

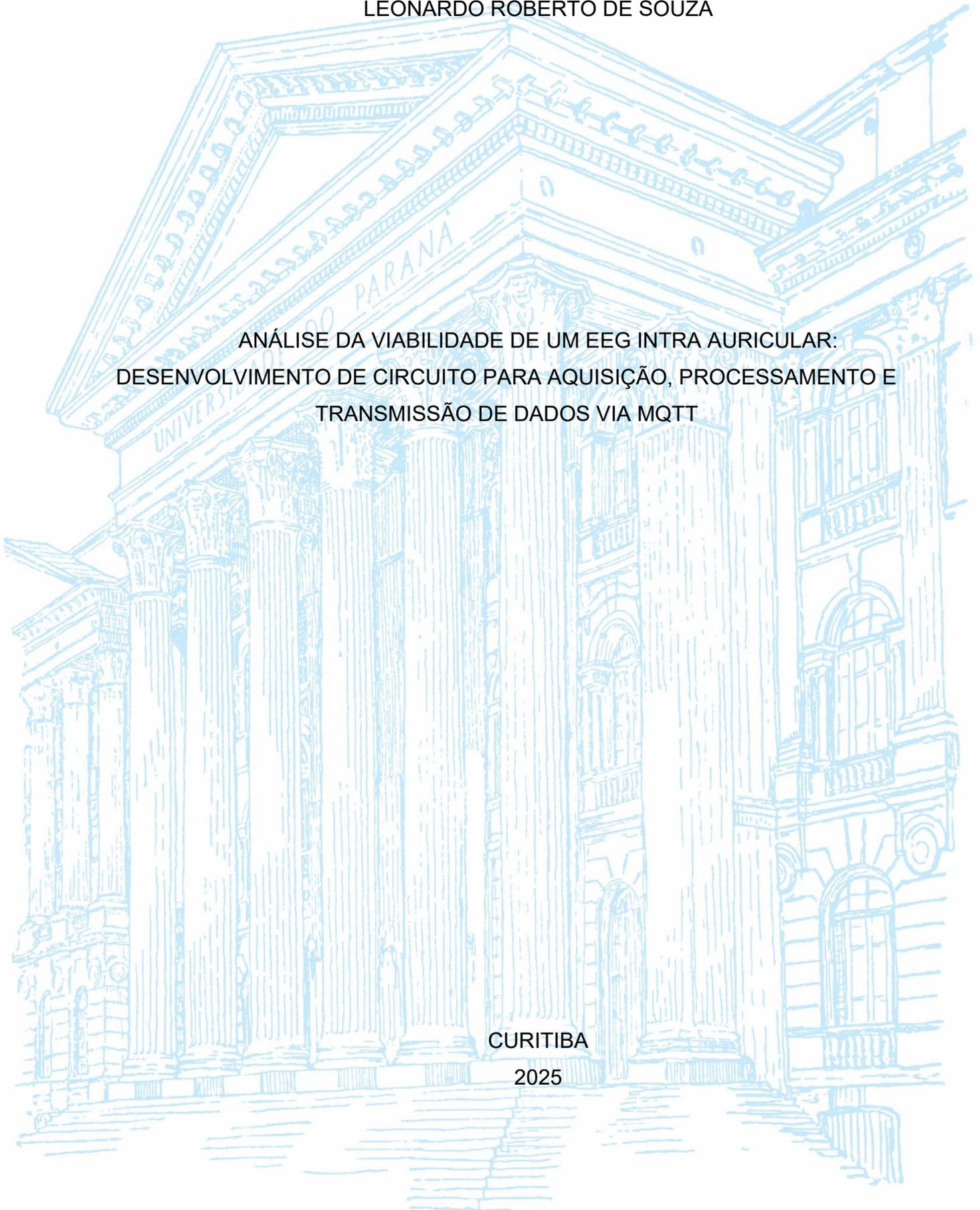
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

LEONARDO ROBERTO DE SOUZA

ANÁLISE DA VIABILIDADE DE UM EEG INTRA AURICULAR:
DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO PARA AQUISIÇÃO, PROCESSAMENTO E
TRANSMISSÃO DE DADOS VIA MQTT

CURITIBA

2025



LEONARDO ROBERTO DE SOUZA

ANÁLISE DA VIABILIDADE DE UM EEG INTRA AURICULAR:
DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO PARA AQUISIÇÃO, PROCESSAMENTO E
TRANSMISSÃO DE DADOS VIA MQTT

Monografia apresentada como requisito parcial à
obtenção do título de engenheiro eletricista com
ênfase em sistemas eletrônicos embarcados, setor
de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do
Paraná

Orientador: Prof. Dr. José Carlos da Cunha

CURITIBA

2025

RESUMO

Este trabalho aborda problemas do EEG convencional, como o alto custo, complexidade e desconforto, e analisa a viabilidade de um sistema de EEG intra-auricular confortável, simples e de baixo custo. O trabalho inicia com uma revisão literária sobre eletroencefalografia, abordando a origem dos sinais de EEG e como ele é realizado. Também apresenta problemas do EEG convencional e alternativas intra-auriculares existentes e suas montagens e desempenho. Nesse sentido, a fundamentação teórica mostra os elementos necessários para um circuito de aquisição de biopotenciais e características necessárias, como baixo ruído e alta impedância de entrada.

Em seguida, o trabalho inicia seu desenvolvimento analisando diferentes métodos de construção e montagem de eletrodos vistos no referencial teórico e definindo o método a ser utilizado levando em conta custo, conforto, qualidade de sinal e conforto, por fim optando por eletrodos de fibra de prata suportados mecanicamente por tampões de ouvido de espuma viscoelástica.

O trabalho se propõe a desenvolver um protótipo de aquisição de sinais de EEG em placa de circuito impresso para obter dados dos eletrodos desenvolvidos, montando todo o circuito com componentes SMD, que foi então produzido e entregue pela JLCPCB. O capítulo 4.3 contém o desenvolvimento do circuito impresso passo a passo, mostrando as equações relevantes e explicando decisões para escolha de componentes, como o conversor analógico digital de 24 bits ADS1220, e valores de corte de filtros analógicos.

O capítulo 4.4 mostra o desenvolvimento de firmware para ESP32-S3, microcontrolador embutido na placa de circuito impresso, responsável por comunicação por SPI com o ADS1220. A ESP32 se conecta ao WiFi e envia as leituras do ADC por MQTT para um broker rodando na rede local.

Em 4.5, desenvolve-se um software em Python para se conectar no broker MQTT e fazer leituras dos dados enviados pela ESP32, gerando um gráfico em tempo real de tensão pelo tempo, além de análise espectral, podendo aplicar filtros digitais também em tempo real, salvando as leituras em um .CSV. Outro software desenvolvido em Python é capaz de ler o .CSV e fazer análises do sinal de modo offline.

O circuito final foi testado usando um simulador de sinais ECG, confirmando que o circuito é capaz de fazer leituras com baixo ruído, porém depende da aplicação de filtro digital passa-banda para obter um bom sinal na faixa de frequência utilizada pelo EEG. O capítulo 4.6 mostra os resultados obtidos em dois testes utilizando estímulo visual (SSVEP), o primeiro apresentou resultados ruins devido ao desconforto e mal posicionamento dos eletrodos. O segundo obteve um bom sinal, e a análise espectral detectou um pico na frequência do estímulo gerado, concluindo que o EEG intra-auricular é viável, porém precisa de avanços principalmente na construção dos eletrodos para obter sinais melhores e facilitar o seu uso.

Palavras-Chave: Eletroencefalograma; Intra-auricular; MQTT; Biopotenciais; Eletrodos; PCB; Filtros; ESP32.

ABSTRACT

This work addresses the challenges of conventional EEG, such as high cost, complexity, and discomfort, by analyzing the feasibility of a comfortable, simple, and low-cost in-ear EEG system. The study begins with a literature review of electroencephalography, covering the origin of EEG signals and their acquisition methods. It also presents the drawbacks of conventional EEG and discusses existing in-ear alternatives, their setups, and performance. Moreover, the theoretical foundation outlines the essential elements for a biopotential acquisition circuit and its required characteristics, such as low noise and high input impedance.

Subsequently, the development phase begins by analyzing different electrode construction and assembly methods from the literature, defining the approach based on cost, signal quality, and user comfort. Ultimately, silver fiber electrodes mechanically supported by viscoelastic foam earplugs were chosen.

This project involves the development of a signal acquisition prototype on a printed circuit board (PCB) to gather data from the designed electrodes. The entire circuit was assembled with SMD components, and the board was manufactured and delivered by JLCPCB. Chapter 4.3 details the step-by-step development of the circuit, presenting relevant equations and explaining component selection choices, such as the 24-bit ADS1220 analog-to-digital converter and the cutoff frequencies for the analog filters.

Additionally, Chapter 4.4 describes the firmware development for the ESP32-S3, the microcontroller embedded on the PCB, which is responsible for SPI communication with the ADS1220. The ESP32 connects to a Wi-Fi network and sends the ADC readings via MQTT to a broker running on the local network.

In Chapter 4.5, Python software was developed to connect to the MQTT broker and process the data sent by the ESP32. This application generates real-time voltage-over-time plots and performs spectral analysis, with the capability to apply digital filters in real-time and save readings to a .CSV file. A second Python software was created to read the .CSV file and conduct offline signal analysis.

The final circuit was tested using an ECG signal simulator, which confirmed its capability for low-noise readings, though it relies on a digital band-pass filter to achieve a clean signal within the EEG frequency range. Chapter 4.6 presents the results from

two tests using a visual stimulus (SSVEP). The first test yielded poor results due to discomfort and incorrect electrode positioning. The second test, however, produced a good signal, and the spectral analysis detected a peak at the generated stimulus frequency. It is concluded that the in-ear EEG is a viable approach, but requires advancements, particularly in electrode construction, to achieve better signals and improve usability.

Keywords: Electroencephalogram; In-ear; MQTT; Biopotentials; Electrodes; PCB; Filters; ESP32.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
2 OBJETIVOS	2
2.1 OBJETIVO GERAL	2
2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
3 REVISÃO DE LITERATURA	3
3.1 DEFINIÇÃO E COMO É REALIZADO O ELETROENCEFALOGRAMA	3
3.1.1 CARACTERIZAÇÃO DO SINAL EEG	3
3.1.2 TIPOS DE SINAIS DE EEG	5
3.1.3 EEG INTRA AURICULAR	6
3.1.4. ESPUMA VISCOELÁSTICA.....	8
3.1.5. COMPARAÇÃO ENTRE SINAL DO EEG AURICULAR E CONVENCIONAL...	9
3.1.6. SOLUÇÕES INTEGRADAS	13
3.1.7. AQUISIÇÃO DE SINAIS COM AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO	14
3.1.8 FILTRAGEM ANALÓGICA PARA SINAIS DE EEG	17
3.1.9. FILTRO PASSA-ALTA.....	18
3.1.10. FILTRO PASSA-BAIXA.....	19
3.1.11. DIGITALIZAÇÃO E FILTRO ANTI-ALIASING	20
4 METODOLOGIA	23
4.1 DESENVOLVIMENTO DOS ELETRODOS	23
4.1.1 POSICIONAMENTO DOS ELETRODOS	23
4.1.2 EEG USANDO DERIVAÇÃO ENTRE OUVIDOS	24
4.2 MANUFATURA E SUPORTE DOS ELETRODOS	26
4.3 CIRCUITO DE AQUISIÇÃO	27
4.3.1 Considerações sobre elementos necessários para o circuito.....	27
4.3.2 Escolha de amplificador de instrumentação	29
4.3.3 Filtro de entrada	30
4.3.4 Implementação do filtro anti-aliasing e servo loop.....	31
4.3.5 Circuito de drive da perna direita.....	32
4.3.6 Escolha de conversor analógico digital (ADC)	33
4.3.7 Alimentação de entrada e ESP32-S3.....	35
4.3.8 Fonte simétrica.....	37

4.3.9 Simulação e discussão sobre circuito desenvolvido.....	37
4.3.10 Layout da placa de circuito impresso	40
4.4 PROGRAMAÇÃO DE FIRMWARE EM AMBIENTE ARDUINO	42
4.4.1 Inicialização e configuração do ADS1220	43
4.4.2 Lógica do programa em ESP32	44
4.5 SOFTWARE PYTHON	46
4.5.1 Visualização e filtragem do sinal em tempo real	46
4.5.2 Análise e filtragem do sinal salvo offline.....	48
4.6 RESULTADOS	49
4.6.1 Validação do hardware.....	49
4.6.2 Montagem e validação do EEG intra-auricular	53
4.6.3 Repetição do teste	57
5 CONCLUSÕES	60

1 INTRODUÇÃO

O eletroencefalograma (EEG) é utilizado para avaliar a atividade cerebral de pacientes submetidos a este exame e diagnosticar diversos distúrbios neurológicos, dentre os quais pode-se citar os distúrbios do sono, epilepsia e Alzheimer (Simply Psychology, 2023). Outra importante aplicação do EEG tem sido na pesquisa e desenvolvimento de interfaces computador-cérebro (BCI), a fim de auxiliar no controle de membros artificiais ou avatares virtuais. Desse modo, seu uso na área médica de diagnóstico e reabilitação, é de grande importância e está se expandindo para além da área médica.

No entanto, apesar da sua utilidade, o EEG ainda é subutilizado devido ao seu alto custo e complexidade. Isso se dá pelo fato de ser um equipamento pesado e utilizar um número elevado de eletrodos, oferecendo pouca ou nenhuma mobilidade ao paciente, podendo ocasionar desconforto aos usuários. Ademais, o desconforto e não familiaridade com os ambientes onde testes EEG normalmente são utilizados podem afetar a qualidade das informações obtidas. Em resposta, muitos estudos estão sendo realizados para solucionar esses problemas, buscando melhor custo, mobilidade e conforto.

2 OBJETIVOS

2.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um protótipo de Eletroencefalograma auricular utilizando um circuito de aquisição com baixo ruído de entrada, com filtros analógicos e filtragem digital realizada por microcontrolador.

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Avaliar a viabilidade de uma nova forma de EEG, utilizando eletrodos montados em uma espuma viscoelástica que é inserida no ouvido.
- Desenvolver PCB com o circuito necessário para aquisição e filtragem analógica do sinal de EEG com foco em baixo custo e baixo ruído de entrada.
- Desenvolver firmware capaz de realizar leitura de conversor analógico digital incluído na PCB, além de aplicar filtros digitais no sinal e transmitir os dados por MQTT
- Desenvolver software para visualização e armazenamento dos dados transmitidos pela PCB

3 REVISÃO DE LITERATURA

Nesta seção, serão apresentados e discutidos trabalhos relacionados ao tema central deste TCC, eletroencefalografia e circuitos de aquisição de biopotenciais, bem como os conceitos utilizados no desenvolvimento do mesmo.

3.1 DEFINIÇÃO E COMO É REALIZADO O ELETROENCEFALOGRAMA

O eletroencefalograma (EEG) é um exame médico não invasivo utilizado para avaliar a atividade elétrica do cérebro e auxiliar no diagnóstico de diversas condições neurológicas (Simply Psychology, 2023). Com base nisso, para capturar os sinais transmitidos pelo cérebro, são colocados cerca de 25 eletrodos no scalp do paciente, porém esse número pode variar dependendo da resolução necessária.

Em determinados tipos de teste, o paciente deve realizar tarefas específicas como calcular ou ler, mas este exame também pode ser executado enquanto o paciente estiver adormecido, a depender da demanda em que o indivíduo procurou realizar o EEG. Além disso, o procedimento pode ter a duração de até uma hora, ou uma noite inteira no caso de um estudo do sono utilizando o EEG (Simply Psychology, 2023).

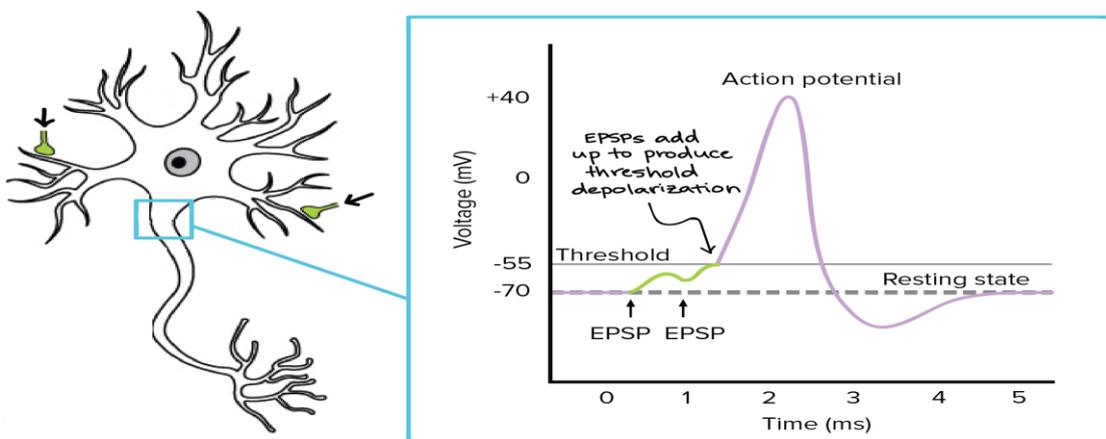
3.1.1 CARACTERIZAÇÃO DO SINAL EEG

De acordo com Silva (2022), o EEG é resultado da soma de atividade elétrica das populações de neurônios, essa atividade produz campos magnéticos e elétricos que podem ser obtidos por eletrodos dispostos a pequenas distâncias dessa atividade elétrica, como eletrodos no scalp.

Silva (2022) afirma que os neurônios produzem um campo elétrico variante no tempo quando ativados e que existem dois tipos de ativação dos neurônios. O primeiro tipo é causado por EPSP (Potencial Pós-Sináptico Excitatório) e IPSP (Potencial Pós-Sináptico Inibitório) durante a pós-sinapse. O EPSP é um movimento de íons na membrana pós-sináptica que torna a célula mais positiva, logo, gera uma corrente no meio extracelular em direção à célula. Esse movimento aumenta a possibilidade de o neurônio realizar um impulso nervoso.

Já a IPSP realiza o contrário, torna a célula mais negativa, ocasionando um fluxo de íons no interior da célula para fora, ao meio extracelular, assim, diminuindo a chance de ocorrer um impulso nervoso. O segundo tipo de ativação do neurônio é o impulso nervoso, que ocorre quando a célula atinge seu limiar de ação, gerando uma rápida mudança no potencial intracelular, rapidamente indo para uma tensão positiva e depois negativa, e assim retornar para o potencial de repouso, como pode ser visto na figura 1 (Silva, 2022).

FIGURA 1 – VISUALIZAÇÃO GRÁFICA DO EPSP



FONTE: ADAPTADO DE KHAN ACADEMY (2018)

Conforme afirma Silva (2022) o impulso nervoso contribui pouco para o sinal do EEG, nesse sentido, o movimento constante de íons no neurônio causado por EPSP e IPSP gera uma diferença de potencial entre o interior da célula e meio extracelular. Além dessa diferença, também é perceptível esse descompasso entre diferentes regiões no interior do neurônio, o que gera um dipolo de corrente entre os dendritos e o interior da célula.

O autor comenta sobre as células piramidais, que são localizadas no córtex cerebral, tendo seus dendritos perpendiculares ao córtex. Quando essas células são ativadas com certa sincronia, seus dipolos de corrente se somam formando um campo elétrico e magnético que pode ser medido por eletrodos dispostos a uma distância relativamente curta no scalp.

Portanto, o EEG é incapaz de discernir a ativação de células individuais, necessitando da ativação de um grupo de células em sincronia para gerar um sinal que possa ser medido, gerando uma dificuldade de discernir a ativação de diferentes regiões do cérebro. Para resolver esse problema, são utilizados diversos eletrodos

dispostos em diferentes regiões do scalp, de forma a se obter uma resolução melhor da ativação de regiões de neurônios diferentes.

No entanto, o aumento de eletrodos acrescenta na complexidade do circuito necessário para a aquisição desses sinais, tornando-os grandes e caros, gera um maior tempo de preparação do exame e aumento do desconforto.

3.1.2 TIPOS DE SINAIS DE EEG

Conforme afirma Nayak (2023), as formas de onda do EEG podem ser classificadas com base em certas faixas de frequência. De acordo com o autor essas faixas de frequência são:

Delta (0.5 a 4 Hz): Onda de baixa frequência comum durante o sono profundo. Sua presença em vigília pode indicar problemas neurológicos.

Theta (4 a 7 Hz): Indica sonolência e está presente durante os estágios iniciais do sono.

Alfa (8 a 12 Hz): Onda comumente presente durante o estado de repouso.

Sigma (12 a 16 Hz): Presente durante o sono NREM.

Beta (13 a 30 Hz): Ondas de alta frequências que indica estado de alerta e normalmente presentes durante vigília.

Nayak (2023) ressalta que o EEG realizado na área clínica tem sua banda entre 0.5 e 70 Hz. No entanto, afirma que frequências acima e abaixo dessa banda estão se tornando importantes para certos diagnósticos e alvo de diversas pesquisas. Porém, analisar essas frequências requer taxas de amostragem maiores que os equipamentos de EEG comuns não possuem, além de normalmente utilizarem filtros passa-alta com frequência de corte de aproximadamente 0.5 Hz. Ademais, o autor comenta sobre as oscilações de alta frequência no EEG (HFO), que são frequências acima de 30 Hz e que foram reclassificadas como ondas gama (80 a 200 Hz) e fast ripples (200 a 500 Hz).

Park (2019) afirma que as HFOs são alvo de pesquisas como um novo biomarcador de epileptogênese, que é o processo que desenvolve tecido capaz de causar convulsões, associado ao desenvolvimento de epilepsia.

3.1.3 EEG INTRA AURICULAR

Uma das primeiras tentativas de construir um EEG intra-auricular foi realizada por Looney (2011), com o objetivo de criar uma alternativa aos EEGs convencionais da época, que apesar de serem mais convenientes que os EEGs tradicionais, ainda necessitavam de preparação realizada por um profissional para posicionar os eletrodos nas posições corretas.

Dessa forma, Looney propôs um novo método de aquisição de sinal, no qual eletrodos são incorporados a um tampão auricular customizado de acordo com a anatomia do paciente e inserido no canal auditivo. Por ser personalizado, para a anatomia do ouvido de cada indivíduo, o dispositivo é confortável, a ponto de permitir sua utilização por longos períodos. Com relação aos eletrodos, estes eram feitos de prata e cloreto de prata (Ag-AgCl), com um encaixe anatômico, garantindo estabilidade do sinal, mesmo em movimento. A figura 2 apresenta imagens dos primeiros EEGs intra-auriculares desenvolvidos por Looney (2011).

O autor também afirma que EEGs tradicionais possuem um loop condutivo maior devido aos longos cabos dos eletrodos, o que pode aumentar o ruído induzido, já o sistema proposto, por apresentar proximidade entre os eletrodos, é menos suscetível ao ruído induzido.

FIGURA 2 – Primeiros EEGs intra-auriculares: (a) vista posterior; (b) vista frontal e (c) vista lateral.



FONTE: Adaptado de Looney (2011).

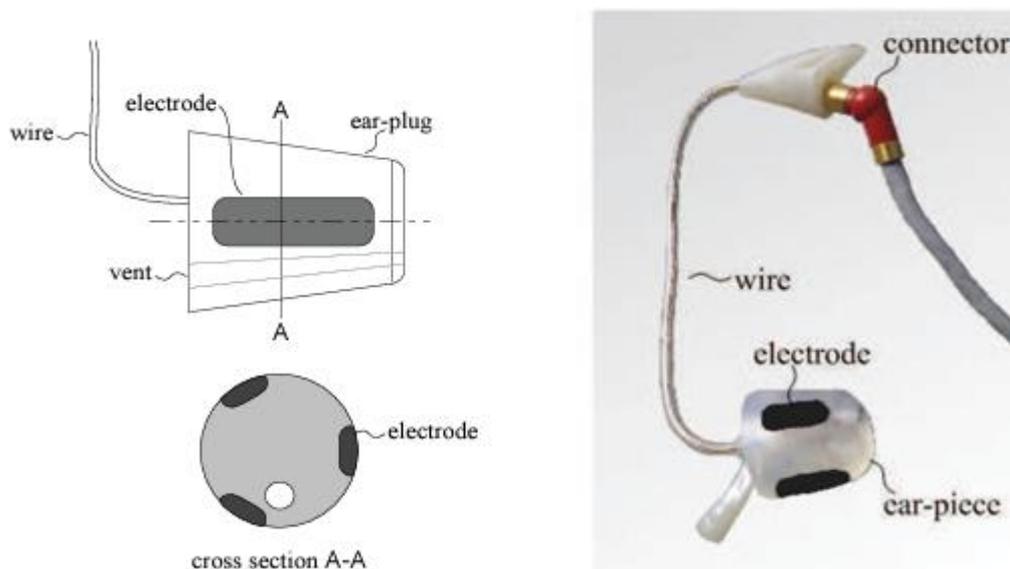
Para avaliar o funcionamento do dispositivo, foi criado um teste padrão no qual um paciente utilizava tanto um EEG normal com eletrodos dispostos no scalp, como o dispositivo intra-auricular. As informações dessa aplicação eram obtidas simultaneamente. Comparando os sinais, o autor notou que o EEG obtido do dispositivo intra-auricular possuía uma amplitude menor do que o obtido do scalp,

porém, a amplitude do ruído também era menor, assim, a relação Sinal-Ruído (SNR) de ambos os métodos era semelhante. Analisando a correlação dos sinais, o autor notou que os sinais obtidos de posições do couro cabeludo próximas ao ouvido tinham grande correlação com os sinais obtidos do canal do ouvido, porém essa correlação diminuía quando comparado com sinais de eletrodos mais afastados do ouvido.

Esse trabalho trouxe um novo método para aquisição de EEG utilizando vestíveis, porém, o protótipo apresentou diversas limitações que em futuras pesquisas pretende-se melhorar. Uma das desvantagens do sistema intra-auricular é a necessidade de ser personalizado para cada paciente, o que, apesar de trazer benefícios para o conforto e qualidade do sinal, gera dificuldades para sua adoção por ter um maior custo de fabricação. Ademais, o protótipo não apresenta uma solução integrada, contendo apenas eletrodos e saídas para conectá-los em um circuito de aquisição externo.

Em publicação posterior, Looney (2013) apresenta um novo protótipo de EEG intra-auricular, dessa vez genérico, não necessitando de personalização para cada usuário (figura 3). Neste novo protótipo foram utilizados eletrodos de borracha de silicone condutivo, que permitiram o encaixe no canal auditivo do usuário. Neste protótipo, foi introduzido um conector para os circuitos de aquisição externos.

FIGURA 3 – Protótipo genérico com eletrodos



FONTE: Adaptado de Looney (2013)

Para avaliar a viabilidade do protótipo, o autor montou um EEG personalizado semelhante ao realizado em sua publicação anterior (Looney, 2011). Realizou testes para comparar o sinal obtido pelos dois protótipos e constatou que a SNR do EEG intra-auricular personalizado obteve uma melhora de 20 dB em comparação com o sistema genérico.

O autor concluiu que isso se deve ao maior grau de liberdade do EEG personalizado, possibilitando posicionar os eletrodos em áreas maiores do ouvido, assim, obtendo um melhor sinal. Porém, também realizou testes colocando eletrodos no EEG personalizado em áreas próximas as que o genérico realiza contato e constatou que o SNR era semelhante, concluindo que o EEG genérico é promissor, mas precisa de aprimoramentos.

3.1.4. ESPUMA VISCOELÁSTICA

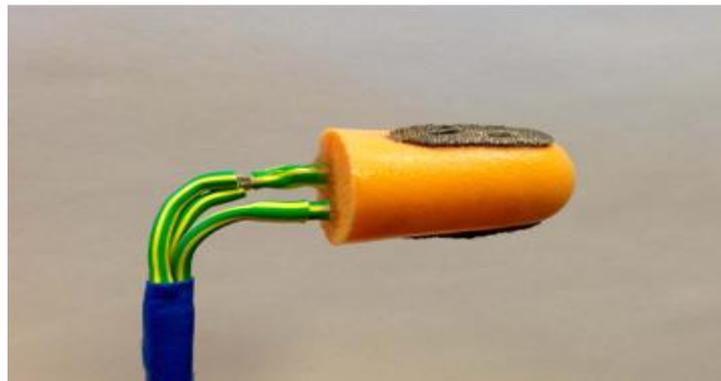
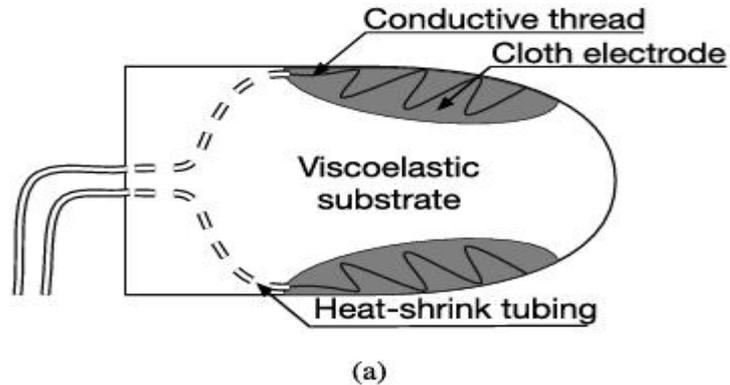
Em outra produção do autor Looney (2015), o mesmo desenvolveu uma nova versão do EEG genérico com o objetivo de aprimorar o EEG genérico de silicone feito anteriormente, que apesar de provar a viabilidade do EEG genérico, não apresentou desempenho satisfatório. Neste protótipo, foi utilizada espuma viscoelástica para suportar os eletrodos e possibilitar a inserção no canal auditivo.

Devido as propriedades visco elásticas da espuma, o material se expande pelo ouvido, distribuindo sua pressão igualmente pelo canal e gerando um contato estável entre os eletrodos e o ouvido. Ademais, o autor comenta que essa propriedade é importante para atenuar artefatos gerados por movimento, pois a espuma consegue absorver a energia mecânica gerada por movimentos abruptos.

Outra mudança foi a utilização de eletrodos feitos de tecido condutivo. Esse tipo de eletrodo foi escolhido por ser confortável e flexível, atributos importantes, pois o eletrodo sofre uma compressão constante da espuma.

O tecido é feito de nylon revestido de prata e entrelaçado com fibra elástica, possui uma impedância de 0.5 Ohm/sq e é considerado um eletrodo seco, isto é, não é necessário utilizar gel condutivo para gerar a interface entre pele e eletrodo o que traz vantagens para conforto e praticidade, porém, há maior impedância entre pele e eletrodo, tornando o sinal mais suscetível ao ruído. O EEG pode ser visto na figura 4, utiliza dois eletrodos para obter um sinal diferencial do ouvido, que são conectados no circuito de aquisição por fios condutores de aço (Looney, 2015).

FIGURA 4 – Eletrodo para EEG utilizando espuma viscoelástica: (a) diagrama com vista lateral e (b) eletrodo finalizado



FONTE: Adaptado de Looney (2015)

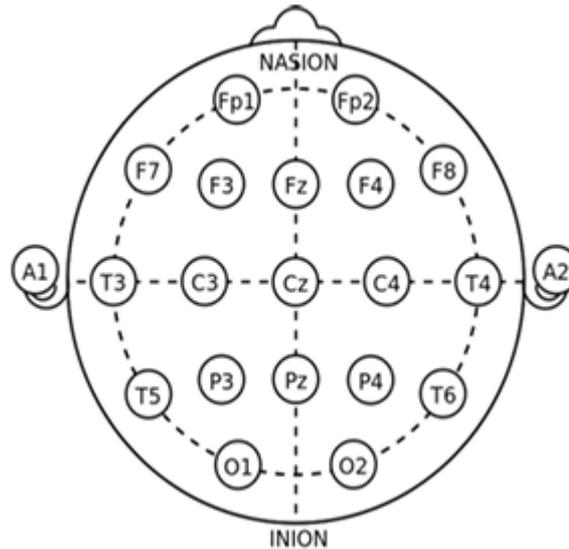
3.1.5. COMPARAÇÃO ENTRE SINAL DO EEG AURICULAR E CONVENCIONAL

Conforme outro trabalho produzido por Looney (2015), apresentado na figura 4, o EEG foi testado em quatro participantes para avaliar sua eficácia em estudos do sono e comparar o sinal do EEG com o sinal obtido de um EEG regular (Looney, 2015). Para o teste, foi gravado o sinal do EEG auricular e EEG do scalp simultaneamente. O EEG auricular foi obtido utilizando dois eletrodos, chamados primários no interior do ouvido, um eletrodo terra no lóbulo da orelha, responsável por atenuar ruídos de modo comum, e um eletrodo de referência localizado atrás da orelha.

Nessa configuração, os sinais dos eletrodos primários são subtraídos pelo sinal do eletrodo de referência, que é normalmente posicionado em locais com potencial conhecido. O EEG convencional utilizou o sistema internacional de posicionamento de eletrodos EEG (10-20) (Khazi, 2012), posicionando os eletrodos nas posições (A1, A2) e (C3, C4). Utilizou-se uma configuração padrão para estudos do sono, obtendo

sinais entre C3-A2 e C4-A1, o eletrodo terra foi posicionado na frente dos voluntários (Looney, 2015). O posicionamento de eletrodos pode ser visto na figura 5.

FIGURA 5 – Montagem 10-20

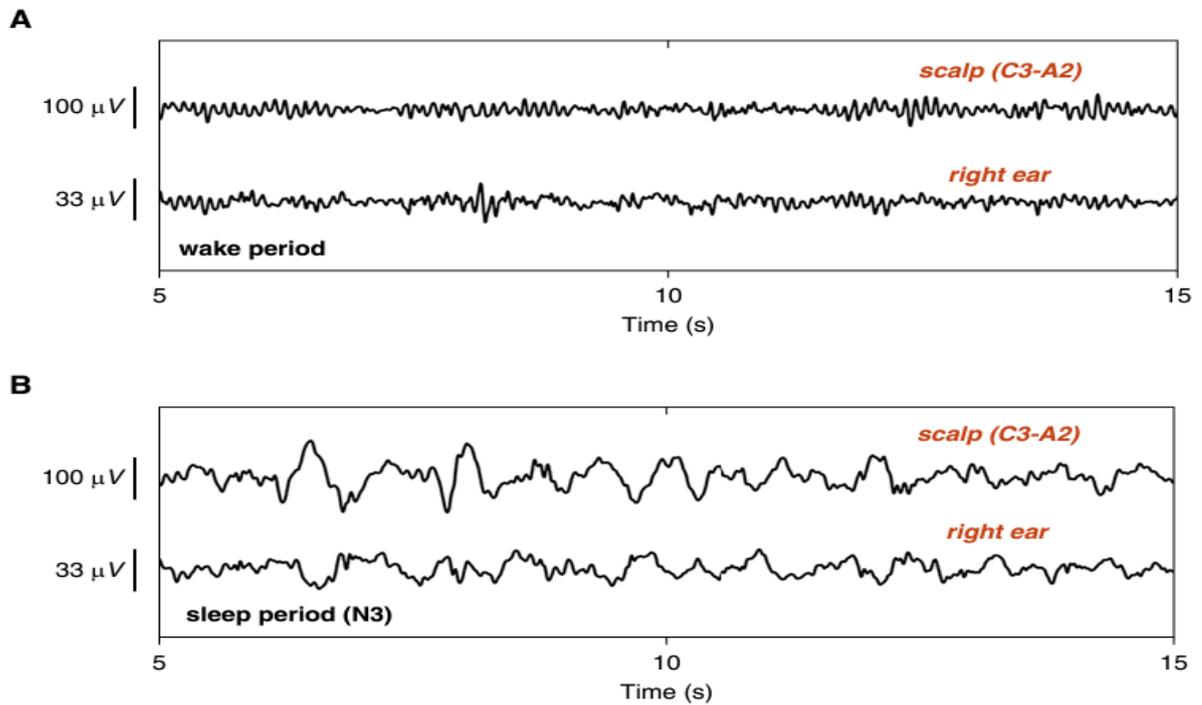


FONTE: Adaptado de Khazi (2012)

Os sinais foram obtidos utilizando o g-USBamp, um amplificador de biosinais de 24 bits, e filtrados por um filtro passa-banda butterworth de quarta ordem com banda de 1Hz a 20 Hz, cujos resultados são apresentados na figura 6. Em rápida análise da figura, vemos que a amplitude do EEG obtido do canal do ouvido, cerca de 33 μ V, menos que a metade da amplitude obtida pelos eletrodos no scalp.

De acordo com Mouame (2024), sinais EEG obtidos do interior do ouvido possuem uma amplitude menor quando comparados com sinais obtidos de EEGs convencionais. Isso se deve a diversos fatores, como uma maior distância entre o canal do ouvido e as fontes geradoras de sinal do cérebro, e a geometria do eletrodo, que geralmente apresenta uma pequena superfície de contato em relação a eletrodos utilizados em EEGs convencionais. Ademais, o uso de eletrodo seco, devido a sua maior impedância, também causa menores amplitudes quando comparado com o uso de eletrodos que usam gel condutor como interface entre pele e eletrodo (Mouame, 2024).

FIGURA 6 – Comparação entre sinais do EEG intra-auricular com sinal de EEG convencional



FONTE: Adaptado de Looney (2016)

Os sinais foram analisados e comparados entre si. A tabela 1 mostra diferentes estágios de sono e o total de períodos desses estágios que os EEGs detectaram. Os estágios são:

- Acordado: dominados por ondas Alpha (8-13 Hz) e Beta (13-30 Hz)
- N1: Dominado por ondas Theta, entre 4-7 Hz
- N2: entre 4-7 Hz porém com presença de fusos do sinal, que são sinais entre 12 a 14 Hz
- N3: Dominado por ondas Delta de baixa frequência, entre 0,5 e 2 Hz (Nayak, 2023).

Com base na tabela, o autor conclui que existe uma forte correlação entre os dados obtidos pelos métodos de EEG auricular e convencional. No entanto, ele observa algumas discrepâncias atribuídas à limitação do EEG auricular em diferenciar com precisão os estágios de vigília e o sono N1. Além disso, a presença de sinais de baixa frequência nesse tipo de registro levou a serem categorizados erroneamente como estágios N1/N2 (Looney, 2016).

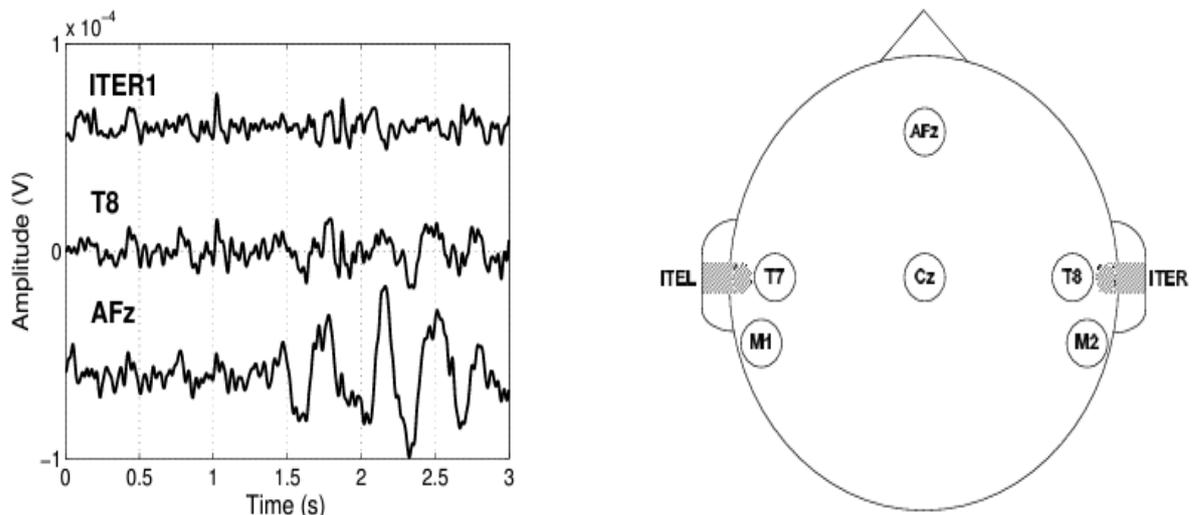
TABELA 1 – Número e porcentagem de períodos de vigília e sono N1, N2 e N3.

EEG	Wake	N1 Sleep	N2 Sleep	N3 Sleep
Scalp	106 (29.4)	54 (15.0)	153 (42.5)	47 (13.1)
Ear	92 (25.6)	57 (15.8)	181 (50.3)	30 (8.3)

FONTE: (Looney, 2016)

Em outro estudo do mesmo autor foi também analisado a diferença entre os sinais EEG auriculares e convencionais. Descobriu-se que para os sinais obtidos do couro cabeludo, quanto menor for sua distância do ouvido, maior a sua correlação com o sinal obtido do ouvido (Looney, 2011). Como pode ser visto na figura 7, foram obtidos sinais com um EEG convencional das posições AFz, próxima a frente, e da posição A8, próxima ao ouvido, todas referenciadas a um eletrodo no lóbulo da orelha. Já o ITER1 é o sinal obtido pelo eletrodo no interior do ouvido direito, referenciado a um eletrodo localizado na hélice do ouvido. Nota-se a semelhança entre os sinais ITER1 e T8 devido a sua proximidade, porém, o sinal T8 ainda apresenta uma amplitude levemente maior. Já o sinal AFz possui a maior amplitude entre os sinais devido a sua posição.

FIGURA 7 – Comparação entre EEG auricular e convencional obtido da posição T8.



FONTE: (Looney, 2011)

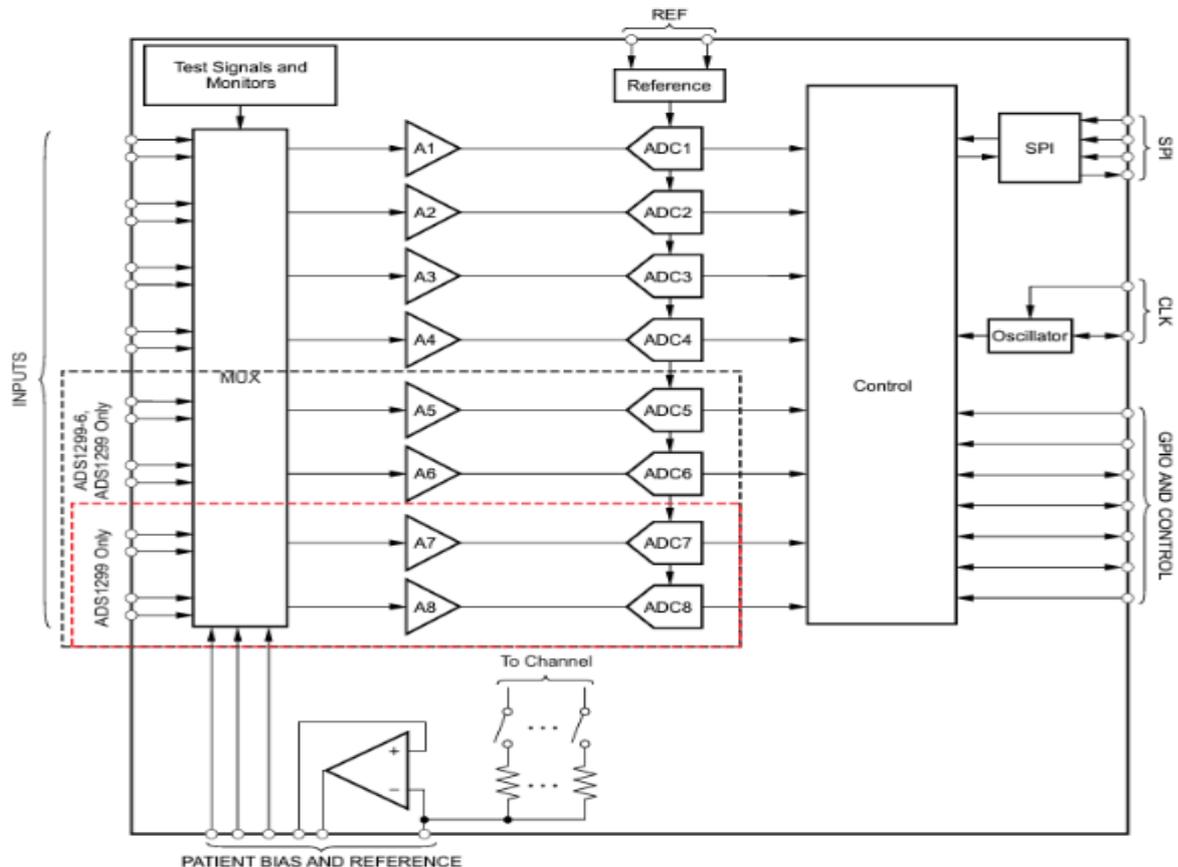
3.1.6. SOLUÇÕES INTEGRADAS

Sinais com baixa amplitude são, no geral, mais difíceis de se obter do que sinais com maiores amplitudes devido a sua maior susceptibilidade a ruídos e requerem ampliações altas (Honnibal, 2022). De acordo com Chang (2009), a amplitude de sinais de EEG varia entre 2 a 100 μV . Para comparação, um sinal de eletrocardiograma (ECG) pode ter uma amplitude entre 1 a 5 mV. Portanto, a aquisição de sinais de EEG requer circuitos elaborados e atenção especial à filtragem para não adicionar ruído adicional, principalmente antes da amplificação do sinal.

O ADS1298 (Texas Instruments, 2015) é um circuito integrado específico para a aquisição de biopotenciais que contém 8 canais de amplificadores diferenciais com ganho programável e conversores analógicos digitais de 24 bits. Esse componente é recomendado para exames como: Eletrocardiograma (ECG), Eletromiografia (EMG) e Eletroencefalograma (EEG). No entanto, de acordo com o datasheet, seu ruído de entrada é de cerca de 4 μVpp , algo relativamente baixo para um sinal de ECG, porém, para um sinal de EEG, que pode variar entre 2 a 100 μV , produz uma situação em que o ruído de entrada pode ser maior do que o sinal de interesse, gerando leituras imprecisas.

Para a aquisição de sinais de EEG que necessitam de menor ruído, a Texas oferece o ADS1299, semelhante ao ADS1298, porém com ruído de entrada menor, de 1 μVpp , e custando US\$33 por unidade, contra US\$16 dólares do ADS1298. Essa diferença de preço exemplifica os motivos de circuitos para aquisição de sinal EEG terem preços e complexidades tão altas. O diagrama de blocos do ADS1299, semelhante ao do ADS1298 pode ser visto na figura 8, o circuito integrado é um front-end analógico (AFE) totalmente integrado, contendo amplificadores de entrada com ganho controlável e um ADC de 24 bits para cada canal, além de possuir um circuito de drive de perna direita integrado. Portanto, apesar de seu alto custo, é uma solução completa de aquisição de sinais em apenas um componente.

FIGURA 8 – Diagrama de blocos do ADS1299 combinando circuito de entrada de sinal e circuito conversor analógico para digital em um mesmo circuito integrado



FONTE: (Texas Instruments, 2015)

No entanto, o fator que mais encarece esses circuitos é a necessidade de avaliar muitos canais simultaneamente. EEGs convencionais utilizam cerca de 25 eletrodos, podendo utilizar valores maiores dependendo do EEG utilizado. Já o objetivo do presente trabalho é montar um EEG auricular, que costuma utilizar apenas um ou dois canais para a aquisição de sinal. Portanto, é possível montar circuitos mais baratos utilizando amplificadores de instrumentação como o INA826 (Texas Instruments, 2011) que possui $0,5 \mu\text{Vpp}$ de ruído em sua entrada, portanto, menos ruidoso do que as soluções integradas como o ADS1299.

3.1.7. AQUISIÇÃO DE SINAIS COM AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O sinal EEG é um sinal diferencial obtido com ao menos dois eletrodos, medindo-se a diferença de tensão entre eles. É necessário ao menos outro eletrodo adicional para aterrar a pessoa ou então usar este eletrodo como sinal de bias, onde

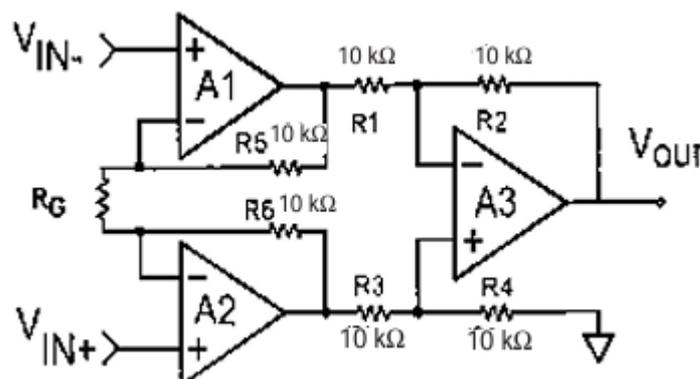
o sinal de modo comum é invertido e reinjetado para melhorar a rejeição de sinal de modo comum (CMMR).

O CMRR, isto é, rejeitar sinais comuns às duas entradas do amplificador, é um fator importante para amplificadores de biopotenciais pois o ambiente em que são utilizados está normalmente contaminado por ruído de modo comum, sendo o ruído proveniente da rede elétrica, de 60 ou 50 Hz, normalmente o mais predominante. Um circuito utilizado para aquisição de sinais de biopotenciais é o amplificador de instrumentação, composto por três amplificadores operacionais (Figura 9). A vantagem dessa composição é a possibilidade de ter um ganho diferencial ao mesmo tempo que o ganho de modo comum é zero em um amplificador ideal (Analog Devices, 2018).

O primeiro estágio do amplificador de instrumentação é composto por A1 e A2, amplificadores operacionais com alta impedância de entrada, que agem como buffers, portanto, a tensão vista na porta não inversora será a mesma vista na porta inversora, assim, a queda de tensão em R_g será 0. Portanto, o sinal de modo comum em A1 e A2 sofrerá apenas um ganho unitário, após isso, as saídas de A1 e A2 entram em A3, um amplificador diferencial, logo, nesse estágio, o sinal de modo comum será somado em A3 e idealmente será zero (Analog Devices, 2018). A equação de transferência do circuito, assumindo que $R_1=R_2=R_3=R_4$ e que $R_5=R_6$ será:

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \left(1 + \frac{2R_5}{R_g} \right) \quad (1)$$

FIGURA 9 – Circuito de um amplificador de instrumentação composto por três amplificadores operacionais



FONTE: (Desenvolvido por Analog Devices e Nash, 2018)

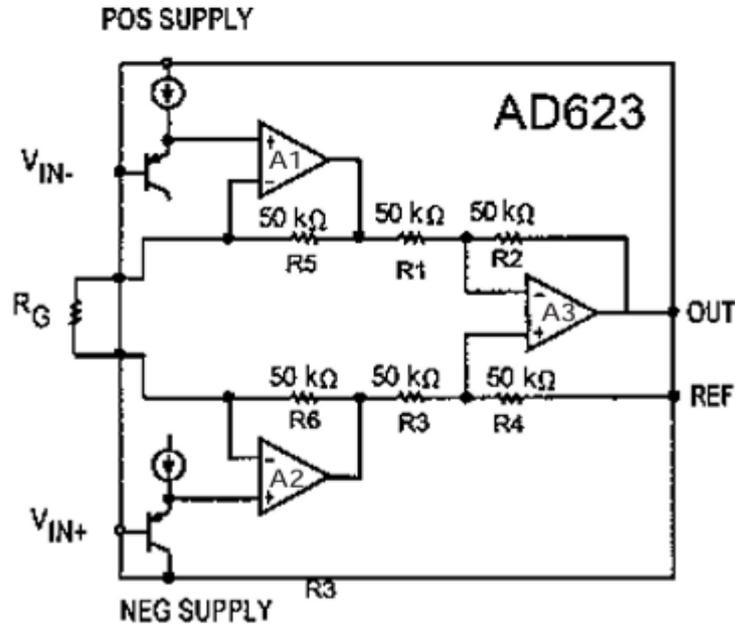
Portanto, vemos na equação 1 que o ganho de modo diferencial pode ser definido variando apenas R_g e mantendo os demais resistores constantes, isso torna o circuito mais preciso e simples, vemos também por $(V_{IN+} - V_{IN-})$ que sinais de modo comum são rejeitados. Porém isso apenas ocorre se os resistores R1, R2, R3 e R4 terem uma resistência perfeitamente igual. A equação para o cálculo da rejeição de sinais de modo comum (CMRR) pode ser dada utilizando a porcentagem da diferença da resistência dos resistores (Analog Devices, Nash, 2018):

$$CMRR = 20 * \log\left(\frac{GANHO * 100}{\%Diferença}\right) \quad (2)$$

Assim, pela equação 2, vemos que quanto menor a diferença entre os resistores maior o CMRR. Esse fato indica uma vantagem para amplificadores de instrumentação em circuitos integrados em comparação a amplificadores montados com amplificadores operacionais e resistores, pois circuitos integrados conseguem atingir maior precisão e equivalência entre seus componentes. Ademais, vemos que quanto maior o ganho, maior o CMRR, porém, seu aumento traz o risco de atingir a saturação do amplificador devido a sinais de entrada inesperados, muitas vezes causados por ruídos externos e tensão de offset de eletrodos ou do próprio amplificador. Para evitar a saturação, é recomendado um ganho moderado nessa etapa e adicionar outra etapa de ganho após outras etapas de filtragem.

A saída do amplificador operacional também pode ser adicionada de um sinal de referência caso seja necessário. Isso pode ser visto na Figura 10, o amplificador de instrumentação apresentado possui um pino REF conectado R4, ao aplicar uma tensão nesse pino, ela será vista na saída com ganho unitário. Ademais, isso ajuda a operar com apenas uma fonte, sem precisar gerar tensão negativa e positiva para alimentar o componente, pois os amplificadores A1 e A2, devido ao transistor PNP na sua entrada, tem a tensão de saída cerca de 0,6 V acima da tensão de entrada. Assim, consegue aceitar tensão negativa na sua entrada mesmo sem uma fonte simétrica desde que não ultrapassem um valor que dependerá do ganho do amplificador, o AD623 da figura 10, por exemplo, pode aceitar tensão de entrada negativas de até 150 mV (Analog Devices, Nash, 2018).

FIGURA 10 – Circuito de um amplificador de instrumentação composto por três amplificadores operacionais



FONTE: (Analog Devices, 2018)

3.1.8 FILTRAGEM ANALÓGICA PARA SINAIS DE EEG

Após a aquisição do sinal diferencial dos eletrodos e filtragem do ruído de modo comum por meio do amplificador de instrumentação, é obtido um sinal referenciado ao potencial conectado no pino REF do amplificador. Esse sinal precisa de filtragem adicional para que possa ser digitalizado por um conversor analógico digital, pois ainda contém componentes prejudiciais a digitalização.

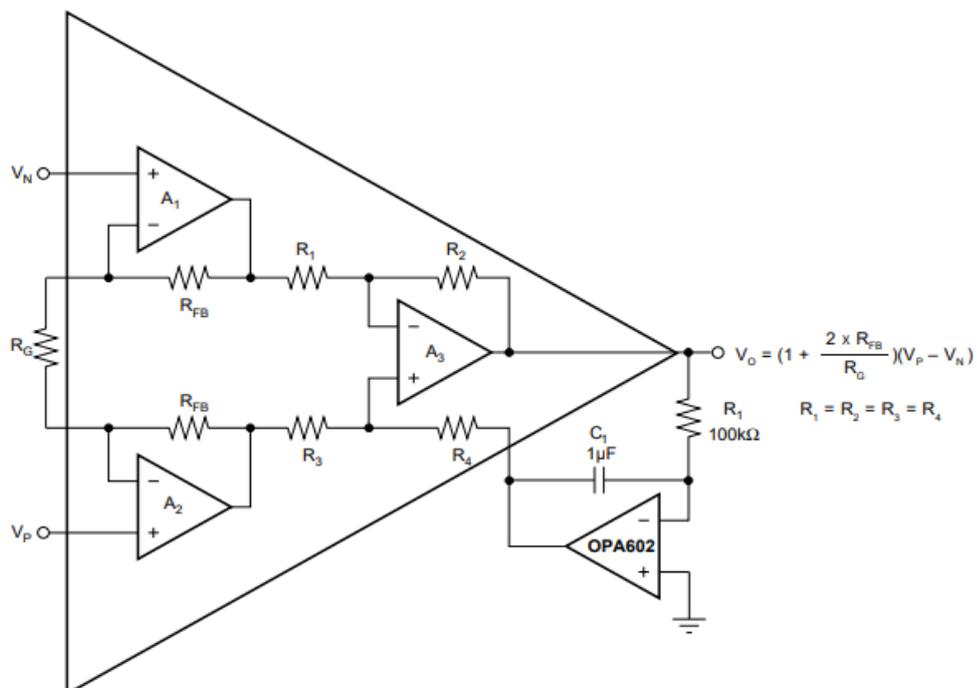
Primeiramente, os eletrodos utilizados para aquisição de sinais de biopotenciais contém uma tensão DC de offset, isto é, os eletrodos se encontram em potenciais diferentes devido a diferenças na construção e posicionamento, podendo gerar uma tensão de offset que varia de 0 a 300 mV (Webster, Clark, 2010). Isto é visto na entrada do amplificador de instrumentação como uma tensão diferencial DC, e, portanto, é amplificado juntamente com o sinal diferencial do EEG, o sinal de interesse. Como a tensão DC de offset dos eletrodos é ligeiramente maior do que a amplitude do sinal EEG, cerca de ± 300 mV contra 100 μ V, respectivamente, é necessário filtrar esse componente DC para ser possível adicionar mais ganho ao sinal EEG para aproveitar todo o alcance do conversor analógico digital e obter melhor resolução; portanto, é necessário aplicar um filtro passa-alta.

3.1.9. FILTRO PASSA-ALTA

Um filtro passa-alta tem a capacidade de rejeitar sinais abaixo de uma certa frequência enquanto não atenua sinais acima dessa frequência. Pode ser implementado de diversas formas, como filtros passivos RC passa alta ou ativos passa alta na saída ou entradas do amplificador de instrumentação. Outra solução apresentada por Stitt (2000) é um circuito chamado servo loop, faz o uso de um integrador na malha de feedback ligado ao pino de referência do amplificador. O integrador nessa configuração tentará manter o sinal de saída do amplificador de instrumentação centrado no sinal conectado no pino não inversor do integrador, como visto na figura 11, assim, atua como um filtro passa-alta com frequência de corte definido por R1 C1. Pode-se utilizar a equação a seguir para calcular a frequência de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3)$$

FIGURA 11 – circuito de feedback formando filtro passa-alta

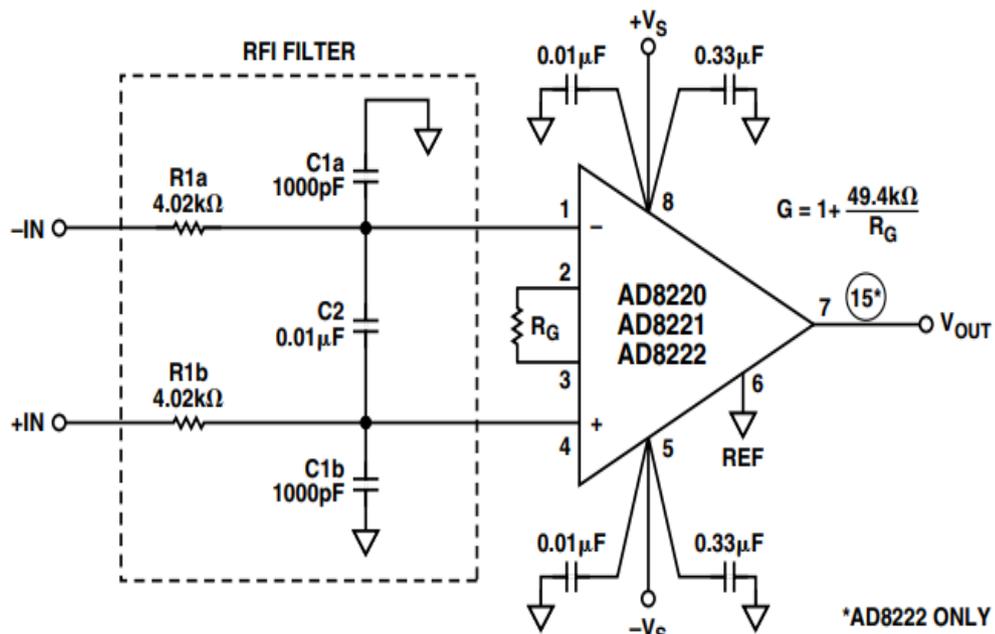


FONTE: (Adaptado de Stitt, 2000)

3.1.10. FILTRO PASSA-BAIXA

De acordo com Kitchin e Counts (2006), ruídos de rádio frequência são problemáticos para medições que fazem uso de amplificadores de instrumentação. Isso ocorre, pois, esse tipo de ruído apresenta frequências muito altas, como o Bluetooth e Wi-Fi que operam em 2,4 GHz, e a maioria dos amplificadores de instrumentação do mercado não possuem boa rejeição de modo comum para altas frequências. Portanto, Kitchin e Counts (2006) apresentam uma solução para esse problema, que pode ser vista na figura 12; foi adicionado um filtro RC de primeira ordem na entrada do amplificador que funcionam em conjunto para agir como um filtro passa baixa para sinais de modo comum diferenciais. Os resistores R1a e R1b em conjunto com o capacitor C2 formam um filtro passa baixa de modo comum e sua frequência de corte pode ser calculada pela equação 5; os resistores e capacitor C2 também formam um filtro passa baixa diferencial devido aos capacitores C1a e C1b que estão em curto com o terra, a equação 4 pode ser usada para o cálculo da frequência de corte diferencial.

FIGURA 12 – Filtro de ruído diferencial e de modo comum de entrada de amplificador de instrumentação



FONTE: (Adaptado de Kitchin; Counts, 2006)

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R1(2C2 + C1)} \quad (4)$$

$$BW_{CM} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (5)$$

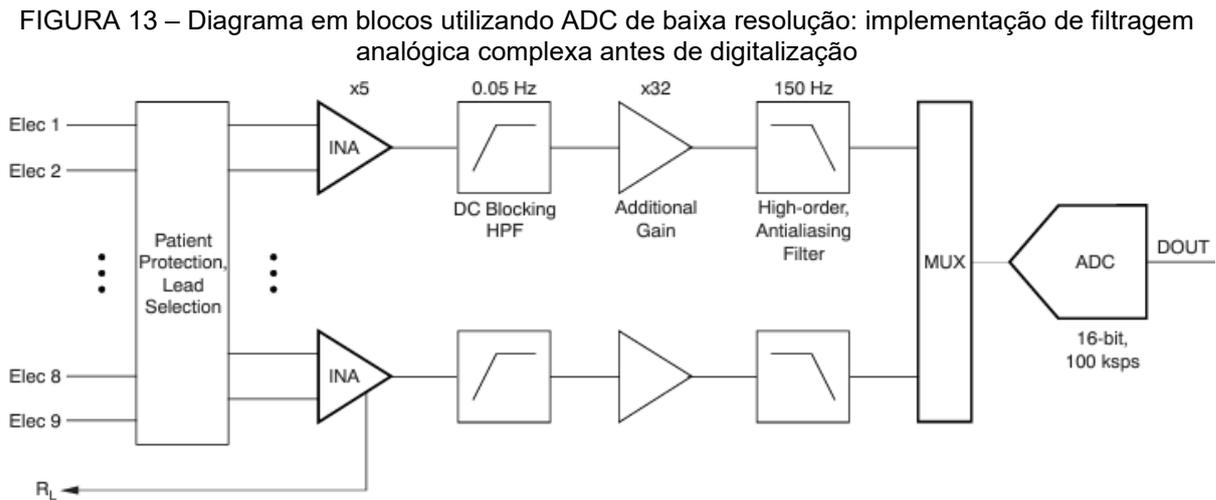
No entanto, Kitchin e Counts (2006) afirmam que esse tipo de filtro deve ser implementado com cuidado, pois é importante que as impedâncias das entradas do amplificador sejam iguais, a adição de um filtro na sua entrada pode causar um desbalanceamento na impedância de entrada, transformando ruídos de modo comum em diferencial, impedindo a filtragem desse ruído pelo amplificador. Ademais, os eletrodos também irão agir como resistores e capacitores nas linhas de entrada, essa impedância em conjunto com a impedância do filtro de entrada pode causar uma mudança na frequência de corte do filtro não desejada, portanto é recomendado utilizar frequências de corte na entrada relativamente mais altas e realizar mais filtragem de altas frequências após o amplificador de instrumentação.

3.1.11. DIGITALIZAÇÃO E FILTRO ANTI-ALIASING

Como já visto, o sinal EEG é de baixa frequência, sendo as ondas beta as de maior frequência de interesse no sinal EEG (entre 13 a 30 Hz). Frequências acima desse valor são considerados ruídos de alta frequência e devem ser filtrados, como ruídos provenientes dos músculos (EMG) que possuem uma frequência de até 500 Hz e amplitude de 1 mV, muito maior do que o sinal de interesse (Webster, Clark, 2010). Portanto, é necessário implementar um filtro passa-baixa preciso e com frequência de corte próximo ao sinal de interesse; diferente do filtro passa baixa implementado na entrada do amplificador de instrumentação, que pode ter sua frequência de corte alterada devido mudanças na impedância do eletrodo, um filtro implementado após o amplificador pode ter sua frequência de corte mais precisa antes da sua digitalização por um conversor analógico digital.

De acordo com Soundarapandian e Berarducci (2009), conversores analógicos digitais de baixa resolução, até 16 bits, utilizando arquiteturas de aproximação sucessiva (SAR) precisam de filtragem analógica complexa e ganho adicional após amplificador de instrumentação antes da digitalização devido a baixa quantidade de bits do ADC; ademais, afirmam que a arquitetura SAR requer filtros passa-baixa de ao menos quarta ordem devido a sua baixa imunidade ao efeito de aliasing, quando ruídos fora da frequência de amostragem do ADC são digitalizados

como sinais de baixa frequência. A figura 13 demonstra um circuito de aquisição típico utilizando esse tipo de ADC, ele requer quantidade alta de componentes, aumentando o consumo de bateria, além disso, cada etapa de filtragem adiciona ruído ao sinal devido aos componentes ativos desses filtros (Karthik Soundarapandian; Mark Berarducci, 2009).



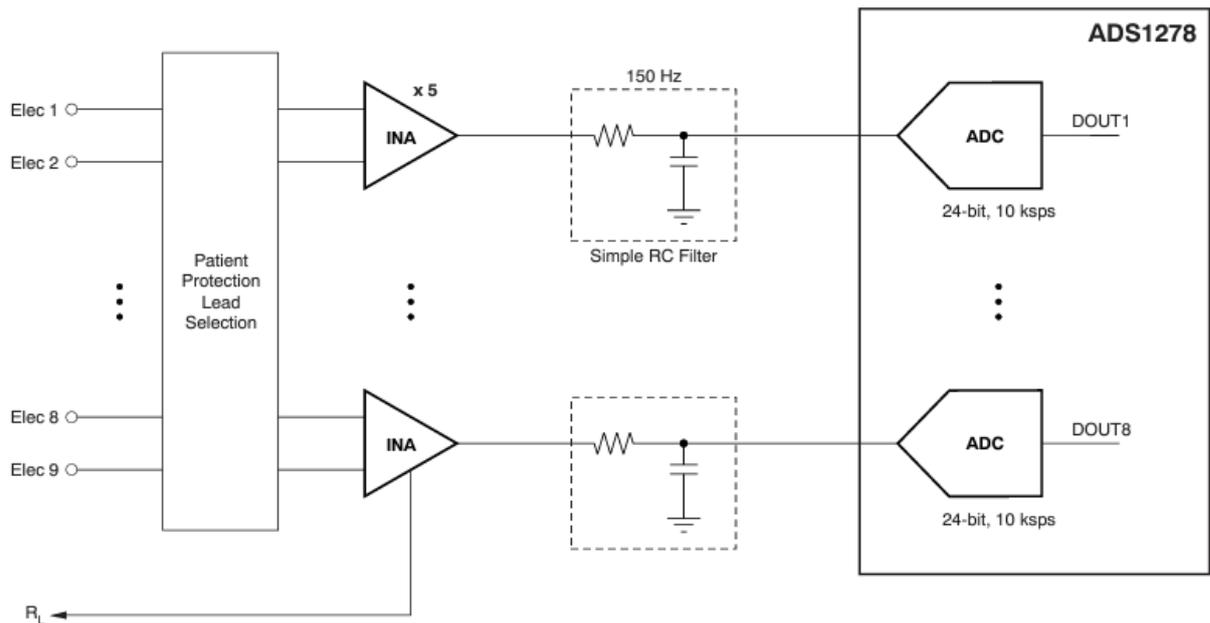
FONTE: (Adaptado de Texas instruments, 2009)

Porém, os autores apresentam uma alternativa, o uso ADCs de 24 bits com arquitetura Delta-Sigma. Por ter 24 bits, o ADC apresenta uma alta resolução e não necessita de mais etapas de ganho além de um ganho baixo no amplificador de instrumentação. Ademais, a arquitetura Delta-Sigma não necessita filtro anti-aliasing de ordem tão alta, sendo um simples filtro RC o suficiente para evitar artefatos de alta frequência no sinal, pois filtros de maiores ordens podem ser implementados digitalmente com maior precisão que filtros analógicos (Soundarapandian; Berarducci, 2009).

O datasheet do conversor analógico digital Delta-Sigma de 24 bits ADS1220 (Texas Instruments, 2013) explica que nessa arquitetura, o sinal é amostrado em uma alta frequência, no caso desse componente, a 512 KHz; porém a frequência de amostragem é muito maior do que frequência que o ADC transmite seus dados, que pode variar de 20 Hz a 2000 Hz. Isso ocorre pois o componente possui um filtro de decimação, que amostra o sinal uma certa quantidade de vezes, faz uma média, e tem como saída um sinal com uma frequência muito menor; porém esse procedimento funciona como um filtro passa-baixa, frequências acima das frequências de saída são

atenuadas, no entanto, ainda é necessário filtrar frequências acima da taxa de modulação do ADC. É por esse motivo que Soundarapandian e Berarducci (2009) afirmam que é necessário apenas um filtro passa baixa de primeira ordem. Na figura 14 podemos ver a implementação recomendada pelos autores, com baixo ganho e filtro RC passa-baixa simples.

FIGURA 14 – Circuito utilizando ADC de alta resolução: Necessita de baixo ganho e filtragem analógica simples



FONTE: (Adaptado de Texas instruments, 2009)

4 METODOLOGIA

Para o desenvolvimento deste trabalho, foram realizadas pesquisas descritivas, primeiramente realizando uma revisão bibliográfica dos temas abordados. O trabalho utilizou as pesquisas para a selecionar material, método de manufatura e posicionamento dos eletrodos que serão utilizados no circuito de aquisição. Em seguida, utilizando dados dos eletrodos selecionados e quantidade de canais, foi avaliado a melhor forma de montar um circuito de aquisição, realizando seu esquemático e, em conjunto, realizando simulações elétricas para achar os melhores componentes e pontos de operação. Em seguida, programou uma ESP32 para controle do circuito produzido, além de criar programas em Python para leitura dos sinais obtidos. O circuito foi testado com um simulador de sinais de ECG para validar seu funcionamento, em seguida, realizou-se testes para obter sinais de EEG em voluntários fazendo uso dos eletrodos desenvolvidos

4.1 DESENVOLVIMENTO DOS ELETRODOS

Para este trabalho, foram analisadas diversas montagens diferentes de eletrodos com base na literatura utilizada. Para facilitar a montagem dos eletrodos e diminuir a complexidade do circuito de aquisição e cumprir o objetivo de validar o uso de EGG intra-auricular, decidiu-se utilizar apenas um canal para medição de sinal. Ou seja, foram utilizados no total três eletrodos, sendo um eletrodo ativo, um eletrodo de referência e outro para aterrar o paciente e melhorar a rejeição de ruído de modo comum.

4.1.1 POSICIONAMENTO DOS ELETRODOS

O posicionamento dos eletrodos ativo e de referência irão definir as características do sinal obtido. A montagem utilizada por Looney (2016) apresentada na revisão bibliográfica utilizando espuma viscoelástica e eletrodo feito de tecido condutivo de prata inserido no interior do ouvido, demonstrou ótimos resultados na diferenciação entre períodos de sono e estado de vigília quando comparados com o EEG convencional utilizando eletrodos no scalp, sendo uma alternativa de baixo custo e de fácil montagem.

No entanto, essa montagem apresenta desafios para ser considerada uma solução móvel, conveniente e confortável. Pois os eletrodos no interior do ouvido eram utilizados como eletrodos ativos, já os eletrodos de referência e de aterramento do paciente eram eletrodos convencionais que necessitavam de gel para contato com a pele, dispostos na hélice e lóbulo da orelha, respectivamente. Portanto, não é uma solução discreta pois não utiliza apenas eletrodos intra-auriculares.

No entanto, obter um sinal de EEG utilizando apenas eletrodos no canal do ouvido apresenta diversas dificuldades. Em um estudo realizado por Goverdovsky *et al.* (2017) utilizando um dispositivo semelhante ao desenvolvido por Looney (2016), realizou-se simulações biofísicas com um modelo de cabeça gerado por ressonância magnética, a simulação previu a amplitude estimada de sinais obtidos de diferentes derivações entre dois eletrodos no interior do canal do ouvido e outro eletrodo na hélice, também simulou a amplitude de derivações no scalp entre os pontos T8 - Cz.

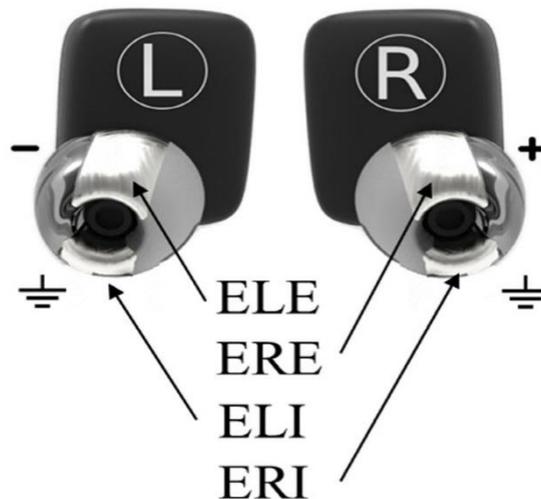
As derivações entre um eletrodo no interior do ouvido e outro na hélice exibiu cerca de metade da amplitude do sinal obtido no scalp, já a derivação entre os dois eletrodos no interior do ouvido apresentou aproximadamente um sexto da amplitude comparada a derivação no scalp. Portanto, a partir das simulações, vemos que obter derivações entre eletrodos no mesmo ouvido pode gerar problemas para o circuito de aquisição, pois requer amplificadores com o menor ruído possível. A amplitude obtida na simulação foi de cerca de 10 μV , para comparação, o circuito integrado ADS1299 especializado na aquisição de sinais de EEG visto na revisão de literatura, apresenta, de acordo com seu datasheet, ruído nas frequências entre 0,01 Hz e 70 Hz de 1 a 1,6 μV_{pp} . Portanto, é necessária uma alternativa que atinja amplitudes de sinal maiores para evitar que ruídos do sistema de aquisição sejam significativos.

4.1.2 EEG USANDO DERIVAÇÃO ENTRE OUVIDOS

Como visto na simulação realizada por Goverdovsky *et al.* (2017), distâncias maiores entre o eletrodo ativo e de referência geram amplitudes maiores. Em um experimento realizado por Moumane *et al.* (2024), utilizou-se dispositivos EEG intra-auriculares semelhantes a fones de ouvido cada um contendo dois eletrodos, visto na figura 15. Os eletrodos ELE e ERE (ouvido superior esquerdo – ouvido superior direito) correspondem aos eletrodos superiores do ouvido esquerdo e direito, nessa derivação um desses eletrodos é utilizado como ativo e o outro como referência.

Os eletrodos ELI e ERI (ouvido inferior esquerdo – ouvido inferior direito) correspondem aos eletrodos inferiores esquerdo e direito, estes são interligados e utilizados como terra do circuito de aquisição. De acordo com Looney (2015), esse tipo de derivação pode apresentar bons resultados, mas como consequência perde-se resolução espacial dos sinais obtidos, além de maior susceptibilidade a interferência devido a sinais cardíacos (ECG).

FIGURA 15 – Dispositivo EEG semelhante a um fone de ouvido contendo dois eletrodos cada



FONTE: (Moumane et al. ,2024)

No entanto, os experimentos realizados por Moumane *et al.* (2024) indicam alta correlação entre os sinais obtidos pela derivação entre ambos os ouvidos com sinais obtidos no scalp utilizando a derivação T7-T8. Além disso, a amplitude obtida por essa derivação continua sendo menor do que a obtida no scalp, porém, maior do derivações obtidas do mesmo ouvido. Ademais, o experimento utilizou eletrodos de silicone revestido com tinta condutora de prata, estes apresentaram uma impedância inicial de 400 k Ω , porém, essa impedância diminuiu gradativamente durante o teste e após três horas, media-se cerca de 100 k Ω . De acordo com o autor, esse fenômeno é comum entre eletrodos secos pois a acumulação de suor e outros resíduos durante o teste ajuda no contato entre eletrodo e pele.

Analisando as diferentes formas de se obter sinais de EEG do interior do ouvido apresentadas, foi decidido utilizar a mesma derivação e quantidade de eletrodos utilizada nos experimentos de Moumane *et al.* (2024), ou seja, obter a

derivação entre dois eletrodos dispostos no interior do ouvido esquerdo e direito e com eletrodos de aterramento em cada ouvido, ou seja, quatro eletrodos no total.

Decidiu-se também utilizar a implementação mecânica apresentada por Looney (2015) usando espumas viscoelásticas como suporte para os eletrodos, pois é uma solução de baixo custo que utiliza tampões de ouvido já disponíveis no mercado e que também demonstrou alta capacidade para atenuar ruídos provenientes de movimento devido a expansão da espuma dentro o ouvido, ajudando no contato entre pele e eletrodo. Assim, decidiu-se também utilizar um eletrodo feito de tecido condutivo, como o usado por Looney (2015), que utilizou este material composto de nylon e revestido de prata. Em seus experimentos, obteve um ótimo contato entre pele e eletrodo, com uma impedância baixa, o que traz menos ruídos para o circuito de aquisição.

4.2 MANUFATURA E SUPORTE DOS ELETRODOS

A vantagem do método de suporte dos eletrodos escolhido é a disponibilidade do material, sem necessitar de etapas complexas de fabricação. O tampão de ouvido feito de espuma viscoelástica é facilmente encontrado a venda, de diferentes marcas e formas. Para este trabalho, o tampão de ouvido de espuma foi testado e avaliado com base em sua capacidade de suportar os eletrodos e gerar bom contato com a pele, além do conforto de uso.

Para este trabalho, utilizou-se um tecido em malha de fibra de prata produzido pela empresa chinesa Amradiel. O tecido foi recortado e costurado na espuma viscoelástica usando fios de aço que podem ser soldados em cabos blindados de cobre (Looney, 2015) e conectados no circuito de aquisição. O eletrodo produzido pode ser visto na figura 16. Após inserção no canal do ouvido, mediu-se uma impedância DC de 1,2 M Ω entre um dos eletrodos e o eletrodo terra localizado logo acima, a qual caia para 800 k Ω após pouco tempo, eventualmente podendo cair até 500 k Ω após alguns minutos. Isso ocorre, pois, a espuma pode demorar para se assentar corretamente no ouvido, melhorando o sinal conforme se posiciona, ademais, como visto no referencial teórico, durante o uso pode-se acumular suor na área melhorando o sinal devido ao melhor contato entre eletrodos e ouvido.

FIGURA 16 – Eletrodo produzido



FONTE: (O autor, 2025)

4.3 CIRCUITO DE AQUISIÇÃO

O circuito de aquisição para o EEG auricular foi realizado em placa de circuito impresso, fabricado pela empresa chinesa JLCPCB devido a seu custo acessível e possibilidade de fabricar placas com componentes SMD já montados e soldados na PCB, e também o custo acessível de PCBs com múltiplas camadas.

Utilizou-se o software TINA-TI para realizar simulações elétricas e avaliar os componentes que foram utilizados no circuito final. O esquemático e layout do circuito de aquisição foi feito usando o software EASYEDA PRO, pois possui integração com a JLCPCB, facilitando a escolha de componentes e pedido da placa.

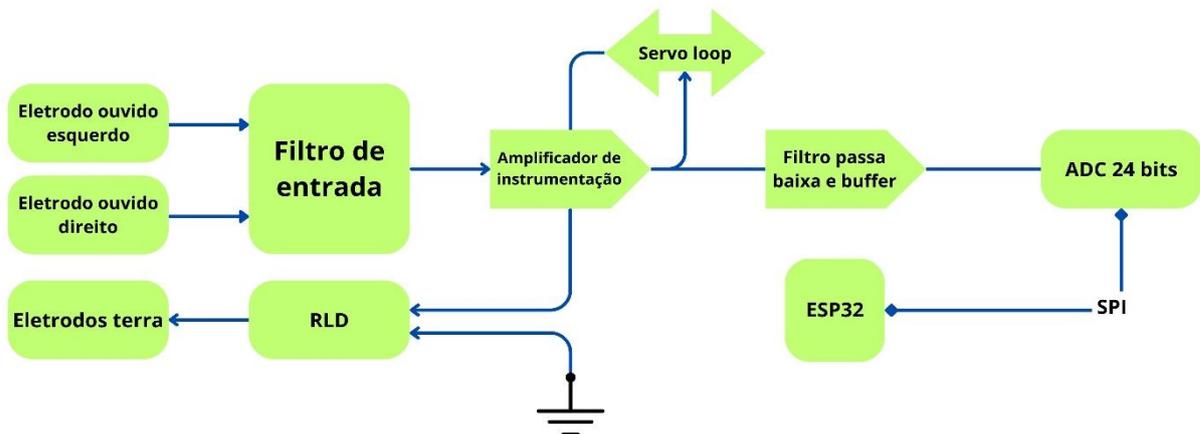
4.3.1 Considerações sobre elementos necessários para o circuito

Conforme visto na revisão de literatura, a aquisição de biopotenciais requer precisão e cuidados com ruídos externos, principalmente ruídos de modo comum provenientes da rede elétrica na frequência de 60 Hz. Portanto, o trabalho implementou circuitos discutidos no referencial teórico de forma a obter o melhor sinal possível enquanto mantém baixo custo para facilitar a reprodução do circuito.

O circuito foi realizado de forma a conseguir medir ondas Delta, de mais baixa frequência (0,5 Hz) e ondas Beta, de mais alta frequência (30 Hz). Assim, o circuito avaliou todas as frequências de onda relevantes para um EEG típico, como visto no referencial teórico. Os componentes que foram implementados estão representados na figura 17, são eles:

- Filtro de entrada: Um filtro passa-baixa para filtrar frequências altas de modo comum e diferencial na entrada do amplificador.
- Amplificador de instrumentação: Amplificador implementado com baixo ganho para evitar saturação devido a possíveis tensões de offset dos eletrodos, também deverá ter baixo ruído de entrada.
- RLD: Também chamado de circuito drive da perna direita (DRL), é conectado aos eletrodos terra e é responsável por manter o sinal de entrada do amplificador de instrumentação dentro do seu alcance de modo comum, além de ajudar na rejeição de sinais de modo comum (CMRR).
- Filtro anti-aliasing: Filtro passa-baixa com frequência de corte de -3db em 35 Hz para filtrar ruídos de alta frequência e evitar o efeito de aliasing no ADC.
- Conversor analógico digital (ADC): Será escolhido um ADC de 24 bits com entrada diferencial e baixo ruído de entrada, com filtro digital integrado e frequência de saída de 330 Hz.

FIGURA 17 – Diagrama em blocos do circuito simplificado



FONTE: (O autor, 2024)

Incluso no diagrama de blocos simplificado da figura 17 está uma placa ESP32-S3, uma placa de baixo custo e capacidade wireless, possui microcontrolador com dois núcleos a 240 MHz e será integrada no circuito para realizar a leitura do conversor analógico digital. A ESP32 é alimentada em 5V por sua entrada USB, seja por cabo USB conectado em computador ou por bateria. Gera uma tensão regulada

de 3,3 V que é usado para alimentar o circuito digital da placa de aquisição, enquanto o circuito analógico será alimentado pelos 5 V de entrada. O ADC escolhido teve uma interface SPI que foi conectada na Pi Pico 2, responsável por ler a transmissão do ADC, e transmitir as leituras de tensão para um computador onde os dados foram analisados e armazenados.

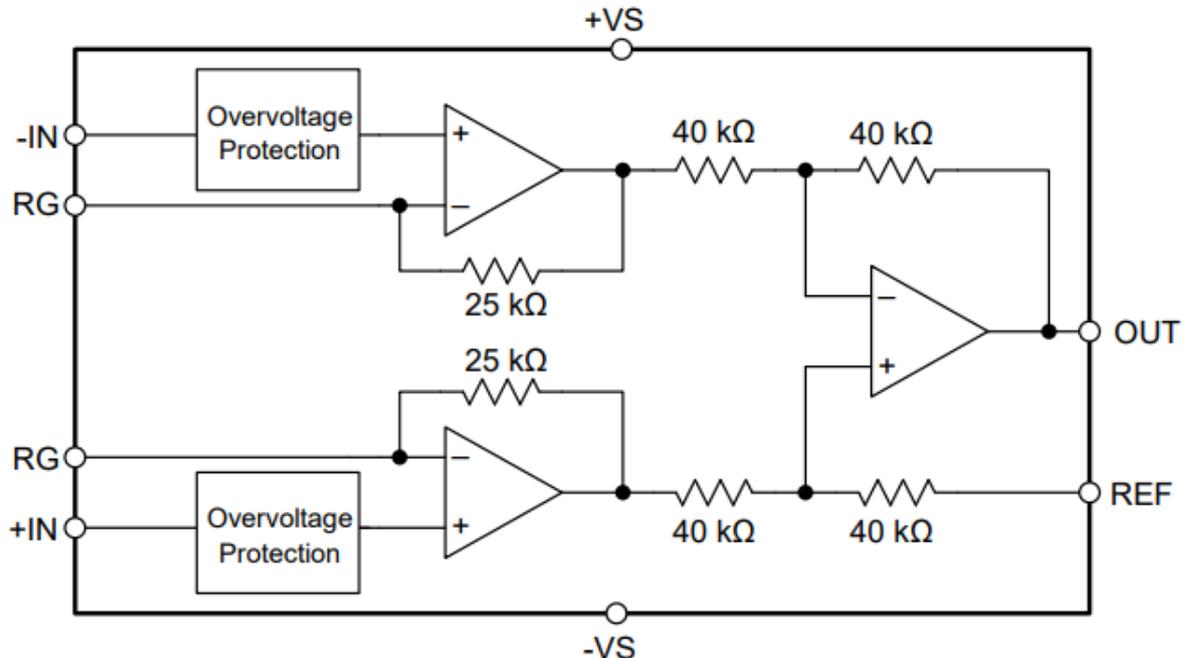
Durante a prototipação do circuito, foi analisada a viabilidade de utilizar filtros digitais passa-alta, passa-baixa e filtros Notch para filtragem de ruído adicional. Ainda, o circuito não tem fonte de tensão negativa para evitar adicionar mais ruídos de fonte chaveada e diminuir custo.

4.3.2 Escolha de amplificador de instrumentação

Como visto na revisão de literatura, sinais de EEG intra-auriculares tem como característica amplitude menor do que EEGs convencionais, portanto, é necessário a escolha de componentes para o circuito de aquisição analógico com baixo ruído, para evitar a contaminação do sinal antes da digitalização. Portanto, o amplificador de instrumentação escolhido para o projeto é o INA828 (Texas instruments, 2017), seu circuito interno pode ser visto na figura 18. O componente foi escolhido por ter um baixo ruído de entrada, cerca de $0,14 \mu\text{V}_{\text{pp}}$, baixa tensão de offset e ótimo CMRR, cerca de 120 dB no ganho escolhido. A equação para cálculo de seu ganho é:

$$G = 1 + \left(\frac{50k\Omega}{R_G} \right) \quad (6)$$

FIGURA 18 – Diagrama do circuito interno do INA826



FONTE: (Adaptado de Texas Instruments, 2011)

Foi escolhido utilizar dois resistores de $3,3 \text{ k}\Omega$ conectados em R_G . O uso de dois resistores nos permite utilizar o ponto comum entre eles para alimentar o circuito RLD, ademais, utilizando a equação 6, isso nos dá um ganho de $8,57 \text{ V/V}$, alto o suficiente para o ADC de 24 bits, e baixo o suficiente para evitar saturação.

4.3.3 Filtro de entrada

Foi utilizado um filtro passa-baixa de entrada do amplificador de instrumentação conforme teoria já vista, utilizando as equações 4 e 5. Na entrada do amplificador, foi escolhido utilizar resistores de $10 \text{ k}\Omega$ para formar um filtro RC com os capacitores de entrada e também como proteção, pois caso ocorra algum curto e alta tensão seja aplicado no circuito, os resistores reduzem a corrente sobre o paciente.

Para o cálculo do filtro, levou-se em conta que a resistência do eletrodo que estará em série com os resistores de $10 \text{ k}\Omega$ é desconhecida, portanto, é necessário escolher uma frequência de corte alta para o filtro de entrada, pois ela irá diminuir devido a resistência adicional do eletrodo, podendo filtrar frequências de interesse.

O objetivo desse filtro é filtrar ruídos de alta frequência provenientes de interferências eletromagnéticas, como sinais de WI-FI e Bluetooth, portanto, sua frequência de corte é relativamente alta quando comparado com o sinal de interesse

pois há outro filtro passa-baixa após o amplificador de instrumentação. Sendo assim, foi escolhido capacitores de 2,2 nF para modo diferencial e de 330 pF para modo comum, aplicando esses valores nas equações 7 e 8 temos os valores das frequências de corte de modo diferencial e de modo comum:

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi * 10k\Omega(2C_{DIFF} + C_{CM})} = 3364,79 \text{ Hz} \quad (7)$$

$$BW_{CM} = \frac{1}{2\pi * 10k\Omega * C_{CM}} = 48228,77 \text{ Hz} \quad (8)$$

4.3.4 Implementação do filtro anti-aliasing e servo loop

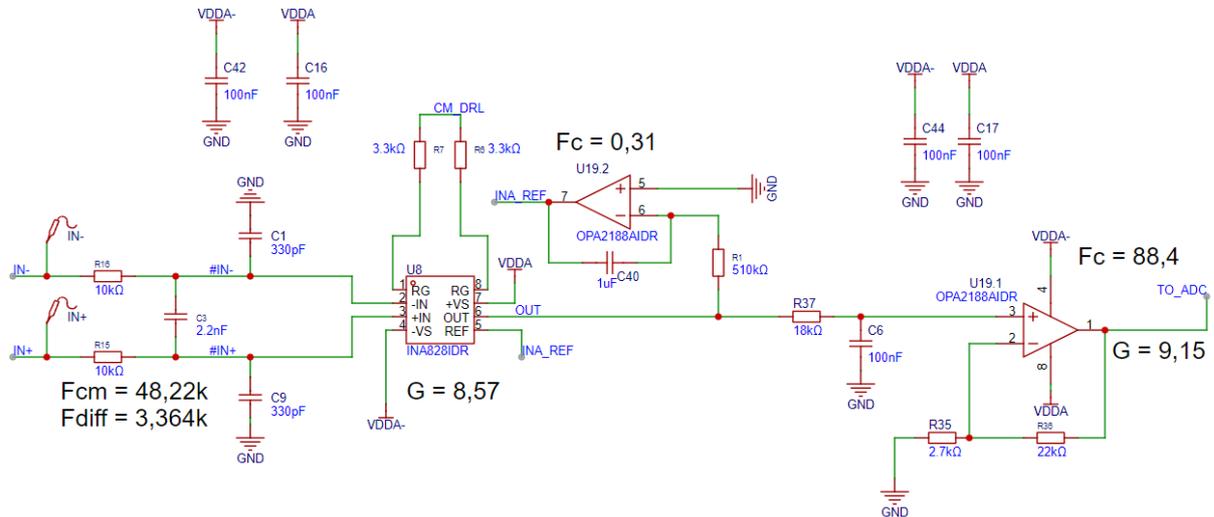
Após a amplificação do sinal realizada pelo amplificador de instrumentação, o sinal passou por um filtro passa-baixa para filtrar frequências fora do sinal de interesse. Foi utilizado um conversor analógico digital de 24 bits com arquitetura Delta-Sigma para digitalizar o sinal, conforme visto na revisão de literatura.

Esse tipo de ADC não necessita de filtros de ordem tão altas para evitar o efeito de aliasing, além de geralmente já implementar filtros digitais internamente. Portanto, foi implementado um simples filtro ativo passa-baixa com frequência de corte de 88,4 Hz para atenuar ruídos de alta frequência antes da digitalização, como ruídos provenientes da musculatura (EMG), além de filtrar ruídos acima da frequência de modulação de 512 KHz do ADC escolhido, agindo como filtro anti-aliasing. Ademais, foi adicionado um ganho de 9,18 V/V no filtro ativo, que também atua como um buffer para a entrada do ADC, assim, temos um ganho total de 78,45 V/V antes do ADC.

Como filtro passa-alta, foi implementado o circuito servo loop discutido no referencial teórico, operando com frequência de corte de 0,31 Hz. Tendo o GND como referência, o servo loop opera no sinal REF do amplificador de instrumentação mantendo sua saída AC variando em torno do sinal de referência do servo loop e rejeitando frequências baixas. Esse circuito é capaz de filtrar offsets DC dos eletrodos, que por ser um sinal diferencial, não é rejeitado pelo INA828, com uma alimentação simétrica de $\pm 2,75V$ e ganho do INA de 8,57 V/V, o servo loop é capaz de filtrar um offset DC de até. O circuito contendo o filtra de entrada, amplificador de

instrumentação, servo loop e filtro ativo passa-baixa podem ser vistos na figura 19, é parte do esquemático do circuito final feito em EASYEDA PRO.

FIGURA 19 – Circuito parcial implementando servo loop e filtro RC passa-baixa



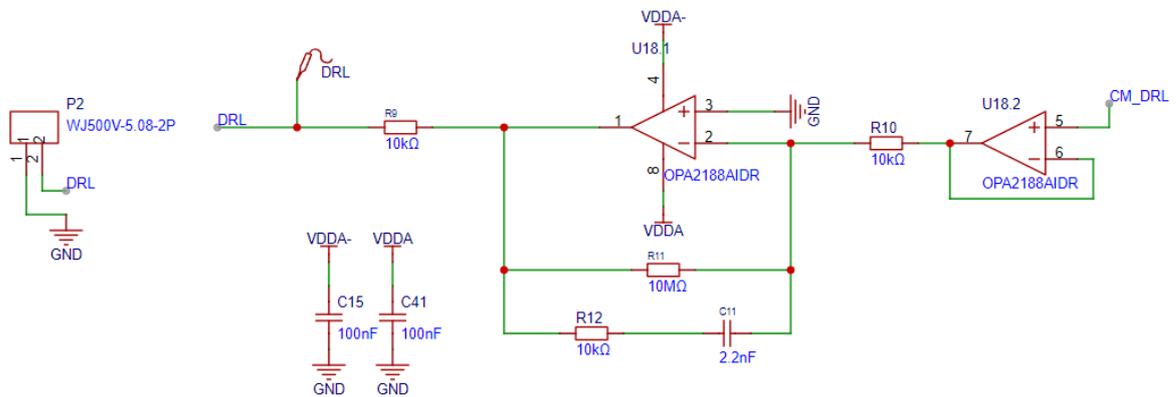
FONTE: (O autor, 2025)

4.3.5 Circuito de drive da perna direita

O circuito de drive da perna direita é apresentado por Webster e Clark (2010) como uma forma de melhorar a rejeição de sinais de modo comum. O circuito é conectado entre os dois resistores R_G do amplificador de instrumentação de forma a obter o sinal de modo comum da entrada do amplificador, esse sinal é invertido, amplificado e reinjetado de volta no paciente pelo eletrodo terra.

A figura 20 mostra parte do esquemático final contendo o circuito RLD utilizado. Usa-se o amplificador operacional OPA2188 como buffer para obter o sinal de modo comum entre os resistores R_G , esse sinal é invertido e amplificado por outro amplificador operacional operando como integrador com sinal GND de referência. Essa conexão mantém o paciente polarizado dentro das tensões máximas e mínimas de modo comum do INA828.

FIGURA 20 – Circuito RLD

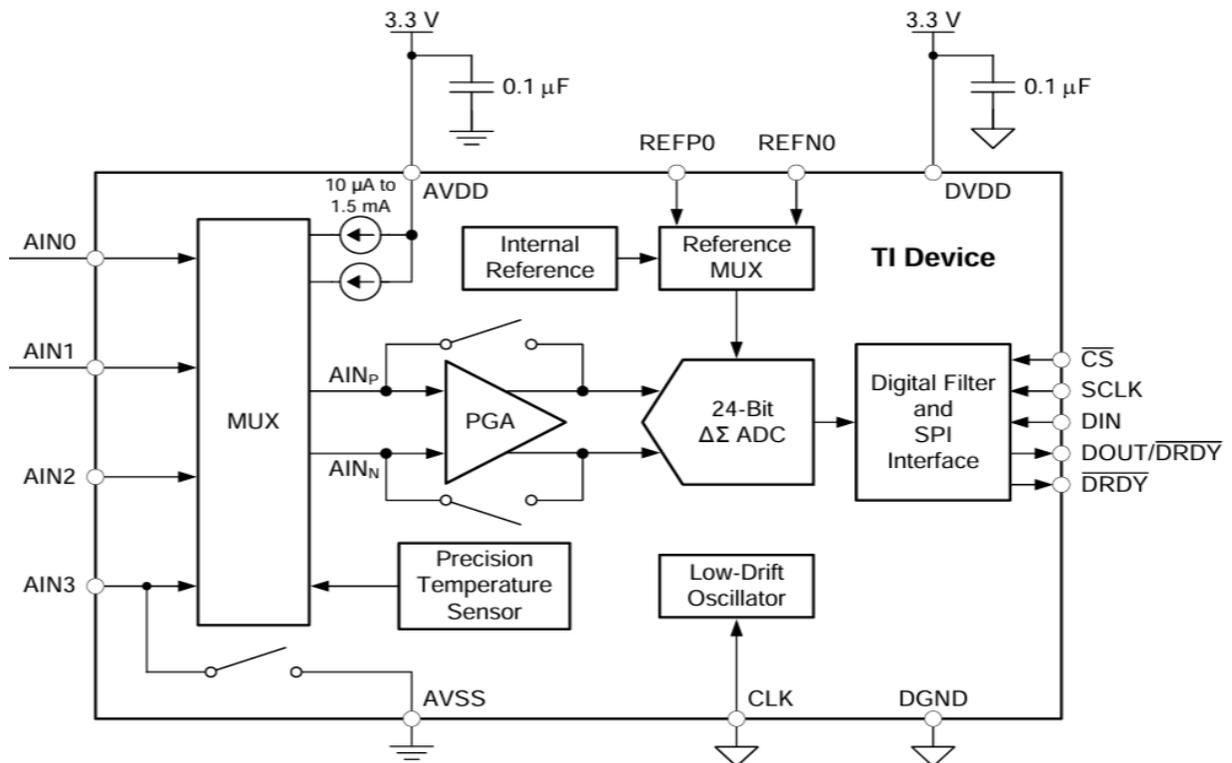


FONTE: (O autor, 2025)

4.3.6 Escolha de conversor analógico digital (ADC)

A escolha do conversor analógico digital levou em conta dois fatores principais: baixo ruído de entrada e baixo custo. O ADC escolhido foi o ADS1220 (Texas instruments, 2013), um ADC de 24 bits com arquitetura Delta-Sigma. Opera com uma frequência de modulação de 256 a 512 KHz, dependendo do modo de operação escolhido, normal ou turbo. Pode-se escolher frequências de saída entre 20 a 2000 Hz, obtendo menor ruído quanto menor sua frequência devido a maior decimação do sinal. O ADC possui um amplificador diferencial com ganho programável em sua entrada, podendo variar seu ganho entre 1 a 128 V/V, assim, assumindo um ganho de 78,45 V/V nas etapas anteriores, o ganho total do circuito pode ser variado entre 75,45 e 9657,6 V/V. O ADS1220 contém um oscilador interno para seu modulador, comunicação por interface SPI e alimentação de circuito digital e analógico separadas. O chip também possui baixo ruído de entrada e é de baixo custo comparado a outras opções de 24 bits. O diagrama de suas conexões internas obtido do seu datasheet pode ser visto na figura 21.

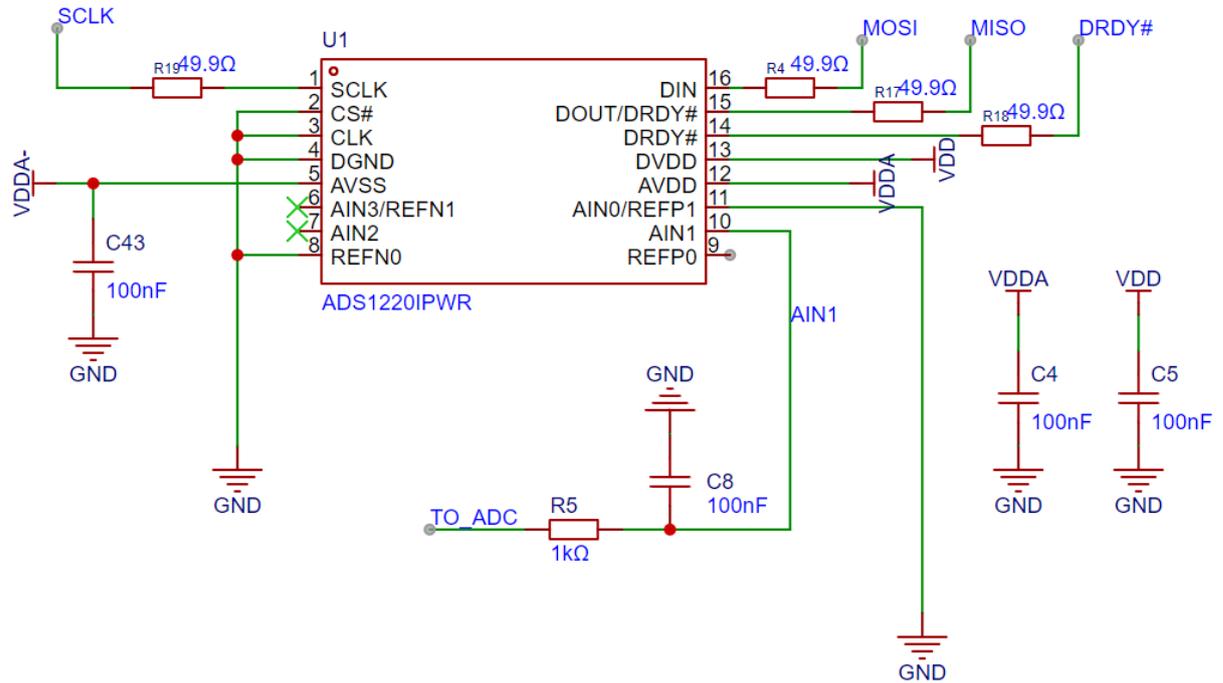
FIGURA 21 – Esquema do circuito interno do ADS1220



FONTE: (Texas instruments, 2013)

A figura 22 mostra a conexão do ADS1220 no esquemático do circuito final. Obtém-se uma tensão diferencial a partir das entradas AIN0, conectada no GND, e AIN1, que é o sinal de interesse, obtido pelo amplificador de instrumentação. Após passar pelo filtro passa-baixa ativo, o sinal ainda passa por um filtro passa-baixa passivo formado por R5 e C8 com corte em 1591 Hz. Seu circuito analógico é alimentado por VDDA e VDDA- ($\pm 2,75$), tensões geradas por fonte simétrica. Já seu circuito digital, VDD, opera em 3,3 V gerado por LDO integrado na placa ESP32-S3-Zero. Pela interface SPI conectada na ESP32 é possível controlar sua taxa de leitura, frequência de modulação, ganho e canais de entrada.

FIGURA 22 – Esquema do circuito interno do ADS1220



FONTE: (O autor, 2025)

4.3.7 Alimentação de entrada e ESP32-S3

Para facilitar a montagem do circuito, optou-se por integrar a placa ESP32-S3-ZERO (Figura 23) na PCB realizada. A placa é utilizada para comunicar com o ASD1220 pela interface SPI, também é o ponto de entrada da alimentação da PCB, que pode ser feito com cabo USB durante prototipagem, porém, idealmente deve ser alimentada por um powerbank 5 V para evitar ruídos de 60 Hz. A placa foi escolhida por integrar microcontrolador, conector USB-C, LDO para gerar 3,3 V e antena Bluetooth/Wi-Fi de forma compacta e com baixo custo. Pode ser programada no ambiente de desenvolvimento Arduino, que já possui bibliotecas prontas disponíveis para o ADS1220.

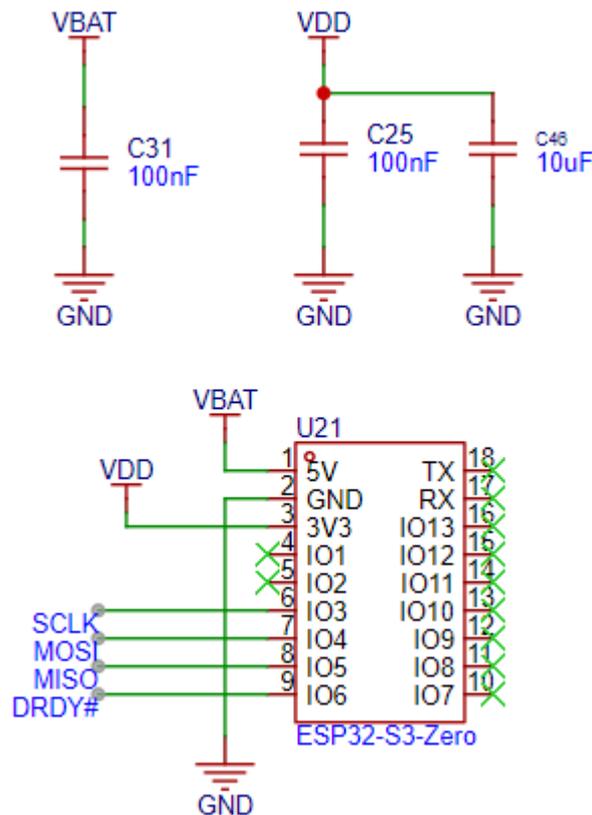
FIGURA 23 – Placa ESP32-S3-ZERO usada no projeto



FONTE: (Waveshare, 2025)

A figura 24 mostra o ESP32-S3-Zero no esquemático do circuito, conectou-se em seus IOs a interface SPI do ADS1220, além do pino DRDY, que sinaliza para o esp32 quando uma conversão do ADS1220 está pronta para ser lida. O pino de 3V3 gerado na placa alimenta o circuito digital do conversor, já o pino VBAT é a alimentação de entrada de 5 V proveniente de cabo USB-C ou powerbank.

FIGURA 24 – Placa ESP32-S3-ZERO usada no projeto

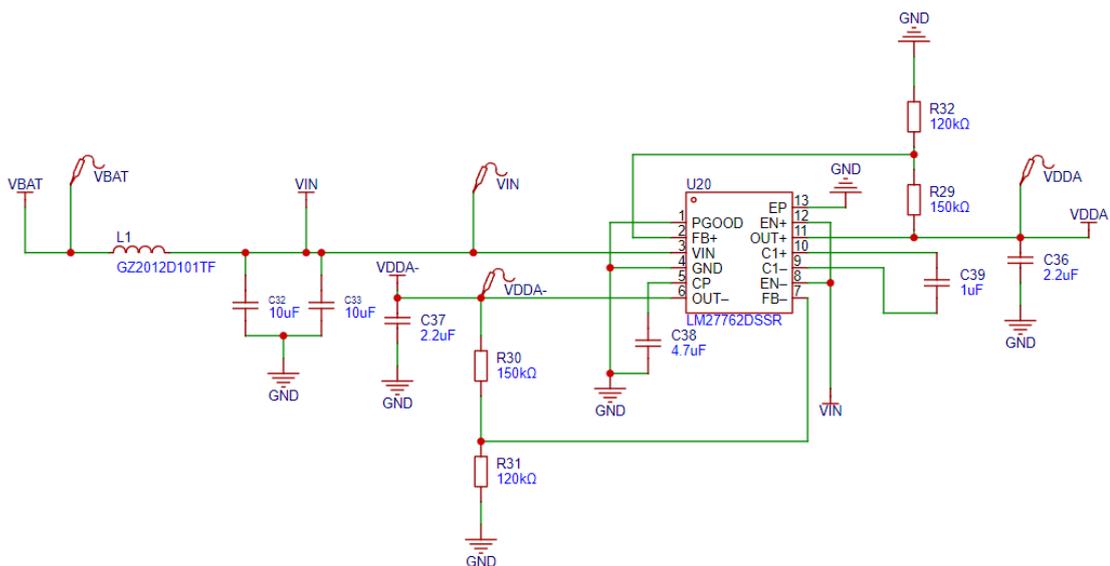


FONTE: (O autor, 2025)

4.3.8 Fonte simétrica

O circuito analógico da PCB, composto por amplificadores e conversor analógico digital, é alimentado por uma fonte simétrica que utiliza o chip LM27762 da Texas Instruments para gerar as tensões VDDA e -VDDA do esquemático, $\pm 2,75$ V. A fonte tem como entrada os 5 V proveniente do sinal VBAT. O LM27762 gera tensão positiva no pino OUT+ utilizando um LDO de baixo ruído. Já a tensão negativa, OUT-, é gerada por um circuito charge-pump inversor, em seguida, passa por LDO negativo. Portanto, ambas as tensões geradas são reguladas e de baixo ruído. A figura 25 mostra o circuito da fonte simétrica desenvolvida.

FIGURA 25 – Fonte simétrica usando LM27762

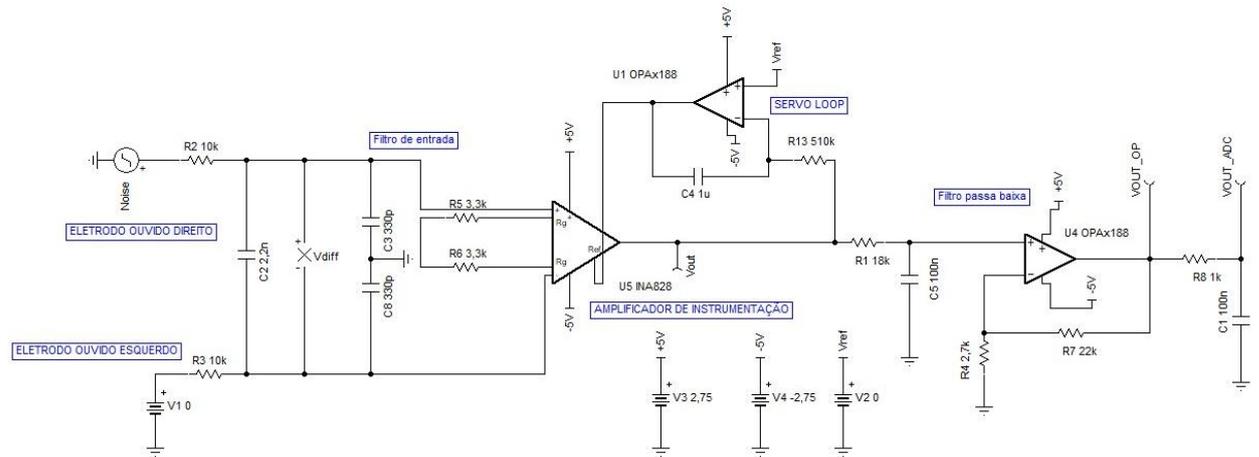


FONTE: (O autor, 2025)

4.3.9 Simulação e discussão sobre circuito desenvolvido

Antes de criar o esquemático e layout final da PCB, o circuito foi simulado com o software TINA-TI para obter sua resposta AC e transiente e validar seu funcionamento teórico. A figura 26 mostra o esquemático usado para realizar simulação AC do circuito.

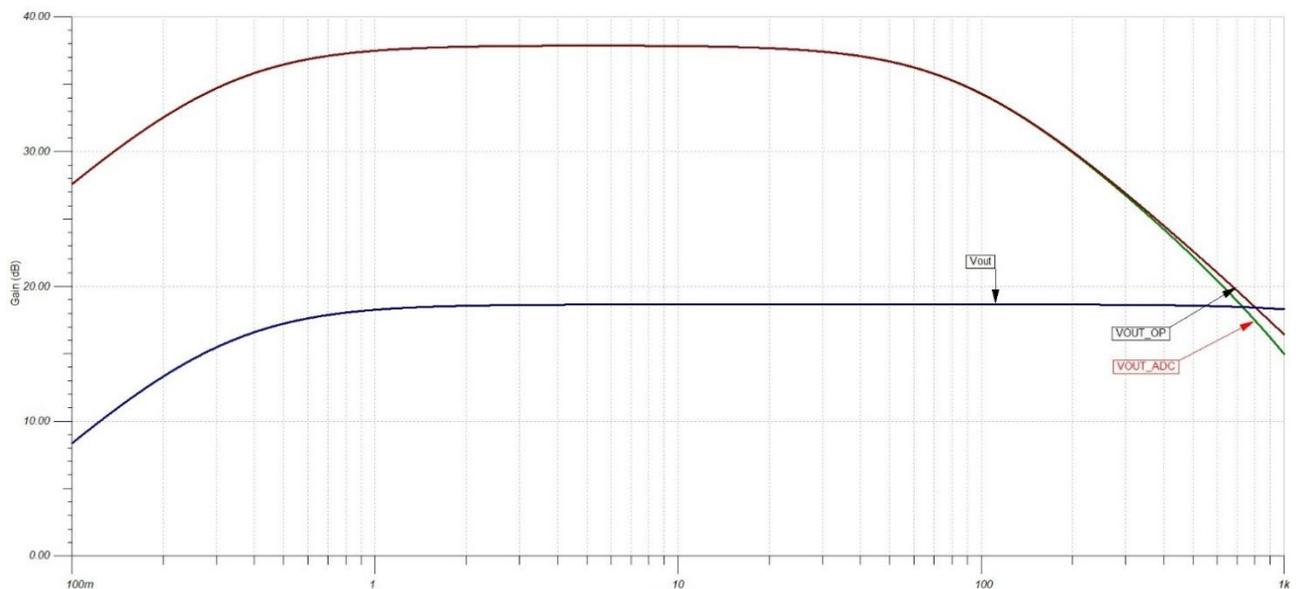
FIGURA 26 – Esquemático para simulação AC



FONTE: (O autor, 2025)

Vemos na figura 27 a resposta AC de diferentes partes do circuito entre 0,1 a 1000 Hz. O sinal V_{out} é medido na saída do amplificador de instrumentação e apresenta um ganho de aproximadamente 18 dB, próximo ao valor calculado de 8,57 V/V; também vemos a atuação do servo loop, filtrando baixas frequências na saída do INA828. Já o sinal V_{OUT_OP} é medido logo após o filtro passa baixa ativo de primeira ordem, com ganho total de aproximadamente 38 dB e frequência de corte em 88 Hz. O sinal V_{OUT_ADC} é o sinal de entrada do ADC após passar por um outro filtro passa baixa, agora passivo, vemos o efeito desse último filtro em frequências maiores, próximo a 1 KHz.

FIGURA 27 – Resposta em frequência do circuito simulado



FONTE: (O autor, 2025)

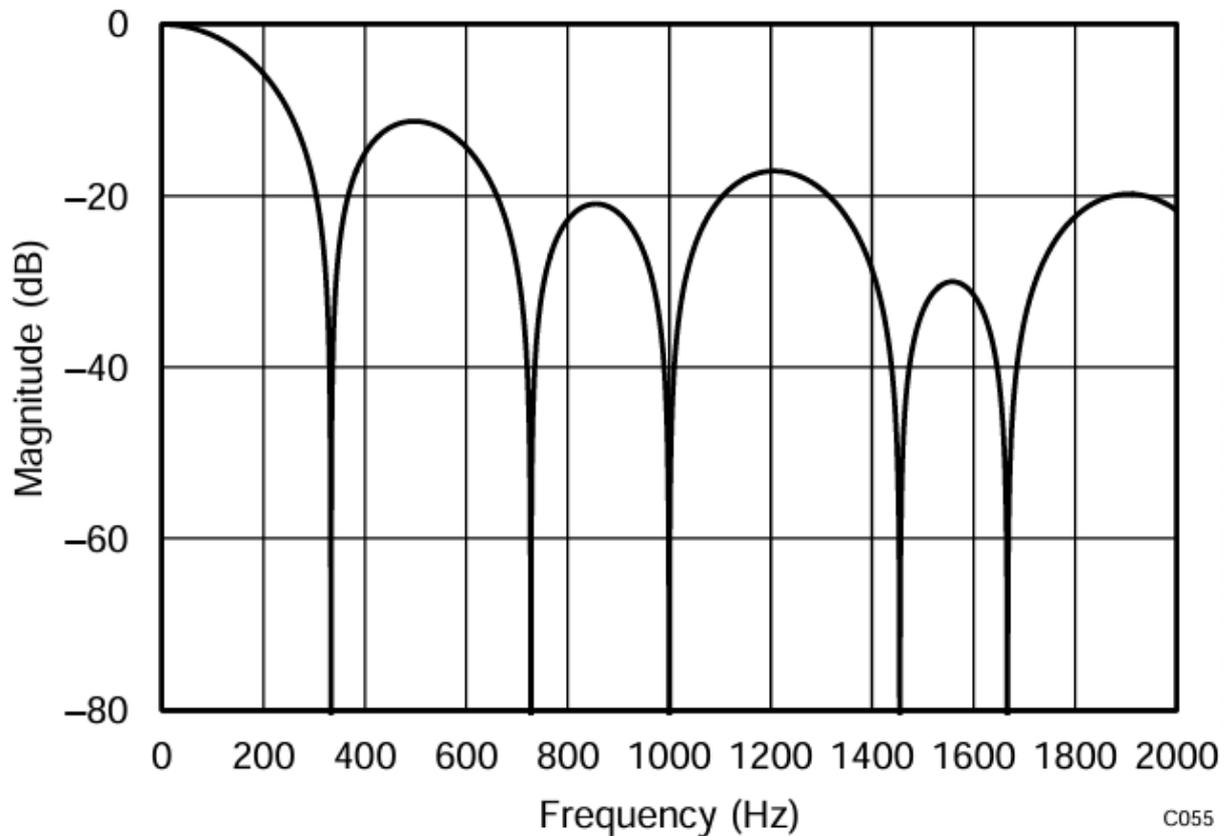
No entanto, como visto no referencial teórico, o filtro analógico acima não é o suficiente para obter um sinal de EEG limpo e livre de artefatos. Sua principal função é agir como um filtro anti-aliasing para o conversor analógico digital delta-sigma, o ADS1220. Para esse projeto, o ADS1220 é operado no modo turbo, com frequência de modulação de 512 KHz, ou seja, o sinal em sua entrada é amostrado a 512 KHz.

O sinal passa por um processo de decimação, quanto menor a taxa de dados de saída, maior a taxa de decimação. Após a decimação, o sinal ainda passa por um filtro FIR digital, esses processos são capazes de filtrar frequências acima da frequência de saída do ADC até certo ponto, relaxando a necessidade de filtros analógicos complexos para evitar aliasing. Porém, sinais acima da frequência de modulação não são atenuados pelo filtro digital integrado e podem causar aliasing. O datasheet do ADS1220 recomenda um filtro RC de primeira ordem com corte na frequência de saída do conversor para evitar o fenômeno.

Nesse projeto, o ADS1220 é operado com frequência de saída de 350 Hz, de acordo com o datasheet, o ponto -3dB do filtro digital operando nessa taxa é de 155,6 Hz. Essa taxa de dados, junto com o filtro passa-baixa analógico com corte em 88 Hz foram escolhidos para que o EEG auricular possa operar na faixa de 0,5 a 70 Hz discutida no referencial teórico.

Após testes práticos com a PCB finalizada, decidiu-se obter uma frequência na faixa de 0,5 a 35 Hz para amenizar ruídos enquanto ainda se obtém ondas importantes para diagnóstico, com ondas Beta que atingem até 30 Hz. A figura 28 mostra a resposta em frequência do filtro digital do ADS1220 operando a 330 Hz, esse filtro, mesmo em conjunto com o filtro analógico do circuito, não é o suficiente para filtrar o sinal de interesse de EEG devido à grande intensidade dos ruídos presentes, principalmente em 60 Hz. Por esse motivo, também foi implementado um filtro digital passa-banda em Python, que será discutido no capítulo 4.5.

FIGURA 28 – Resposta em frequência do ADC com taxa de dados em 330 Hz

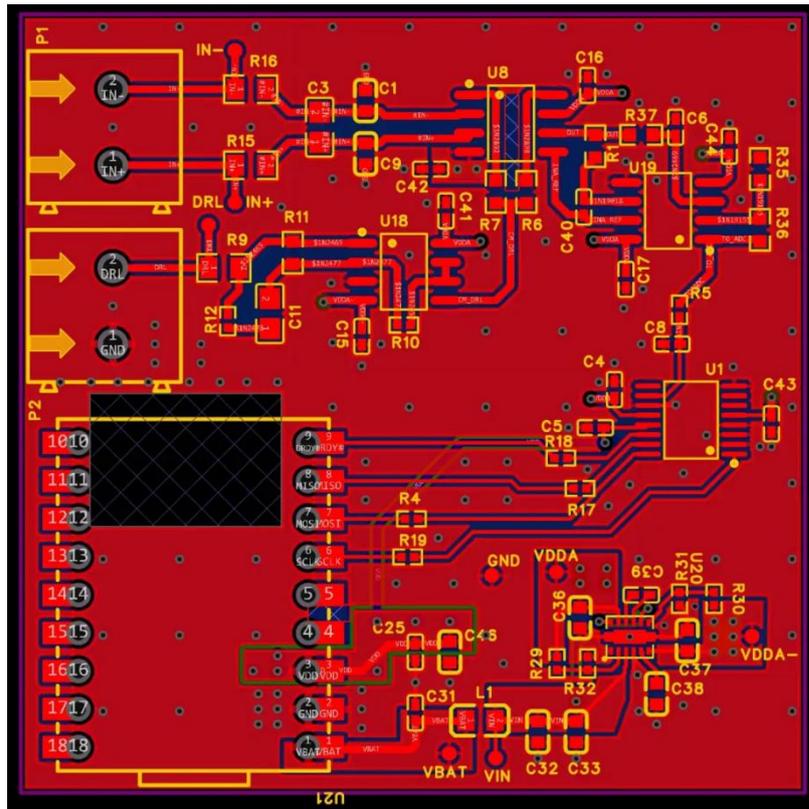


FONTES: (Texas Instruments, 2013)

4.3.10 Layout da placa de circuito impresso

A figura 29 mostra o layout da PCB, que foi realizada em 6 camadas. Foi feito um pedido da placa e sua montagem SMD pela JLCPCB. Escolheu-se comprar a placa ESP32-S3 e os conectores P1 e P2 ao invés de já encomendar montado, pois a adição de montagem de componentes PTH encarece a placa. O custo do pedido foi de R\$ 152,21, mais R\$ 177,33 de imposto ao chegar ao Brasil, somando R\$ 329,54 no total.

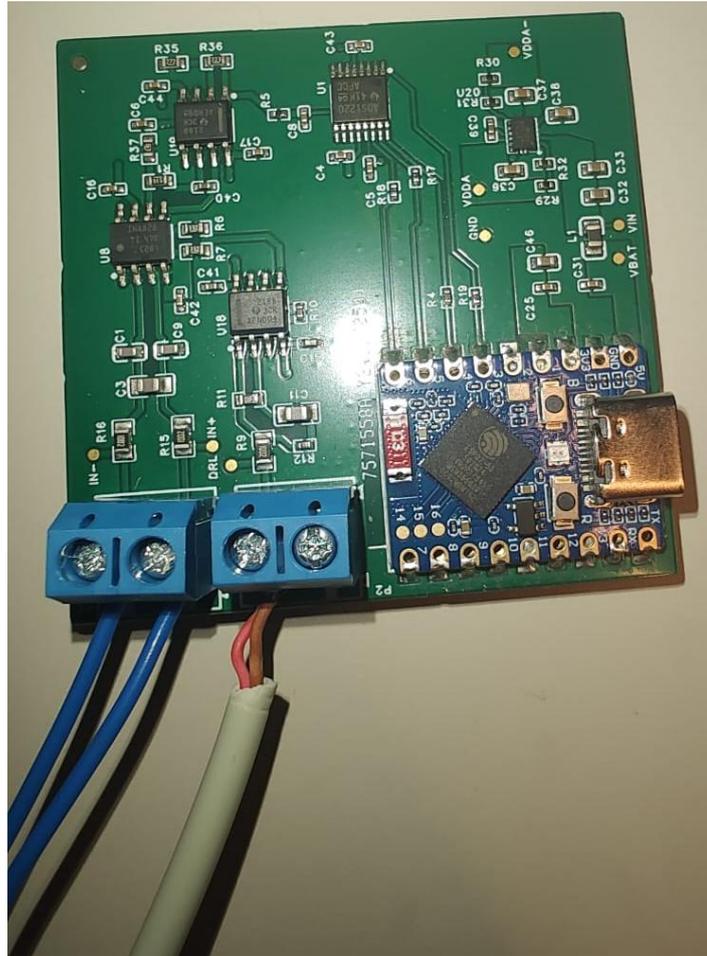
FIGURA 29 – Layout da placa montada



FONTE: (O autor, 2025)

As PCBs chegaram pouco tempo após o pedido, porém, no primeiro pedido houve um erro no esquemático, a polaridade dos amplificadores operacionais estava invertida necessitando de retrabalho. Uma nova versão da placa foi pedida corrigindo esse erro, a versão final pode ser vista na figura 30 já com os componentes PTH soldados e com os cabos dos eletrodos já colocados, pronta para teste.

FIGURA 30 – Placa Finalizada



FONTE: (O autor, 2025)

4.4 PROGRAMAÇÃO DE FIRMWARE EM AMBIENTE ARDUINO

Para programar as funcionalidades necessárias, utilizou-se o ambiente de desenvolvimento Arduino. A escolha do microcontrolador ESP32-S3 com dois núcleos se mostrou útil, pois o ADS1220 operando a 350 Hz gera um novo dado a cada 2,58 ms que precisa ser lido por SPI. Com apenas um núcleo seriam necessárias interrupções constantes no código para realizar essa leitura, porém, para finalizar a transmissão de dados por Wi-Fi é necessário de maior tempo de processamento, o que poderia gerar perda de leituras e falhas na transmissão.

Para facilitar o desenvolvimento, decidiu-se usar o protocolo MQTT para transmissão das leituras para um brocker MQTT rodando em um PC local. Um código Python roda nesse mesmo PC, responsável por ler os dados enviados pelo ESP32 e gerar um gráfico em tempo real do sinal, além de aplicar filtro digital. O ESP32 também

foi programado para responder a comandos enviados pelo protocolo, para iniciar ou parar de enviar dados ou alterar seu ganho.

4.4.1 Inicialização e configuração do ADS1220

O código do ESP32-S3 primeiramente conecta em uma rede Wi-Fi pré-programada, em seguida, conecta-se no broker MQTT que está rodando em um computador na rede local, e faz subscribe nos tópicos dedicados a mensagens de controle do ESP32. Após configurar a comunicação sem fio, tenta se comunicar com o ADS1220 por SPI com clock de 4 MHz. Em caso de sucesso, envia comandos para configurar o conversor, seleciona a tensão de alimentação AVDD e AVSS como referência, fazendo uma calibração para medir a tensão de alimentação para utilizá-la no cálculo de conversão de dados para tensão. O código seleciona o modo de operação como o modo turbo, taxa de dados de 350 Hz e modo de conversão contínuo. A figura 31 mostra o código de configuração do ADS1220, que utiliza a biblioteca disponível para Arduino ADS1220_WE para se comunicar com o conversor.

FIGURA 31 – Código para inicialização e configuração do ADS1220

```
void setupADS1220() {  
  while (!ads.init()) {  
    Serial.println("ADS1220 não respondendo...");  
    delay(500);  
  }  
  ads.setSPIClockSpeed(4000000);  
  ads.setAvddAvssAsVrefAndCalibrate();  
  ads.setOperatingMode(ADS1220_TURBO_MODE);  
  ads.setGain(ADS1220_GAIN_16);  
  ads.setConversionMode(ADS1220_CONTINUOUS);  
  ads.setDataRate(ADS1220_DR_LVL_3);  
  ads.bypassPGA(false);  
  ads.setCompareChannels(ADS1220_MUX_0_1);  
  Serial.println("ADS1220 is ready.");  
}
```

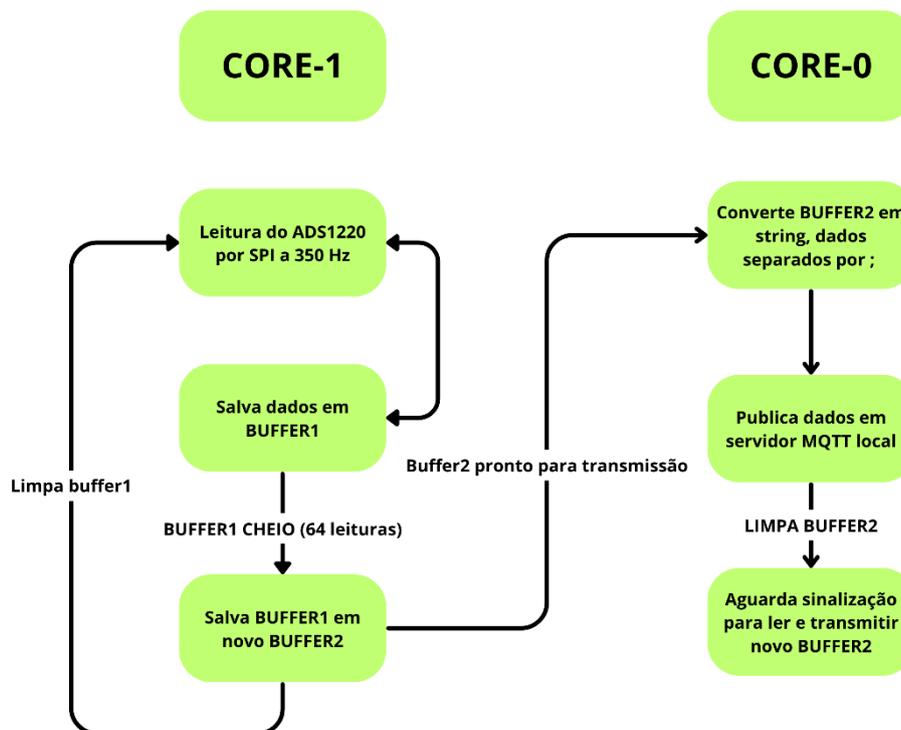
FONTE: (O autor, 2025)

4.4.2 Lógica do programa em ESP32

A figura 32 mostra a lógica implementada pela programação do ESP32 em ambiente Arduino após realizar as configurações necessárias durante inicialização. Ele utiliza os dois núcleos disponíveis, o núcleo 1 roda o loop principal do código, lê o pino de IO conectado em DRDY, que vai para nível baixo quando uma conversão está pronta.

Quando o pino é acionado, lê a saída do conversor, um dado de 24 bits, converte em float e armazena em um buffer. O loop faz isso constantemente até acumular 64 medições, então copia os dados para um novo buffer e sinaliza que estes dados estão prontos para transmissão, limpa o primeiro buffer e volta a acumular medições. Já o núcleo 0 aguarda a sinalização enviada pelo núcleo 1, quando a recebe, converte o buffer copiado em uma string, separando as medições por ponto e vírgula, e então publica essa string em um tópico do brocker MQTT local para ser lido por software executando em Python.

FIGURA 32 – Diagrama em blocos da lógica implementada em programa Arduino



FONTE: (O autor, 2025)

A figura 33 contém o código usado em Arduino para a conversão dos dados em uma única string e o seu envio por MQTT.

FIGURA 33 – Formatação e envio de buffer de dados por MQTT

```

void sendDataMQTT(void* parameter) {
  for (;;) {
    if (send_flag) {
      send_flag = false;
      tx_done = false; // Set to false: transmission em progresso

      String dataStr = "";
      for (unsigned int i = 0; i < BUFFER_SIZE; i++) {
        // Convert float to String.
        dataStr += String(send_buffer[i], 7);
        if (i < BUFFER_SIZE - 1) {
          dataStr += ',';
        }
      }
      if (!client.connected()) {
        connectMQTT();
      }

      // Publicar data em mqtt_topic_data
      bool success = client.publish(mqtt_topic_data, dataStr);
      if (!success) {
        Serial.println("MQTT publish failed!");
        delay(1000);
      }
      tx_done = true; // Set to true: transmissão completa
    }
    client.loop();
    vTaskDelay(10);
  }
}

```

FONTE: (O autor, 2025)

Já a figura 34 mostra o código do loop principal, a função `ads.getVoltage_mV()` faz a leitura do registrador do ADS1220 que contém os dados de 24 bits da sua última conversão, e então converte esse dado para uma tensão em mV usando a tensão de referência que foi obtido na inicialização, durante calibração. Após fazer a cópia do buffer, sinaliza que o “send_buffer” está pronto para ser lido, processado e enviado pelo núcleo 0 com o comando “send_flag = true”.

FIGURA 34 – Loop principal do código

```

void loop() {
  if (!digitalRead(ADS1220_DRDY_PIN) && start_bit) {
    uint64_t time_reader = timerReadMicros(timer);
    timerRestart(timer);
    adc_buffer[buffer_index++] = ads.getVoltage_mV();
    Serial.println(time_reader);
    if (buffer_index >= BUFFER_SIZE) {
      buffer_index = 0;
      if (!tx_done) {
        Serial.println("WARNING: OVERWRITING UNSENT DATA");
        delay(1);
      }
      memcpy(send_buffer, adc_buffer, sizeof(adc_buffer));
      send_flag = true;
    }
  }
}

```

FONTE: (O autor, 2025)

4.5 SOFTWARE PYTHON

Para realizar a leitura dos dados enviados pelo ESP32, foi feito duas aplicações em Python para manipular os dados recebidos.

4.5.1 Visualização e filtragem do sinal em tempo real

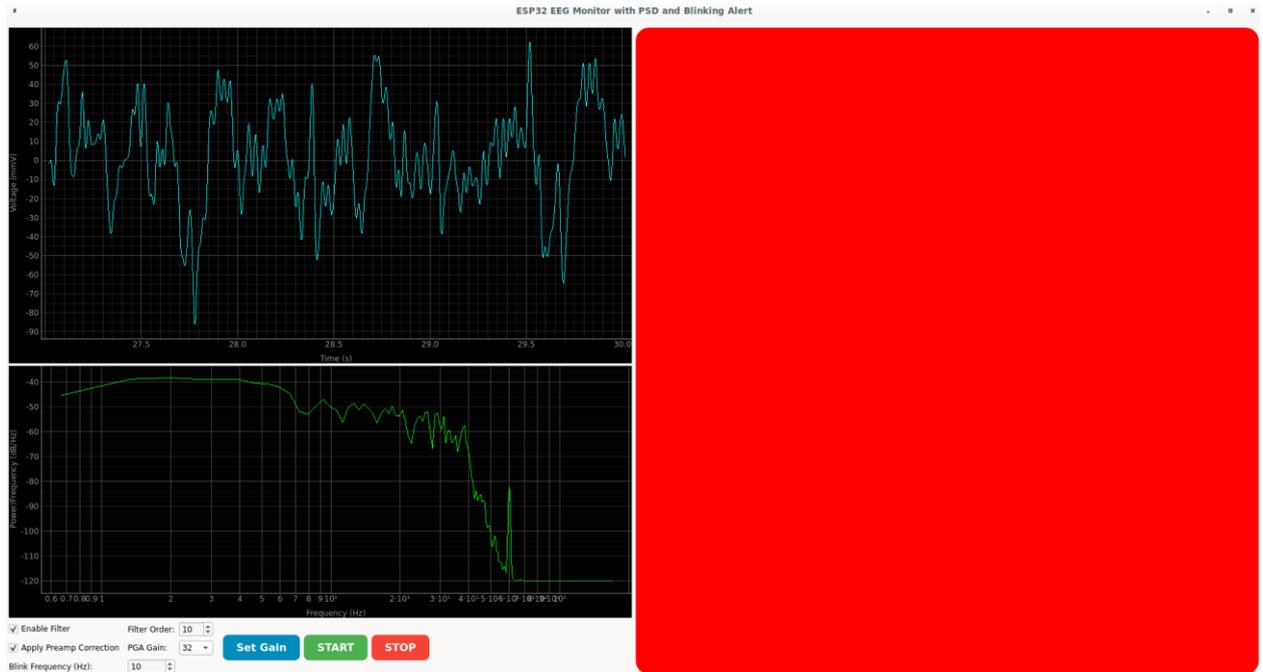
A primeira aplicação se conecta no broker MQTT que roda localmente e faz a leitura dos dados publicados pelo ESP32 em tempo real. Possui uma interface gráfica onde é possível mandar comandos para o ESP32, como iniciar a parar as conversões e alterar o ganho do ADS1220.

A interface gráfica contém dois gráficos, o primeiro é um simples gráfico das tensões lidas por MQTT pelo tempo, atualizado conforme os dados são enviados para melhor visualização do sinal, esse gráfico possui um buffer de 3 segundos, dados novos substituem os mais antigos.

O segundo gráfico mostra a densidade espectral do sinal. A figura 35 mostra a interface gráfica do programa criado, à direita da imagem está um quadrado que pisca a uma frequência previamente escolhida. A intenção do quadrado é fazer um teste de SSVEP (do inglês Steady State Visually Evoked Potential), esse teste cria um

estímulo visual para o usuário a uma frequência pré-definida, a análise espectral do sinal após o início do estímulo deve conter picos na sua frequência e é um dos principais métodos para construção de interfaces cérebro-computador (Wolpaw, 2002).

FIGURA 35 – Interface gráfica do programa de aquisição em tempo real



FONTE: (O autor, 2025)

O código em Python também faz uso da biblioteca SciPy para criar o filtro passa-banda automaticamente. A figura 36 contém o código usado para criar o filtro aplicado em tempo real, é um filtro passa-banda com cortes em 0,5 e 35 Hz, em conjunto com um filtro Notch em 60 Hz, a ordem do filtro pode ser alterada pela interface gráfica, porém, durante os testes práticos utilizou-se ordem 8.

FIGURA 36 – Código para criação do filtro

```
def design_combined_filter(self, fs, order):
    """usage new *
    lowcut = 0.5
    highcut = 35
    notch_freq = 60
    notch_q = 5 # Q-factor para filtro notch
    # Filtro Butterworth bandpass
    sos_bandpass = butter(order, Wn=[lowcut, highcut], btype='bandpass', output='sos', fs=fs)
    # IIR Filtro notch
    b_notch, a_notch = iirnotch(notch_freq, notch_q, fs)
    sos_notch = tf2sos(b_notch, a_notch) # Convert to SOS format
    sos_combined = np.vstack((sos_bandpass, sos_notch))
    return sos_combined
```

FONTE: (O autor, 2025)

O filtro é aplicado a cada nova transmissão do ESP32 (pacotes com 64 conversões) usando a linha de código: `processed_samples, self.zi = sosfilt(self.combined_sos, raw_samples, zi=self.zi)`.

Onde `self.combined_sos` é os parâmetros do filtro gerado, `raw_samples` um array com as 64 medições recebidas por MQTT, e `zi = self.zi` é o último estado do filtro, também salvando o estado atual para uso na próxima filtragem, importante para evitar que descontinuidades entre pacotes afetem o sinal filtrado.

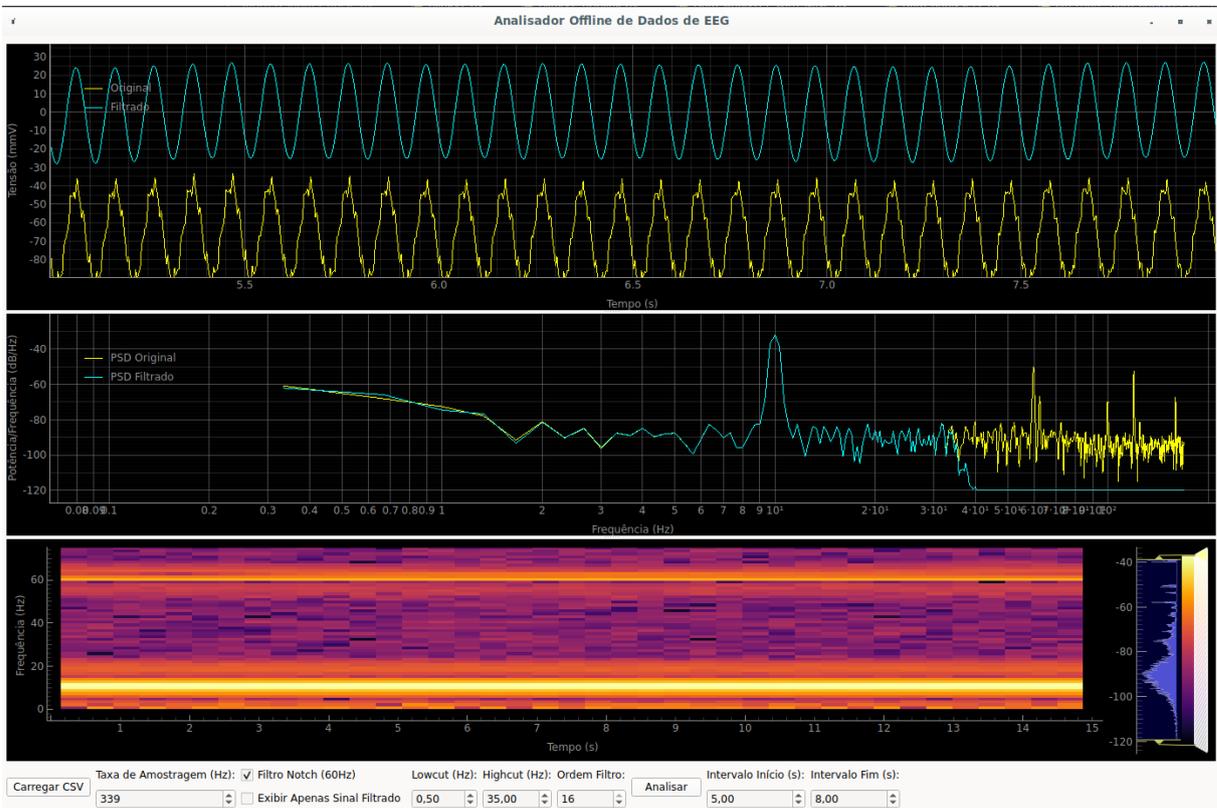
O programa também utiliza o método de Welch implementado no módulo `signal` da biblioteca SciPy para realizar a análise espectral dos últimos 3 segundos do sinal. Ao pressionar stop, o programa salva todos os valores lidos da ESP32 em sequência como um arquivo .CSV para realizar novas análises no sinal de forma offline.

4.5.2 Análise e filtragem do sinal salvo offline

Um segundo programa em Python foi montado para a análise dos dados obtidos do primeiro programa. Este possui três funcionalidades, mostrar um gráfico de tensão pelo tempo, um gráfico com a análise espectral de uma janela de tempo escolhida usando o método Welch, e por último, mostra um espectrograma do sinal inteiro. Este é um gráfico do tempo pela frequência onde cores mais fortes demonstram maior intensidade de uma determinada frequência. Ademais, o programa

também possibilita escolher as frequências de corte do filtro passa-banda a ser aplicado no sinal, a figura 37 mostra a interface gráfica em uso.

FIGURA 37 – Interface gráfica do programa criado para analisar sinal offline



FONTE: (O autor, 2025)

4.6 RESULTADOS

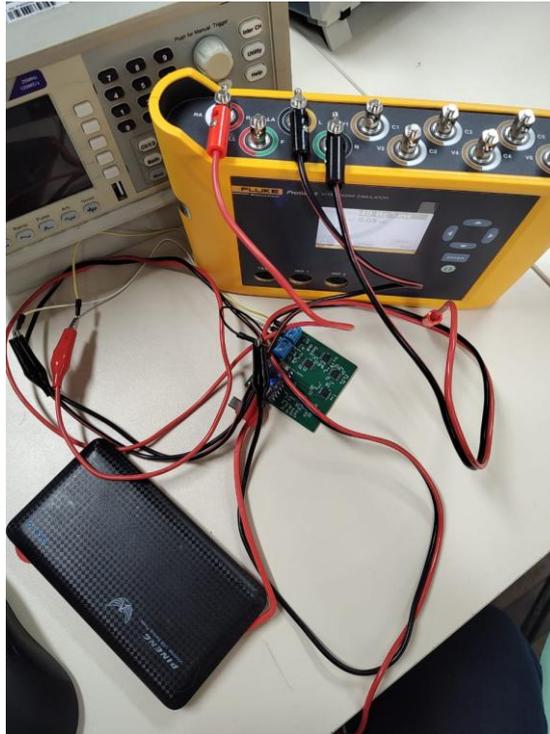
Neste tópico serão mostrados resultados obtidos durante testes do hardware desenvolvido, do uso dos eletrodos e avaliação do sinal de EEG obtido.

4.6.1 Validação do hardware

Para validar o hardware desenvolvido, após garantir que ele está ligando e produzindo todas as tensões adequadas e comunicando com o ADS1220 por SPI, utilizou-se o simulador de sinais de ECG ProSim2 (FLUKE BIOMEDICAL, 2024) que estava disponível no departamento. Esse equipamento, apesar de ter sido desenvolvido para sinais de ECG, ainda é uma ótima alternativa para validar a PCB desenvolvida pois consegue produzir com precisão sinais com amplitudes muito

baixas, até $50 \mu\text{V}$. Ademais, não apenas simula sinais de ECG, como também é capaz de gerar sinais de teste, como um senoide de 10 Hz. A figura 38 mostra o instrumento conectado na PCB, que está alimentada por um powerbank e conectada em um notebook via Wi-Fi.

FIGURA 38 – Circuito de aquisição desenvolvido conectado ao simulador de sinais de EEG ProSim2

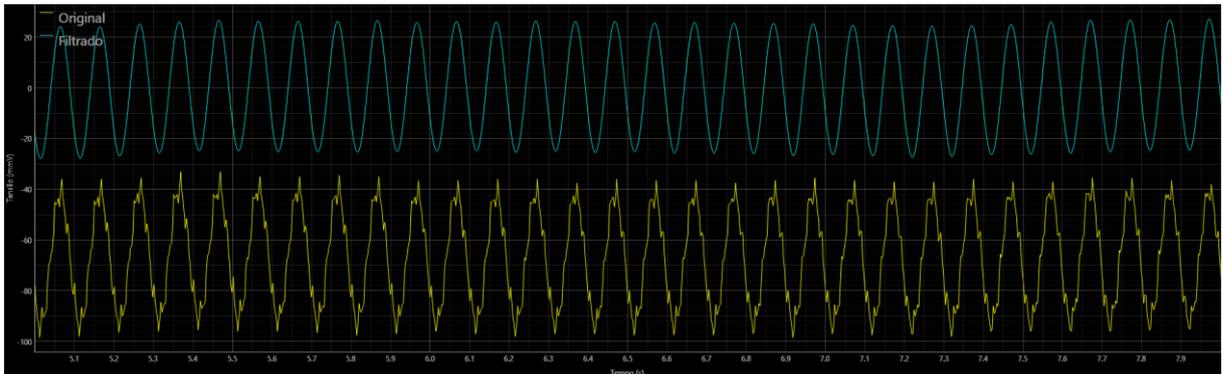


FONTE: (O autor, 2025)

Um teste realizado foi medir uma onda senoidal de 10 Hz e amplitude mínima, $50 \mu\text{V}$ gerado pelo simulador, para validação da placa. O sinal foi adquirido rodando o programa Python para gravar e armazenar o sinal, em seguida, o arquivo gerado foi aberto em outro programa em Python para analisar o sinal obtido. A figura 39 mostra o sinal em função do tempo, os valores lidos do ESP32 foram divididos pelo ganho total do sistema, $75,45 \text{ V/V}$, para obter a amplitude de entrada do sistema e não a amplitude de entrada do conversor.

Notou-se um problema, o ganho do sistema antes do conversor estava menor do que o esperado, cerca de 20 V/V . A figura 39 mostra a senoide obtida dividindo os valores por 20, apesar do erro no ganho, o sinal obtido, após usar um filtro digital de ordem 16 com corte em 0,5 e 35 Hz, conseguiu capturar adequadamente a forma de onda do sinal gerado, mesmo utilizando uma amplitude de $50 \mu\text{V}$.

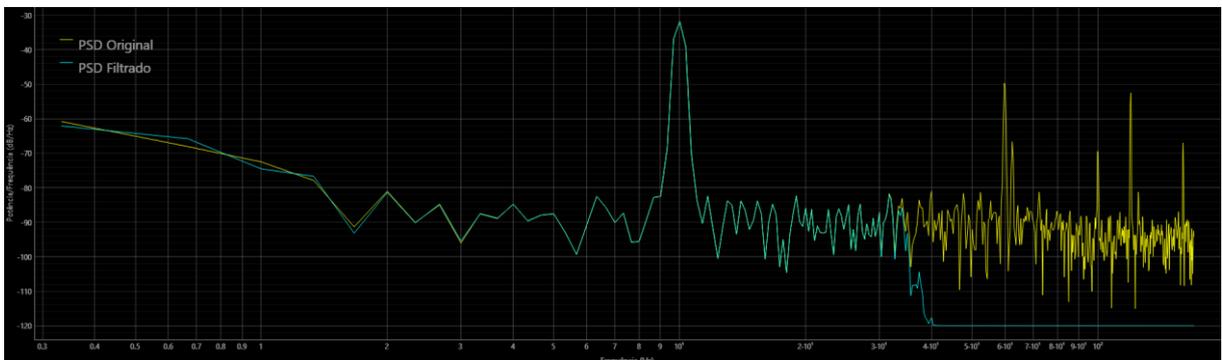
FIGURA 39 – Gráfico do sinal senoidal de 10 Hz, filtrado e não filtrado



FONTE: (O autor, 2025)

A figura 40 mostra a análise espectral do sinal, que no total foi gravado 15 segundos, porém, utilizou o sinal entre o segundo 5 e 8 para realizar a análise. Vemos que há a intensidade em 10 Hz é muito alto como esperado, vemos também um pico em 60 Hz e em suas harmônicas.

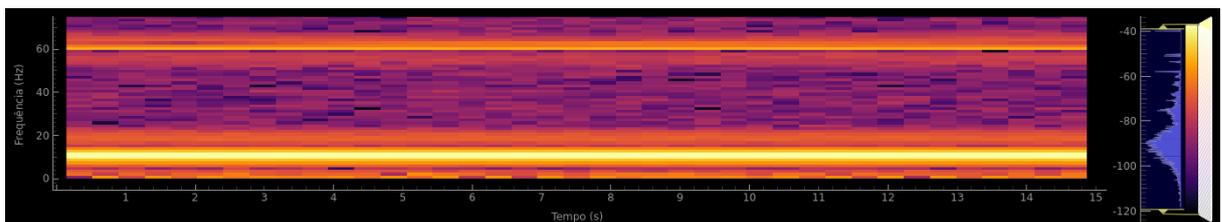
FIGURA 40 – Análise espectral de janela de 3s da senoide



FONTE: (O autor, 2025)

A figura 41 mostra o espectrograma gerado do sinal de teste sem a aplicação de filtro digital, vemos que o pico em 10 Hz se mantém constante, assim como um pico em 60 Hz.

FIGURA 41 – Espectrograma da senoide de 10 Hz



FONTE: (O autor, 2025)

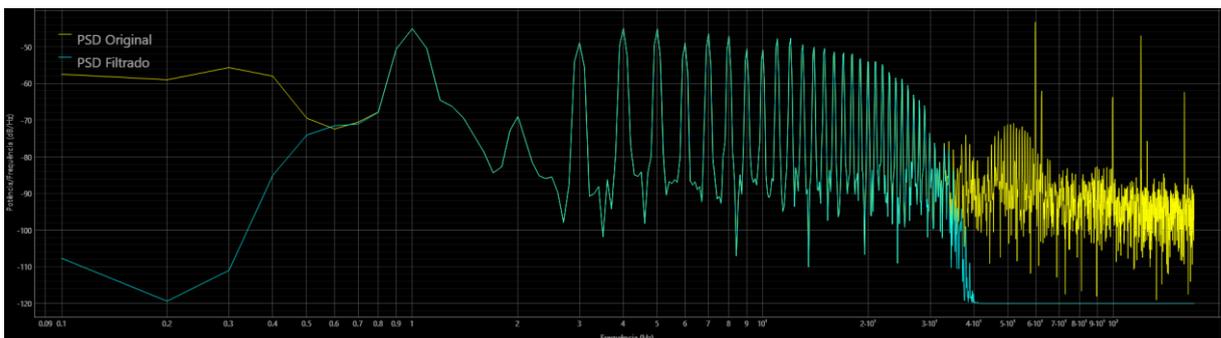
Como um teste adicional, também gerou-se um sinal de ECG de 60 bpm e amplitude de $50 \mu\text{V}$. As figuras 42, 43 e 44 mostram o sinal em função do tempo, a análise espectral e o espectrograma do sinal adquirido. Vemos que após o filtro digital o sinal é de boa qualidade, característico de um sinal ECG e com pouco ruído. No entanto, apesar de selecionar conversão em 350 Hz, notou-se que nessa configuração, o ADS1220 realiza conversões com uma frequência de 339 Hz, provavelmente por erro do oscilador interno do chip que gera o clock de modulação do ADC, opera em 4096 KHz e possui um erro de até 2%.

FIGURA 42 – Sinal do ECG 60bpm



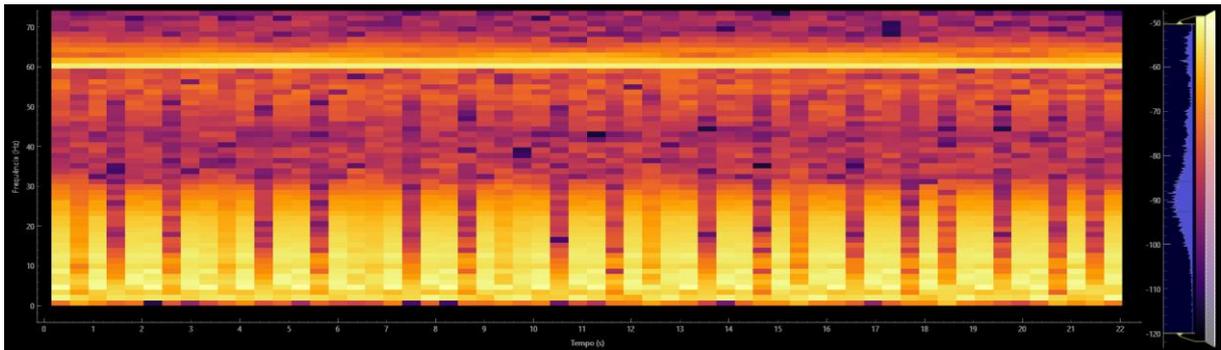
FONTE: (O autor, 2025)

FIGURA 43 – Análise espectral do sinal de ECG



FONTE: (O autor, 2025)

FIGURA 44 – Espectrograma do sinal de ECG



FONTE: (O autor, 2025)

4.6.2 Montagem e validação do EEG intra-auricular

Após validar o funcionamento do hardware, decidiu-se testar a qualidade do sinal obtido dos eletrodos montados na figura 17. Ao total o teste foi realizado em dois voluntários, houve certa dificuldade para inserção dos eletrodos no início, e devido a sua característica viscoelástica, a espuma leva alguns segundos para se assentar corretamente no ouvido e se manter estável.

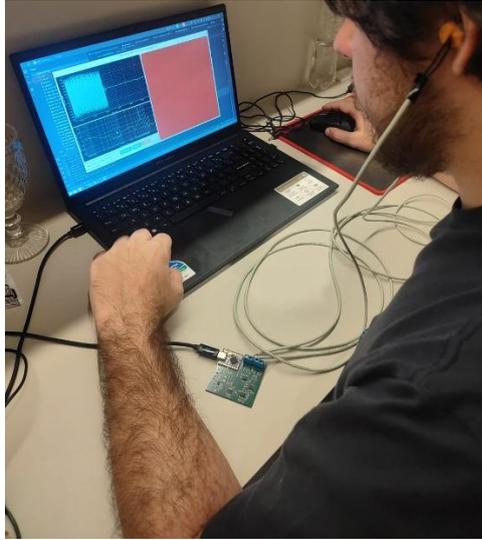
Há um desconforto no uso enquanto a espuma está se assentando, porém, após um tempo de uso, se torna mais confortável. As figuras 45 e 46 mostram os participantes usando o dispositivo. Há uma espuma viscoelástica em cada ouvido, cada uma contendo dois eletrodos que são conectados ao circuito de aquisição por cabos.

FIGURA 45 – Participante 1 utilizando o eletrodo auricular



FONTE: (O autor, 2025)

FIGURA 46 – Participante 2 utilizando o eletrodo auricular

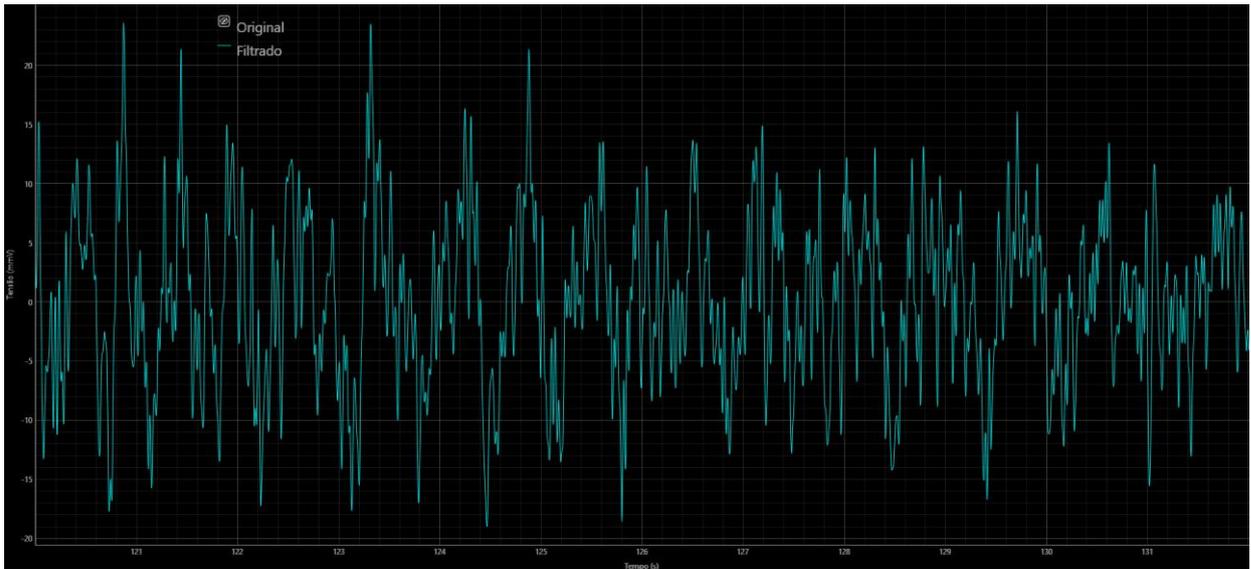


FONTE: (O autor, 2025)

Realizou-se um teste com um dos participantes, montando os eletrodos e usando o programa em Python para obter as leituras do eletrodo de EEG intra-auricular e gerar um estímulo visual de 10 Hz, portanto, na análise PSD espera-se enxergar um pico em 10 Hz.

A figura 47 mostra o sinal em função do tempo, uma janela de 12 segundos, do sinal de EEG obtido de um dos participantes em μV , após aplicar filtro digital passa-banda com cortes em 1 e 35 Hz de ordem 16, além de filtro Notch. Para as aquisições de EEG, a função que dividia os dados enviados pela ESP32 pelo ganho de 78,45 ou 20 V/V foi desligada, portanto, o sinal dos gráficos é o medido diretamente no ADS1220, após ganho e filtro do circuito analógico.

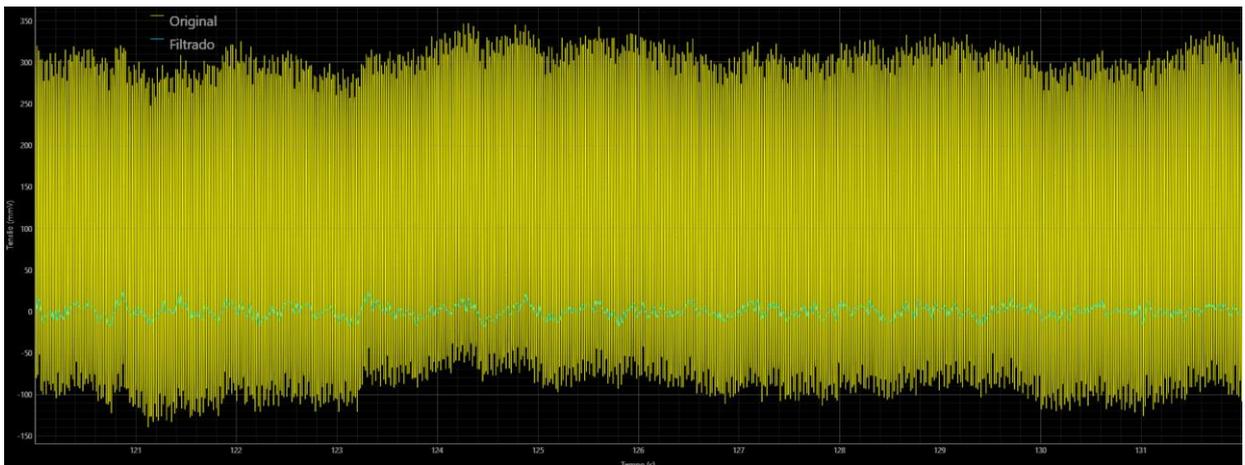
FIGURA 47 – Sinal EEG de um dos participantes após aplicação de filtro digital passa-banda



FONTE: (O autor, 2025)

A figura 48 mostra o sinal antes de aplicar o filtro digital (amarelo) sobreposto com o sinal filtrado, vemos que o sinal na entrada do ADS1220 (configurado com ganho de 128 V/V) tem uma amplitude de 400 μV , já o sinal filtrado (azul), de interesse, visto na figura 47, tem uma amplitude de 40 μV , 10 vezes menor.

FIGURA 48 – Sinal EEG de um dos participantes sem a aplicação de filtro digital passa-banda

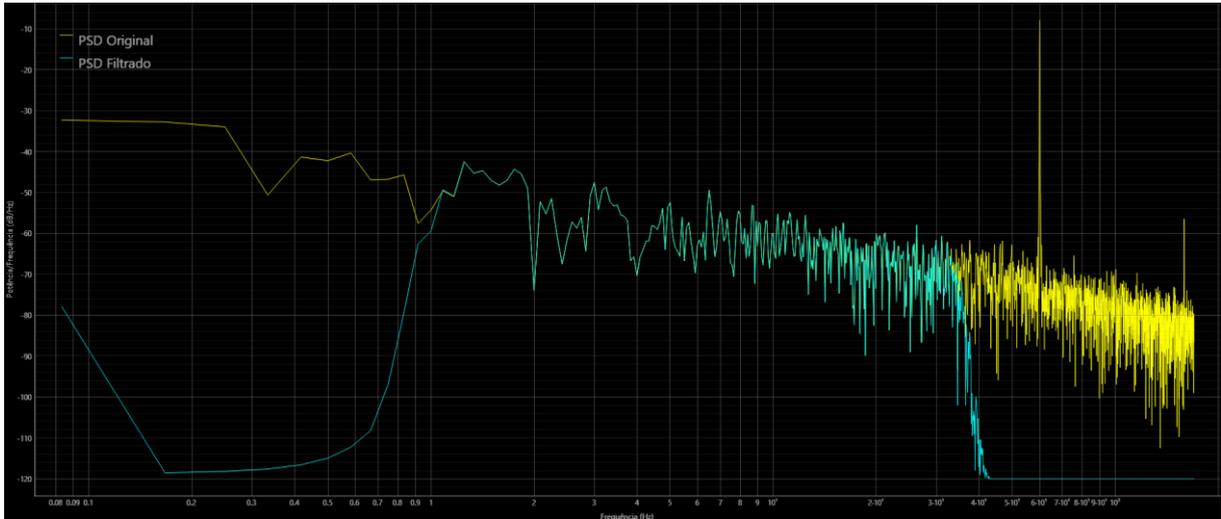


FONTE: (O autor, 2025)

A figura 49 nos mostra a análise espectral da janela de 12 segundos das figuras 47 e 48, antes e após aplicar o filtro digital. Devido ao estímulo visual de 10 Hz aplicado durante aquisição do sinal, esperava-se um pico na potência do sinal em 10 Hz, no entanto, isso não ocorreu em nenhum dos testes realizados com os dois participantes.

Na figura, é possível ver um pico em 3 Hz e 6,5 Hz, ademais, notou-se que a potência espectral de frequências abaixo de 15 Hz é constantemente maior do que de 15 a 35 Hz.

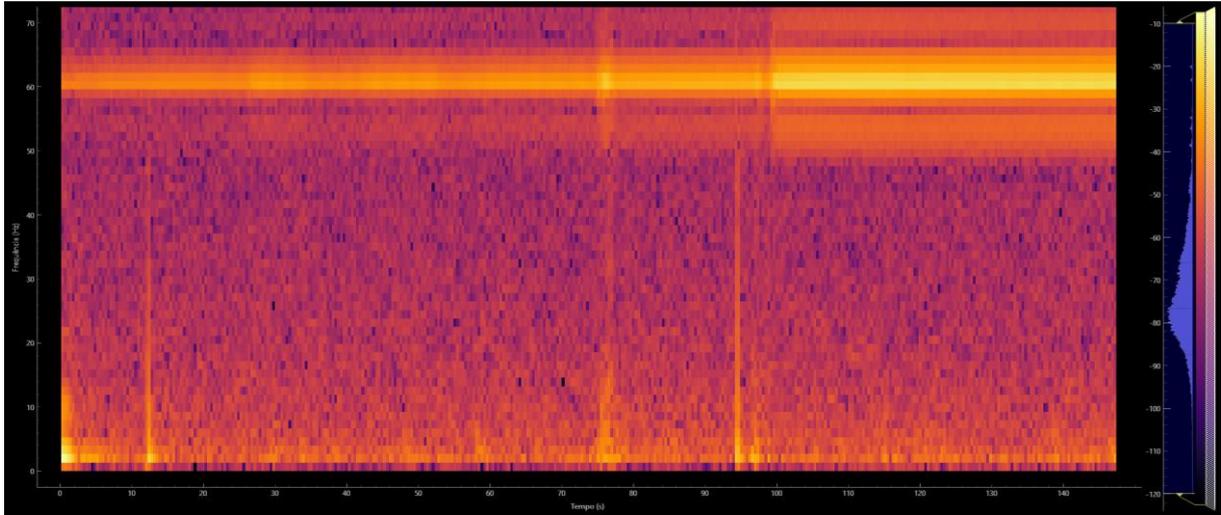
FIGURA 49 – Análise de densidade espectral do sinal obtido



FONTE: (O autor, 2025)

A figura 50 mostra o espectrograma do teste completo. Nota-se que o ruído em 60 Hz se manteve constante até a marca dos 100 segundos, quando aumentou sua intensidade, provavelmente devido a um movimento. Ademais, durante o teste é possível encontrar diversos pequenos períodos contendo artefatos, também gerados por movimento do participante.

FIGURA 50 – Sinal EEG de um dos participantes



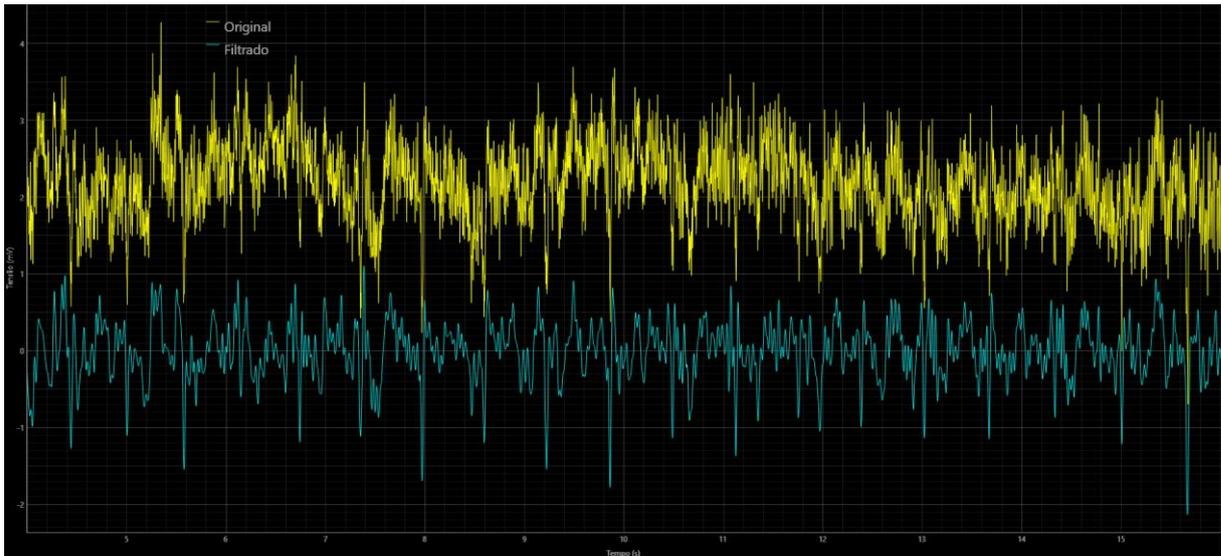
FONTE: (O autor, 2025)

4.6.3 Repetição do teste

Após o primeiro teste com dois participantes, notou-se que a impedância dos eletrodos estava muito alta, portanto, o contato com o ouvido não estava adequado. Realizou-se um novo teste, reposicionando os eletrodos no ouvido e medindo a impedância dos eletrodos para garantir que estavam ambos abaixo de 800 k Ω . Desta vez o teste foi realizado gerando um estímulo visual de 8 Hz. Aplicou um filtro digital de ordem 16 com cortes em 1 e 35 Hz, em conjunto com filtro Notch em 60 Hz.

A figura 51 contém o sinal filtrado e não filtrado sobrepostos no mesmo gráfico. Comparando com o primeiro teste, vemos que no segundo o ruído em 60 Hz é muito menor, e por isso a amplitude do sinal não filtrado é apenas um pouco maior do que a do filtrado. Enquanto o primeiro teste apresentou uma amplitude de 400 μ V para o sinal não filtrado e 40 μ V para o filtrado, o novo teste obteve amplitude de 2,5 mV e 2 mV para o sinal não filtrado e filtrado, respectivamente. Portanto, garantindo o posicionamento correto dos eletrodos garantiu maior amplitude de sinal e melhor rejeição do ruído de 60 Hz.

FIGURA 51 – Sinal de EEG do segundo teste

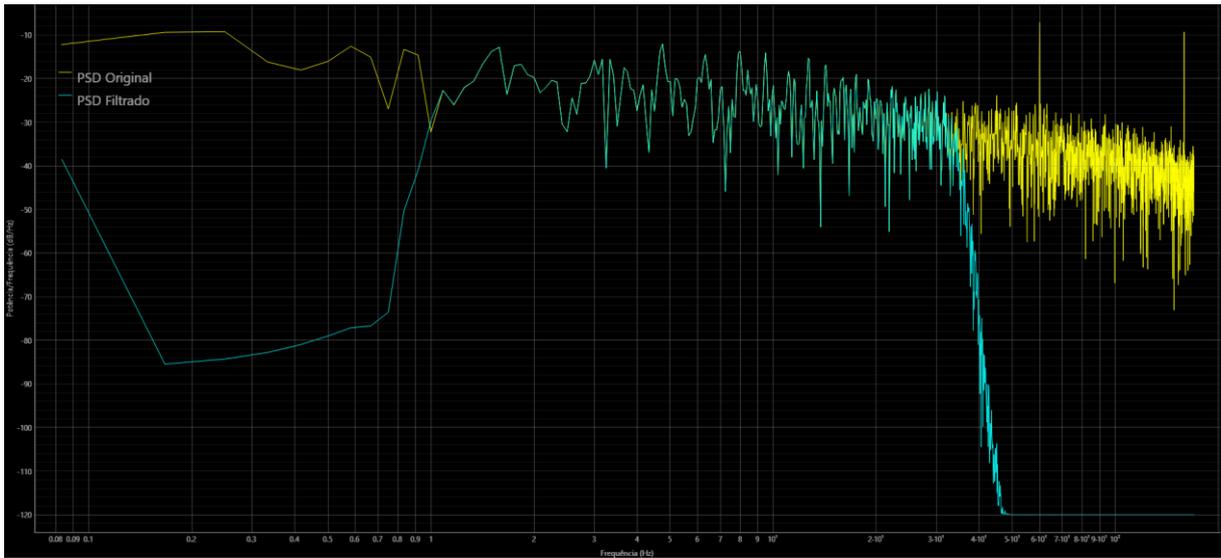


FONTE: (O autor, 2025)

No entanto, analisando o sinal da figura 51, nota-se um padrão no sinal muito característico de um ECG, algo também notado por Looney (2015) durante experimentos envolvendo EEG intra-auricular. Isso se deve a derivação entre ouvidos utilizada, Looney (2015) afirma que ela pode apresentar bons resultados, mas pode corromper parte dos dados devidos a artefatos cardíacos.

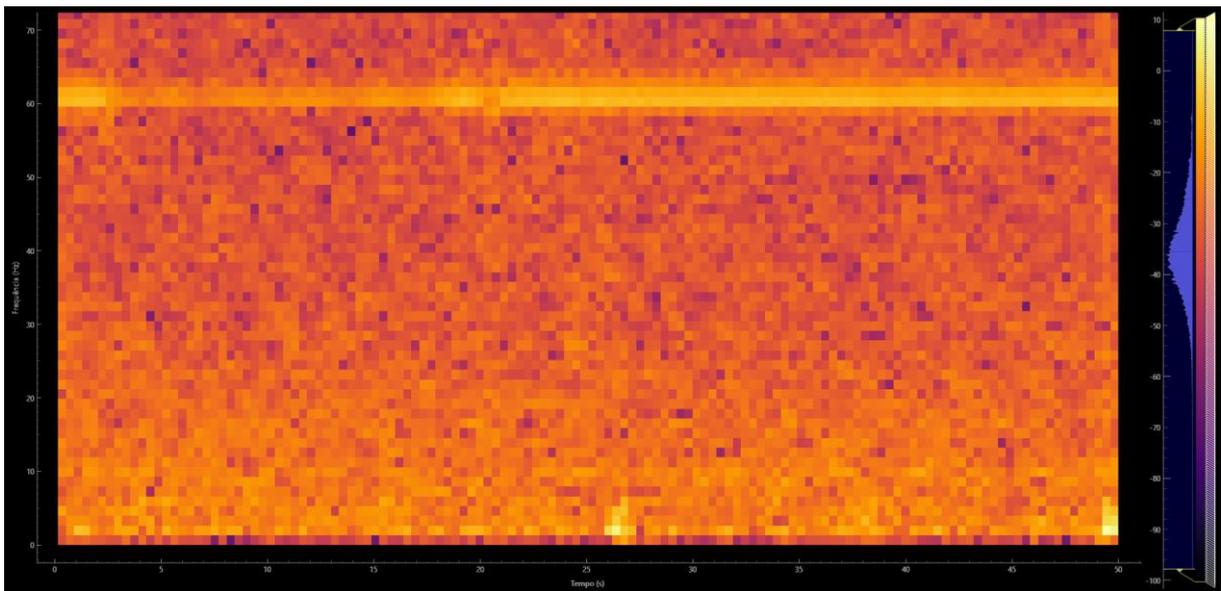
Para a análise da densidade espectral do segundo teste, visto na figura 52, utilizou uma janela de 12 segundos do sinal obtido, vemos que há um pico em 8 Hz durante esse período, esperado devido ao estímulo de 8 Hz durante o teste. Todavia, o pico pouco se destaca, e é possível identificar outros picos no gráfico da figura 52 entre 4 e 20 Hz. Portanto, apesar de detectar uma elevação na potência da frequência testada, ela foi menor do que esperado. A figura 53 mostra o espectrograma do sinal, há uma dificuldade de detectar a elevação em 8 Hz pois a potência abaixo de 20 Hz é por um todo, alta, muito provavelmente devido a corrupção do sinal causada por artefatos cardíacos.

FIGURA 52 – Análise densidade espectral do segundo teste



FONTE: (O autor, 2025)

FIGURA 53 – Espectrograma do segundo teste



FONTE: (O autor, 2025)

5 CONCLUSÕES

Durante esse Trabalho de Conclusão de curso (TCC), pesquisou-se sobre o EEG intra-auricular, seus usos, métodos de montagens e aquisição. O projeto teve como objetivo validar a viabilidade do sinal EEG obtido a partir de espuma viscoelástica e eletrodos de tecido condutivo. Após a finalização da pesquisa qualitativa sobre o assunto, iniciou o desenvolvimento do circuito de aquisição por meio de uma PCB criada em EASYEDA PRO. Finalizado o desenvolvimento, a placa foi montada e enviada pelo JLCPCB, a primeira versão veio com polaridade dos amplificadores operacionais invertida e precisou de retrabalho, o que foi corrigido em uma segunda versão da placa. O hardware foi testado com o gerador de sinais de ECG ProSim2 e apresentou sinais muito satisfatórios, capturando adequadamente todos os sinais gerados pelo equipamento em sua menor configuração de amplitude de sinal.

Em conjunto com o teste do hardware, houve o desenvolvimento do firmware em ambiente Arduino, este se mostrou fácil de se desenvolver devido a bibliotecas prontas para interagir com o ADS1220. A comunicação por Wi-Fi com o computador se tornou desafiadora, pois inicialmente queria-se transmitir as leituras do ADC assim que fossem lidas, com frequência de 350 Hz. Isso se mostrou inviável devido a latência da transmissão, optando por operar com transmissão das leituras em buffers de 64 leituras.

Os softwares em Python desenvolvidos para ler a ESP32 em tempo real e gerar o gráfico do sinal, e outro para analisar o sinal de forma offline apresentaram ótimo desempenho e auxiliou na produção deste TCC a avaliar a qualidade de sinal obtido pela placa de aquisição.

Ocorreram pequenas dificuldades na construção dos eletrodos, devido a costura com fio condutor que precisa ser feita em um espaço pequeno, correndo risco de causar um curto entre eletrodos. Porém, no geral, os eletrodos de tecido montados em espuma viscoelástica são de fácil manufatura e de baixíssimo custo.

O primeiro teste de EEG realizado com dois participantes obteve resultados ruins. O sinal era de baixa amplitude e continha muito ruído em 60 Hz, cerca de 10 vezes mais forte do que o sinal de interesse. A espuma viscoelástica se mostrou difícil de utilizar e inserir corretamente, o que explica o resultado ruim do primeiro teste. A

espuma causava muito desconforto e tinha alta impedância até se assentar adequadamente no ouvido, o que poderia levar alguns minutos.

Em um segundo teste, medindo a impedância dos eletrodos para garantir o bom posicionamento e contato com o canal do ouvido, apresentou bom desempenho e foi possível medir picos na frequência de 8 Hz devido ao estímulo visual de 8 Hz durante o teste. Portanto, o projeto comprovou que a aquisição do sinal de EEG intra-auricular é possível e viável. No entanto, é de posicionamento difícil e fácil de obter resultados ruins devido ao baixo contato com a pele. O trabalho também demonstrou que a derivação entre ouvidos, apesar de ser capaz de obter sinais de EEG, apresenta muitos artefatos cardíacos que podem corromper o sinal. Todavia, o uso de eletrodos intra-auriculares é muito mais conveniente do que um EEG convencional com eletrodos posicionados na cabeça com gel, e com maiores avanços na construção mecânica do eletrodo, o EEG intra-auricular pode ser uma ótima alternativa ao EEG convencional.

REFERÊNCIAS

- CHEN, C. H.; PUN, S.H.; MAK, P.U.; VAI, M. I. **General Purpose Adaptive Biosignal Acquisition System Combining FPGA and FPAA**. IFMBE proceedings, p. 31–34, 2009. Disponível em: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-540-92841-6_8#citeas. Acesso em: 25 out. 2024.
- DA SILVA, F. L. **EEG: Origin and Measurement**. p. 23–48, 2022. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-3-031-07121-8_2. Acesso em: 20 out. 2024.
- FIORE, J. M. **Operational amplifiers and linear integrated circuits: theory and applications**. 3.2.6 ed. Utica: James M. Fiore, 2021. Acesso em: 20 out. 2024.
- FLUKE BIOMEDICAL. **ProSim 2 and 3 Vital Signs Patient Simulators**. [S. l.], 2024. Disponível em: <https://www.flukebiomedical.com/products/patient-simulators/prosim-2-and-3-vital-signs-patient-simulators>. Acesso em: 24 jun. 2025.
- GOVERDOVSKY, V.; ROSENBERG, W. V.; NAKAMURA, T. **Hearables: Multimodal physiological in-ear sensing**. Scientific Reports, v. 7, n. 1, p. 6948, 2017. Acesso em: 12 nov. 2024.
- GOVERDOVSKY, V.; LOONEY, D.; KIDMOSE, P.; MANDIC, D. P. In-Ear EEG From Viscoelastic Generic Earpieces: Robust and Unobtrusive 24/7 Monitoring. **IEEE Sensors Journal**, v. 16, n. 1, p. 271–277, 2015. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7217787>. Acesso em: 20 out. 2024.
- HONIBALL, J. R.; VANDENHEEVER, D. **The development of a PPG and in-ear EEG device for application in fatigue measurement**, 2022. Disponível em: <https://research.smartsociety.org/ajse/vol3/iss1/2/>. Acesso em: 20 out. 2024.
- KHAN ACADEMY. **The synapse**. Disponível em: <https://www.khanacademy.org/science/biology/human-biology/neuron-nervous-system/a/the-synapse>. Acesso em: 20 out. 2024.
- KHAZI, M.; KUMAR, A. Analysis of EEG Using 10:20 Electrode System. **International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology**, v. 1, n. 2, p. 2319–8753, 2012. Disponível em: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=317e34d0f91fdc569af4160df35e06ccaf5d7132>. Acesso em: 20 out. 2024.
- KIDMOSE, P.; LOONEY, D.; JOCHUMSEN, L.; MANDIC, D. P. Ear-EEG from generic earpieces: A feasibility study. **2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)**, 2013. Disponível em: <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/24109744/>. Acesso em: 20 out. 2024.
- KITCHIN, C.; COUNTS, L. A DESIGNER'S GUIDE TO INSTRUMENTATION AMPLIFIERS, 2006. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/designers-guide-instrument-amps-complete.pdf#page=64&zoom=100,0,0>. Acesso em: 20 nov. 2024.

LOONEY, D.; PARK, C.; KIDMOSE, P.; et al. An in-the-ear platform for recording electroencephalogram. **2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society**, 2011. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6091733>. Acesso em: 20 out. 2024.

LOONEY, D.; GOVERDOVSKY, V.; ROSENZWEIG, I.; MORRELL, M. J.; MANDIC, D. P. Wearable In-Ear Encephalography Sensor for Monitoring Sleep. Preliminary Observations from Nap Studies. **Annals of the American Thoracic Society**, v. 13, n. 12, p. 2229–2233, 2016. Disponível em: <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/27684316/>. Acesso em: 20 out. 2024.

MOUMANE, H.; PAZUELO, J.; NASSAR, M.; et al. Signal quality evaluation of an in-ear EEG device in comparison to a conventional cap system. **Frontiers in Neuroscience**, v. 18, 2024. Frontiers Media SA. Disponível em: <https://www.frontiersin.org/journals/neuroscience/articles/10.3389/fnins.2024.1441897/full>. Acesso em: 20 out. 2024.

NASH, E. **A Practical Review of Common Mode and Instrumentation Amplifiers**, Analog Devices, 1998. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/25406877Common.pdf>. Acesso em: 12 nov. 2024.

NAYAK, C. S.; ANILKUMAR, A. C. EEG Normal Waveforms. Disponível em: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK539805/>. Acesso em: 20 out. 2024.

NAYAK, C. S.; ANILKUMAR, A. C. EEG Normal Sleep, 2023. Disponível em: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/books/NBK537023/>. Acesso em: 20 out. 2024.

PARK, C. J.; HONG, S. B. High Frequency Oscillations in Epilepsy: Detection Methods and Considerations in Clinical Application. **Journal of Epilepsy Research**, v. 9, n. 1, p. 1–13, 2019. Disponível em: <https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC6706641/>. Acesso em: 20 out. 2024.

SIMPLY PSYCHOLOGY. *What is an EEG?* Disponível em: <https://www.simplypsychology.org/what-is-an-ee.html>. Acesso em: 18 out. 2024.

SOUNDARAPANDIAN, K.; BERARDUCCI, M. **Application Report Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs**. [s.l.] Texas instruments, 2009. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/sbaa160a/sbaa160a.pdf?ts=1733079195107>. Acesso em: 1 dez. 2024.

STITT, M. AC COUPLING INSTRUMENTATION AND DIFFERENCE AMPLIFIERS. , 2000. Texas instruments. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/sboa003/sboa003.pdf?ts=1732394127969>. Acesso em: Acesso em: 22 nov. 2024.

TEXAS INSTRUMENTS. ADS1220. [S.l.], 2013. Disponível em: <https://www.ti.com/product/ADS1220>. Acesso em: 15 maio. 2025

WEBSTER, J. G.; CLARK, J. W. (EDS.). **Medical instrumentation: application and design**. 4th ed ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010. Acesso em: 20 maio. 2025.

Wolpaw, Jonathan R., et al. "Brain–computer interfaces for communication and control." *Clinical neurophysiology* 113.6 (2002): 767-791.

WAVESHARE. ESP32-S3-Zero. [S. l.], 2024. Disponível em: <https://www.waveshare.com/wiki/ESP32-S3-Zero>. Acesso em: 24 jun. 2025.