3)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	15,000000
Max frequency	15,000000

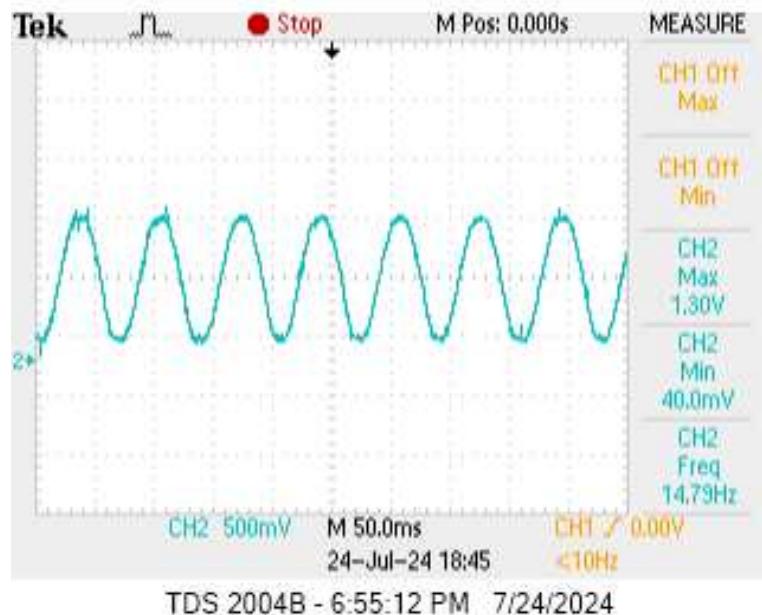
Fonte: o autor.

Tabela 15 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32 (Ensaio 1)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	14,648438
Max frequency	14,648438

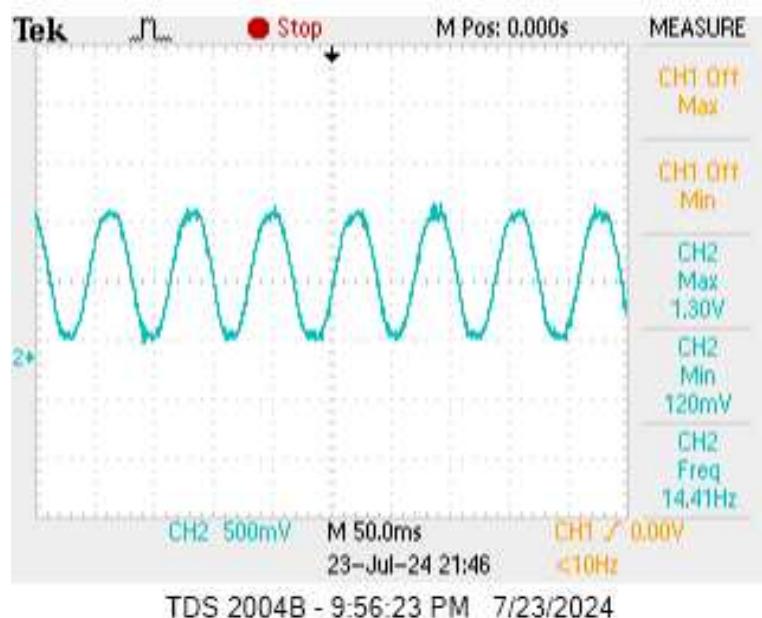
Fonte: o autor.

Figura 54 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 3)



Fonte: o autor.

Figura 55 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 1)



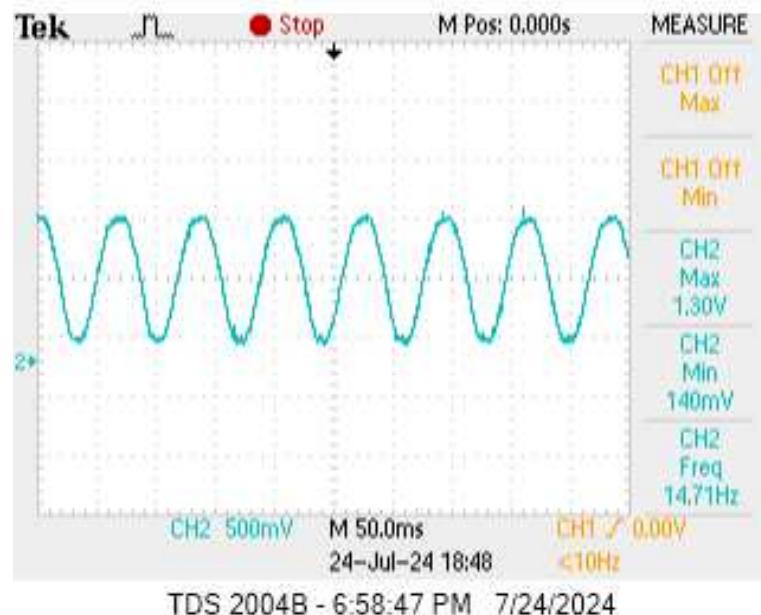
Fonte: o autor.

Tabela 16 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32
(Ensaio 2)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	14,648438
Max frequency	14,648438

Fonte: o autor.

Figura 56 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 2)



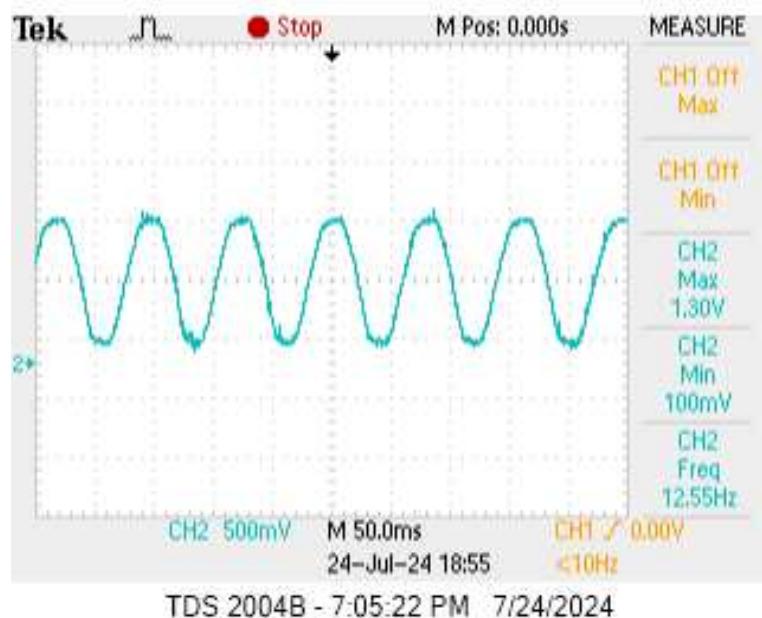
Fonte: o autor.

Tabela 17 – Leitura dos valores de frequência decimais - ESP32
(Ensaio 3)

Dados via comunicação serial	
Variável	Valor (Hz)
Max frequency	12,695312
Max frequency	12,695312

Fonte: o autor.

Figura 57 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem (Ensaio 3)



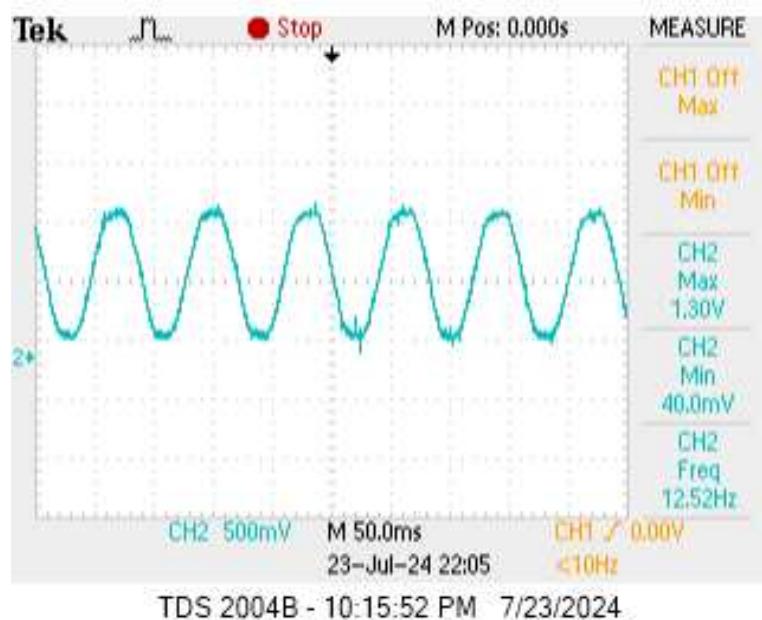
Fonte: o autor.

Figura 58 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1) - Ensaio 1

```
Max frequency (Radix-2): 12.695312
Max frequency (Radix-4): 12.695312
I (56177) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 1024 complex points take 162975 cycles
I (56187) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 103994 cycles
```

Fonte: o autor.

Figura 59 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 1



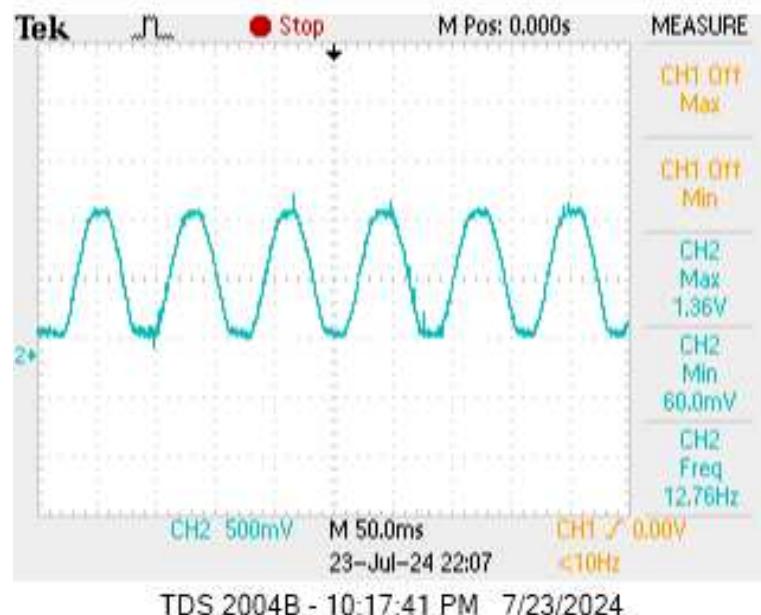
Fonte: o autor.

Figura 60 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 1) - Ensaio 2

```
Max frequency (Radix-2): 12.695312
Max frequency (Radix-4): 12.695312
I (14417) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 1024 complex points take 163921 cycles
I (14417) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 105887 cycles
```

Fonte: o autor.

Figura 61 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 2



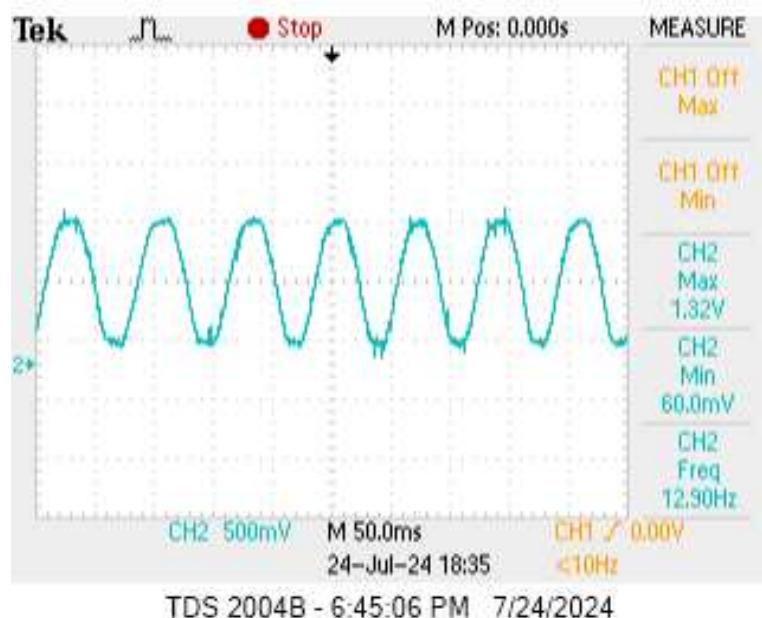
Fonte: o autor.

Figura 62 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2) - Ensaio 1

```
Max frequency (Radix-2): 12.695312
Max frequency (Radix-4): 12.695312
I (609197) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 512 complex points take 77145 cycles
I (609197) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 109701 cycles
```

Fonte: o autor.

Figura 63 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 1



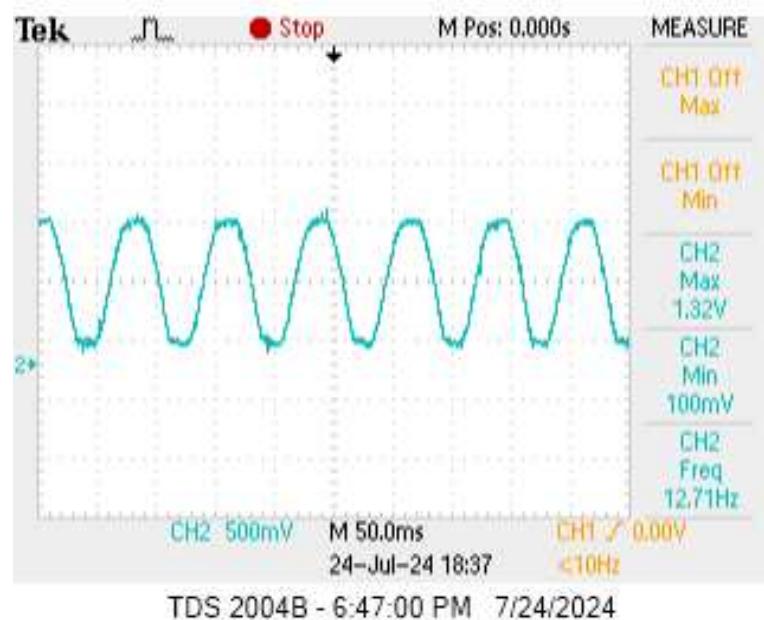
Fonte: o autor.

Figura 64 – Valor da frequência utilizando os algoritmos Radix-2 e Radix-4 (Caso 2) - Ensaio 2

```
Max frequency (Radix-2): 12.695312
Max frequency (Radix-4): 12.695312
I (716617) FFT_ADC: FFT Radix 2 for 512 complex points take 74887 cycles
I (716627) FFT_ADC: FFT Radix 4 for 1024 complex points take 105890 cycles
```

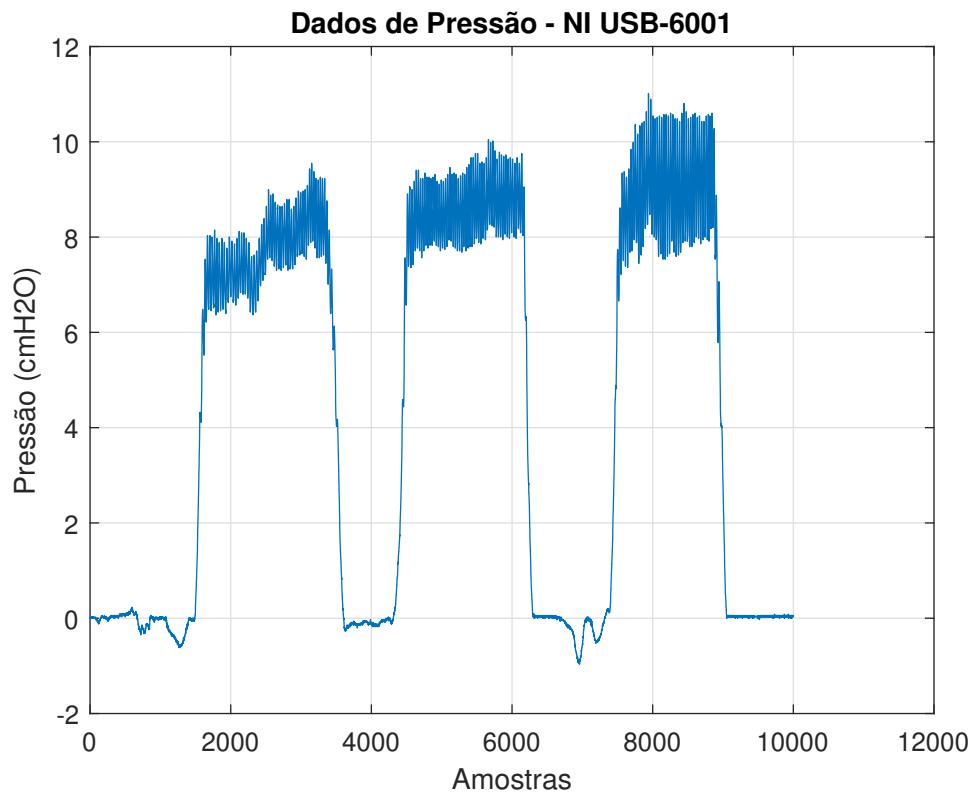
Fonte: o autor.

Figura 65 – Sinal de saída do sensor Hall após processo de filtragem - Ensaio 2

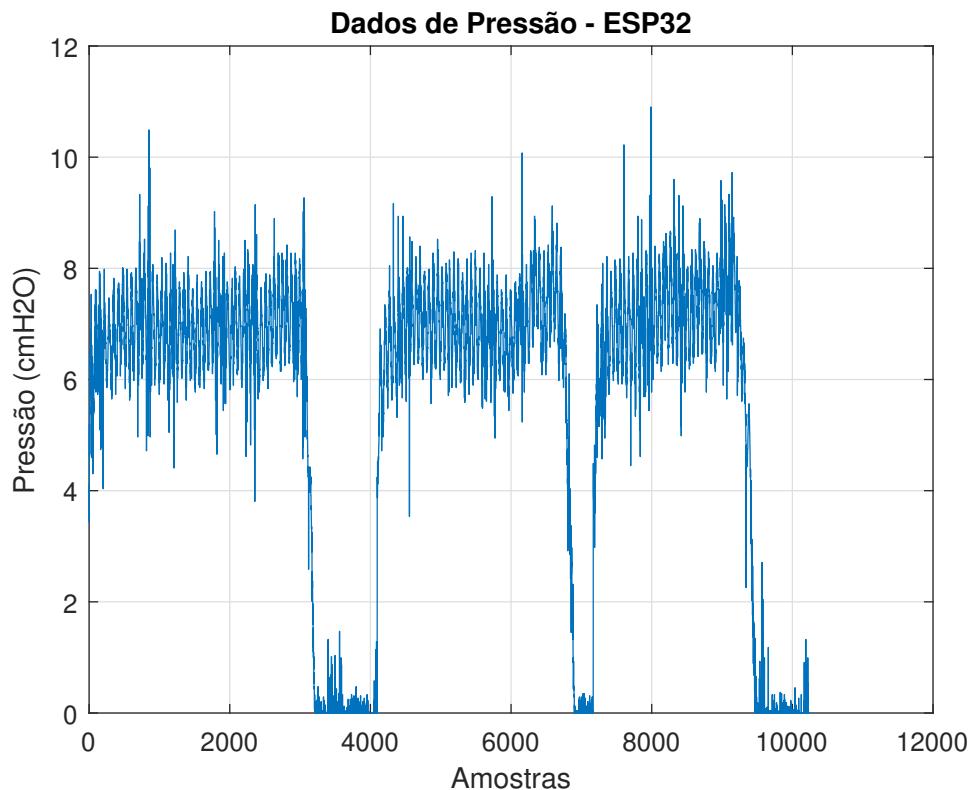


Fonte: o autor.

Figura 66 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 1



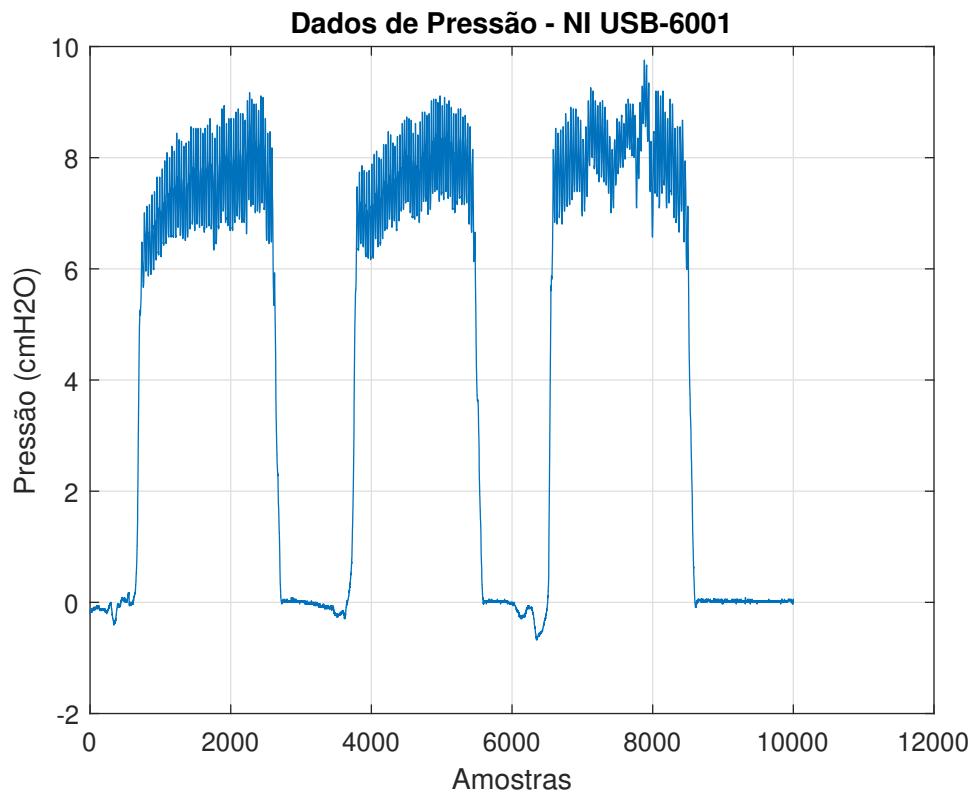
(a) Dados coletados pela USB-6001



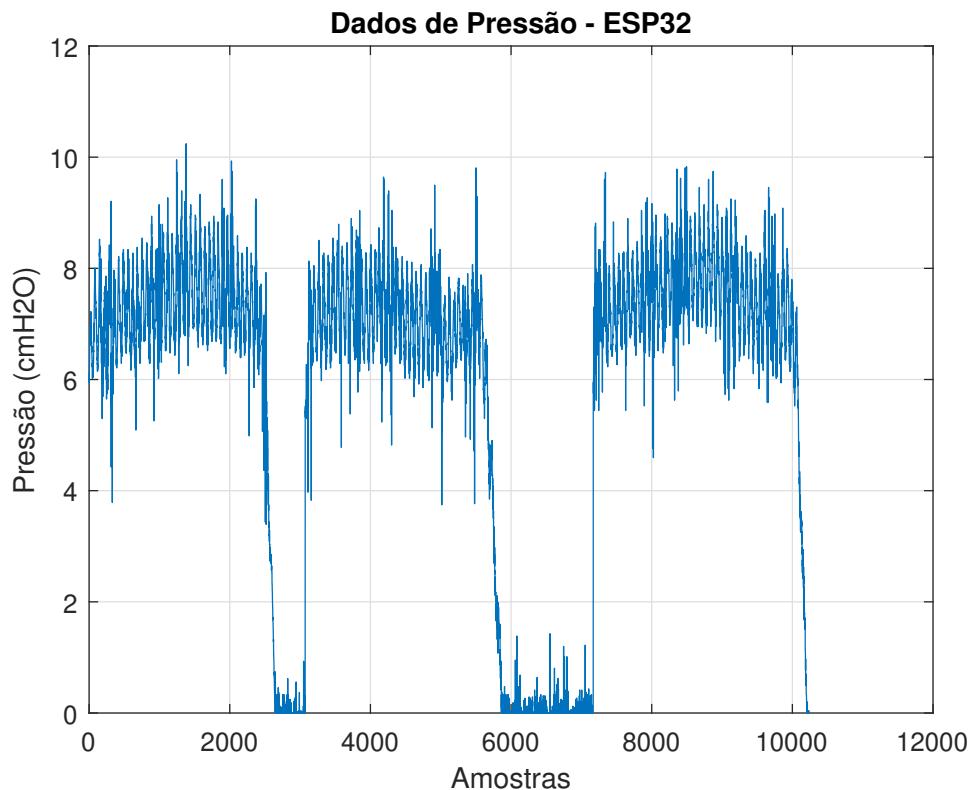
(b) Dados fornecidos pelo código implementado no ESP32

Fonte: o autor.

Figura 67 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 2



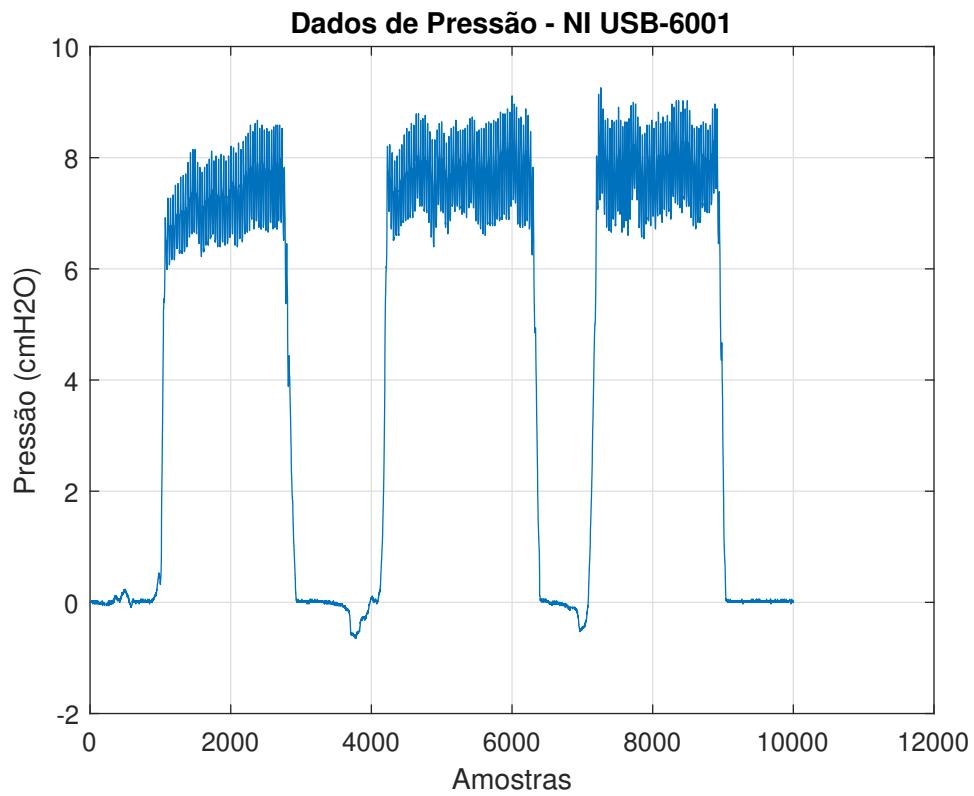
(a) Dados coletados pela USB-6001



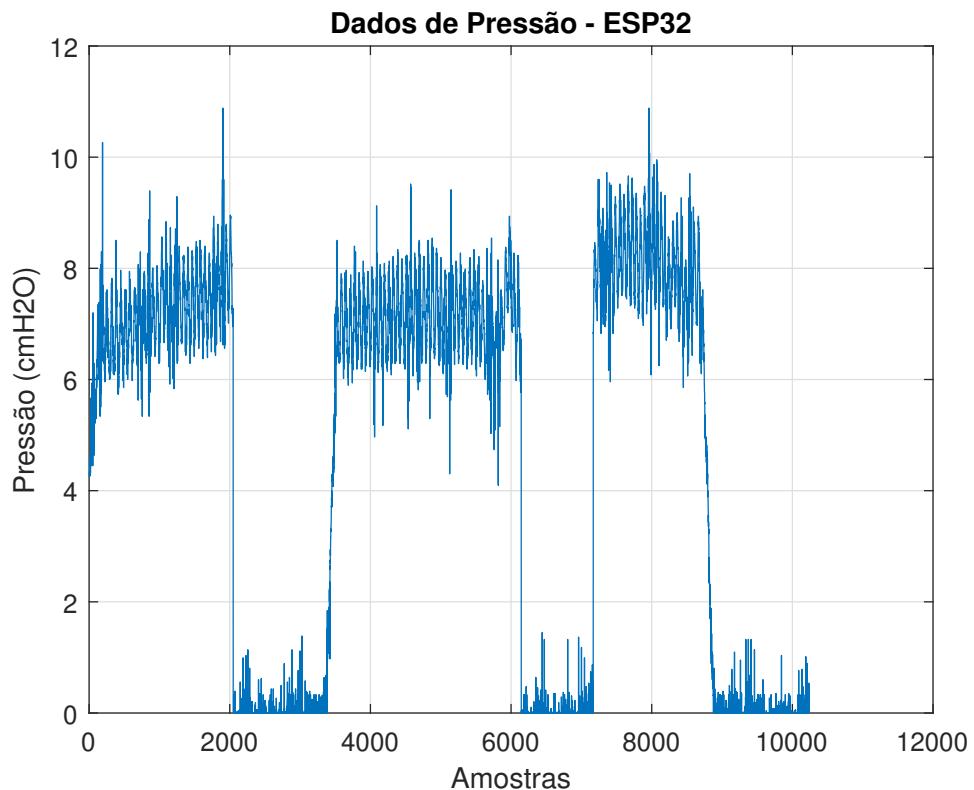
(b) Dados fornecidos pelo código implementado no ESP32

Fonte: o autor.

Figura 68 – Sinal de saída do sensor de pressão após o circuito de condicionamento - Ensaio 3



(a) Dados coletados pela USB-6001



(b) Dados fornecidos pelo código implementado no ESP32

Fonte: o autor.