

**INSTITUTO FEDERAL SUL-RIO-GRANDENSE - IFSUL
CAMPUS CHARQUEADAS
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

PATRICK ANDERSON LACERDA MORÁS

**ELETROCARDIÓGRAFO PORTÁTIL
COMPATÍVEL COM PROTOCOLO DE
INTEROPERABILIDADE FHIR**

Orientador: Prof. Dr. Fabio Pires Itturriet

CHARQUEADAS, 2024

PATRICK ANDERSON LACERDA MORÁS

**Eletrocardiógrafo portátil compatível com
protocolo de interoperabilidade FHIR**

Monografia apresentada como requisito
parcial para obtenção do título de Engenheiro
de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Fabio Pires Iturriet

CHARQUEADAS, 2024

PATRICK ANDERSON LACERDA MORÁS

**ELETROCARDIÓGRAFO PORTÁTIL
COMPATÍVEL COM PROTOCOLO DE
INTEROPERABILIDADE FHIR**

Este trabalho foi julgado adequado para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Fabio Pires Iturriet

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Andre Luis del Mestre Martins, IFSul
Doutor pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – Porto Alegre,
Brasil

Prof. Juliano Costa Machado, IFSul
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do Curso: _____
Prof. Dr. Carlos Arthur Carvalho Sarmanho Junior

L131e Lacerda Morás, Patrick Anderson

Eletrocardiógrafo portátil compatível com protocolo de interoperabilidade FHIR / Patrick Anderson Lacerda Morás. – Charqueadas, RS 2024.

77 f., il.;color.

Monografia (Programa do Curso Superior de Engenharia de Controle e Automação) – Instituto Federal Sul-rio-grandense - IFSul– Câmpus Charqueadas. RS, 2024.

"Orientador: Prof. Dr. Fabio Pires Iturrieta."

1. Eletrocardiograma.
2. ADS1198.
3. STM32F769NI.
4. Interoperabilidade na saúde. I. Título. Iturrieta, Fabio Pires.
- II. Título.

CDU 004.43

Catalogação na Publicação:

Bibliotecária: Maria Cristina de Siqueira Santos - CRB 10/1811

INSTITUTO FEDERAL SUL-RIO-GRANDENSE - IFSUL

Reitor: Prof. Flávio Luis Barbosa Nunes

Vice-Reitora: Profa. Veridiana Krolow Bosenbecker

Pró-Reitor de Ensino: Prof. Rodrigo Nascimento da Silva

Diretor do Campus Charqueadas: Prof. Jeferson Fernando de Souza Wolff

Chefe do Departamento de Ensino do Campus Charqueadas: Prof. Vinícius Tavares Guimarães

Coordenador do Curso de Engenharia de Controle e Automação: Prof. Dr. Carlos Arthur Carvalho Sarmanho Junior

Bibliotecário-chefe do Campus Charqueadas: Fernando Scheid - CRB 10/1909

AGRADECIMENTOS

Meu maior agradecimento vai para o Prof. Fábio Pires Iturriet, meu orientador. Agradeço sinceramente pela oportunidade concedida e pela confiança demonstrada em minha competência. O Fábio foi um ponto chave no desenvolvimento deste trabalho, contribuindo com ideias e apresentando soluções viáveis diante das diversas dificuldades que encontrei. Batalhou para que recebesse bolsa e me mantivesse na pesquisa, além de me acompanhar no meu primeiro contato com feiras internacionais. Sem dúvida, todas as experiências adquiridas neste trabalho serão valiosas para o meu desenvolvimento futuro.

Gostaria de expressar minha sincera gratidão aos professores André Luis del Mestre Martins e Juliano Costa Machado pelos valiosos feedbacks construtivos, pela prontidão em esclarecer minhas dúvidas e pelo apoio constante ao longo desse processo. Sem dúvidas, contribuíram imensamente no aprimoramento do trabalho.

Agradeço de coração a ti, mãe, por todo o apoio e pelo incentivo para que seguisse o caminho do conhecimento.

Aos demais familiares deixo aqui meu registro de gratidão. Tanto diretamente quanto indiretamente, recebi apoio ao longo da minha jornada, e afirmo com convicção que, sem eles, não teria alcançado este ponto.

Aos colegas e amigos fica aqui meu muito obrigado pelos diversos momentos que, de alguma forma tornaram esse processo mais leve.

RESUMO

As doenças cardiovasculares são responsáveis pelo maior número de mortes no mundo. Um dos principais exames realizados para avaliar a saúde no coração é o eletrocardiograma (ECG). O ECG é um exame simples e não invasivo, usado para capturar e registrar os sinais gerados no coração. A proposta visa desenvolver um sistema portátil de aquisição, processamento, visualização e transmissão de sinais de ECG para servidores utilizando um padrão de interoperabilidade. Um sistema como esse é possível de ser aplicado diretamente nas residências dos pacientes, auxiliando pessoas com deficiência motora e residentes em localidades remotas, aumentando o acesso ao exame de ECG. Para cumprir com este objetivo, foi projetado um circuito de condicionamento do sinal cardíaco baseado no ADS1198, no qual permite obter as doze derivações do ECG padrão. Prezando pela portabilidade e flexibilidade do *hardware*, foram adotadas dimensões reduzidas no projeto ($7,34\text{cm} \times 6,50\text{cm}$) da placa de circuito impresso e também uma conexão baseada no conector Arduino R3 para interface com sistemas de processamento. Para o processamento dos sinais, foi utilizado a plataforma de desenvolvimento STM32F769NI, que possui uma tela integrada onde uma interface gráfica de usuário (GUI) que inclui quatro menus desenvolvidos: Menu de instruções para realização do exame, menu de Configurações como ganho dos canais do ADS1198, frequência de amostragem, etc. Também há o menu de Cadastro do paciente no servidor interoperável, incluindo configurações relacionadas a conexão Wi-Fi. O menu Exame é o último da lista no qual o sinal é exibido durante a realização do exame. O processamento realizado pelo microcontrolador inclui o algoritmo Pan-Tompkins para o cálculo da frequência cardíaca. Filtros formam implementados para reduzir a oscilação de linha de base e interferência de linhas de energia, que são ruídos típicos que degradam o sinal do ECG. Por fim os dados são salvos em um cartão microSD durante a realização do exame e, quando concluído, é possível realizar a transmissão do mesmo para servidores que possuem o protocolo de interoperabilidade HL7 FHIR implementado.

Palavras-chave: Eletrocardiograma. ADS1198. STM32F769NI. Interoperabilidade na saúde.

ABSTRACT

Cardiovascular diseases are responsible for the largest number of deaths in the world. One of the main methods used to assess heart health is the electrocardiogram (ECG). The ECG is a simple, non-invasive medical test used to capture and record the signals generated in the heart. The aim of the proposal is to develop a portable system for acquiring, processing, displaying, and transmitting ECG signals to servers using an interoperability standard. A system like this can be applied directly to patients' homes, helping people with motor disabilities and those living in remote locations, increasing access to ECG testing. To achieve this goal, a cardiac signal conditioning circuit was designed based on the ADS1198, which allows the 12 leads of the standard ECG to be obtained. For the portability and flexibility of the hardware, small dimensions were considered (7.34cm x 6.50cm) with a connection based on the Arduino R3 connector. For signal processing, the STM32F769NI development platform was used, which has an integrated microcontroller along with a screen containing a graphical user interface (GUI) that includes four developed menus: Instructions menu for carrying out the exam, settings menu such as ADS1198 channel gain, sampling frequency, etc. There is also a menu for registering the patient on the interoperable server, including settings related to the Wi-Fi connection. The Exam menu is the last in the list in which the signal is displayed during the exam. The processing carried out by the microcontroller includes the Pan-Tompkins algorithm for calculating the heart rate. Filters have been implemented to reduce baseline oscillation and power line interference, which are typical noises that degrade the ECG signal. Finally, the data is saved on a microSD card during the test. When completed, it can be transmitted to servers that have the HL7 FHIR interoperability protocol implemented.

Keywords: Electrocardiogram. ADS1198. STM32F769NI. Healthcare Interoperability.

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|------|---|----|
| 2.1 | Caminho do fluxo sanguíneo através do coração. Em destaque a divisão das câmaras cardíacas | 15 |
| 2.2 | Sinal típico de ECG equivalente a Derivação 2. Identificado as ondas P, Q, R, S e T e seus intervalos e seguimentos | 15 |
| 2.3 | Ilustração do coração humano com a posição das células que formam a eletrofisiologia cardíaca | 16 |
| 2.4 | Ciclo cardíaco da bomba esquerda: (A) diástole, (B) sístole | 18 |
| 2.5 | Eletrodo descartável com esponja impregnada de eletrólito | 19 |
| 2.6 | Registro da onde despolarização (A e B) e da onda de repolarização (C e D) | 20 |
| 2.7 | O Triângulo de Einthoven | 21 |
| 2.8 | Sinais de ECG contaminados com interferência de rede elétrica de 50Hz (A) e oscilação de linha de base (B) | 22 |
| 3.1 | Visão macro do sistema proposto | 23 |
| 3.2 | Arquitetura interna do ADS1198 | 25 |
| 3.3 | Etapas do projeto da PCB | 26 |
| 3.4 | Esquema elétrico do front-end desenvolvido baseado no ADS1198. | 27 |
| 3.5 | Esquema simplificado do filtro <i>anti-aliasing</i> projetado para as entradas dos canais do ADS1198. | 28 |
| 3.6 | Resposta em frequência do filtro de segunda ordem <i>anti-aliasing</i> projetado. | 29 |
| 3.7 | Esquemático das fontes de tensão utilizadas no projeto. | 30 |
| 3.8 | Visualização 3D do circuito. (a) Lado superior. (b) Lado inferior | 31 |
| 3.9 | Sobreposição dos planos analógico e digital | 32 |
| 3.10 | Serigrafia do circuito. (a) Lado superior. (b) Lado inferior | 32 |
| 3.11 | Visão geral da plataforma de desenvolvimento STM32F769NI. | 33 |
| 3.12 | Diagrama de blocos das relações das telas de interface gráfica do usuário. . | 34 |
| 3.13 | Implementação do PGA | 36 |
| 3.14 | Ênfase ao circuito RDL disponível no ADS1198. | 37 |
| 3.15 | Circuito de acionamento de perna direita | 38 |
| 3.16 | Circuito RLD simplificado | 38 |
| 3.17 | Diagrama funcional de interconexão do sistema. | 40 |
| 3.18 | Gerenciamento dos dados de entrada pelo MCU utilizando o DMA2. | 40 |
| 3.19 | Tarefas gerenciadas pelo FreeRTOS. | 41 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.20 | Diagrama em blocos dos filtros projetados por PAN; TOMPKINS (1985) para detecção do complexo QRS com frequência de amostragem de 200 Hz. N é o tamanho da janela de integração determinada empiricamente. | 42 |
| 3.21 | Formato de leitura dos dados no cartão SD. | 44 |
| 3.22 | Fluxo de comandos AT para conexão com o servidor. | 45 |
| 3.23 | Menu desenvolvido para configuração Wi-Fi. | 46 |
| 3.24 | Interface gráfica criada para cadastro do recurso <i>Pacient</i> | 48 |
| 3.25 | Fluxo múltiplas requisições. | 48 |
| 3.26 | Sinais separados utilizados na avaliação dos filtros | 49 |
| 3.27 | Combinação do sinal de ECG limpo com os ruídos para um SNR de 0dB . . | 50 |
| 3.28 | Resposta em frequência do filtro passa-altas elíptico de 5 ^a ordem | 51 |
| 3.29 | Resposta em frequência do filtro passa-altas butterworth de 3 ^a ordem | 51 |
| 3.30 | Resposta em frequência do filtro passa-altas coeficientes inteiros | 53 |
| 3.31 | Resposta em frequência do filtro passa-baixas coeficientes inteiros | 53 |
| 3.32 | Resposta em frequência do filtro <i>notch</i> popular | 54 |
| 4.1 | Ruído percebido na saída do Canal 1. | 57 |
| 4.2 | Saída de 4 Canais para a varredura em frequência aplicada. | 59 |
| 4.3 | Senoides adquiridas de diferentes frequências sobrepostas. | 60 |
| 4.4 | Espectro de frequência das senoides adquiridas. | 60 |
| 4.5 | Ampliação do sinal de calibração do tipo escada adquirido por diferentes canais. | 61 |
| 4.6 | <i>Bit</i> médio sensibilizado em função da tensão elétrica e reta obtida pelo método de regressão linear em cada canal. | 63 |
| 4.7 | Comparação visual do sinal ECG contaminado com oscilação de linha de base filtrado por diferentes método | 65 |
| 4.8 | Comparação visual do sinal ECG contaminado com interferência de linhas de energia filtrado por diferentes método | 66 |
| 4.9 | Comparação visual do sinal ECG contaminado com oscilação de linha de base filtrado no Matlab e no Microcontrolador por ZPS <i>butterworth</i> | 67 |
| 4.10 | Comparação visual do sinal ECG contaminado com interferência de linhas de energia filtrado no Matlab e no Microcontrolador | 68 |
| 4.11 | Menu Exame desenvolvido. | 69 |
| 4.12 | Aplicação de sinais de ECG com diferentes amplitudes e frequências cardíacas gerado pelo HS30. | 70 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|------|---|----|
| 2.1 | Comparação de trabalhos relacionados. | 22 |
| 3.1 | características do biosinal | 26 |
| 3.2 | Canais do ADS1198 <i>versus</i> derivações do ECG. | 27 |
| 3.3 | Cabeçalho desenvolvido para gravação de exames no cartão microSD | 44 |
| 4.1 | Resolução e incerteza dos instrumento utilizados no projeto. | 55 |
| 4.2 | Instrumentos utilizados nos experimentos. | 56 |
| 4.3 | Parâmetros estatísticos calculados. | 56 |
| 4.4 | Incerteza de medição para as tensões de alimentação e referência. | 56 |
| 4.5 | Cálculos para entrada em curto. | 58 |
| 4.6 | Amplitudes máxima permitida nas entradas. | 58 |
| 4.7 | Demonstração de parâmetros estatísticos encontrados em alguns patamares individuais do canal 5. | 62 |
| 4.8 | Parâmetros estatísticos da regreção linear dos canais de aquisição. | 63 |
| 4.9 | Amplitudes máxima permitida nas entradas. | 64 |
| 4.10 | Resultado do RMSE calculado para as saídas dos filtros de oscilação de linha de base. | 64 |
| 4.11 | Resultado do RMSE calculado para as saídas dos filtros de interferência de linhas de energia. | 65 |
| 4.12 | Resultado do RMSE e SNR calculado para as saídas dos filtros. | 67 |

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS

| | |
|------|---|
| A/D | analógico-digital |
| AV | atrioventricular |
| CI | Círculo Integrado |
| CMR | <i>Common Mode Rejection</i> rejeição de modo comum |
| CMRR | <i>Common Mode Rejection Ratio</i> (Taxa de rejeição de modo comum) |
| DMA | <i>Direct memory access</i> (acesso direto à memória) |
| ECG | Eletrocardiograma |
| EDA | Automação de Design Eletrônico |
| GND | <i>Ground</i> (plano de terra do circuito) |
| LCD | <i>display</i> de cristal líquido |
| MCU | <i>Microcontroller Unit</i> (Microcontrolador) |
| NSA | nó sinoatrial |
| PCB | <i>Printed Circuit Board</i> (Placa de circuito impresso) |
| PGA | <i>Programmable-gain amplifier</i> (Amplificador de Ganho Programado) |
| RDL | <i>Right-Leg Drive</i> (Circuito de acionamento de perna direita) |
| RF | Rádio Frequência |
| SNR | relação sinal-ruído |
| WCT | <i>Wilson Central Terminal</i> (terminal central de Wilson) |
| ZPS | <i>Zero Phase Shift</i> (mudança de fase zero) |

SUMÁRIO

| | |
|--|----|
| 1 INTRODUÇÃO | 13 |
| 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 14 |
| 2.1 O CORAÇÃO | 14 |
| 2.2 A ELETROFISIOLOGIA CARDÍACA | 14 |
| 2.3 Ciclo cardíaco | 16 |
| 2.4 O ELETROCARDIOGRAMA | 17 |
| 2.4.1 Tipos de Eletrocardiograma | 18 |
| 2.4.2 Eletrodos de Superfície | 19 |
| 2.4.3 ECG e suas derivações | 20 |
| 2.4.4 Interferências no sinal de ECG | 21 |
| 2.5 TRABALHOS RELACIONADOS | 21 |
| 3 MATERIAIS E MÉTODOS | 23 |
| 3.1 ADS1198 | 23 |
| 3.2 DESENVOLVIMENTO DA PCB | 24 |
| 3.2.1 Levantamento dos requisitos | 24 |
| 3.2.2 Projeto elétrico | 25 |
| 3.2.3 Interfaceamento entre os eletrodos e o ADS1198 | 26 |
| 3.2.4 Filtro <i>anti-aliasing</i> | 28 |
| 3.2.5 Alimentação do ADS1198 | 29 |
| 3.2.6 Posicionamento | 30 |
| 3.2.7 Roteamento | 31 |
| 3.3 PLATAFORMA DE DESENVOLVIMENTO | 32 |
| 3.3.1 <i>Display LCD</i> | 33 |
| 3.3.2 Acesso direto a memória DMA | 33 |
| 3.3.3 STM32CubeIDE e TouchGFX Designer | 34 |
| 3.4 RECURSOS DO ADS1198 | 35 |
| 3.4.1 O multiplexador das entradas | 35 |
| 3.4.2 Teste interno | 35 |
| 3.4.3 Amplificador de ganho programável | 36 |
| 3.4.4 Conversor Analógico Digital do integrado | 36 |
| 3.4.5 Circuito RLD | 36 |
| 3.5 INTERCONEXÃO DO SISTEMA | 39 |
| 3.6 FIRMWARE EMBARCADO | 39 |

| | | |
|------------------------------|--|----|
| 3.6.1 | FreeRTOS | 40 |
| 3.6.2 | Algoritmo Pan-Tompkins | 41 |
| 3.6.3 | Cartão microSD | 43 |
| 3.7 | CONEXÃO WEB | 43 |
| 3.8 | O PADRÃO FHIR DE INTEROPERABILIDADE | 46 |
| 3.8.1 | <i>Recursos</i> utilizados no sistema | 47 |
| 3.9 | TÉCNICAS DE FILTRAGEM PARA REDUÇÃO DE RUÍDOS NO ECG | 48 |
| 3.9.1 | Estratégias e técnicas adotadas na redução da oscilação de linha de Base | 50 |
| 3.9.2 | Estratégias e técnicas adotadas na redução da interferência de linhas de energia | 52 |
| 4 | RESULTADOS E DISCUSSÕES | 55 |
| 4.1 | Procedimentos de calibração | 55 |
| 4.1.1 | Experimento 1 - Tensões elétricas do ADS1198 | 56 |
| 4.1.2 | Experimento 2 - Ruído na entrada | 57 |
| 4.1.3 | Resposta em frequência | 58 |
| 4.1.4 | Curva de calibração | 61 |
| 4.2 | PROCESSAMENTO DE SINAIS | 64 |
| 4.3 | FUNCIONALIDADES | 68 |
| 5 | CONCLUSÕES | 71 |
| 6 | PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS | 73 |
| REFERÊNCIAS | | 74 |

1 INTRODUÇÃO

O objetivo principal desse trabalho é desenvolver um sistema de aquisição, processamento, visualização e transmissão do sinal cardíaco para servidores interoperáveis na *internet*, o princípio de funcionamento é caracterizado pelo exame amplamente conhecido como eletrocardiograma. Para atingir esse objetivo foi necessário um estudo aprofundado com relação a origem e características desse sinal. As Seções 2.1, 2.2 e 2.3 apresentam uma breve explicação da funcionalidade do coração e a relação entre o sinal elétrico gerado e a sua atuação mecânica no processo de bombeamento sanguíneo. Os diferentes tipos de eletrocardiogramas assim como suas características são apresentadas na Seção 2.4, nesta mesma seção algumas definições utilizadas no projeto também são indicadas.

O *hardware* desenvolvido nesse trabalho é baseado na utilização do componente ADS1198 fabricado pela Texas Instruments. Esse componente possui 8 canais para aquisição de sinais diferencias além de possuir blocos específicos para aplicações como o eletrocardiograma. A Seção 3.1 e 3.2 apresentam as características do componente e sua utilização no desenvolvimento do *hardware*. A Seção 3.3 introduz a plataforma embarcada STM32F769NI utilizada no processamento dos sinais, é importante salientar que esta plataforma contém um *display* integrado o qual será utilizado para interface com o usuário. Nas Seções 3.4 e 3.5 é abordado mais profundamente os recursos disponíveis pelo ADS1198 e sua conexão com a plataforma de desenvolvimento. Para o padronização do registro do exame na *WEB* foi utilizado o protocolo de interoperabilidade na saúde, FHIR. Na Seção 3.8 é apresentado esse protocolo além de recursos utilizados. Uma seção a parte neste trabalho é a 3.9 que trata de dois ruídos típicos em exames de eletrocardiograma, a oscilação de linha de base e a interferência de linha de energia.

O Capítulo 4 se divide em três eixos. O primeiro é voltado para o levantamento de parâmetros estatísticos e a curva de calibração que relaciona as entradas em binário com a saída em volts. O segundo eixo trata dos filtros de oscilação de linha de base e interferência de linhas de energia, foi feito uma análise prévia de desempenho dos filtro no Matlab para então a aplicação no sistema. O último eixo aborda o teste das funcionalidades desenvolvidas no sistema, para tal é utilizado um simulador de pacientes HS30 que gera um sinal conhecido permitido a avaliação do desempenho qualitativo do equipamento projetado.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O sistema cardiovascular desempenha um papel fundamental no organismo humano. Não apenas é responsável pelo transporte do sangue contendo os nutrientes essenciais para a vida, mas também atua na regulação de diversas variáveis do ambiente interno, parte fundamental do processo de homeostase. Esta regulação é realizada de maneira contínua, na qual, quando o sangue passa pelos órgãos, ocorre uma troca de solutos entre o plasma sanguíneo e o líquido intersticial, em um processo chamado de difusão. Por sua vez o líquido intersticial interage diretamente com as células individuais. Para garantir o controle eficaz da composição do líquido intersticial, é essencial que o fluxo através dos órgãos esteja adequado. O fluxo é mantido pela diferença de pressão entre os órgãos, ocasionado pela ação de bombeamento do órgão central do sistema cardiovascular, o coração (MOHRMAN; HELLER, 2011).

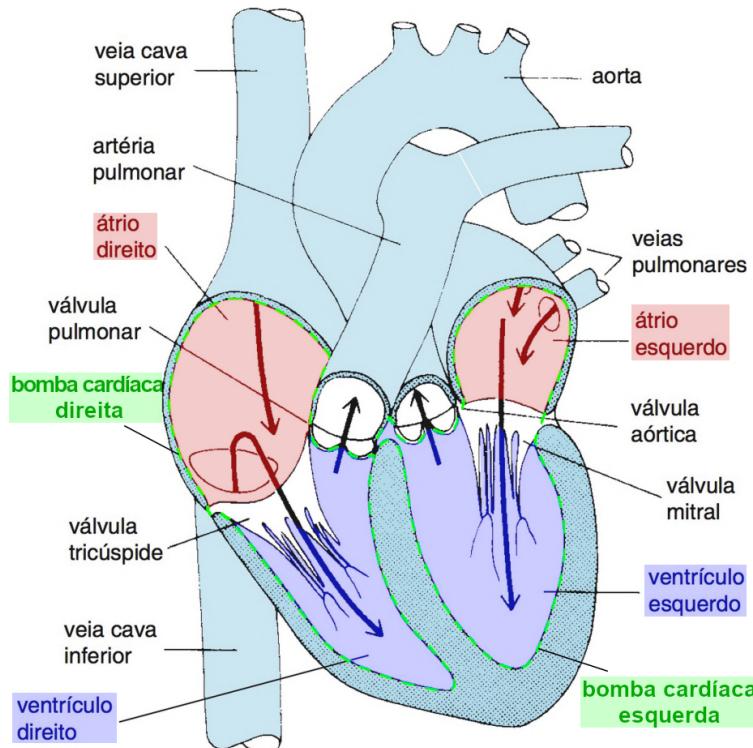
2.1 O CORAÇÃO

O coração pode ser dividido em duas bombas cardíacas (Figura 2.1), a esquerda formada pelas câmaras atrial e ventricular esquerda e a direita formada pelas câmaras atrial e ventricular direita. O músculo cardíaco da bomba direita fornece energia para movimentar o sangue através dos pulmões, onde ocorre a troca gasosa do sangue rico em dióxido de carbono por oxigênio. O sangue, em seguida, vai direto para a bomba esquerda, nela é fornecida a energia para movimentar o sangue para os órgãos sistêmicos (demais estruturas). Após os órgãos sistêmicos o sangue retorna novamente para a bomba direita reiniciando o ciclo dessa circulação vital. Adicionalmente o coração é formado por válvulas unidireccionais que controlam a passagem do sangue passivamente conforme a diferença de pressão entre elas (MOHRMAN; HELLER, 2011). Além das principais partes do coração, na Figura 2.1 também pode ser visto o caminho que o sangue percorre.

2.2 A ELETROFISIOLOGIA CARDÍACA

O músculo do coração é formado por células cardíacas, tais células em repouso tem sua polarização mantida por bombas de membrana, o meio interno dessas células permanece eletricamente negativas até um processo de despolarização acontecer, onde íons carregados positivamente atravessam a membrana. Essa despolarização ocorre espontaneamente em células marca-passo, por outro lado, no restante das células esse evento é resultado de impulsos elétricos. A despolarização tem seu efeito de célula em célula criando uma reação em cadeia, desenvolve-se um fluxo de eletricidade. Após o processo de despolarização, é restaurada a eletronegatividade das células por meio das bombas transmembranas num processo chamado de repolarização (THALER, 2013). Os eventos de despolarização e repolarização podem ser captados por eletrodos conectados à pele, tais eventos resultam nas diversas ondas observadas em

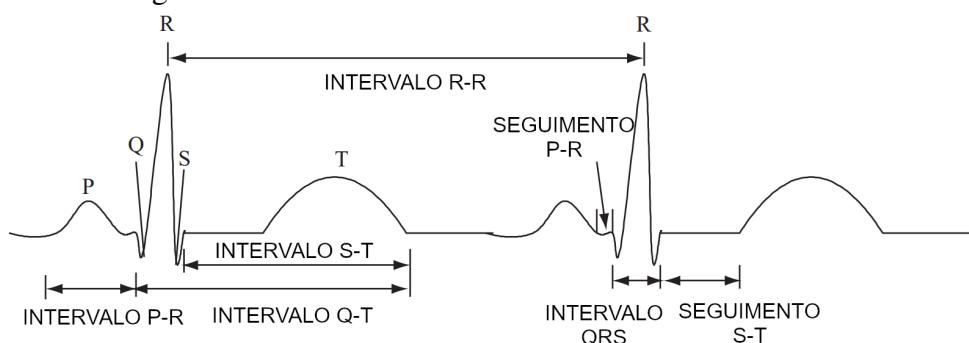
Figura 2.1: Caminho do fluxo sanguíneo através do coração. Em destaque a divisão das câmaras cardíacas



Fonte: Adaptado de (MOHRMAN; HELLER, 2011)

um eletrocardiograma (ECG), que em suma são formadas pelas ondas P, Q, R, S e T indicadas na Figura 2.2. O ECG também representa segmentos e intervalos de tempo entre essas ondas, sendo essenciais na avaliação da saúde cardíaca, como por exemplo o intervalo R-R, utilizado para calcular a frequência cardíaca.

Figura 2.2: Sinal típico de ECG equivalente a Derivação 2. Identificado as ondas P, Q, R, S e T e seus intervalos e seguimentos

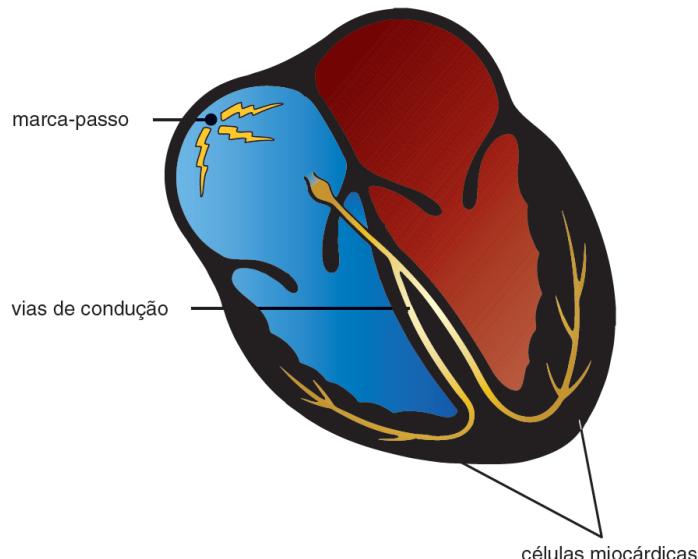


Fonte: Adaptado de (ENDERLE; BRONZINO, 2012)

O sinal elétrico gerado no coração e visto no ECG tem origem das células marca-passo. Estas células são responsáveis por iniciar a onda de despolarização sendo capazes de se despolarizar espontaneamente e regularmente. Elas também recebem estímulos neuro-hormonais externo acelerando ou diminuindo a frequência cardíaca. As células marca-passo dominante são

localizadas perto do topo do átrio direito, Figura 2.3, formando o grupo nó sinoatrial (NSA). Conectadas ao NSA temos as células de condução elétrica, que conduzem o sinal elétrico a regiões distantes, o grupo de fibras de condução ventricular formam o sistema de Purkinje. Vale acrescentar que as vias de condução no átrio direito têm uma derivação que passa pelo feixe de Bachman, essa via permite a rápida ativação do átrio esquerdo a partir do direito. Por fim, as células que exercem o trabalho mecânico de contração e relaxamento são as miocárdicas, são maiores tanto em comprimento, quanto em espaço, ocupando a maioria do tecido cardíaco. Essas células também agem transmitindo a corrente elétrica, porém com uma menor eficiência, o que acarreta numa menor velocidade de propagação da onda de despolarização. O processo de contração celular é realizado por proteínas contráteis actina e miosina, estas proteínas interagem entre si quando o cálcio é liberado para dentro da célula ao se despolarizar, esta interação leva a contração celular (THALER, 2013).

Figura 2.3: Ilustração do coração humano com a posição das células que formam a eletrofisiologia cardíaca



Fonte: Adaptado de (THALER, 2013)

2.3 Ciclo cardíaco

Como o coração é estimulado por uma única fonte de excitação elétrica, o efeito mecânico de contração (sístole) e relaxamento (diástole) das células do músculo cardíaco é praticamente simultâneo nos lados esquerdo e direito do coração. sendo a única diferença que a direita desenvolve uma pressão arterial menor, dado que os pulmões têm uma resistência inferior ao fluxo sanguíneo em relação aos órgãos sistêmicos. O ciclo cardíaco, caracterizado pela sístole e diástole, tem visualização multiforme, pode ser notado através da pressão sanguínea, abertura e fechamento das válvulas, etc. Contudo, todas as formas se relacionam e trabalham em sincronia(MOHRFMAN; HELLER, 2018).

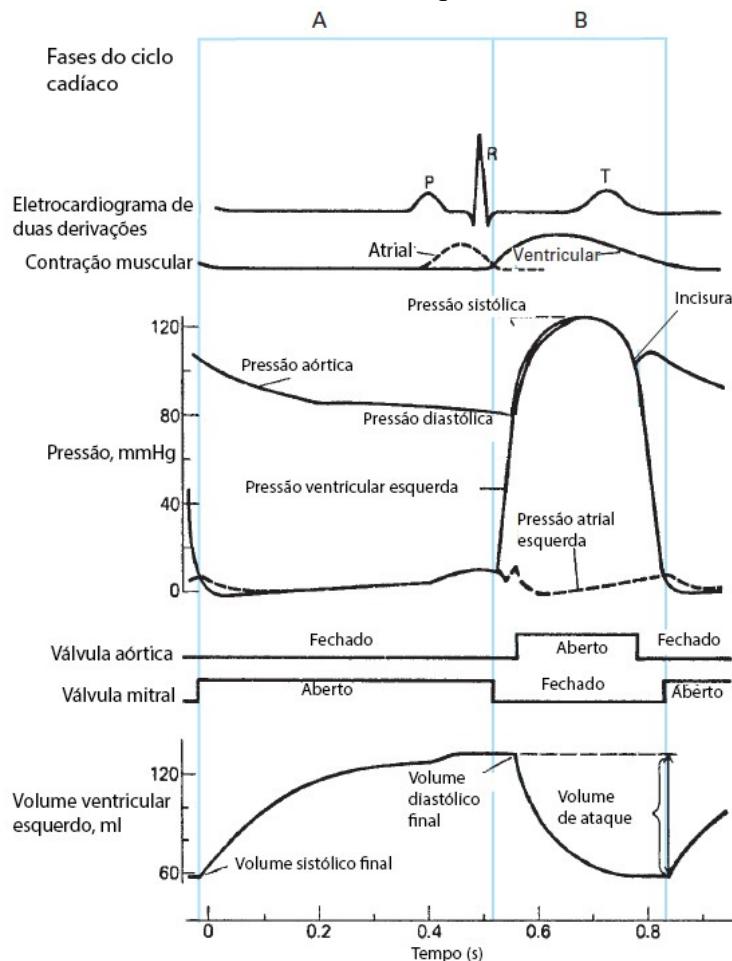
Para compreendermos o ciclo cardíaco do ponto de vista do ECG é preciso estar claro o que significa cada onda em um exame de ECG padrão. Inicialmente é gerado um sinal no NSA onde rapidamente é espalhando no átrio direito seguidamente do átrio esquerdo, a despolarização dos átrios gera uma oscilação no registro do exame conhecida como onda P, e se efeito mecânico é contração atrial. O sinal então passa a ser conduzido até os ventrículos, chegando no nó atrioventricular (AV), neste momento ocorre uma desaceleração no sinal, concedendo tempo para os átrios completar seu bombeamentos sanguíneo, nesse instante não é registrado atividade elétrica no exame. Com a transferência pelo nó AV, o sinal se espalha rapidamente pelos ventrículos através da células de condução elétricas especializadas, ocorre então a despolarização ventricular seguido da contração ventricular, esse evento é registrado no exame com uma alteração típica chamada de complexo QRS, novamente não é registrado atividade elétrica até a onda T de repolarização ventricular, marcando o fim de um ciclo cardíaco completo (THALER, 2013).

Conforme a Figura 2.4, o ciclo cardíaco é dividido em dois eventos, sístole e diástole. Temos a fase de sístole cardíaca caracterizada pela contração ventricular propelindo o sangue ao sistema cardiovascular. Seu inicio acontece no final da despolarização ventricular indo até o momento que volume sanguíneo no coração atinge um mínimo. O restante do tempo o coração está no evento de diástole que se caracteriza pelo relaxamento ventricular no qual é reestabelecido seu volume sanguíneo (MOHRMAN; HELLER, 2018). Na Figura 2.4 também pode ser visto o efeito da sístole e diástole sobre as válvulas no coração que tem suas posições, aberta ou fechada, como resultado das diferenças de pressão. A diferença da pressão aórtica e pressão ventricular esquerda definem a posição da válvula aórtica e a diferença de pressão ventricular esquerda e pressão arterial esquerda define a posição da válvula mitral. Analogamente esse efeito é observado na bomba direita do coração.

2.4 O ELETROCARDIOGRAMA

A corrente elétrica gerada no coração se propaga para tecidos adjacente. Com sua amplitude reduzida o sinal elétrico chega a superfície da pele que, com a instrumentação adequada, é possível registrar as variações de potencial elétrico. Esse registro possibilita a avaliação da saúde cardíaca. As informações expostas pelo exame de ECG são de grande valia, além das várias doenças diagnosticáveis diretamente, irregularidades nos sinais do coração servem de alerta para a realização de exames específicos. Dentre os eventos que podem ser vistos, CHRISTE (2009) destaca: A assistolia que é a falta de sinal cardíaco, indica a morte clínica; A Fibrilação que são arritmias cardíacas caracterizadas por sinais aleatórios e má circulação sanguínea; Perturbações de ritmo como a Contração Ventricular Prematura (CVP) que é uma arritmia definida pela despolarização irregular dos ventrículos; Taxa de contração cardíaca irregular como a bradicardia e taquicardia; Anormalidades nas vias de condução do coração; Tamanho das câmaras cardíaca; Infarto do miocárdio; Isquemia que é a falta de abastecimento de sangue no coração.

Figura 2.4: Ciclo cardíaco da bomba esquerda: (A) diástole, (B) sístole



Fonte: Adaptado de (MOHRMAN; HELLER, 2011)

2.4.1 Tipos de Eletrocardiograma

Existem diferentes tipos de aplicações do exame de ECG que, a depender da sua aplicação pode identificar diferentes problemas de saúde. O ECG de esforço ou ergométrico é realizado enquanto o paciente faz algum tipo de atividade física, a fim de avaliar a saúde do coração durante um estresse. A monitorização de ECG ambulatorial ou Holter é efetuada com um dispositivo acoplado à pele e registra a atividade cardíaca ao longo de 24 horas. A modalidade mais utilizada é o de repouso ou ECG de superfície, é o mais comum e simples, o paciente se deita numa superfície plana, é realizada a limpeza da pele para receber os eletrodos (MED-PREV, s.d.). Um outro tipo interessante é o eletrocardiograma de média de sinal, ele fica entre um ECG padrão e o Holter, é realizado em aproximadamente 20 minutos, e tem como intuito identificar contrações cardíacas anômalas que só acontecem ocasionalmente (STANFORD HEALTH CARE, 2021).

Vale acrescentar que todas as modalidades de registro cardíaco utilizam eletrodos para o transporte dos sinais elétricos captados na pele do paciente, para os eletrocardiógrafos.

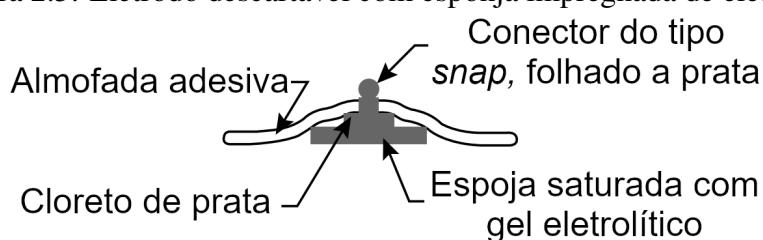
2.4.2 Eletrodos de Superfície

Os eletrodos são os dispositivos capazes de perceber o sinal cardíaco quando conectados em pontos específicos da pele. Há vários modelos e tamanhos de eletrodos para o ECG, indo desde eletrodos simples e descartáveis até sofisticados de alta qualidade. Contudo, a maioria dos eletrodos utilizados são descartáveis. Eletrodos reutilizáveis são geralmente utilizados em ECG que requer um número maior deste dispositivo para realização do exame, pois têm uma alta durabilidade (TAGAWA; TAMURA; OBERG, 2011).

A resistência da pele humana depende de sua condição, essa resistência é afetada tanto pela umidade, quanto por sais minerais, diminuindo-a drasticamente. Com isso, existem eletrodos que são utilizados com uma solução sal metálico com o intuito de manter a resistência estavelmente baixa. Isso também resulta na utilização de eletrodos de cloreto de prata com a finalidade de manter uma reação redox equilibrada. Os eletrodos de superfície são projetados para manter um contato uniforme, plano e firme sobre a pele do paciente (JENNINGS et al., 1995).

Eletrodos de placa de metal são basicamente formados por um condutor metálico que tem seu contato garantido com a pele, através de uma camada de gel eletrolítico, existem modelos flexíveis e de sucção. O eletrodo mais habitual é formado por uma esponja com eletrólito conectado ao eletrodo e uma fita adesiva para fixar o eletrodo à pele, sua estrutura é apresentada na Figura 2.5, este tipo é amplamente utilizado por ter o eletrodo embutido, o que resulta em menores custos na fabricação, em contra partida eles são descartáveis. Uma variação é o eletrodo formado por uma folha de prata conectado a um filme de hidrogel com solução eletrolítica, esse último tipo não contém fita adesiva pois a própria interface é pegajosa, dentre as vantagens temos a flexibilidade do material e a grande redução de ruído por movimento, gerada entre contato do eletrodo com a pele. Para exames de longa duração é desejável eletrodos com grande estabilidade mecânicas como os eletrodos embutidos, que colocam uma distância maior do eletrodo em relação à pele, porém ainda contém eletrólito no meio do caminho, isso faz com que movimentos não interfiram na interface eletrodo-eletrólito. Existe também eletrodo seco onde não é aplicada soluções condutoras na pele, onde o próprio suor forma uma camada condutora, por isso é aplicável em exames de longa duração ou em que as soluções condutoras gerem desconforto na pele (NEUMAN, 2000).

Figura 2.5: Eletrodo descartável com esponja impregnada de eletrólito

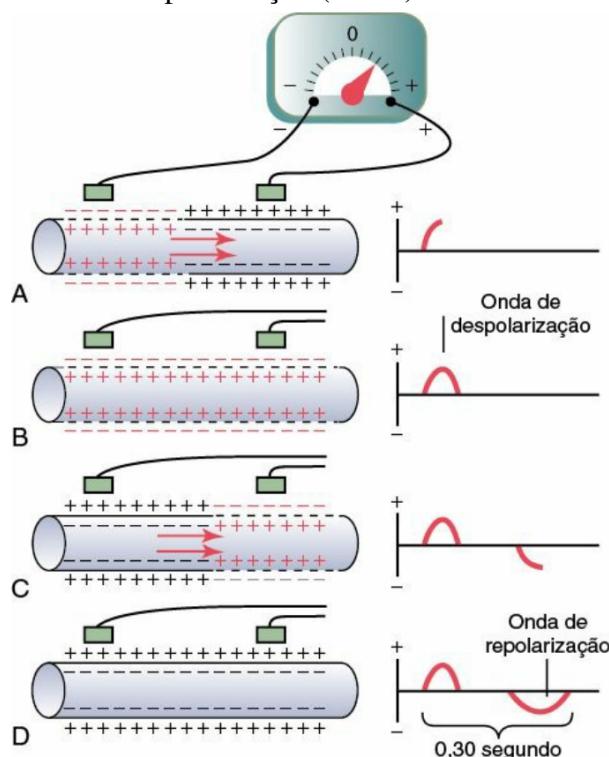


Fonte: Adaptado de (BRONZINO, 2006)

2.4.3 ECG e suas derivações

Utilizando dois eletrodos colocados sobre a pele, em posições opostas ao coração é possível registrar os potenciais elétricos gerados pela corrente do impulso cardíaco. O registro de ECG mede a diferença de potencial entre os eletrodos, nesse sentido é adotado um eletrodo como positivo ("+") e outro eletrodo como negativo ("−"). A Figura 2.6 mostra o registro das ondas de despolarização e repolarização numa representação simplificada de uma fibra do coração.

Figura 2.6: Registro da onde despolarização (A e B) e da onda de repolarização (C e D)



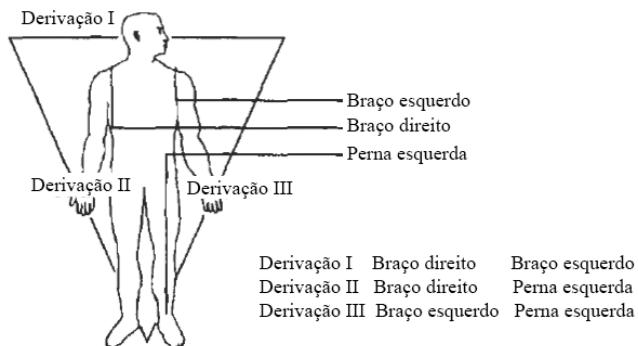
Fonte: (HALL; GUYTON, 2017)

Quando a onda de despolarização, caracterizada pela mudança da eletronegatividade interna da fibra, se desloca na direção do eletrodo positivo, é registrado valor positivo de tensão. Ao se despolarizar totalmente a diferença de tensão nos eletrodos é zero. A onda de repolarização, seguindo o mesmo sentido inverte a polaridade percebida na interface eletro-pele resultando no registro negativo desse sinal (HALL; GUYTON, 2017).

A posição de eletrodos mais comum utilizada é mostrado na Figura 2.7. Nela o potencial diferencial é medido entre o braço direito e esquerdo, entre o braço direito e a perna esquerda e entre o braço esquerdo e a perna esquerda. Essa medição também é conhecida como derivação I, II e III respectivamente. Einthoven quem desenvolveu esse esquema de colocação de eletrodos, e afirmou que com quaisquer duas derivações se calcula uma terceira. Clinicamente as medições não se reduzem em três derivações, podendo chegar em configurações que englobam eletrodos de membros, pernas e tórax (JENNINGS et al., 1995).

As resultantes das ondas de sinais gerados pelo coração em cada instante são percebidas pe-

Figura 2.7: O Triângulo de Einthoven



Fonte: Adaptado de (JENNINGS et al., 1995)

nas derivações, tais resultantes terão uma componente de intensidade maior ou menor em relação a cada derivação, isso depende do quanto a resultante está em paralelo com a derivação. Com os três eletrodos dos membros é possível realizar mais três derivações conhecidas por derivações de membros unipolares aumentadas, cada derivação é realizada tornado um eletrodo positivo, e os outros dois negativos comuns (formando um eletrodo virtual entre os dois), defina-se as derivações aVR, aVL e aVF tornando o braço direito, o braço esquerdo e perna esquerda eletricamente positivos respectivamente, estas seis derivações focam o plano transversal do coração. No ECG de 12 derivações é adicionado mais 6 eletrodos dispostos na parede torácica, com o propósito de averiguar o sinal cardíaco no plano horizontal, o eletrodo indiferente é criado conectando os três eletrodos dos membros, essas derivações torácicas são identificadas por V1 a V6 (MOHRMAN; HELLER, 2018).

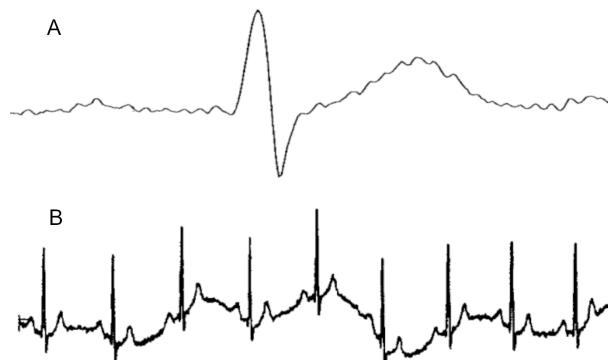
2.4.4 Interferências no sinal de ECG

Um equipamento de eletrocardiograma usado fora do ambiente laboratorial está exposto a diversas fontes de ruídos. Atualmente o ECG é objeto de estudo para aplicações contínuas, com o paciente exercendo atividades diárias tornando a aplicação do exame um desafio tecnológico. Duas das interferências mais amplamente pesquisadas e analisadas que afetam diretamente a qualidade do ECG são (Figura 2.8) a interferência de linha de energia, com frequência de 60 Hz (Brasil) e seus harmônicos, e a oscilação de linha de base, um ruído de baixa frequência originado na interface pele-eletrodo, frequentemente devido transpiração, respiração, movimentos corporais e mau contato dos eletrodos (SÖRNMO; LAGUNA, 2005).

2.5 TRABALHOS RELACIONADOS

A Tabela 2.1 apresenta uma comparação entre o sistema desenvolvido e alguns trabalhos relacionados. Esta comparação se atém em termos de funcionalidades como a disponibilidade de visualizar o exame localmente, o número de derivações disponíveis, se o dispositivo registra

Figura 2.8: Sinais de ECG contaminados com interferência de rede elétrica de 50Hz (A) e oscilação de linha de base (B)



Fonte: Adaptado de (SÖRNMO; LAGUNA, 2005)

o ECG na internet e se utiliza algum protocolo de interoperabilidade no registro.

Tabela 2.1: Comparação de trabalhos relacionados.

| Autor | Visualizador local | Número de derivações | Transmissão para internet | Interoperabilidade |
|--------------------------|--------------------------|----------------------|---------------------------|--------------------|
| (SAHU et al., 2021) | <i>Smarthphone</i> 5 | | <i>Bluetooth</i> | Não |
| (UEHARA; LUCENA, 2017) | <i>Smarthphone</i> 12 | | Não | Não |
| (KHER et al., 2019) | Computador | 12 | Não | Não |
| (MORIBE; MAIA, 2014) | Não | 12 | <i>Bluetooth</i> | Não |
| (WALINJKAR; WOODS, 2017) | Não | 3 | Sim | FHIR |
| Este Trabalho | <i>Display</i> Integrado | 12 | Wi-Fi | FHIR |

SAHU et al. (2021) propôs um sistema com projeto próprio do circuito de aquisição de sinais de ECG e visualização local do exame. Porém, a proposta limita o número de derivações em 5 e demanda um *smartphone* para o envio do exame para a internet.

Sistemas portáteis para realizar exame com 12 derivações foram apresentados por UEHARA; LUCENA (2017); KHER et al. (2019), entretanto não enviam os exames pela internet. Por outro, no trabalho proposto por MORIBE; MAIA (2014), o resultado do exame de 12 derivações depende de um *smartphone* para receber o exame através do protocolo *bluetooth* para ser enviado através da internet.

No único trabalho que possui um *display* integrado no sistema, os autores não conseguiram exibir graficamente o ECG e optaram por enviar os dados por *bluetooth* para um computador e visualizar no monitor a forma de onda do ECG (KHER et al., 2019).

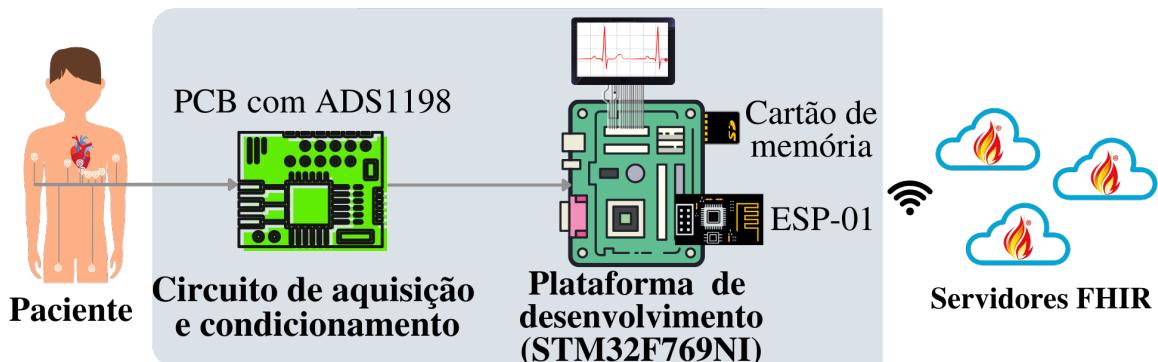
O trabalho apresentado por WALINJKAR; WOODS (2017) foi o único que implementa o padrão FHIR nas transmissões dos dados para a internet. Porém, exames com no máximo 3 derivações são realizados. Apesar de utilizar algoritmos de detecção e classificação de arritmias, todo o processamento dos dados é realizado em um computador limitando consideravelmente a portabilidade do sistema.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

O diagrama do sistema completo proposto é apresentado na Figura 3.1. A ideia em questão foi previamente discutida em detalhes por (MORÁS; MARTINS; ITTURRIET, 2023). No entanto, este trabalho expande essa ideia ao aprofundar certos aspectos do sistema e ao incluir novos elementos, como a implementação de técnicas de filtragem para redução de ruídos típicos. Essas adições visam fornecer uma compreensão mais abrangente e aprimorada do sistema em questão, proporcionando uma base sólida para avanços futuros.

Com destaque hachurado em cinza (Figura 3.1), o sistema tem dois componentes de *hardware* principais a serem detalhados: o circuito de aquisição de sinais de ECG e a plataforma de desenvolvimento. Adicionalmente, será abordado o registro e transmissão de ECGs para servidores FHIR na *internet*.

Figura 3.1: Visão macro do sistema proposto



Fonte: Adaptado de (MORÁS; MARTINS; ITTURRIET, 2023)

O circuito de aquisição e condicionamento de sinais de ECG foi baseado no Circuito Integrado (CI) ADS1198, a Seção 3.1 apresenta uma visão geral deste CI e a Seção 3.2 detalha o desenvolvimento do circuito entorno do ADS1198. A Seção 3.3 define a plataforma de desenvolvimento STM32F769NI responsável pelo processamento do sinal cardíaco. Na Seção 3.4 é detalhado os recursos que o ADS1198 dispõe e que conforme o desenvolvimento da PCB serão utilizados. Tratando da interface entre o ADS1198 e a STM32F769NI temos a Seção 3.5. O *firmware* desenvolvido é abordado na Seção 3.6. No final do diagrama temos a conexão WEB realizada pelo módulo ESP-01 e o registro do exame em servidor compatível com FHIR, estes temas são visto na Seção 3.7 e Seção 3.8, respectivamente. Por fim a Seção 3.9 apresenta técnicas para redução de ruídos como oscilação de linha de base e interferência de linhas de energia.

3.1 ADS1198

Nesta seção é apresentado o conversor analógico digital ADS1198, no qual é produzido pela Texas Instruments. Apesar de estar sendo utilizado para aquisição de sinais de ECG, o CI tem

uma finalidade mais ampla na aquisição de biosinais sendo utilizado também em aplicações de eletromiografia e eletroencefalograma. O ADS1198 possui as seguintes características (TEXAS INSTRUMENTS, 2011a):

- 8 canais analógicos de baixo ruído com Amplificadores de Ganho Programado (PGA);
- 8 conversores analógicos-digitais (A/D) delta sigma com 16 bits de resolução;
- Baixo consumo, 0.55mW por canal;
- Taxa de amostragem de 125SPS à 8kSPS;
- Taxa de rejeição de modo comum (CMRR) de -105dB;
- Fornece o terminal central de Wilson e os terminais de Goldberger;
- Circuito de acionamento de perna direita (*Right-Leg Drive* - RLD);
- Detecção de desconexão dos eletrodos;
- Interface de comunicação SPI;

A Figura 3.2 mostra o diagrama interno do ADS1198, nela podemos ver a diversificação de blocos funcionais dedicados a aplicabilidade de sistemas de medição de biosinais.

O ADS1198 ainda permite a detecção de ritmo que pode ser implementada através de *software* ou *hardware*. Ter um conversor A/D para cada canal permite altas taxas de amostragem eficaz, uma vez que evita atrasos causados pela multiplexagem (PEREIRA, 2012). Além disso O CI permite alimentação unipolar ou bipolar.

3.2 DESENVOLVIMENTO DA PCB

A Figura 3.3 mostra as principais etapas do desenvolvimento da placa de circuito impresso (PCB, cada etapa será explorada nas subseções a seguir).

3.2.1 Levantamento dos requisitos

Com a seleção do ADS1198 para o *front-end* para realizar o ECG, o projeto da PCB foi realizado para que utilize a maior parte dos recursos disponíveis pelo CI.

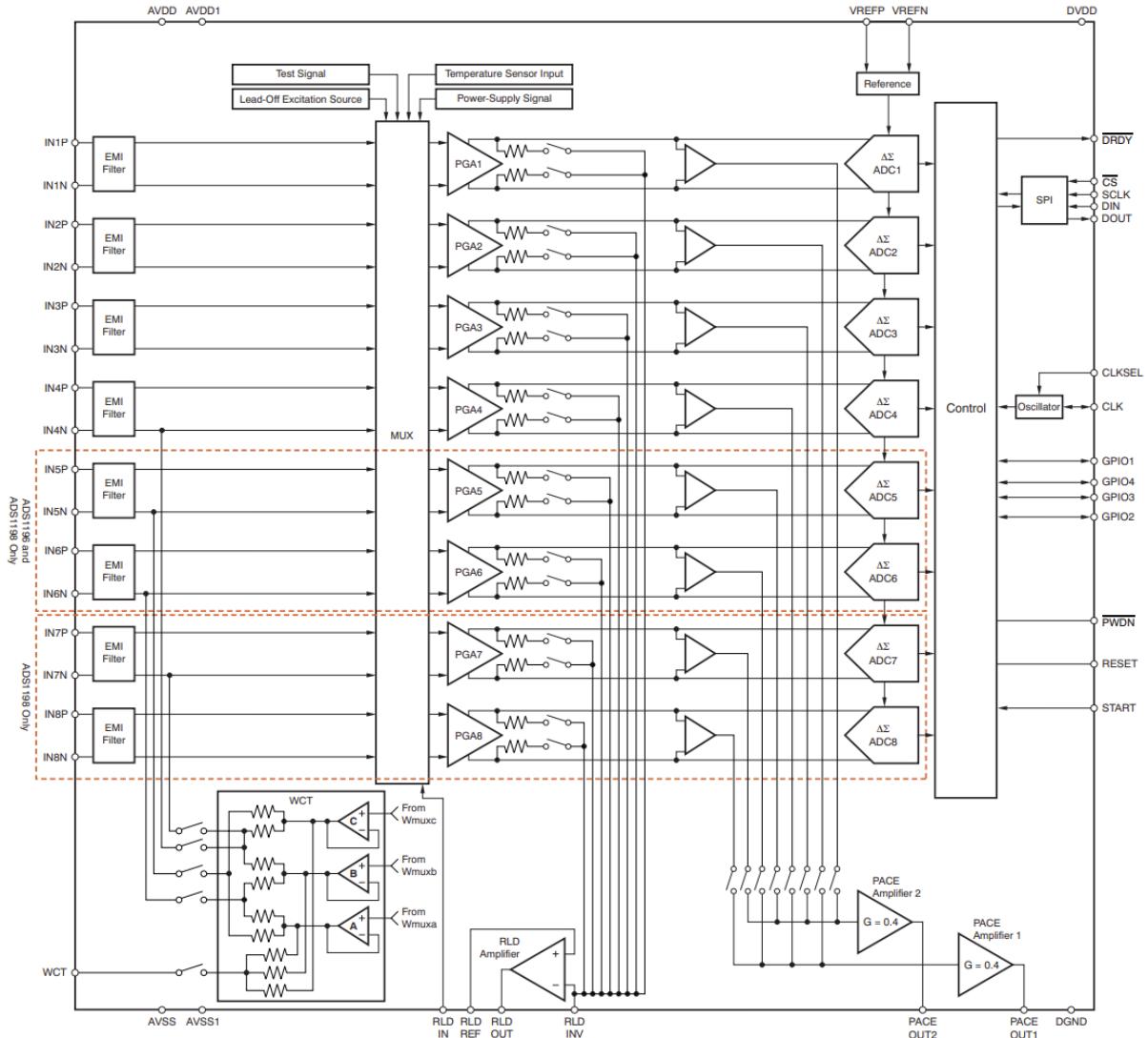
Como requisitos funcionais, o sistema deve atender:

- Realizar as 12 derivações de ECG;
- Comunicar-se com a plataforma de desenvolvimento pela interface SPI;

Os requisitos não funcionais são:

- Dispor de alta imunidade a ruído;
- Ter o formato de um *shild* de Arduino compatível com a plataforma de desenvolvimento;

Figura 3.2: Arquitetura interna do ADS1198



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011a)

3.2.2 Projeto elétrico

O projeto elétrico foi desenvolvido nas recomendações contidas no *data sheet* do ADS1198 (TEXAS INSTRUMENTS, 2011a). O esquema elétrico do sistema proposto pode ser visto nas figuras 3.4. Todo o projeto do sistema foi realizado em ambiente de Automação de Design Eletrônico (EDA), o *software* EasyEDA permite projetar, simular e compartilhar esquemas da PCB (EASYEDA, 2013).

A primeira versão do projeto elétrico do *front-end* foi totalmente desenvolvida e fabricada, porém ao realizar testes foram observadas algumas inconsistências no projeto, o que acarretou no funcionamento inadequado do *front-end*. Uma dessas inconformidades ocorreu na utilização dos diodos de proteção com ligação em paralelo para o plano de terra (GND) em cada canal do ADS1198. Este esquema de ligação é proposto por FORT; CIUPE; VLAD (2017), nele a tensão máxima permitida em cada canal (V_{in_max}) é a tensão de condução dos diodos em polarização

Figura 3.3: Etapas do projeto da PCB



Fonte: Autoria própria.

direta, ou seja, com os diodos escolhidos para o projeto $V_{in_max} = \pm 700mV$. Porém o potencial central dos sinal diferencial não é zero, o nível de modo comum se encontra em uma faixa positiva de tensão (CM) e, conforme TEXAS INSTRUMENTS (2011a) esta faixa é dado por:

$$AVSS + 0,2 + \left(\frac{Gain \cdot V_{MAX_DIFF}}{2} \right) < CM < AVDD - 0,2 - \left(\frac{Gain \cdot V_{MAX_DIFF}}{2} \right). \quad (3.1)$$

No qual V_{MAX_DIFF} é a tensão máxima diferencial aplicada nos canais e $Gain$ é o ganho programado dos PGAs. Para $V_{MAX_DIFF} = 5mV$ que seria a amplitude máxima teórica do sinal cardíaco (Tabela 3.1), $Gain = 12$ e $AVDD = 5V$ a faixa de tensão de modo comum será $0,23V < CM < 4,77V$, ou seja a tensão de modo comum no qual a tensão diferencial irá excursionar aditivamente pode ser maior que a tensão de condução dos diodos, dessa maneira o sinal diferencial aplicado entra em curto com o GND e não é medido corretamente pelos ADCs.

Tabela 3.1: características do biosinal

| Exame | Amplitude (mV) | Largura de banda (Hz) |
|-------|----------------|-----------------------|
| ECG | 1-5 | 0.05-100 |

Adaptado (THAKOR, 2014).

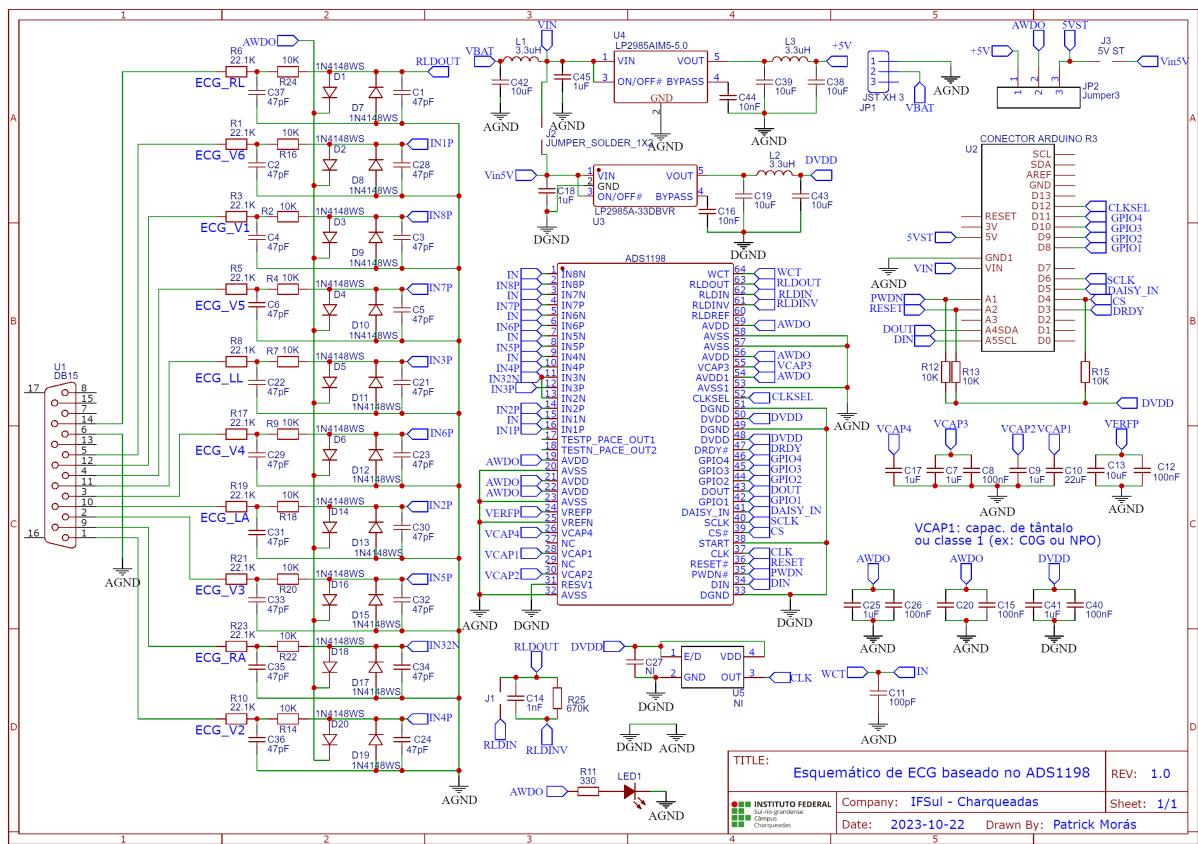
Vale destacar que na PCB implementada os diodos foram apenas removidos do circuito e foi desenvolvida a segunda versão do *front-end* para aquisição de sinais de ECG com as devidas correções e com algumas otimizações no circuito. O novo circuito desenvolvido, visto na Figura 3.4, além de outras interfaces serão abordadas nos tópicos seguintes.

3.2.3 Interfaceamento entre os eletrodos e o ADS1198

Na lateral esquerda da Figura 3.4 temos o circuito de entrada ao ADS1198, a interface dos eletrodos é ligada ao conector DB15 (*U1*). Em seguida temos um filtro anti-aliasing de segunda ordem para cada canal juntamente com os diodos de proteção de sobretensão. Estes diodos servem de complemento para os diodos internos presente no ADS1198.

A conexão elétrica entre cada canal do ADS1198 no circuito e cada derivação do ECG é apresentada na Tabela 3.2. Em sistemas envolvendo ECG, o CI ADS1198 também permite configurar o número de derivações desejadas. O sistema desenvolvido permite a monitorização de até 12 derivações de forma simultânea utilizando os oito canais do ADS1198. Duas das três derivações bipolares (derivação I e II) são amostradas diretamente pelo o CI. Ocupando os seis

Figura 3.4: Esquema elétrico do front-end desenvolvido baseado no ADS1198.



Fonte: Adaptado de (MORÁS; MARTINS; ITTURRIET, 2023).

canais restantes estão as derivações precordiais (V1 a V6) que recebem como referência a tensão média dos eletrodos do braço direito (RA), braço esquerdo (LA) e perna esquerda (LL). Esta referência é conhecida como terminal central de Wilson (WCT) e é gerada analogicamente por três amplificadores integrados ao ADS1198. Os sinais da derivação bipolar III e das derivações periféricas unipolares (aVR , aVL e aVF) são calculadas na plataforma de desenvolvimento a partir das derivações I e II conforme mostrado na Equação 3.2.

Tabela 3.2: Canais do ADS1198 versus derivações do ECG.

| Derivação | Canal | Derivação | Canal |
|-----------|-------|-----------|-------|
| V6 | 1 | V3 | 5 |
| I | 2 | V4 | 6 |
| II | 3 | V5 | 7 |
| V2 | 4 | V1 | 8 |

$$\begin{cases} III = II - I \\ aVR = -\frac{I+II}{2} \\ aVL = I - \frac{II}{2} \\ aVF = II - \frac{I}{2} \end{cases} \quad (3.2)$$

3.2.4 Filtro anti-aliasing

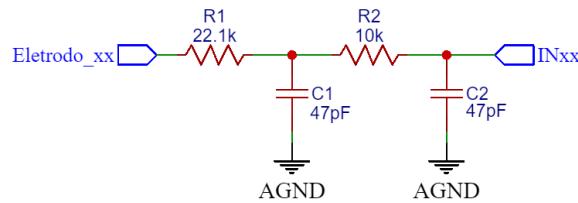
Conforme apontado pelo *datasheet*, TEXAS INSTRUMENTS (2011a), a frequência de amostragem de cada canal (F_{MOD}) depende da frequência de *clock* (F_{CLK}) utilizada no dispositivo e é obtida pela relação da Equação 3.3:

$$F_{MOD} = \frac{F_{CLK}}{16}. \quad (3.3)$$

O ADS1198 dispõe de um oscilador interno e, apesar de o circuito projetado ter a opção da utilização de um oscilador externo, a fonte de *clock* interna será selecionada. Nesse sentido, F_{CLK} apresentado no *datasheet* é $2,048MHz$ o que resulta numa frequência de amostragem de $128kHz$. Desse modo o filtro é projetado para atenuar o sinal acima da frequência de Nyquist, que neste contexto é $64kHz$. Um esquema simplificado para o filtro é apresentado na Figura 3.5 para facilitar a análise. Determinando que o sinal de entrada nesse filtro vindo de um dos eletródos (*Eletrodo_xx*) é V_{in} e a saída para um canal do CI (*INxx*) é V_{out} a função de transferência para o filtro pode ser obtida pela Equação 3.4:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2)s^2 + (R1 \cdot C1 + R1 \cdot C2 + R2 \cdot C2)s + 1} \quad (3.4)$$

Figura 3.5: Esquema simplificado do filtro *anti-aliasing* projetado para as entradas dos canais do ADS1198.



Fonte: Autoria própria.

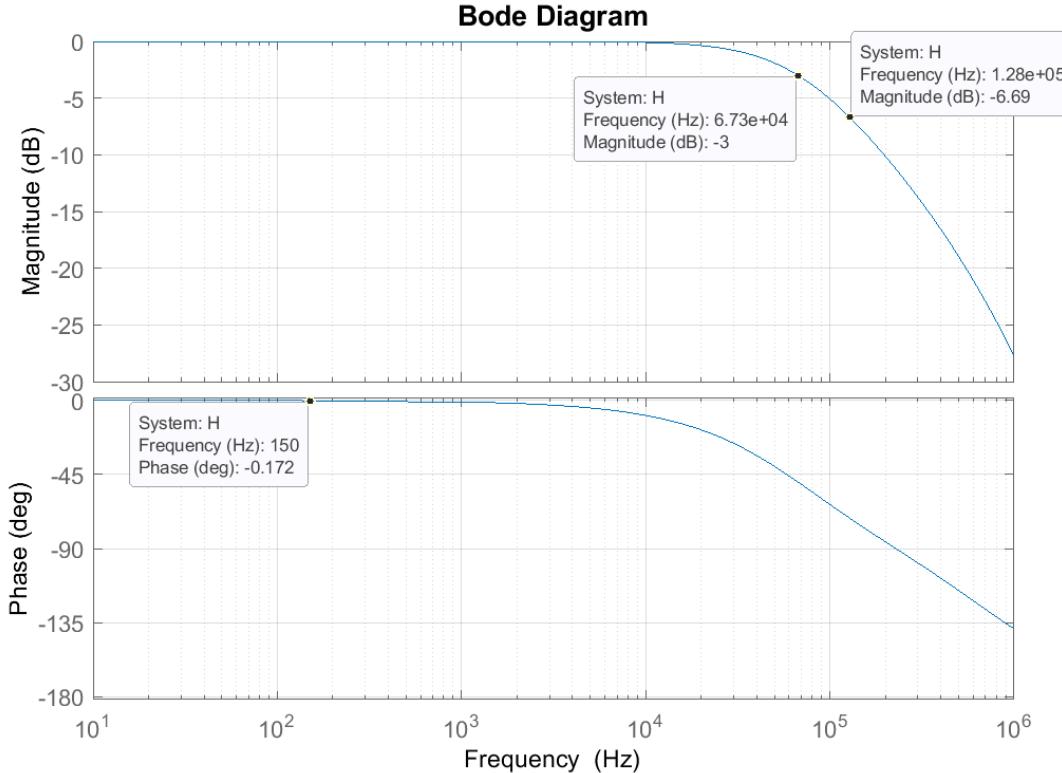
Substituindo os valores dos componentes utilizados na Equação 3.4 resulta na Equação 3.5:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{4.822 \cdot 10^{-13}s^2 + 2.547 \cdot 10^6s + 1}. \quad (3.5)$$

Como decorrência da Equação 3.5 é obtida a resposta em frequência do filtro (Figura 3.6). A

frequência de corte observada é de aproximadamente $67,3\text{kHz}$, valor este, próximo à frequência de Nyquist. Para frequências acima de F_{MOD} existirão atenuações maiores que $-6,69\text{dB}$, também é visto que para frequências de interesse ($< 150\text{Hz}$) o filtro causa um atraso de fase menor que -0.172° .

Figura 3.6: Resposta em frequência do filtro de segunda ordem *anti-aliasing* projetado.



Fonte: Autoria própria.

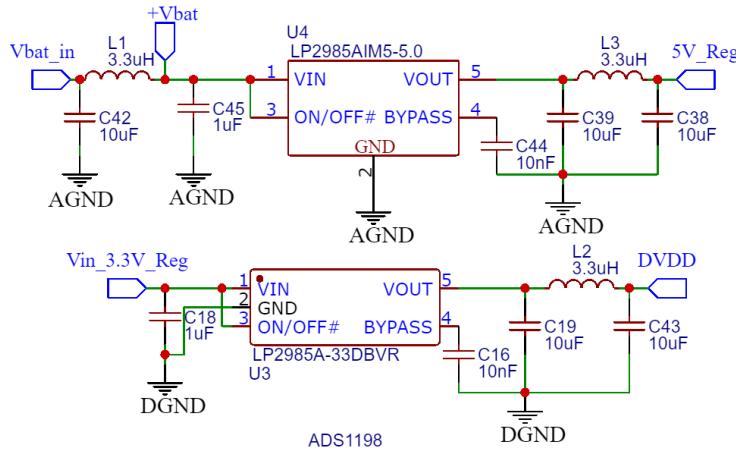
3.2.5 Alimentação do ADS1198

Conforme a TEXAS INSTRUMENTS (2011a) o ADS1198 deve ter fontes separadas para a parte analógica e digital. Na parte analógica alimentação unipolar ou bipolar pode ser utilizada e sua amplitude ($AVDD - AVSS$) deve estar entre 2,7 e 5,25V. Para a parte digital (AVDD) a tensão deve estar entre 1,65 e 3,6V, além disso a diferença de tensão entre os polos positivos da fontes analógica e digital ($AVDD - DVDD$) tem que estar entre -2,1 e 3,6V.

Dada a finalidade do projeto em realizar o ECG em um dispositivo portátil, foi realizada alimentação elétrica do CI de forma unipolar, evitando circuitos adicionais para alimentação de forma bipolar, e consequentemente diminuindo o consumo. A alimentação do CI se dá por meio de dois reguladores de tensão, $U3$ e $U4$, visualizados na Figura 3.7. Para compor o circuito de alimentação do CI foi selecionado o componente LP2985A-33DBVR fabricado pela TEXAS INSTRUMENTS (2022), este regulador de tensão é responsável por fornecer tensão de 3,3V ao lado digital do circuito ($DVDD$), este valor de tensão é requisito para a correta comunicação com o microcontrolador utilizado. Para o lado analógico ($AVDD$) foi escolhido o componente

LP2985AIM5-5.0 que possui tensão elétrica de saída de 5V e também é fabricado pela TEXAS INSTRUMENTS (2016). Para esta configuração de alimentação, a TEXAS INSTRUMENTS (2011a) indica que uma alimentação de referência ($VREFP$) de 4V seja utilizada. Para tal foi preferível o uso da tensão de referência gerada internamente de $4,0V \pm 0,2\%$ disponível pelo integrado.

Figura 3.7: Esquemático das fontes de tensão utilizadas no projeto.



Fonte: Autoria própria.

O restante dos componentes entorno da alimentação do CI foram baseados no modelo descrito no *datasheet* para conexão em fontes unipolares. Foi seguido as recomendações utilizando *ferrite bead* e capacitores desacoplamento formando um caminho de baixa impedância para o ruído de alta frequência FORT; CIUPE; VLAD (2017); TEXAS INSTRUMENTS (2011a).

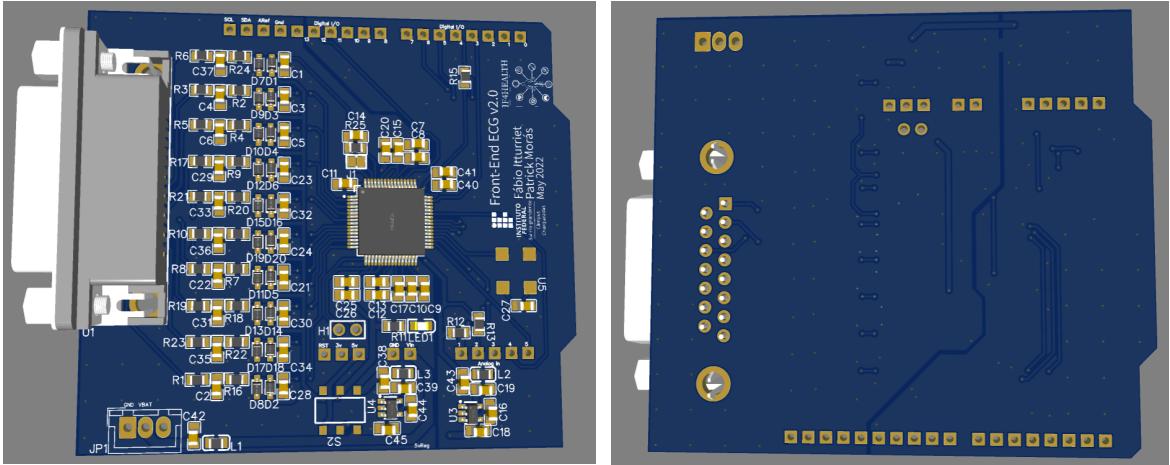
O circuito foi projetado para que possa ser alimentado por uma bateria ou pelo microcontrolador ligado pela USB a um computador. Desta maneira é possível programar e depurar o sistema sem a necessidade de utilizar uma bateria para alimentar o sistema. A bateria pode ser conectada ao *JPI* e a troca de alimentação pode ser feita pelo switch *S2*. A chave *S2* seleciona o fornecimento na entrada do regulador de tensão de 3,3V. A entrada deste regulador pode ser a tensão da bateria ou 5V fornecido pelo microcontrolador. Simultaneamente, esta mesma chave, elege a alimentação da parte analógica do ADS1198, podendo ser a tensão vinda do regulador *U4*, no qual é alimentado pela bateria, ou pelo 5V fornecido pelo microcontrolador.

3.2.6 Posicionamento

O posicionamento dos componentes foram realizados para que os sinais analógicos fiquem o mais longe dos sinais digitais, esta divisão, entre outras medidas, foram praticadas para obter melhor desempenho do circuito, entretanto nem todas recomendações foram seguidas a risca. Algumas das boas práticas para construir um leiaute são genéricas e difíceis de implementar pelo tamanho reduzido do sistema. Em resumo foi buscado uma harmonia no desenvolvimento da PCI e futuramente será realizados testes de desempenho e comparações com outros trabalhos buscando entender os benefícios e as desvantagens do sistema. A posição dos componentes é

mostrada na Figura 3.8a e o lado inferior da placa pode ser visto na Figura 3.8b.

Figura 3.8: Visualização 3D do circuito. (a) Lado superior. (b) Lado inferior
 (a) Lado superior (b) Lado inferior



Fonte: Autoria própria.

3.2.7 Roteamento

Conforme RIGO (2019) cada trilha possui um sinal de retorno associado, tratar esse retorno é fundamental para evitar ruídos causados por EMI entre outras interferências indesejadas. Esse ruído pode ser gerado pois sinais de retorno de alta frequência acabam sendo forçados por caminhos menos indutivos, diferentemente de sinais de baixa frequência que seguem os caminhos de menor resistência. Para reduzir a possibilidade de tais interferências ocorrer, adjacente as trilhas de sinais deve haver um plano de aterramento ininterrupto, dessa maneira os campos eletromagnéticos gerados pelas trilhas e pelo caminho de retorno ficam próximos e opostos causando seu cancelamento (MONTROSE, 2000).

Além do agrupamento dos componentes separando-os em regiões analógicas e digitais no sistema, também foram realizados planos de aterramento para essas duas áreas. Apesar de em muitos casos não serem recomendados, foi realizada a separação dos *ground planes* visto que não há um caminho direto entre o plano digital e o analógico, essa divisão pode ser feita quando não temos uma trilha atravessando os planos (MONTROSE, 2000). A conexão entre os planos ocorre em um ponto (tipo estrela) próximo aos reguladores de tensão.

Pelos custos reduzidos optou-se pela fabricação da PCB com apenas duas camadas. O posicionamento dos componentes seguiu o mesmo formato comentado anteriormente, tendo o cuidado para o plano de potência digital não sobreponha o analógico. Caso haja sobreposição é gerado capacitância entre as áreas podendo gerar emissão de Rádio Frequência (RF) entre os circuitos (TELEDYNE E2V, 2010), a Figura 3.9 ilustra o que foi dito.

Evitou-se também a formação de ângulo agudo de 90 graus no roteamento das trilhas em razão de gerar acumulo de campo na borda interna, essa concentração de campo pode incidir

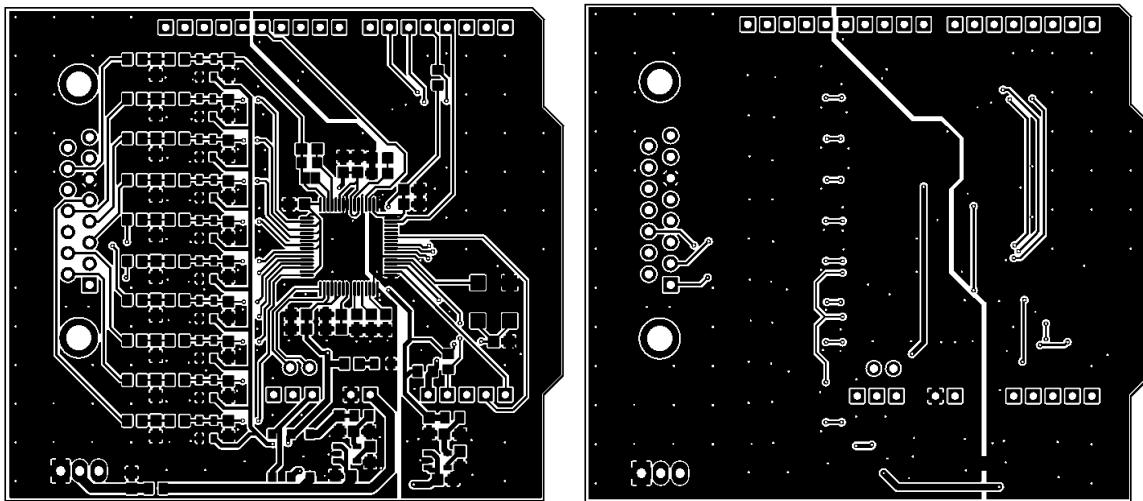
Figura 3.9: Sobreposição dos planos analógico e digital



Fonte: Adaptado de (TELEDYNE E2V, 2010).

ruído nas outras trilhas da PCB O'HARA (1998). A serigrafia da PCB é exposta na figura 3.10a e 3.10b.

Figura 3.10: Serigrafia do circuito. (a) Lado superior. (b) Lado inferior
 (a) Lado superior (b) Lado inferior



Fonte: Autoria própria.

3.3 PLATAFORMA DE DESENVOLVIMENTO

A plataforma de desenvolvimento tem um papel fundamental na arquitetura do projeto, ela será responsável por adquirir os dados brutos de ECG do ADS1198, processa-los e realizar o ploté local do exame. A plataforma também deverá se comunicar com o módulo ESP-01 para realizar a transmissão do exame para os servidores nos quais serão detalhados nas próximas metas. Visando locais que não possua acesso a internet ficará disponível a opção de armazenar o ECG em um cartão de memória, com isso temos uma forma alternativa para diagnósticos remoto do exame.

Dado os requisitos dos projeto, uma solução encontrada que disponibiliza diversos periféricos úteis é a plataforma de desenvolvimento STM32F769I DISCOVERY (Figura 3.11), esta plataforma possui:

- Microcontrolador de 32 bits Arm Cortex-M7.

- Dispõe de vários dispositivos úteis para o projeto como conversor analógico-digital, acesso direto à memória (DMA), protocolos de comunicação.
- Possui um *Display LCD touch* de 4in.
- Conector para cartão microSD.
- Conector compatível com o módulo WI-FI ESP-01.
- Conector Arduino Uno V3.

Figura 3.11: Visão geral da plataforma de desenvolvimento STM32F769NI.



Fonte: STMICROELECTRONICS (2022).

3.3.1 *Display LCD*

O *display LCD* também terá algumas funções importantes. Fundamentalmente a plataforma deverá exibir o exame localmente, neste aspecto será possível visualizar o exame em tempo real. Outrossim é a ideia de que o ADS1198 seja totalmente configurável, para tal será desenvolvido telas com diversas opções de ajustes, como por exemplo para habilitar/desabilitar filtros digitais entre outros recursos programados na plataforma de desenvolvimento.

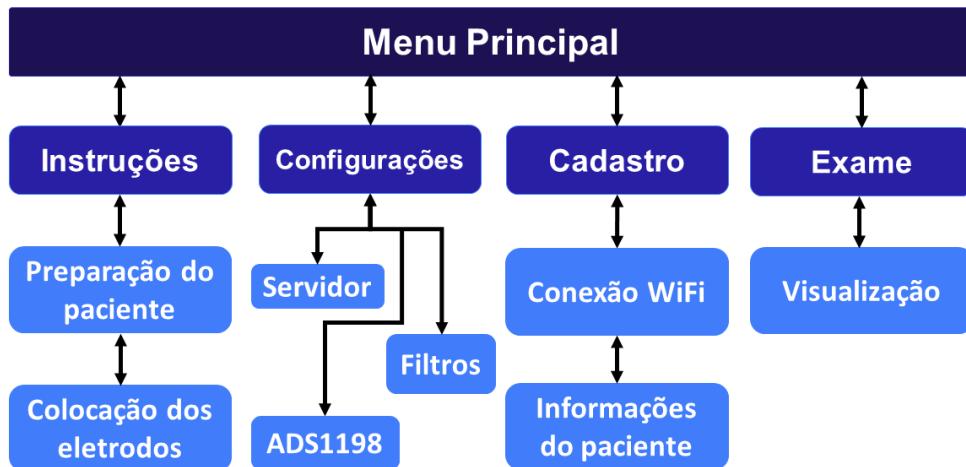
Além disso a conexão da plataforma e o servidor também será explorada pela interface gráfica onde teremos ambientes de configurações de acesso a internet, assim como ambientes de cadastro de paciente.

Na Figura 3.12 é mostrado o esquema idealizado de interface gráfica do usuário.

3.3.2 Acesso direto a memória DMA

Tendo vista o grande volume de dados que serão tratados pelo microcontrolador, a eficiência no transporte e no processamento dos dados é uma preocupação. O módulo de barramento de DMA permite a transferência de dados em segundo plano, ou seja, sem a interferência do processador, dessa forma o processador fica disponível para tarefas de maior importância. Aplicado no sistema o DMA permite mover o grande volume de dados de ECG diretamente para a memória, enquanto o processador trata os dados quando estiver disponíveis e cuida de tarefas

Figura 3.12: Diagrama de blocos das relações das telas de interface gráfica do usuário.



Fonte: Autoria própria.

como exibi-los na tela. O MCU STM32F769NI incorpora dois controladores DMA, cada controlador tem uma porta de memória e outra periférica. Apesar de ser apenas dois controladores DMA, cada controlador possui 8 fluxos de controle de solicitações DMA e, para cada fluxo existe outros 8 canais formando um mapa de requisições e permitindo que diversos periféricos tenham posições específicas de fluxo/canal. As portas DMA lidam ainda com prioridades de fluxos que podem ser configuradas via *firmware*.

Conforme a nota de aplicação *AN4031* (STMICROELECTRONICS, 2016), o DMA possui dois tipos de transferência: Modo normal e modo circular. No modo normal, o DMA estabelece a transferência de dados para as posições de memória pré-determinadas, ao ser atingido a meta de dados o DMA encerra sua operação. Por outro lado, o modo circular é ideal para a utilização de *buffers* de dados, onde ao terminar a quantidade de dados pré-estabelecida o DMA volta para a posição inicial de memória e continua suas transferências em modo continuo.

3.3.3 STM32CubeIDE e TouchGFX Designer

A fabricante *ST Microelectronics* disponibiliza diversos *softwares* para auxiliar no desenvolvimento de projetos com seus microcontroladores. O Ambiente de Desenvolvimento Integrado (IDE) utilizada para gerar o *firmware* para a plataforma de desenvolvimento utilizada é a *STM32CubeIDE* (STM32CUBEIDE, VERSION 1.10.1, 2022). Este ambiente é baseado na estrutura *Eclipse* permitindo a programação em C/C++, possui também recursos gráficos para configuração dos periféricos. Além dos recursos básicos de geração e compilação de códigos, esta ferramenta propicia recursos de depuração.

Para a criação dos elementos gráficos visualizados no *display* da plataforma foi utilizado o *software TouchGFXDesigner* (TOUCHGFXDESIGNER, VERSION 4.20.0, 2022). Esta ferramenta permite criar facilmente Interfaces Gráficas de Usuário (GUI) através de *Widgets* personalizáveis e geração automática de código compatível com o *SMT32CubeIDE*. Vale acrescentar

que estes *softwares* estão em constantes atualizações sendo um ponto motivacional para o seu uso.

3.4 RECURSOS DO ADS1198

A seguir serão apresentados alguns dos recursos do ADS1198 configuráveis, parte desses recursos estarão disponíveis para alteração através do *display* da plataforma utilizada. Esta escolha de projeto torna a plataforma flexível em termos de aplicação além de colaborar na parte de depuração do sistema.

3.4.1 O multiplexador das entradas

Como apresentado anteriormente o ADS1198 possui oito canais diferenciais (IN1P-IN8N). Podendo realizar aquisição simultânea em seus canais, este CI oferece multiplexador de entradas, propiciando o roteamento sinais internos e externos de diversas maneiras. Este multiplexador pode definir individualmente cada canal como entrada normal de eletrodo (utilizado no ECG), entrada em curto (medição de *offset* e ruído), entrada para medição do sinal do RLD gerado por outros eletrodos, entrada para medição das tensões de alimentação do integrado, entrada para medição de temperatura do sensor interno, entrada para sinal de teste (gerado internamente ou externamente utilizando os pinos *TESTP_PACE_OUT1* e *TESTN_PACE_OUT2*), pode multiplexar a fonte de excitação de detecção de eletrodo desconectado (*LOFF*) nos canais de entrada e, por fim o multiplexador pode ser utilizado para roteamento do sinal *RLDIN* em qualquer eletrodo de entrada fornecendo um caminho para o acionamento do circuito RLD ao corpo do paciente.

3.4.2 Teste interno

O ADS1198 possui alguns sinais gerados internamente, o sinal de teste interno é uma onda quadrada no qual a sua amplitude é dada por:

$$V_{test} = -n \cdot \frac{(VREFP - VREFN)}{2,4} \quad [mV], \quad n = 1 \text{ ou } 2. \quad (3.6)$$

Em que n pode ser 1 caso o *bit* selecionado no registrador *TEST_AMP* seja 0, ou 2 caso $TEST_AMP = 1$. A frequência do sinal também pode ser definido pelo registrador *TEST_FREQ[1:0]*:

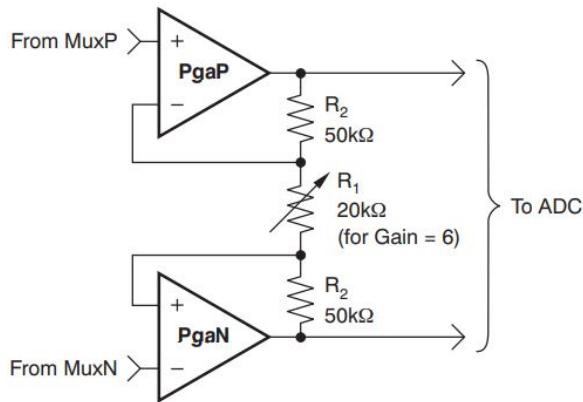
$$f_{test} = \frac{f_{CLK}}{2^n} \quad [Hz], \quad n = 21 \text{ ou } 20. \quad (3.7)$$

Nesse caso n vai ser 21 quando $TEST_FREQ[1 : 0] = 00$ ou 20 quando $TEST_FREQ[1 : 0] = 01$. O sinal de teste interno também pode ser usado como um sinal de corrente contínua definindo o registrador como $TEST_FREQ[1 : 0] = 11$.

3.4.3 Amplificador de ganho programável

O CI utilizado possui oito PGAs (Figura 3.13), sendo que o ganho (parâmetro *gain*) pode ser selecionado para 1, 2, 3, 4, 6, 8 e 12. É importante salientar que a configuração do ganho juntamente com a taxa de amostragem afetam diretamente o ruído percebido na entrada: para a referência de 4V, taxa de dados de 1kHz e um ganho de 12V/V o ruído é de $11.2\mu V_{pp}$ aproximadamente, por exemplo.

Figura 3.13: Implementação do PGA



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011a).

3.4.4 Conversor Analógico Digital do integrado

O ADS11198 possui 8 conversores analógico para digital delta-sigma ($\Delta\Sigma$) de 16 bits. O modulador do conversor A/D utiliza filtros *sinc* de terceira ordem em cada canal, este filtro oferece diferentes taxas de decimação configuráveis através do registrador *CONFIG1*, as taxas de saída dos dados (f_{DR}) disponíveis são: 125SPS, 250SPS, 500SPS, 1kSPS, 2kSPS, 4kSPS ou 8kSPS.

Os dados convertidos tem o formato de complemento de dois, a sensibilidade do equipamento vista no bit menos significativo (LSB) pode ser calculada pela Equação 3.8. Este resultado é dado ignorando os efeitos causados por ruídos e erros, consequentemente não corresponde diretamente a resolução final do dispositivo.

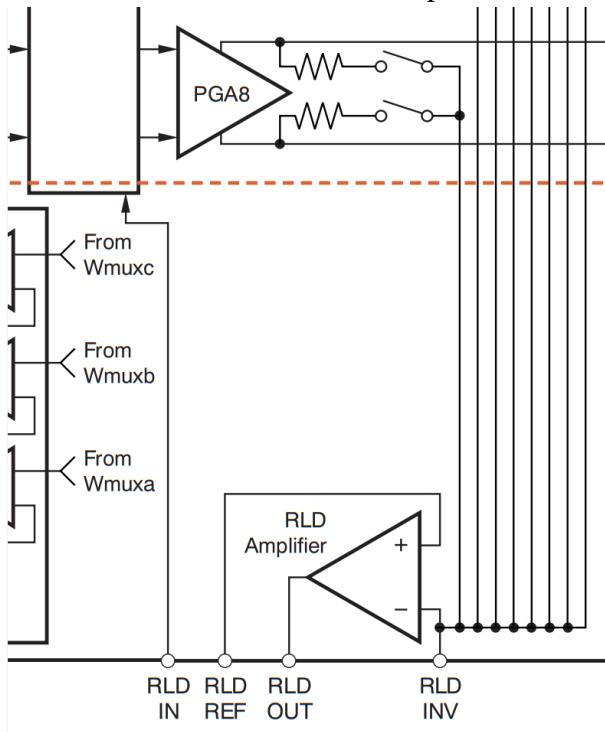
$$LSB = \frac{V_{REF}}{ganho(2^{15} - 1)} \quad [V]. \quad (3.8)$$

3.4.5 Circuito RLD

Um bloco integrado é dedicado para o circuito de perna direita, este bloco pode ser visualizado no diagrama da Figura 3.2, que para conveniência do leitor é concentrado na Figura 3.14. O eletrodo responsável pelo sinal RLD pode, após a filtragem *anti-aliasing*, conectar-se direta-

mente ao pino *RLDOUT* ou este sinal pode ser fornecido através do pino *RLDIN* multiplexado com uma das entradas de canal do ADS1198. Através de *RLDIN* também é possível medir o sinal RLD em um dos canais. No sistema proposto foi preferível a não utilização da alimentação RLD por *RLDIN* pois acabaria ocupando um canal útil para a aquisição do ECG.

Figura 3.14: Ênfase ao circuito RDL disponível no ADS1198.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011a).

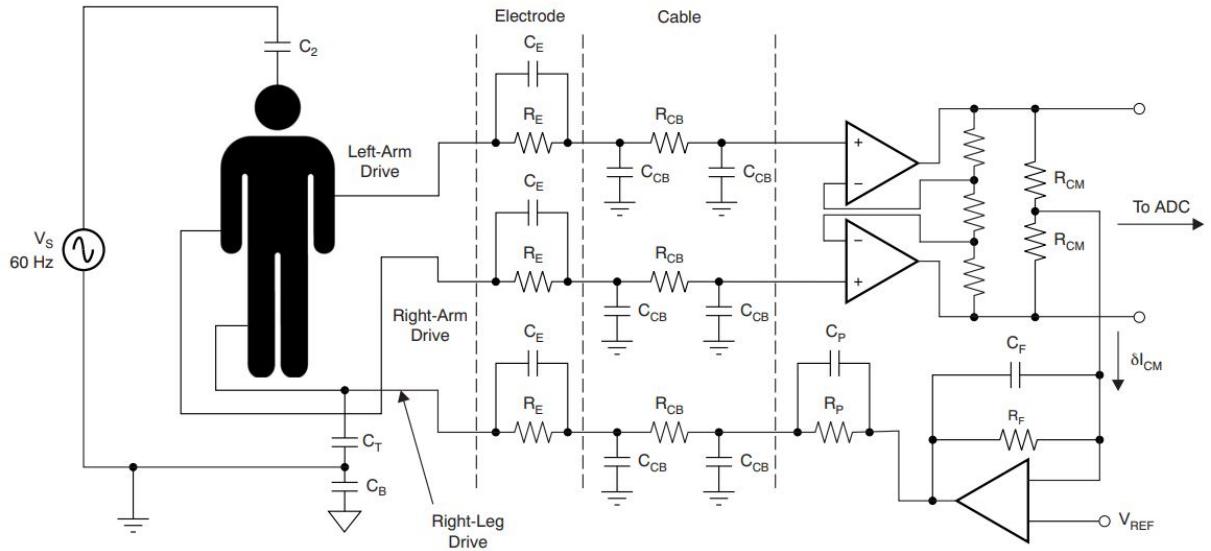
O circuito RLD pode ser visualizado na Figura 3.15, o intuito do RLD é melhorar a rejeição de modo comum (CMR) dos canais de aquisição de ECG, ele detecta a tensão de modo comum (V_{CM}) com os resistores R_{CM} nas saídas dos amplificadores de ganho programável (PGAs), amplifica sua diferença, e fecha a malha através do eletrodo RLD (Figura 3.15). A redução da resistência no circuito RLD resulta numa melhora do CMR, entretanto há um limite a ser respeitado, em uma condição de falha no qual o amplificador RLD sature deve haver uma resistência de proteção R_P mantendo a corrente em níveis aceitáveis. Conforme a norma IEC ANSI/AAMI ES1:1993 a corrente de falha deve ser limitada a $50\mu A$ TEXAS INSTRUMENTS (2011b). Para uma fonte de tensão $AVDD$ de 5V o valor de R_P deverá ser de no mínimo $100k\Omega$, por exemplo. No sistema desenvolvido não foi avaliado a necessidade de utilização do resistor de proteção, sendo uma sugestão para trabalho futuro.

Considerando uma análise simplificada do circuito de acionamento vista na Figura 3.16, a tensão de modo comum V_{CM} é dada pela Equação 3.9.

$$V_{CM} = \frac{R_{RL}I_p}{1+A} + V_{REF}. \quad (3.9)$$

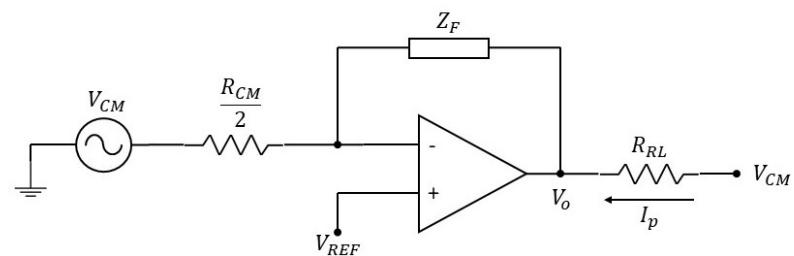
A tensão de referência V_{REF} ajustará apenas o *offset* a depender da categoria de fonte utili-

Figura 3.15: Circuito de acionamento de perna direita



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2011b).

Figura 3.16: Circuito RLD simplificado



Fonte: Autoria própria.

zada na alimentação dos amplificadores operacionais (simétrica ou assimétrica). Dessa maneira, pode ser notado que o CMR pode ser melhorado numa quantidade de $1 + A$, onde A é o ganho do Amplificador RLD dado pela Equação 3.11:

$$A = \frac{2Z_F}{R_{CM}}. \quad (3.10)$$

Onde Z_F pode ser dado por:

$$Z_F = R_F || C_F = \frac{R_F}{1 + sC_F R_F}. \quad (3.11)$$

A largura de banda f_{BW} do laço RLD é dada aproximadamente por:

$$f_{BW} \cong \frac{1}{2\pi R_F C_F} \quad (3.12)$$

3.5 INTERCONEXÃO DO SISTEMA

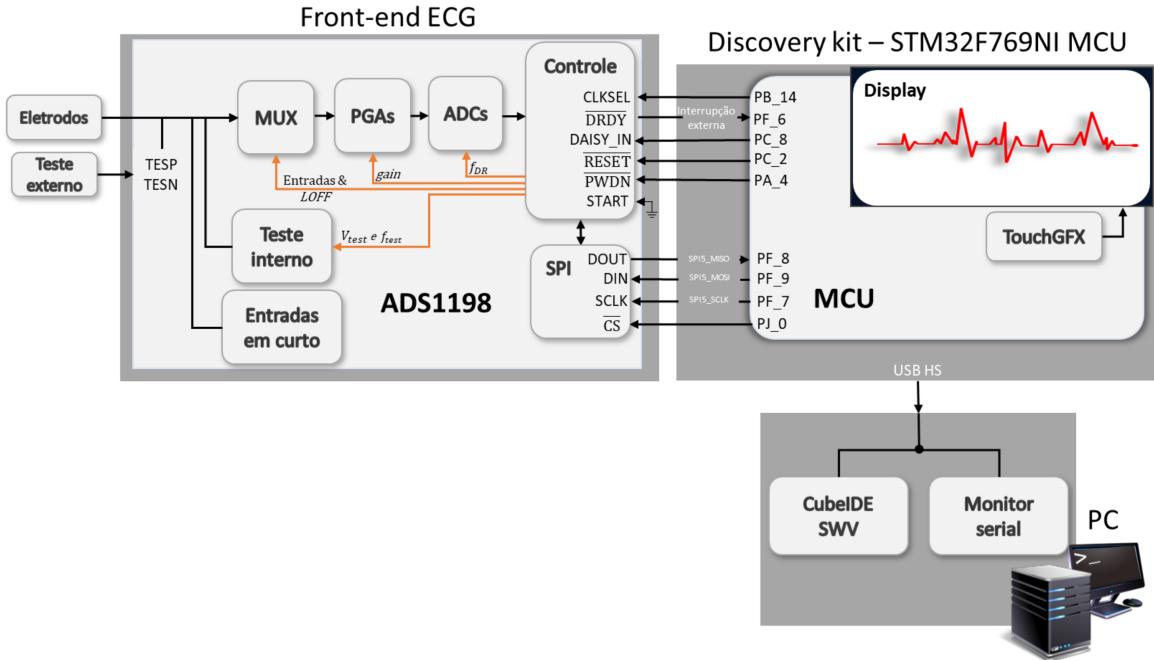
Na Figura 3.17 é indicado um diagrama geral das conexões do sistema, incluindo a ligação da plataforma de desenvolvimento com o computador para procedimentos de calibração que serão abordados futuramente. Em relação ao *front-end* ECG é apresentado um diagrama em blocos resumido do trajeto do sinal no ADS1198. As conexões na cor laranja representam as configurações disponíveis para alteração na plataforma de desenvolvimento, algumas dessas configurações disponíveis são a taxa de saída de dados dos conversores A/D (f_{DR}), o ganho dos PGAs (*gain*), a seleção do sinal de entrada, A utilização ou não de detecção de eletrodo desconectado (*LOFF*) assim como a escolha do método de detecção.

3.6 FIRMWARE EMBARCADO

A confecção do código de programação teve início com a biblioteca do ADS1299, baseada na família STM32F4, disponibilizada por KRAVCHENKO (2017). Além da adaptabilidade para o CI ADS1198 e para a família do microcontrolador (MCU) utilizado, no código também deverá ser empregado o DMA uma vez que os dados são transmitidos em modo de bloqueio no formato padrão da biblioteca.

Por depender de um sinal de dados prontos (\overline{DRDY}) para transmissão de cada conjunto de dados do ADS1198 para o MCU, optou-se pelo uso do DMA no modo normal. Seu funcionamento foi idealizado conforme a Figura 3.18, inicialmente temos o ADS1198 gerando o sinal de dados prontos ao abaixar o nível logico do pino \overline{DRDY} , o MCU trata esse sinal como interrupção de *hardware* e ativa o *DMA2*, o *DMA2* então, se encarrega da transmissão do conjunto de dados do ADS1198 diretamente para a memória do microcontrolador, vale relembrar que esta operação é realizada pelo DMA em segundo plano, ou seja, o processador principal fica disponível para outras tarefas durante esse tempo. Ao completar a transmissão, o DMA2 gera

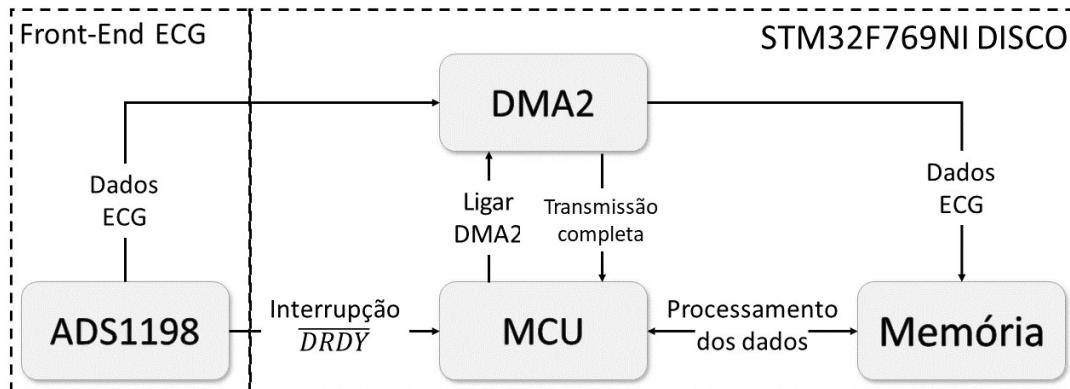
Figura 3.17: Diagrama funcional de interconexão do sistema.



Fonte: Autoria própria.

uma interrupção no processador principal indicando que os dados estão disponíveis na memória, neste instante o MCU acessa os dados para realizar operações como, por exemplo, os ajustes dos erros de *offset*. Por fim, os dados processados são novamente guardados na memória.

Figura 3.18: Gerenciamento dos dados de entrada pelo MCU utilizando o DMA2.



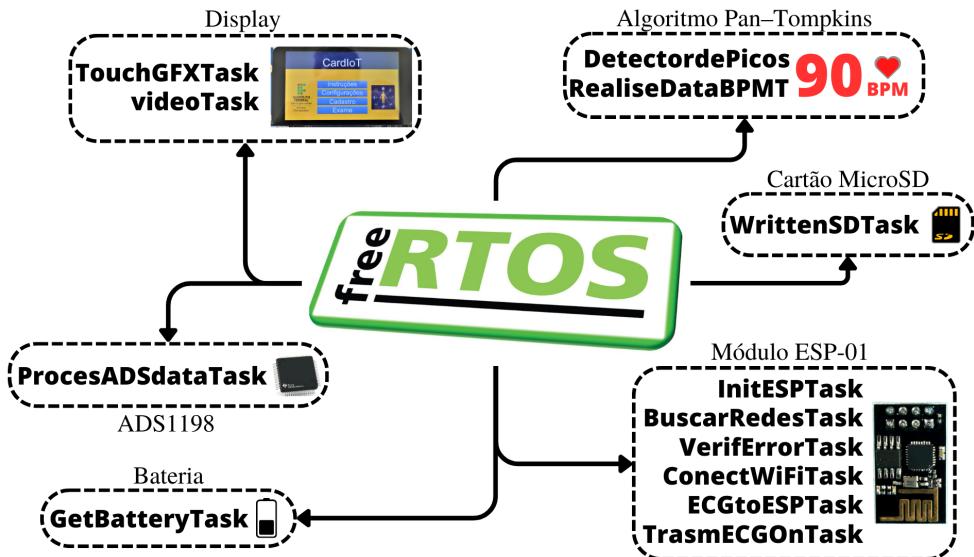
Fonte: Autoria própria.

3.6.1 FreeRTOS

FreeRTOS é um sistema operacional de tempo real voltado para microcontroladores (AMAZON, 2023), no qual a plataforma de desenvolvimento utilizada fornece suporte. O uso do *Display* gráfico contida no embarcado é gerenciado pelo FreeRTOS, e seu uso no projeto é ex-

tensivo por dividir o programa em tarefas com níveis de prioridades diferentes. Na Figura 3.19 é indicado algumas das tarefas utilizadas no sistema relacionando-as com suas funcionalidades. As tarefas associadas ao *display* da plataforma estão disponíveis automaticamente ao habilitar seu uso pelo *TouchGFXDesigner*.

Figura 3.19: Tarefas gerenciadas pelo FreeRTOS.



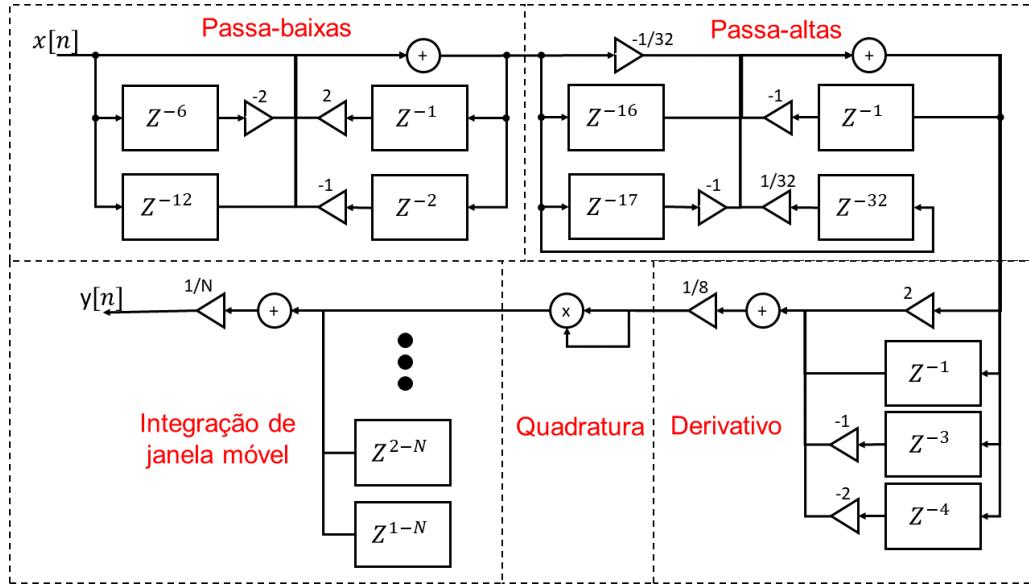
Fonte: Autoria própria.

3.6.2 Algoritmo Pan-Tompkins

O algoritmo Pan-Tompkins é utilizado amplamente na detecção do complexo QRS, com ele é possível estimar a frequência cardíaca obtendo o número de batimentos cardíacos por minuto (BPM). PAN; TOMPKINS (1985) propuseram uma série de filtros em que quando submetidos ao sinal de ECG o complexo QRS do sinal é evidenciado, para isso projetaram um filtro passa-banda, um filtro derivativo, um processo de elevar ao quadrado o sinal e um integrador de janela deslizante todos derivados para a frequência de amostragem de 200Hz. Na Figura 3.20 é apresentado um diagrama em blocos dos filtros, o filtro passa banda é formado por um filtro passa-baixas em cascata com o pass-altas, sua frequência de corte é de aproximadamente 5 a 12Hz se estabelecendo próximo a faixa de frequência que maximiza a energia do complexo QRS que, segundo os autores, é de 5 a 15Hz. O filtro derivativo é aproximadamente linear da frequência dc até 30Hz e a janela de integração utilizada na proposta foi de 150ms. Além disso os autores adicionaram parâmetros dinâmicos de detecção que se adaptam automaticamente permitindo que o algoritmo funcione para diferentes pacientes, e que se ajuste quando ocorra alterações morfológicas no sinal de um único paciente. São utilizados dois limites: *THRESHOLD I1* e *THRESHOLD I2*. O limite superior é utilizado inicialmente na análise do sinal, o limite inferior é utilizado quando nenhum complexo QRS é detectado em um período de

tempo pré determinado é então realizado uma busca retroativa no sinal. É utilizado também parâmetros como *NPKI* que é a estimativa da corrente do pico de ruído e *SPKF* que é a estimativa corrente do pico do sinal, estes parâmetros dependem em parte de seus valores anteriores e são considerados no ajuste dos limites.

Figura 3.20: Diagrama em blocos dos filtros projetados por PAN; TOMPKINS (1985) para detecção do complexo QRS com frequência de amostragem de 200 Hz. N é o tamanho da janela de integração determinada empiricamente.



Fonte: Autoria própria.

Uma biblioteca em linguagem de programação C proposta por MOURA MOREIRA (2020) foi utilizada como base para a implementação do algoritmo de Pan-Tompkins no sistema. Uma revisão nesta biblioteca resultou em algumas correções, o filtro passa-altas e o derivativo da biblioteca possuem o projeto baseado no artigo original do MOURA MOREIRA (2020), porém uma errata foi publicada pelos autores no qual é realizada algumas alterações no projeto dos filtros, a Figura 3.20 já inclui os resultados das alterações. Outro aspecto já abordado é a frequência de amostragem de 200Hz utilizada no projeto dos filtros, a utilização de outra frequência de amostragem como a de 500Hz disponível pelo ADS1198 altera as frequências de corte dos filtros, sendo necessária a revisão dos coeficientes. Um ponto de melhoria na biblioteca, em termos de tempo de processamento, seria o uso de fila circular para o armazenamento dos sinais em cada etapa de filtragem, atualmente é utilizados vetores que quando todos os índices estão com informação é realizado o deslocamento de todos os dados em um posição, descartando a amostra mais antiga e liberando espaço para a amostras atual. Ambas análises foram indicadas como sugestão para trabalho futuro.

Em relação a qualidade do sinal de ECG a ser processado, FARIHA et al. (2020) testaram o algoritmo com sinais contendo diversos níveis de relação sinal-ruído (SNR) de ruídos típicos, como o de oscilação de linha de base, artefato de Eletromiografia e artefato de movimento, utilizando um banco de dados de ECG, o *MIT-BIH Noise Stress Test Database (NST)* MOODY;

MULDROW; MARK (1984). Neste mesmo estudo o desempenho do algoritmo foi testado com sinais de arritmia derivados do *MIT-BIH Arrhythmia Database* (GOLDBERGER et al., 2000). verificou-se que o algoritmo produziu boa sensibilidade ($> 90\%$) para sinais com SNR maiores que 6dB. Para ECGs com arritmia foi constatado que o algoritmo possui alta sensibilidade, maiores que 96% de detecção.

3.6.3 Cartão microSD

Existem diversos tipos de cartões disponíveis no mercado, para os testes realizados foi utilizado o cartão microSD de 128GB classe V30, tendo velocidade de gravação mínima de 30MB/s. Para comunicação com o cartão microSD foi utilizada a interface SDMMC (*secure digital multimedia card*) juntamente com DMA disponível no microcontrolador. Para atuar entre a camada de aplicação e o baixo nível é utilizado o módulo de sistemas de arquivos FAT, o FATFS.

O processo de gravação no cartão microSD é realizado pressionando o botão "gravação" na tela no qual é exibido o ECG. Inicialmente é criado um arquivo com nome "ECG_000" em que a numeração é incrementada conforme o número de gravações. Para a gravação é utilizado *Ping-pong Buffer*, esta estratégia consiste em dividir o *buffer* de gravação na metade e enquanto uma metade esta sendo preenchida pelos dados de ECG a outra metade é gravada no cartão SD.

As 12 derivações são armazenadas no arquivo criado em sequência, primeiramente são armazenadas as derivações bipolares I, II e III respectivamente, na sequência as derivações unipolares aumentadas aVR, aVL e aVF são transmitidas, por fim as derivações precordiais V1, V2, V3, V4, V5 e V6 são enviadas. O formato utilizado é inteiro de 16 bits para cada derivação. Além disso, 145 bytes iniciais são reservados para cabeçalho contendo informações do paciente, configuração do dispositivo e informações do exame conforme indicado na Tabela 3.3.

Para a correta leitura das derivações na sequência abordada anteriormente (I, II, ...), um número múltiplo de 24 (2 bytes x 12 derivações) maior que o tamanho do arquivo do cabeçalho de amostras devem ser ignoradas. Para o caso de 145 bytes de cabeçalho a leitura do ECG deve ser considerada a partir do byte número 168, este procedimento é indicado na Figura 3.21.

3.7 CONEXÃO WEB

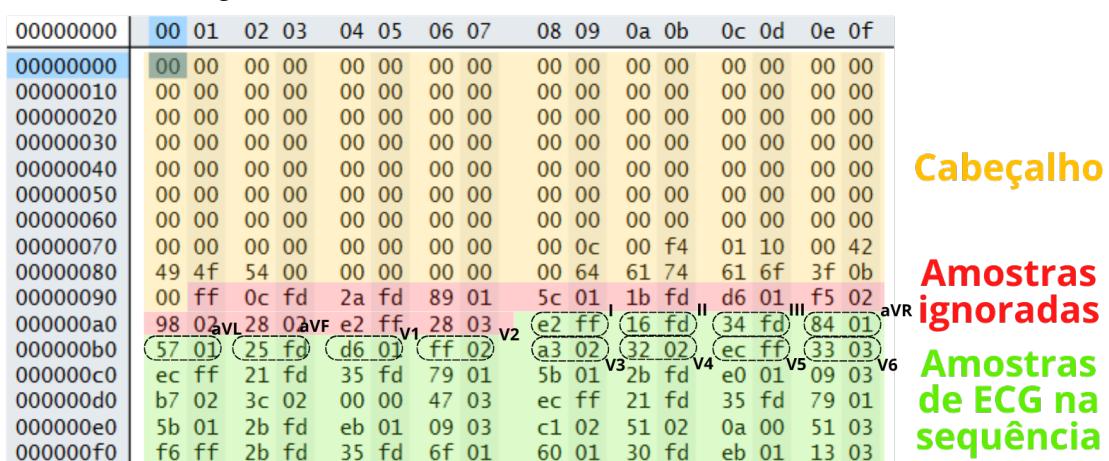
O acesso a *Internet* é estabelecido pelo módulo WiFi ESP-01. O módulo ESP-01 possui um microcontrolador ESP8266 de 32 bits, ele é o módulo mais simples da fabricante Espressif Systems, por ser popular e ter baixo custo foi escolhido como o módulo de comunicação WI-FI para o projeto.

O modo de operação utilizado no ESP-01 é via comandos AT, onde um programa instalado no módulo gerencia os comandos recebidos pelo Receptor/Transmissor Universal Assíncrono (UART), este modo é desejado quando temos o módulo conectado a outro microcontrolador,

Tabela 3.3: Cabeçalho desenvolvido para gravação de exames no cartão microSD

| Bytes reservados | Descrição | Registro padrão |
|-------------------------|-----------------------|------------------------|
| 25 | ID do paciente | 0x00, ..., 0x00 |
| 22 | Nome | 0x00, ..., 0x00 |
| 32 | Sobrenome | 0x00, ..., 0x00 |
| 32 | Contato | 0x00, ..., 0x00 |
| 2 | Gênero | 0x00, 0x00 |
| 2 | Dia do nascimento | 0x00, 0x00 |
| 2 | Mês do nascimento | 0x00, 0x00 |
| 4 | Ano do nascimento | 0x00, 0x00, 0x00, 0x00 |
| 2 | Número de derivações | 0x0c, 0x00 |
| 2 | Taxa de amostragem | 0xf4, 0x01 |
| 2 | Bits por amostra | 0x10, 0x00 |
| 4 | Dispositivo "BIOT" | 0x42, 0x49, 0x4f, 0x54 |
| 4 | Data do exame | 0x00, 0x00, 0x00, 0x00 |
| 2 | Hora do exame | 0x00, 0x00 |
| 4 | Indicador fixo "data" | 0x64, 0x61, 0x74, 0x61 |
| 4 | Tamanho do arquivo | 0x00, 0x00, 0x00, 0x00 |

Figura 3.21: Formato de leitura dos dados no cartão SD.

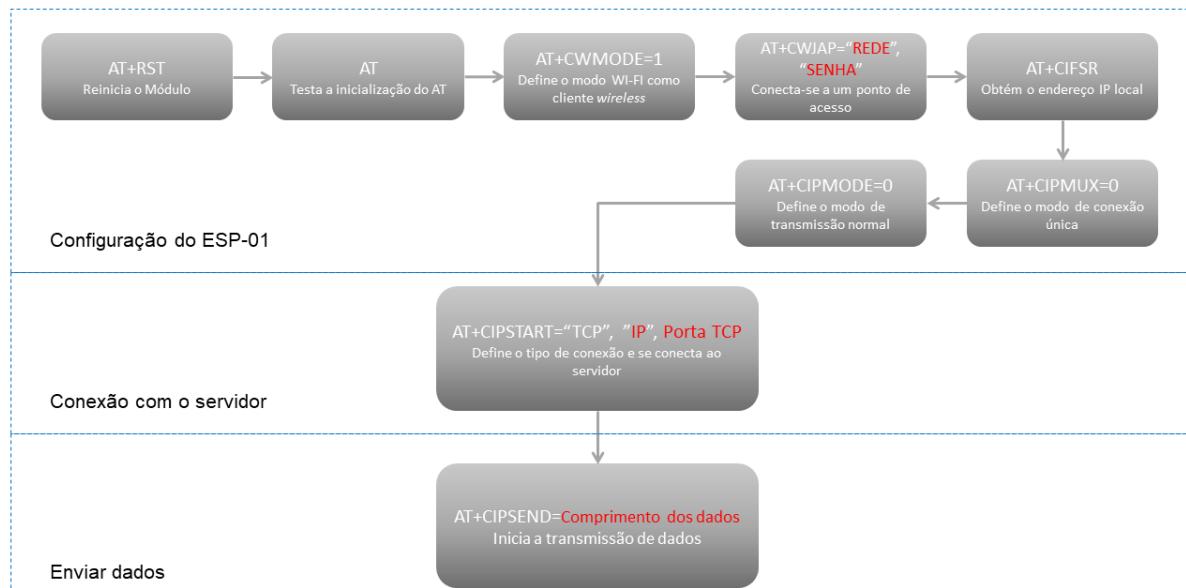


Fonte: Autoria própria.

facilitando a interação entre os mesmos.

Antes de configurar o ESP-01 e se conectar a um servidor, é testado a sua comunicação, a fim de verificar qualquer erro, como o de caracteres “estranhos” recebidos do ESP, que ocorre quando temos uma taxa de transmissão incorreta. O comando AT é simples e ideal para isso, onde retorna um “OK” caso tudo tenha ocorrido certo. O ESP tem três modos WI-FI que podem ser definidos via comandos AT, no primeiro modo SoftAP, o ESP-01 trabalha como um ponto de acesso onde outros dispositivos podem se conectar a ele, o segundo é o modo estação, no qual o módulo pode se conectar à rede WI-FI e ter acesso a internet, e no terceiro, o módulo age no modo SoftAP e estação juntos. O comando que define isso é o *AT +CWMODE =<modo>*, no lugar de “<modo>” é colocado o valor referente ao modo, nesse caso varia de 0 a 2, outros comandos AT seguem o mesmo procedimento. A Espressif disponibiliza um manual com todos os comandos AT e suas descrições, além de informações referente a comunicação onde é exposto que cada comando enviado ao módulo tenha ”\r\n” no final (ESPRESSIF SYSTEMS, 2021). O modo WI-FI utilizado é o estação e para se conectar a uma rede local utilizamos o comando *AT +CWJAP = <ssid>\n<pwd>\n*, as contrabarras são utilizadas como sequência de escape para que não ocorra erro de lógica, pois as aspas duplas tem significado especial dentro da programação e nesse caso queremos apenas a representação do caractere. O Identificador do Conjunto de Serviço (SSID) é o nome dado a rede sem fio que desejamos nos conectar e o “<pwd>” será substituído pela senha. O restante da configuração do ESP-01 são expressados na Figura 3.22.

Figura 3.22: Fluxo de comandos AT para conexão com o servidor.



Fonte: Autoria própria.

Parte dessas configurações são realizadas na inicialização do ESP utilizando o botão "Wi-Fi" visualizado na Figura 3.23, esse botão dispara a task do FreeRTOS *StartInitESPTask*. Foi desenvolvida uma biblioteca diversas funções relacionadas ao ESP, *SendComandAT()* é um

exemplo onde recebe uma *string* do comando AT e a função se encarrega de enviá-la.

A conexão a um ponto de acesso não é realizada na inicialização do ESP, para isso é necessário que o usuário selecione uma rede disponível e digite a senha, desse modo uma lista contendo as redes disponíveis no local fica visível ao usuário. A seleção de uma rede abre o menu para inserção da senha. Uma vez estabelecida a conexão é possível transmitir o ECG para servidores web.

Figura 3.23: Menu desenvolvido para configuração Wi-Fi.



Fonte: Autoria própria.

Do ponto de vista de *firmware*, foi desenvolvido funções como *BuscarRedes()* em que verifica erro na resposta do ESP utilizando a função *VerificaErro()*, separa as redes e retorna o numero de redes disponíveis. A função *VerificaConexaoWiFi()* certifica se ESP esta conectado a uma rede. Na parte de envio do exame é executada conexão com o servidor e em seguida é utilizada a função *constroijsonO()* para montar o JSON contendo as amostra de ECG conforme o padrão FHIR implementado. Na sequência a função *requesthttp()* é utilizada para adicionar o cabeçalho de requisição para o servidor. Por fim é utilizada o comando AT AT +CIPSEND indicado na Figura 3.22 para iniciar a transmissão.

3.8 O PADRÃO FHIR DE INTEROPERABILIDADE

FHIR é um acrônimo de *Fast Healthcare Interoperability Resources* (Recursos rápidos de interoperabilidade de assistência médica) e é um padrão voltado para a rápida troca de recursos de saúde (BENDER; SARTIPI, 2013). É um padrão internacionalmente aceito, está na versão v4.0.1 e é mantido pela HL7 International. Ele tem sua implementação voltada a resolver problemas administrativos entre instituições de saúde, fornecendo um padrão para criação de sistema permitindo que possam compartilhar entre si dados de pacientes e outros dados do meio da saúde (OEMIG; SNELICK, 2016).

O padrão promove soluções através de modelos chamados *Resources* (Recursos). Os principais abordados é o *Recurso Patient*, que representa dados e estados de um paciente e o *Recurso Observation*, que representa medidas em geral como pressão, temperatura e também o ECG. O padrão FHIR permite diferente formatos para registro como JSON, XML e Turtle. O formato adotado no sistema é o JSON.

Para a comunicação entre aparelho de ECG e servidor web utilizando registros eletrônicos de saúde no padrão FHIR, são necessários a implementação de dois *Recursos*, *Patient* e *Observation*. Todos os recursos são compostos por variados campos a serem preenchidos, mas apenas um campo é obrigatório, o "resourceType", que seria para identificar o tipo de *Recurso*, no caso do ECG *Observation* ou *Patient*.

Patient é um recurso que representa informações demográficas e outras informações administrativas sobre um indivíduo ou animal recebendo cuidados, ou outros serviços relacionados à saúde. No recurso *Patient* é possível definir dados como nome, endereço, contato, gênero sexual entre outras diversas informações sobre um indivíduo. *Observation* pode representar diversos eventos dentro do fluxo do padrão FHIR, dentre eles encontra-se o registro de ECG. Neste recurso há diversos tipos de categorias que podem ser utilizados, algumas delas adotadas são:

- `resourceType` - campo obrigatório;
- `status` - representa o estado do recurso, podendo ser finalizado, preliminar, registrado ou alterado;
- `category` - representa a categoria de *Observation*, no caso do ECG é um procedimento (*procedure*);
- `subject` - é uma referência para quem o *Observation* é feito, no nosso caso, é uma referência ao *Patient*;
- `device` - uma referência ao nome do dispositivo que está realizando o procedimento;
- `code` - representa o tipo de *Observation*;
- `component` - é o objeto que define o registro de uma derivação do ECG;
 - `period` - taxa de amostragem dos dados;
 - `data` - string contendo cada amostra que compõe o ECG;

3.8.1 Recursos utilizados no sistema

No recurso *Patient* foi definido alguns parâmetros para cadastro no dispositivo: Nome, sobrenome, contato, gênero e data de nascimento. A disposição dos campo de inserção pode ser visualizada na Figura 3.24.

Estes dados são armazenado no cartão microSD juntamente com o sinal do ECG do paciente. Podendo ser separados e processar a construção do JSON conforme o padrão FHIR para

Figura 3.24: Interface gráfica criada para cadastro do recurso *Pacient*.

A interface gráfica para cadastro de paciente, intitulada "Cadastro Paciente", apresenta os seguintes campos:

- Nome: campo de texto
- Sobrenome: campo de texto
- Contato: campo de texto
- Gênero: botões radio para M (masculino) e F (feminino)
- Data de nascimento: campo com máscara dia / mês / ano

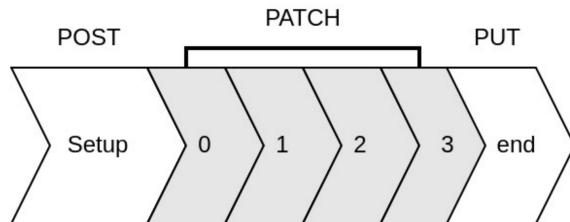
No lado esquerdo, há um ícone de seta apontando para trás. No lado direito, há botões para "Limpar Dados", "Salvar" (destacado em azul) e "Ajuda".

Fonte: Autoria própria.

transmissão para o servidor.

As requisições do tipo *observation* tiveram que ser divididas em pacotes contendo partes do ECG, isso ocorre por limitação do módulo WiFi utilizado, o ESP8266. Este módulo permite o envio de apenas 2048 *bytes* por vez, para contornar isso é utilizado o fluxo da Figura 3.25 para distribuir o envio do ECG em múltiplas requisições.

Figura 3.25: Fluxo múltiplas requisições.



Fonte: (PEREIRA et al., 2023).

Esta é a abordagem recomendada para ECGs de longa duração ou quando existe uma limitação no tamanho do JSON a ser enviado por *POST*. São necessários três tipos de requisições, sendo que a primeira é do tipo *POST*, as intermediárias do tipo *PATCH* e a última do tipo *PUT*. Ao final deste fluxo, o JSON resultante será um Registros Eletrônicos de Saúde (EHR) compatível com padrão FHIR, assim como o EHR transmitido em uma única requisição *POST*.

3.9 TÉCNICAS DE FILTRAGEM PARA REDUÇÃO DE RUÍDOS NO ECG

Relembrando o problema levantado no Capítulo 2 relativo as fontes de ruído no registro biomédico foram utilizados filtros passa-altas convencionais propostos por CHAVAN; AGARWALA; UPLANE (2008) e LI et al. (2017) para a oscilação de linha de base, e filtros passa-baixas e *notch* propostos por LI et al. (2017) e TAN; JIANG; WANG (2012) para a interferência de linhas

de energia. Os filtros foram reprojetados para frequência de amostragem de $500Hz$ e analisados utilizando o *software* MATLAB, além disso os filtro que obtiveram menor raiz do erro quadrático médio (RMSE) foram selecionados para serem embarcados no sistema proposto. Esta métrica é dada pela Equação (3.13).

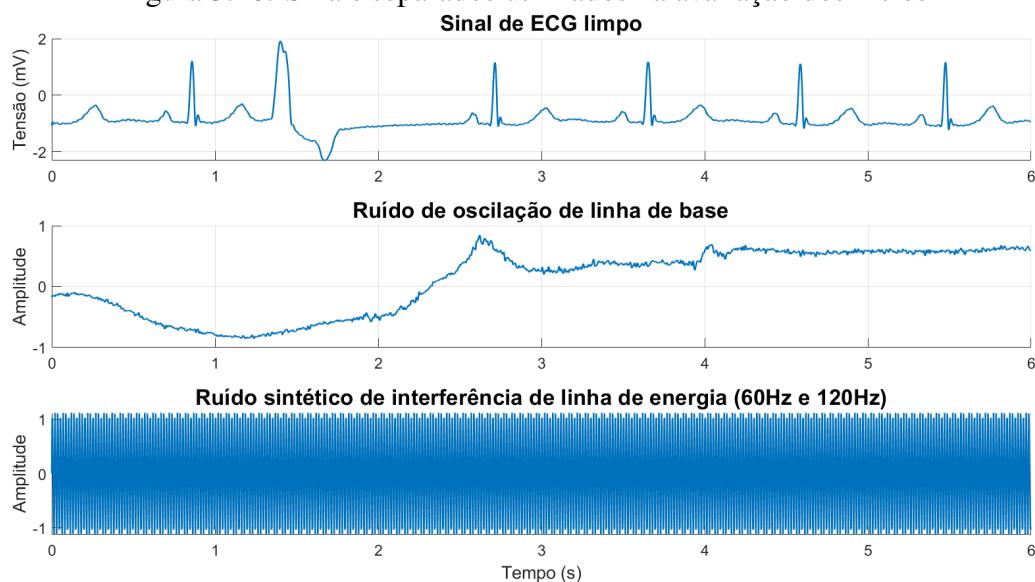
$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - p_i)^2} \quad (3.13)$$

em que n é o número de amostras, y_i é o valor observado na amostra i e p_i é o valor previsto para a amostra i . Outra métrica importante na análise dos sinais é a relação sinal-ruído (SNR - do inglês *signal to noise ratio*) no qual é estabelecido pela razão entre as potências do sinal e do ruído total presente nesse sinal, esta razão normalmente é dada em dB conforme a Equação (3.14) (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

$$SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{\text{potência do sinal}}{\text{potência do ruído}} \right) \quad (3.14)$$

Os sinais utilizados nas análises dos filtros podem ser vistos individualmente na Figura 3.26. O sinal de ECG limpo foi obtido pela seleção de um registro de ECG ambulatorial do banco de dados de arritmia do MIT-BIH, o MIT-BIH ARRHYTHMIA DATABASE (2005). Sucessivamente, o registro do ruído de oscilação de linha base foi derivado do banco de dados de testes de estresse de ruído do MIT-BIH, o MIT-BIH NOISE STRESS TEST DATABASE (1999). Ambos sinais possuem frequência de amostragem de $360Hz$ e para seguir o projeto dos filtros foram reamostrados para na frequência de $500Hz$ por meio da função *resample(...)* do MATLAB. A interferência de linha de energia foi criada sinteticamente, simulada pela adição de uma componente senoidal de $60Hz$ juntamente com outra de $120Hz$, representando 30% da amplitude da componente de $60 Hz$.

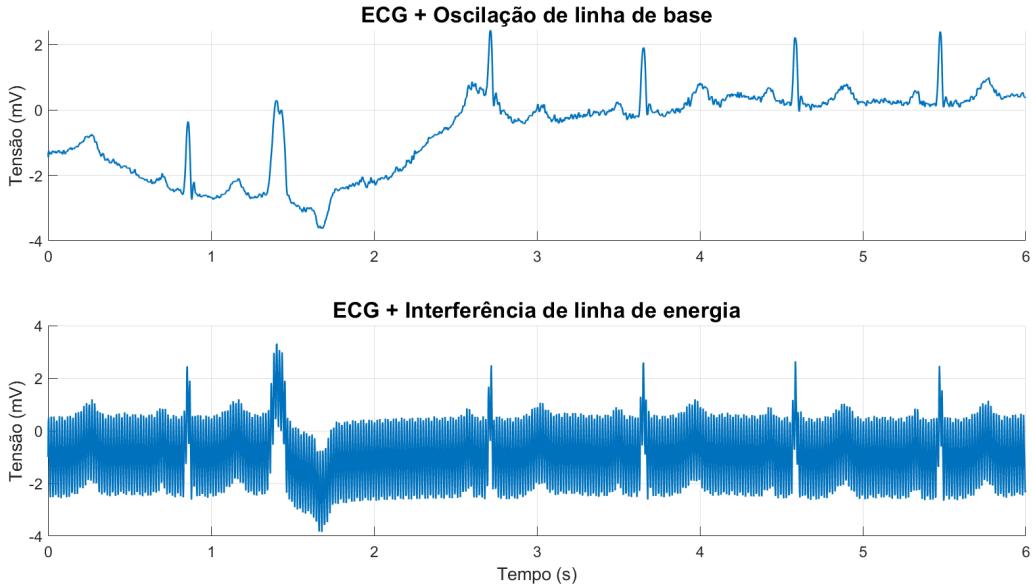
Figura 3.26: Sinais separados utilizados na avaliação dos filtros



Fonte: Autoria própria

A combinação do sinal de ECG sem ruído com os ruídos foi estabelecido para que o SNR seja de 0dB, onde a amplitude do sinal é igual à do ruído. Uma representação dos sinais resultante pode ser vista na Figura 3.27, um intervalo de 60 segundos desses sinais será utilizado para análise de redução dos ruídos utilizando as técnicas abordadas a seguir.

Figura 3.27: Combinação do sinal de ECG limpo com os ruídos para um SNR de 0dB



Fonte: Autoria própria

3.9.1 Estratégias e técnicas adotadas na redução da oscilação de linha de Base

CHAVAN; AGARWALA; UPLANE (2008) compara o uso dos filtros de tipo *Butterworth* de 3^a ordem e *elíptico* de 5^o ordem na supressão do ruído de oscilação de linha de base e interferência de linhas de energia. Os autores projetaram ambos os filtros digitais com resposta ao impulso de duração infinita (IRR - do inglês *Infinite Impulse Response*) com auxílio da ferramenta FDA do Matlab. Os filtros envolvidos no trabalho são um passa-altas com frequência de corte (f_c) de 0,5Hz, um passa-baixas de $f_c = 100\text{Hz}$ e um filtro *notch* de $f_c = 50\text{Hz}$, todos para frequência de amostragem de 1000Hz.

Segundo a metodologia dos autores para implementação neste trabalho, centrou-se sobre os filtros passa-altas de $f_c = 0,5\text{Hz}$. A ferramenta FDA do Matlab foi utilizada no reprojeto dos filtros *Butterworth* e *elíptico* para a frequência de 500Hz de amostragem.

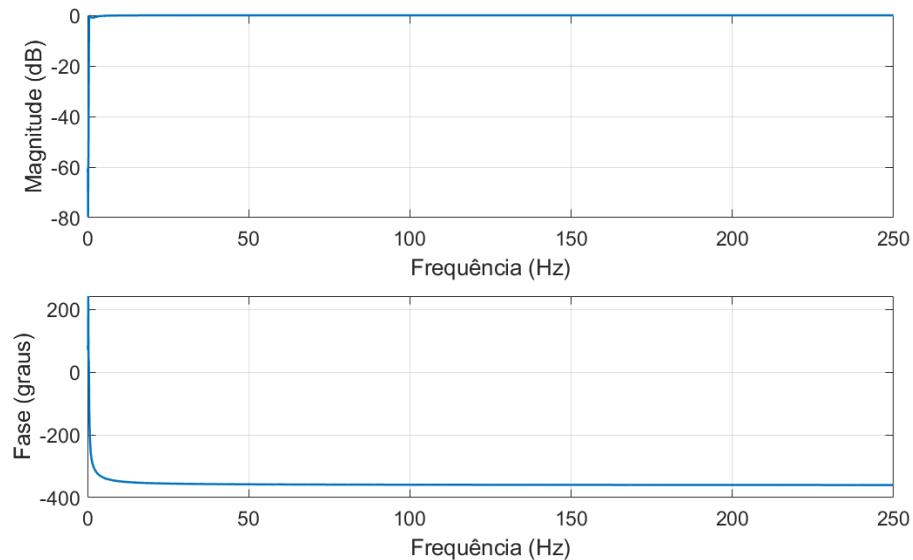
O filtro *elíptico* de 5^a ordem obtido possui uma função de transferência dado pela Equação (3.15).

$$H_{HP \text{ elíptico}}(z) = \frac{0.9871 - 4.935z^{-1} + 9.871z^{-2} - 9.871z^{-3} + 4.935z^{-4} - 0.9871z^{-5}}{1 - 4.974z^{-1} + 9.896z^{-2} - 9.845z^{-3} + 4.897z^{-4} - 0.9743z^{-5}} \quad (3.15)$$

A implementação do filtro se deu através da cascata de dois filtros de 2^a ordem juntamente

com um terceiro de 1^a ordem, sua resposta em frequência pode ser vista na Figura 3.28

Figura 3.28: Resposta em frequência do filtro passa-altas elíptico de 5^a ordem



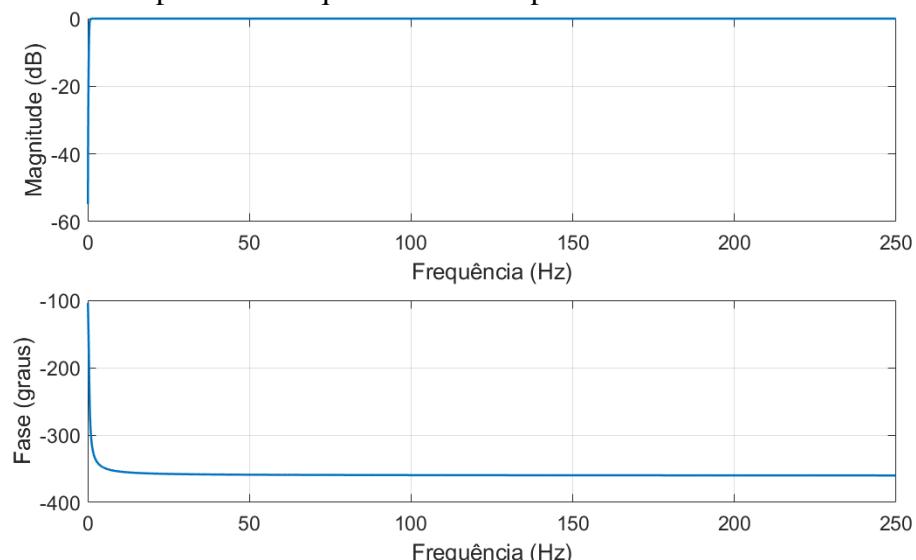
Fonte: Autoria própria

O reprojeto do filtro *butterworth* de 3^a ordem resultou na função de transferência dada pela Equação (3.16).

$$H_{HP \text{ butterworth}}(z) = \frac{0.9937 - 2.981z^{-1} + 2.981z^{-2} - 0.9937z^{-3}}{1 - 2.987z^{-1} + 2.975z^{-2} - 0.9875z^{-3}} \quad (3.16)$$

Assim como o filtro *elíptico*, sua implementação foi dividido em seções em cascata, neste caso a primeira seção é de 2^a ordem e a segunda de 1^a ordem, sua resposta em frequência (Figura 3.29) se assemelha com o filtro *elíptico*.

Figura 3.29: Resposta em frequência do filtro passa-altas butterworth de 3^a ordem



Fonte: Autoria própria

Ambos os filtros mencionados, *elíptico* e *butterworth*, possuem resposta com fase não li-

near o que não é desejável já que pode introduzir alterações morfológicas nas ondas do ciclo cardíaco. Uma maneira de contornar esta característica dos filtros IRR é a utilização de filtração direta e reversa, em aplicações *offline*, visto que é um filtro não causal e gera atrasos no tempo. Uma técnica de implementar o filtro com Mudança de Fase Zero (ZPS) com considerável redução no atraso de tempo é apresentada por KORMYLO; JAIN (1974). Os autores propõem uma metodologia de seccionamento do sinal para processamento aproximando-o do tempo-real. Esta metodologia também foi aplicada ao filtros *elíptico* e *butterworth*.

Outro método de redução de oscilação de linha de base é apresentado por LI et al. (2017). Os autores buscaram desenvolver um filtro de baixa complexidade voltado para plataformas móveis portáteis. Para tal desenvolveram um filtro passa-alta e um passa baixas, ambos IRR de coeficientes inteiros. A frequência de corte adotada pelos autores é de 2Hz. O projeto do filtro passa-altas é baseado no projeto de um filtro passa-tudo subtraído de um filtro passa-baixas. Nesse sentido é projetado um filtro passa-baixas com $F_c = 2\text{Hz}$. No domínio Z a frequência digital angular é dada pela Equação 3.17.

$$\Omega = \frac{F_c 2\pi n}{F_{ad}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.17)$$

Para a frequência de amostragem de $F_{ad} = 500\text{Hz}$ e a frequência de interesse F_c sendo igual a frequência de corte de 2Hz , a frequência digital angular é $\Omega_c = n\pi/125$, nesse aspecto são colocados zeros quando $n = 0, 1, 2, 3, \dots, 249$. Seguindo o princípio do filtro tipo inteiro chegamos na função de transferência do passa-baixas indicada na Equação 3.18:

$$H_{lp}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 - z^{-250}}{1 - z^{-1}}. \quad (3.18)$$

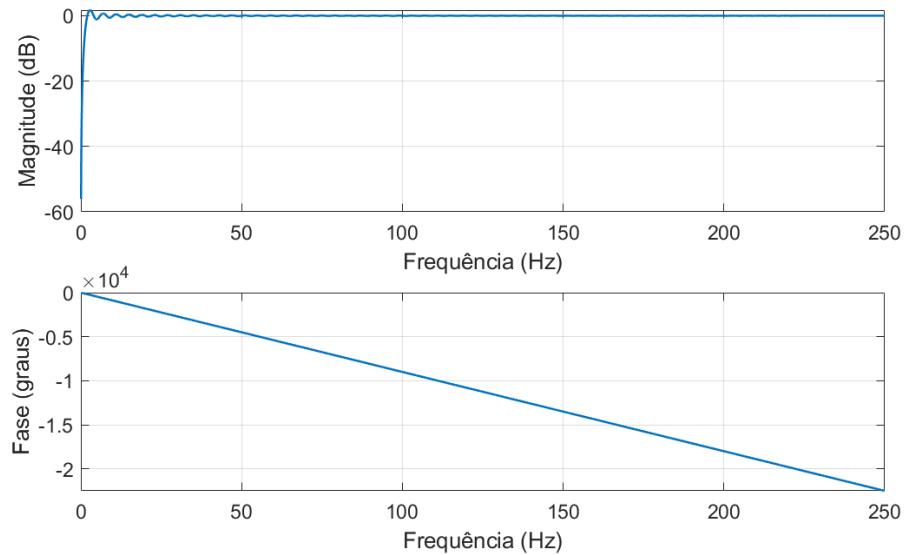
Subtraindo o passa-altas do passa-tudo obtemos a função de transferência do passa-altas pela Equação 3.19 em que a resposta em frequência é indicada na Figura 3.30.

$$H_{HP \text{ coef. int.}} = z^{-125} - \frac{H_{lp}(z)}{250} = \frac{-1 + 250z^{-125} - 250z^{-126} + z^{-250}}{250 - 250z^{-1}} \quad (3.19)$$

3.9.2 Estratégias e técnicas adotadas na redução da interferência de linhas de energia

LI et al. (2017) também buscou uma solução para eliminar a interferência de linhas de energia, seguindo a premissa de baixa complexidade computacional. Para isso, propôs um filtro passa-baixas com frequência de 50Hz , utilizando o método de coeficientes inteiros apresentado anteriormente. De forma consistente, o filtro foi ajustado para uma frequência de corte de 60Hz , mantendo a mesma abordagem metodológica. Além disso o filtro reprojeto, apresentou uma amplificação de $36,12\text{dB}$ para baixas frequências o que não é desejado na aplicação, dessa forma foi feita uma correção nesse ganho chegando a função de transferência final indicada na

Figura 3.30: Resposta em frequência do filtro passa-altas coeficientes inteiros



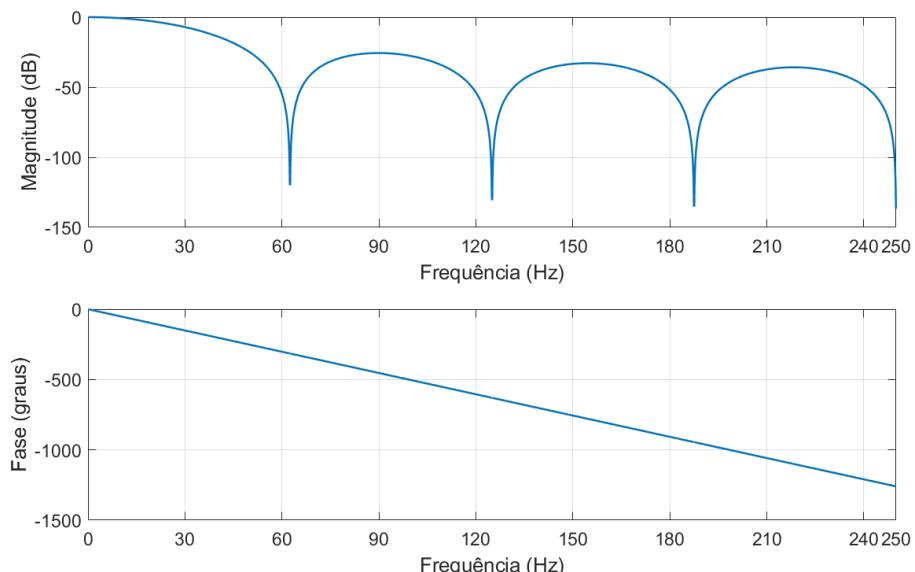
Fonte: Autoria própria

Equação 3.20.

$$H_{LP \text{ coef. int.}} = \frac{1}{64} \cdot \frac{1 - 2z^{-8} + 1z^{-16}}{1 - 2z^{-1} + z^{-2}} \quad (3.20)$$

A resposta em frequência desse filtro pode ser vista na Figura 3.31, sua frequência de corte é aproximadamente 20Hz.

Figura 3.31: Resposta em frequência do filtro passa-baixas coeficientes inteiros



Fonte: Autoria própria

Um método popular de filtragem da interferência elétrica é modificado por TAN; JIANG; WANG (2012) para que tenha uma melhor resposta transitória. Como a resposta transitória não é objeto de estudo nesse trabalho, apenas o filtro de entalhe IIR de segunda ordem foi avaliado.

Esse filtro é dado por:

$$H_{\text{notch}} = \frac{1 - 2\cos(\theta_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos(\theta_0)z^{-1} + r^2z^{-2}} \quad (3.21)$$

em que θ_0 é o angulo de um par de zeros complexos que corresponde a frequênciade entalhe digital $\Omega_0 = 2\pi f_0/f_s$ [rad], no qual f_0 é a frequênciade entalhe e f_s é a frequênciade amostragem, ambos em Hertz. r é o raio de um par de polos complexos que tem o mesmo angulo do par de zeros, em que r controla a largura de banda de rejeição do entalhe podendo ser aproximada por $BW \approx (1 - r)f_s/\pi$ [Hz].

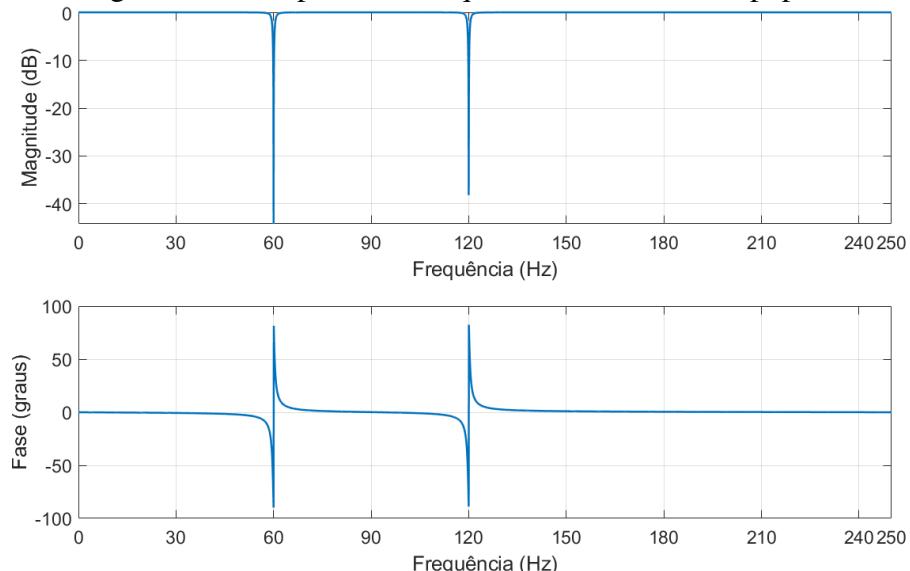
Dois filtros foram desenvolvidos com essa metodologia, o primeiro com frequênciade entalhe de 60Hz e o segundo de 120Hz. O raio do par de polos foi selecionado como $r = 0.995$ o que resulta em uma largura de banda de rejeição de aproximadamente de 0,8Hz para ambos os filtros. A função de transferência do filtro obtido esta é descrita pelas Equações 3.22 e 3.23:

$$H_{\text{notch } 60\text{Hz}} = \frac{1 - 1,4579z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1,4506z^{-1} + 0,99z^{-2}}, \quad (3.22)$$

$$H_{\text{notch } 120\text{Hz}} = \frac{1 - 0,1256z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0,1250z^{-1} + 0,99z^{-2}}. \quad (3.23)$$

A resposta em frequênciadeses filtros em cascata é apresentada na Figura 3.32.

Figura 3.32: Resposta em frequênciado filtro *notch* popular



Fonte: Autoria própria

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados apresentados se dividem em 3 eixos, o primeiro é voltado para levantamento de parâmetros estatísticos e a obtenção da curva de calibração dos canais do ADS1198. O segundo trata dos experimentos na parte de processamento dos sinais cardíacos tendo em vista dois ruídos típicos que distorcem o ECG, a oscilação de linha de base e a interferência de linha de energia. O terceiro eixo visa apresentar as funcionalidades implementadas assim como testes utilizando simulador de pacientes para a validação do sistema.

4.1 Procedimentos de calibração

A seguir serão apresentados os procedimentos de calibração do ADS1198 juntamente com levantamento de parâmetros estatísticos do CI. As rotinas de experimentos foram realizadas de forma semelhante dentro da sala de pesquisas do IFSUL - Charqueadas, procurou-se diminuir as possíveis fontes de ruídos. Nesse sentido, o fornecimento de energia tanto para a plataforma de desenvolvimento STM32F768 Disco, quanto para o circuito de aquisição e condicionamento de ECG contendo o AD1198, foram realizadas por uma bateria de polímero de lítio de três células (11,1V) de 2200mAh de capacidade. Os dados adquiridos foram transmitidos para um computador portátil, no qual teve seu carregador desconectado da tomada durante os procedimento de ensaio. Vale acrescentar que durante esse tempo aparelhos como de ar condicionado e, até mesmo as lâmpadas foram desligadas.

A comunicação entre a plataforma microcontrolada e o computador foi estabelecida pela interface *USB high speed*. Esta interface possui velocidade superior na transmissão de dados quando comparada com interfaces seriais convencionais. Dessa maneira, os dados são enviados no intervalo entre cada processo de amostragem do sinal.

Os instrumentos utilizados nos procedimentos dos ensaios serão sempre os mesmos nos quais são apresentados na Tabela 4.1. Juntamente a eles são indicadas a resolução de cada aparelho, sua função e as fórmulas utilizadas para os cálculos das incertezas dos instrumentos.

Tabela 4.1: Resolução e incerteza dos instrumentos utilizados no projeto.

| Nome/Modelo | Função | Incerteza do valor fornecido/medido | Resolução |
|--------------------|--------------------|--|-----------------------|
| Politerm POL-40 | Gerador de sinais | $\pm 0.5\%$ | $V_{PP}/(2^{14} - 1)$ |
| Hikari HM-2030 | Multímetro Digital | $leitura \cdot 0.5\% + 3Dgitos$ | 1mV |

Para o instrumento Politerm POL-40 foi sempre utilizado uma amplitude $V_{pp} \leq 256mV$. O valor da leitura do instrumento Hikari HM-2030 nunca passou de 5V, 4,01V e 3,3V respectivamente. Com isso as incertezas foram calculadas e colocadas na Tabela 4.2.

Na realização das medidas procurou-se replicar os mesmos procedimentos, fatores como temperatura e umidade serão desprezados (não controlados) durante os experimentos.

Tabela 4.2: Instrumentos utilizados nos experimentos.

| Nome/Modelo | Incerteza do valor fornecido/medido |
|-----------------|-------------------------------------|
| Politerm POL-40 | $\leq 1,28mV$ |
| Hikari HM-2030 | $\leq 55mV$ |

4.1.1 Experimento 1 - Tensões elétricas do ADS1198

O ADS1198 possui dois pinos para testes nos quais são ligados em série com todos os canais, TESTP é conectado a todos as entradas não inversora, e TESTN às entradas inversoras dos PGAs. Estes pinos farão parte da maioria dos experimentos relacionados a calibração do integrador.

Inicialmente o instrumento *Politerm POL-40* foi utilizado para suprir uma onda senoidal aos pinos de teste do ADS1198. Os parâmetros desta onda são $100,00mV_{pp}$ e $262Hz$. Com o instrumento Hikari HM2030 mediou-se a tensão elétrica entre os pontos *ground* (*AVSS*) e:

1. Alimentação analógica (*AVDD*);
2. Alimentação digital (*DVDD*);
3. Tensão de referência (*VREFP*) do conversor AD.

Foram realizadas 100 medidas na escala de $20V$ do equipamento Hikari HM2030. Com os dados adquiridos foi construída a Tabela 4.3 indicando a média aritmética (\bar{x}), o desvio padrão (σ) e os valores máximo e mínimo da tensão elétrica.

Tabela 4.3: Parâmetros estatísticos calculados.

| | AVDD | DVDD | VREFP |
|---------------|-----------------|-------------------|-----------------|
| Min [V] | $4,99 \pm 55mV$ | $3,29 \pm 46,5mV$ | $4 \pm 50mV$ |
| Max [V] | $5 \pm 55mV$ | $3,3 \pm 46,5mV$ | $4,01 \pm 50mV$ |
| \bar{x} [v] | 4,99 | 3,29 | 4 |
| σ [mV] | 4,0 | 3,5 | 2,6 |

Com os dados da Tabela 4.3 foram calculadas a incerteza padrão $u(x_n)$ para cada fonte pela estimativa da variância da média Equação 4.1. Os valores das incertezas foram colocadas na Tabela 4.4.

$$u(x_n) = \sigma_{\bar{N}} = \frac{\sigma}{\sqrt{3}} \quad (4.1)$$

Tabela 4.4: Incerteza de medição para as tensões de alimentação e referência.

| AVDD | DVDD | VREFP |
|---------|---------|---------|
| $2,3mV$ | $2,0mV$ | $1,5mV$ |

As incertezas obtidas são menores que a do multímetro utilizado para realizar as medidas. Neste aspecto, fica claro que as variações verificadas na saída são decorridas do multímetro.

Dessa maneira, os reguladores de tensão LP2985A-33DBVR e LP2985AIM5-5.0, que possuem $30\mu V_{RMS}$ de ruído típico na saída, estão funcionando corretamente dentro da realidade que pode ser observada com os equipamentos de medição utilizados. A tensão $V_{REF} = 4,00V \pm 50mV$ será assumida para os futuros cálculos.

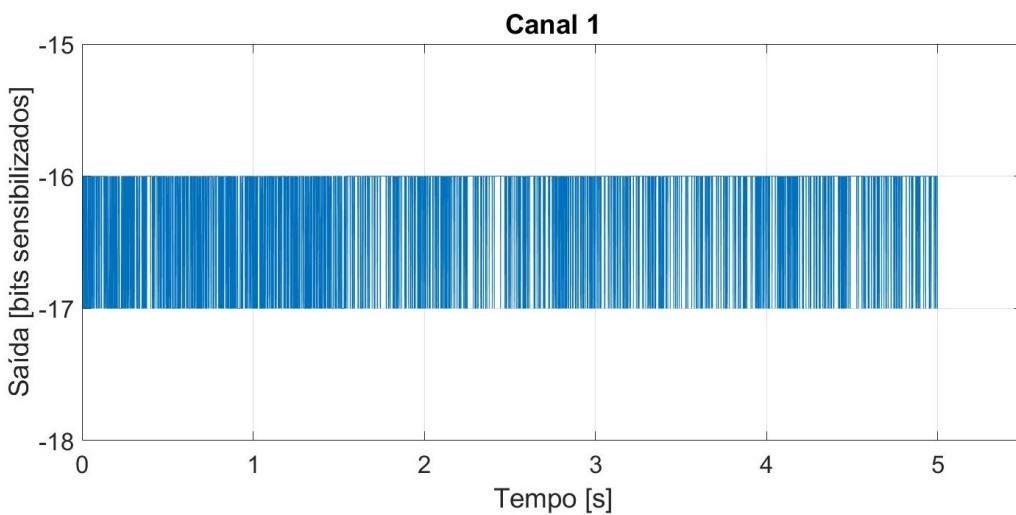
4.1.2 Experimento 2 - Ruído na entrada

O ADS1198 oferece multiplexador de entradas, propiciando o roteamento sinais internos e externos de diversas maneiras. Uma das configurações permite colocar em curto cada canal, com esse recurso é possível analisar o *offset* e o ruído percebido nas entradas.

Neste experimento todos os canais foram colocados em curto e foi adquirido o sinal resultante dentro de aproximadamente cinco segundos. Foi utilizado uma frequência de $1kHz$, totalizando cinco mil amostras, e o *ganho* por canal corresponde a $12V/V$.

Na Figura 4.1 temos a aquisição dos dados de um dos canais do integrado, é visível que apenas um bit é sensibilizado neste canal, isto decorre pelo fato que o LSB, calculado na Equação 4.2, é de $10,173\mu V$. Este valor está próximo do valor típico do ruído percebido na entrada avaliada pela TEXAS INSTRUMENTS (2011a) que, para o *ganho* seis, é de $12,2\mu V$. Neste canal é possível afirmar que o ruído não ultrapassa $20,346\mu V$, para outros canais o ruído ficou ainda menor, não ultrapassando a tensão elétrica capaz de sensibilizar o LSB. A Figura 4.1 também evidencia o erro devido ao *offset* de saída do conversor.

Figura 4.1: Ruído percebido na saída do Canal 1.



Fonte: Autoria própria.

$$V_{LSB} = \frac{V_{REF}}{\text{ganho}} \cdot \frac{1}{2^{15} - 1} = \frac{4}{12} \cdot \frac{1}{2^{15} - 1} = 10,173\mu V \quad (4.2)$$

Na Tabela 4.5 é indicado os valores calculados da média em bits, média em tensão elétrica, desvio padrão em bits da saída do conversor e a amplitude do ruído interno em tensão elétrica.

Com esses valores também é possível calcular a amplitude máxima em bits (Bit_{max}), utilizando a Equação 4.3, e em Volts (V_{max}) permitida na entrada de cada canal, para isto foi construída a tabela Tabela 4.6. Tomando os piores casos temos a amplitude do ruído interno de $20,3\mu V$ e a amplitude da entrada máxima (V_{max}) de $332.76mV$. Dessa forma, sinais diferenciais na entrada do *hardware*, desconsiderando ruídos de interferência eletromagnética (EMI) em todo o sistema, não podem passar desses limites de tensão. Vale acrescentar que ruídos gerados por EMI serão desconsiderados no processo de calibração por necessitarem de um estudo mais aprofundado.

$$Bit_{max} = \min(\text{abs}(max_{OUT} - offset), \text{abs}(min_{OUT} - offset)). \quad (4.3)$$

Tabela 4.5: Cálculos para entrada em curto.

| Canal | Média[bits] | Média[V] | Desvio padrão [bits] | Ruído interno [V] |
|----------------|-------------|---------------|----------------------|-------------------|
| Canal 1 | -16 | -165,48 μ | 0.707 | $\leq 20,3\mu$ |
| Canal 2 | 6 | 57,34 μ | 0 | $\leq 10,2\mu$ |
| Canal 3 | -22 | -226,99 μ | 0.707 | $\leq 20,3\mu$ |
| Canal 4 | -22 | -223,80 μ | 0 | $\leq 10,2\mu$ |
| Canal 5 | -6 | -61,04 μ | 0 | $\leq 10,2\mu$ |
| Canal 6 | -57 | -579,73 μ | 0 | $\leq 10,2\mu$ |
| Canal 7 | 11 | 108,70 μ | 0.707 | $\leq 20,3\mu$ |
| Canal 8 | -14 | -144,27 μ | 0 | $\leq 10,2\mu$ |

Tabela 4.6: Amplitudes máxima permitida nas entradas.

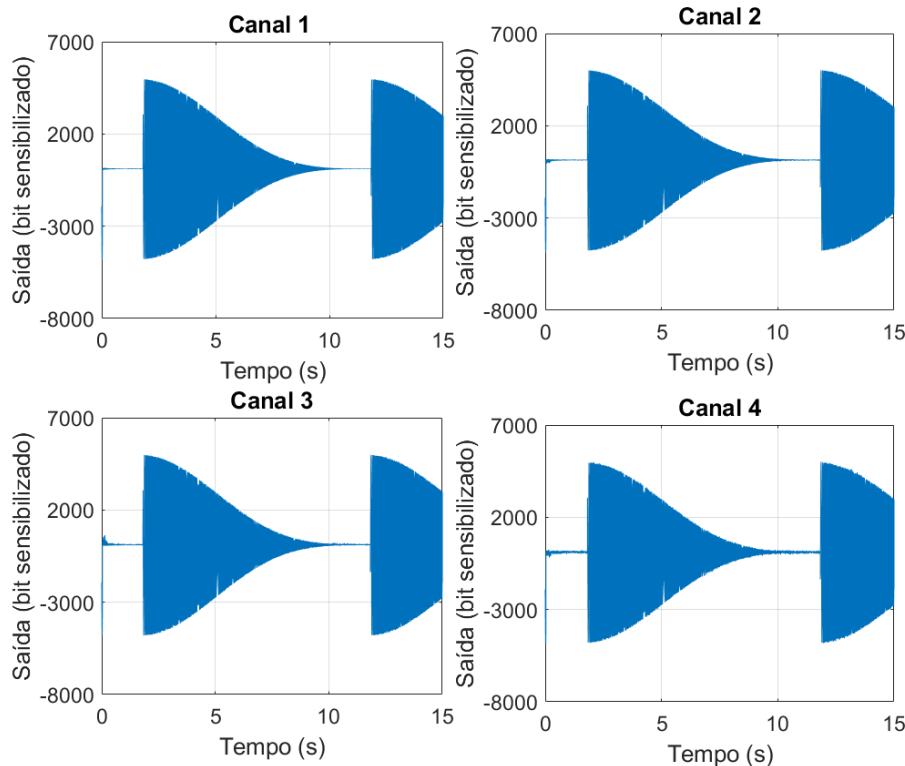
| Canal | Bit_{max} | V_{max} |
|----------------|-------------|-----------|
| Canal 1 | 32752 | 333,180m |
| Canal 2 | 32761 | 333,272m |
| Canal 3 | 32746 | 333,119m |
| Canal 4 | 32746 | 333,119m |
| Canal 5 | 32762 | 333,282m |
| Canal 6 | 32711 | 332,760m |
| Canal 7 | 32756 | 333,220m |
| Canal 8 | 32754 | 333,200m |

4.1.3 Resposta em frequência

A verificação inicial da atenuação em diversas frequências para cada canal do ADS1198 foi concretizada através da varredura de frequências disponível pelo instrumento *Politem POL-40*. Para esse fim, a tensão de entrada utilizada foi de $100,00mV_{pp}$ e a frequência de varredura teve uma faixa de $10Hz$ até $1kHz$ ao longo de dez segundos. Para poder suprir o sistema com sinal não diferencial foi utilizado um divisor resistivo ($10,0k\Omega \pm 1\% + 10,0k\Omega \pm 1\%$) entre o AVDD e o AGND. O ponto central foi conectado a entrada não inversora (TESTP) com o intuito de elevar a tensão de modo comum.

O resultado deste experimento pode ser visualizado na Figura 4.2. Com o sinal resultante é indubitável que conforme a frequência aproxima-se de $1kHz$ o sinal é atenuado. Esta característica é de um filtro passa baixas integrado no ADS1198. A frequência de corte (f_c) do tal filtro se relaciona com a escolha de frequência de amostragem para o componente. Conforme o *datasheet* TEXAS INSTRUMENTS (2011a) a frequência de corte para a taxa de amostragem de $1000SPS$ é $f_c = 262Hz$, este filtro limita a banda de ruído. Neste aspecto, sinais que possuem esta frequência espera-se observar um ganho de $-3dB$.

Figura 4.2: Saída de 4 Canais para a varredura em frequência aplicada.

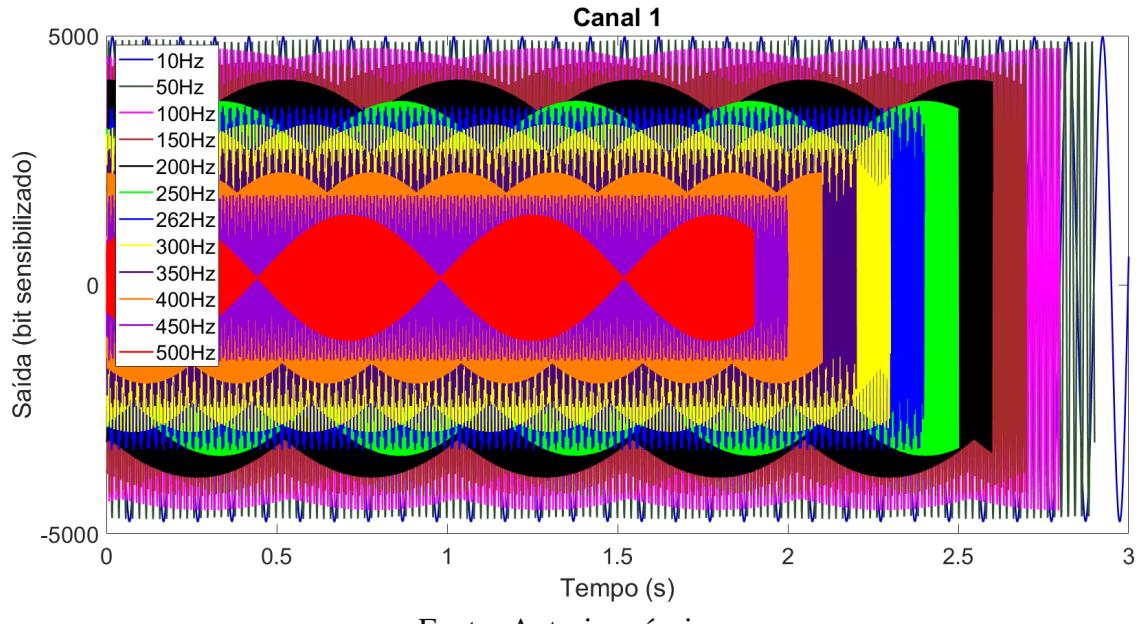


Fonte: Autoria própria.

Para evidenciar isso e verificar a banda do instrumento, ondas senoidais de $100,00V_{pp}$ com frequências de: $10Hz$, $50Hz$, $100Hz$, $150Hz$, $200Hz$, $250Hz$, $300Hz$, $350Hz$, $400Hz$, $450Hz$ e $500Hz$ foram aplicadas nos canais do dispositivo. Os testes foram até a frequência de Nyquist ($500Hz$) para a taxa de amostragem de $1kHz$ utilizada.

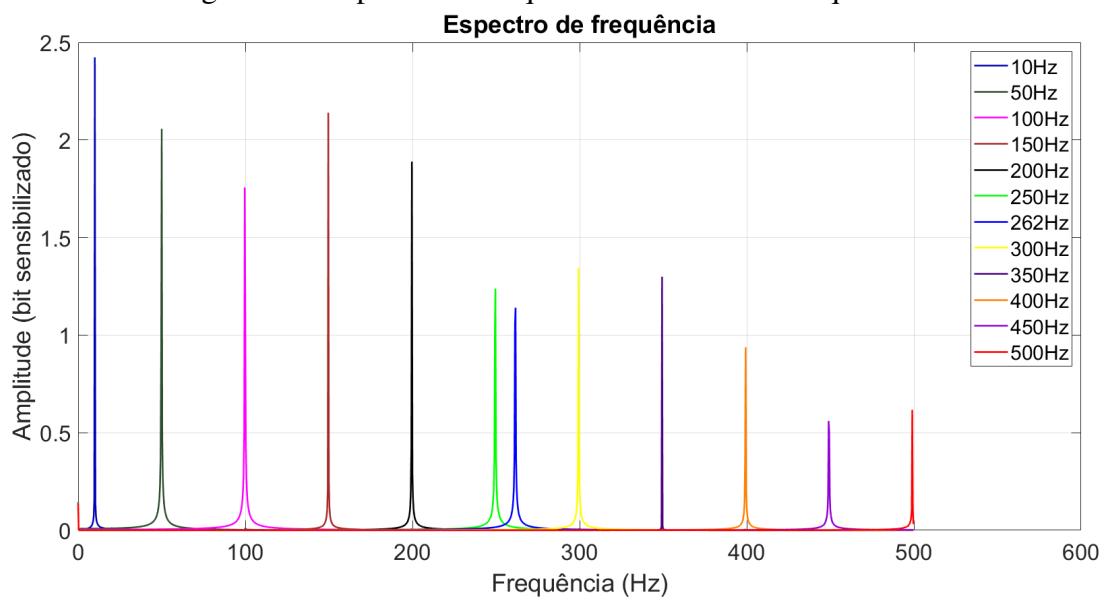
Na Figura 4.3 temos a sobreposição de senoides de diferentes frequências amostradas individualmente pelo Canal 1. Mais uma vez o efeito causado pelo filtro integrado ao ADS1198 pode ser notado. Com a senoides adquiridas foi realizado a FFT de cada um dos sinais. A Figura 4.4 foi traçada utilizando a frequência de amostragem de $1000Hz$. Nela é possível constatar que as senoides possuem sua frequência fundamental preservada pelo dispositivo. Além disso, não é observado o efeito *aliasing* sobre os sinais. Essas características indicam o funcionamento correto do CI e o projeto adequado dos circuitos adjacentes a ele.

Figura 4.3: Senoides adquiridas de diferentes frequências sobrepostas.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.4: Espectro de frequência das senoides adquiridas.



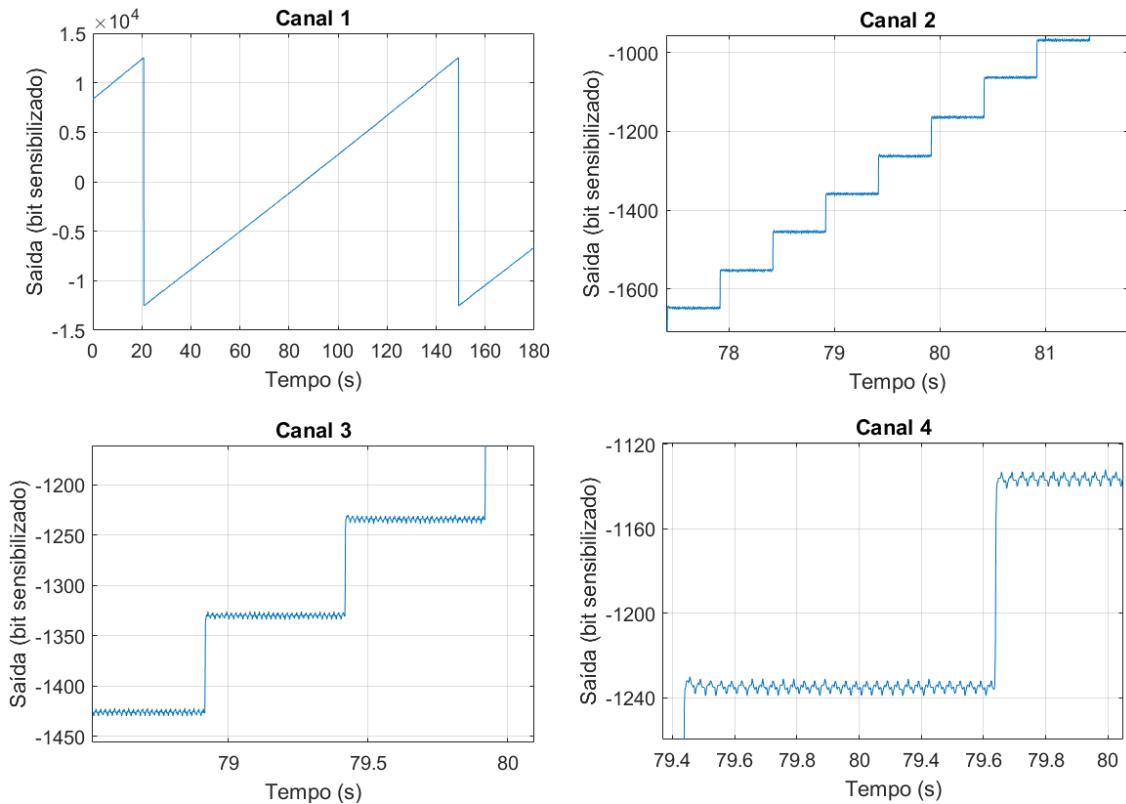
Fonte: Autoria própria.

4.1.4 Curva de calibração

Com o gerador de sinais *Politemr POL-40* foi selecionada um onda do tipo escada e injetada simultaneamente nos canais do ADS1198. Neste ensaio foi utilizado o divisor resistivo juntamente com um circuito externo replicando o filtro *anti-aliasing* projetado anteriormente, isto possibilita avaliar se o projeto dos filtros está adequado. A onda aplicada nos canais possui $256mV_{PP}$ e 256 patamares com degraus de $1mV$. Este sinal foi executado durante 128 segundo permitindo que, para cada patamar, entorno de 500 amostras sejam obtidas.

A saída do sinal simulado pode ser visualizada em diferentes níveis de ampliação na Figura 4.5, neste caso é possível notar que os canais do CI estão aptos a receber sinais com variações menores que $1mV$.

Figura 4.5: Ampliação do sinal de calibração do tipo escada adquirido por diferentes canais.



Fonte: Autoria própria.

Em alguns degraus foi possível notar um sobrepasso na parte transitória entre degraus, para evitar que este efeito altere os futuros parâmetros calculados para cada patamar foi realizado um descarte de 25 amostra para o inicio e para o final de cada patamar. Em seguida o sinal foi segmentado em cada um do seus patamares de tal forma que possua no mínimo 450 amostras para cada degrau. Com isso parâmetros estatísticos, como a média aritmética \bar{x} , desvio padrão σ e a incerteza $u(x)$, foram calculados. Alguns dos parâmetros calculados para o canal 5 são apresentados na Tabela 4.7.

Na busca da curva de calibração utilizou-se regressão linear, foi encontrado o polinômio

Tabela 4.7: Demonstração de parâmetros estatísticos encontrados em alguns patamares individuais do canal 5.

| | $\bar{x}[\text{bit}]$ | $\sigma[\text{bit}]$ | $u(x)$ |
|--------------------|-----------------------|----------------------|--------|
| Patamar 1 | -12526,368 | 1,797 | 1,037 |
| Patamar 2 | -12421,215 | 1,366 | 0,789 |
| Patamar 3 | -12328,614 | 1,300 | 0,751 |
| Patamar 4 | -12226,313 | 1,287 | 0,743 |
| Patamar 5 | -12139,255 | 1,296 | 0,748 |
| Patamar 6 | -12034,326 | 1,359 | 0,785 |
| Patamar 7 | -11940,683 | 1,287 | 0,743 |
| Patamar 8 | -11839,707 | 1,271 | 0,734 |
| Patamar 9 | -11757,492 | 1,367 | 0,789 |
| Patamar ... | ... | ... | ... |

de primeiro grau que relaciona os níveis de tensão da entrada com os valores médios de cada patamar. O valor do bit sensibilizado (bit_{out}) é encontrado em função da tensão de entrada (V_{in}) pelo polinômio de primeiro grau utilizado no procedimento de regressão linear, esta função é apresentada na Equação 4.4.

$$bit_{out}(V_{in}) = \alpha \cdot V_{in} + offset_{bit} \pm incerteza \quad [\text{bit sensibilizado}]. \quad (4.4)$$

O resultado da regressão linear em cada canal pode ser visto na Figura 4.6.

Na Tabela 4.8 temos os valores utilizados na Equação 4.4 assim como o desvio padrão no pior caso (σ_{MAX}) e a incerteza do pior caso ($u(x)_{MAX}$) em cada canal. O coeficiente de correlação quadrático (r^2) indica que percentual do erro de previsão da saída (bit_{out}) é eliminado quando aplicamos a regressão linear sobre os dados da entrada (V_{in}), este coeficiente pode assumir valores entre 0 e 1, no qual 1 representa eliminação total do erro de previsão da saída. Foi calculado também o erro de linearidade máximo pela Equação 4.5, no qual o fundo de escala (FS) foi retirado do *datasheet* do ADS1198, $FS = 32767$. Na equação, $Erro_{MX}$ é o erro máximo na saída entre a curva utilizada na calibração e a reta encontrada neste processo.

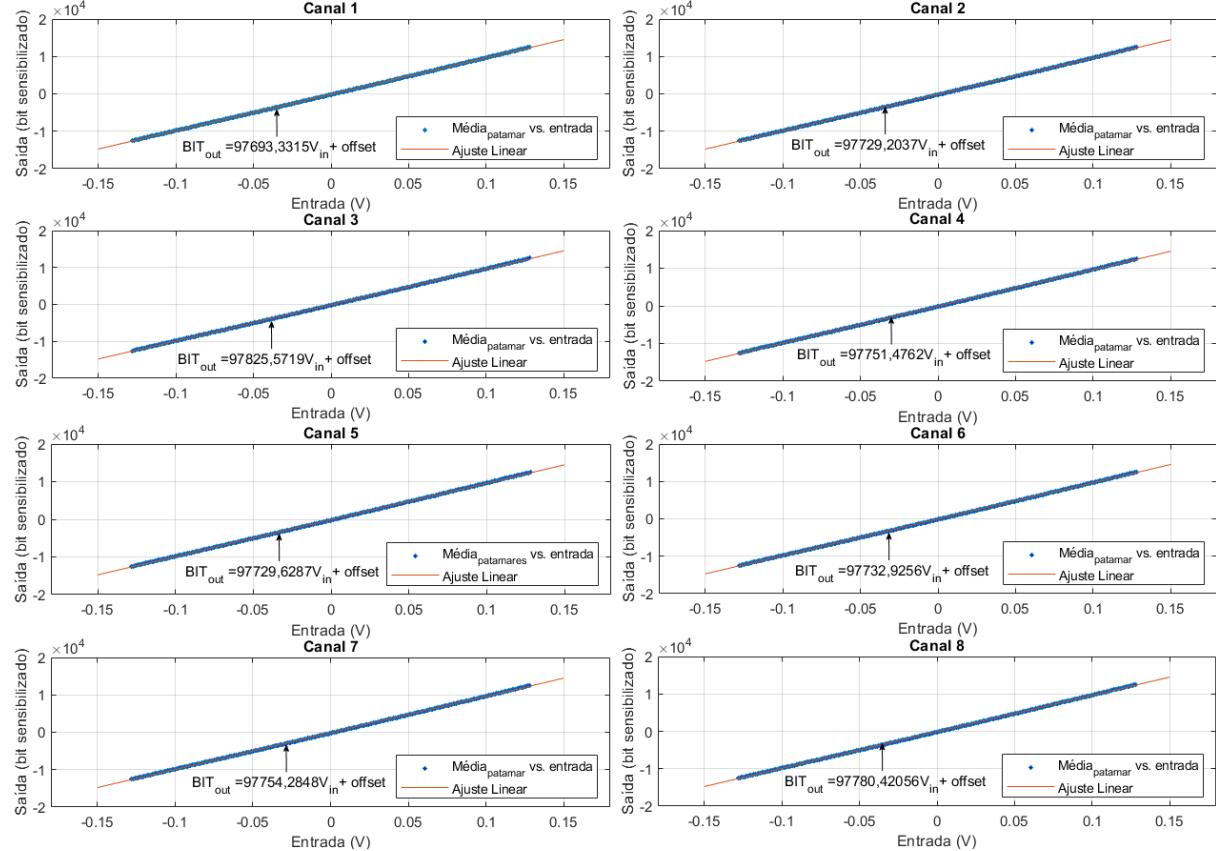
$$Erro_{\text{de linearidade}}_{Max} = \frac{Erro_{MX}}{FS} \cdot 100\%. \quad (4.5)$$

Com o α encontrado para cada canal e reescrevendo a Equação 4.5 chegamos na Equação 4.6 que descreve a saída calibrada para tensão em função da saída binária do conversor. O $offset_{bit}$ foi apanhado da Tabela 4.5, que contém os parâmetros estatísticos da entrada em curto.

$$V(bit_{out}) = \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot bit_{out} + \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot offset_{bit} \pm \left(\frac{1}{\alpha} \right) \cdot incerteza \quad [V] \quad (4.6)$$

Reescrevendo a Equação 4.6, encontramos a Equação 4.7. Esta relação final tem seus valores para o coeficiente angular (α_{out}), o $offset$ ($offset_{out}$) e a incerteza ($incerteza_{out}$) apresentados na Tabela 4.9, estes parâmetros encontrados serão utilizados na plataforma microcontrolada

Figura 4.6: Bit médio sensibilizado em função da tensão elétrica e reta obtida pelo método de regressão linear em cada canal.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4.8: Parâmetros estatísticos da regreção linear dos canais de aquisição.

| Canal | $\alpha[\text{bits/V}]$ | $\sigma_{\text{MAX}}[\text{bit}]$ | $u(x)_{\text{MAX}}[\text{bit}]$ | $r^2[\text{bit}]$ | erro de linearidade MAX [%] |
|----------------|-------------------------|-----------------------------------|---------------------------------|-------------------|-----------------------------|
| Canal 1 | 97,6933K | 1,8213 | 1.0515 | 0,99 | 0.5283 |
| Canal 2 | 97,7292K | 1,8464 | 1.0660 | 0,99 | 0.5291 |
| Canal 3 | 97,8256K | 1,8128 | 1.0466 | 0,99 | 0.5290 |
| Canal 4 | 97,7515K | 1,7870 | 1.0317 | 0,99 | 0.5289 |
| Canal 5 | 97,7296K | 1,7968 | 1.0374 | 0,99 | 0.5286 |
| Canal 6 | 97,7329K | 1,7977 | 1.0379 | 0,99 | 0.5284 |
| Canal 7 | 97,7543K | 1,8280 | 1.0554 | 0,99 | 0.5285 |
| Canal 8 | 97,7804K | 1,7967 | 1.0373 | 0,99 | 0.5286 |

para processar os dados vindos do ADS1198.

$$V(bit_{out}) = \alpha_{out} \cdot bit_{out} + offset_{out} \pm incerteza_{out} \quad [V] \quad (4.7)$$

Tabela 4.9: Amplitudes máxima permitida nas entradas.

| Canal | α_{out} [V/bit] | $offset_{out}$ [V] | $u(x)_{out}$ [\pm V] |
|----------------|------------------------|--------------------|-------------------------|
| Canal 1 | $10,2361\mu$ | $-163,78\mu$ | $10,76\mu$ |
| Canal 2 | $10,2323\mu$ | $61,39\mu$ | $10,91\mu$ |
| Canal 3 | $10,2223\mu$ | $-224,89\mu$ | $10,70\mu$ |
| Canal 4 | $10,2300\mu$ | $-225,06\mu$ | $10,55\mu$ |
| Canal 5 | $10,2323\mu$ | $-61,39\mu$ | $10,62\mu$ |
| Canal 6 | $10,2320\mu$ | $-583,22\mu$ | $10,62\mu$ |
| Canal 7 | $10,2297\mu$ | $112,53\mu$ | $10,80\mu$ |
| Canal 8 | $10,2270\mu$ | $-143,18\mu$ | $10,61\mu$ |

4.2 PROCESSAMENTO DE SINAIS

Os resultados da filtragem foram analisados através da medição do RMSE, ambos comparando o sinal filtrado com o sinal original limpo, presumivelmente livre de interferências de linha de energia e oscilação de linha de base. A Figura 4.7 compila o resultado da filtragem do sinal de ECG, que inclui uma oscilação na linha de base com $SNR = 0$. Esses resultados foram obtidos após a aplicação dos filtros elíptico e butterworth no formato direto, estes mesmos filtros foram aplicados utilizando a técnica ZPS. Além disso, o filtro de coeficientes inteiros também foi comparado.

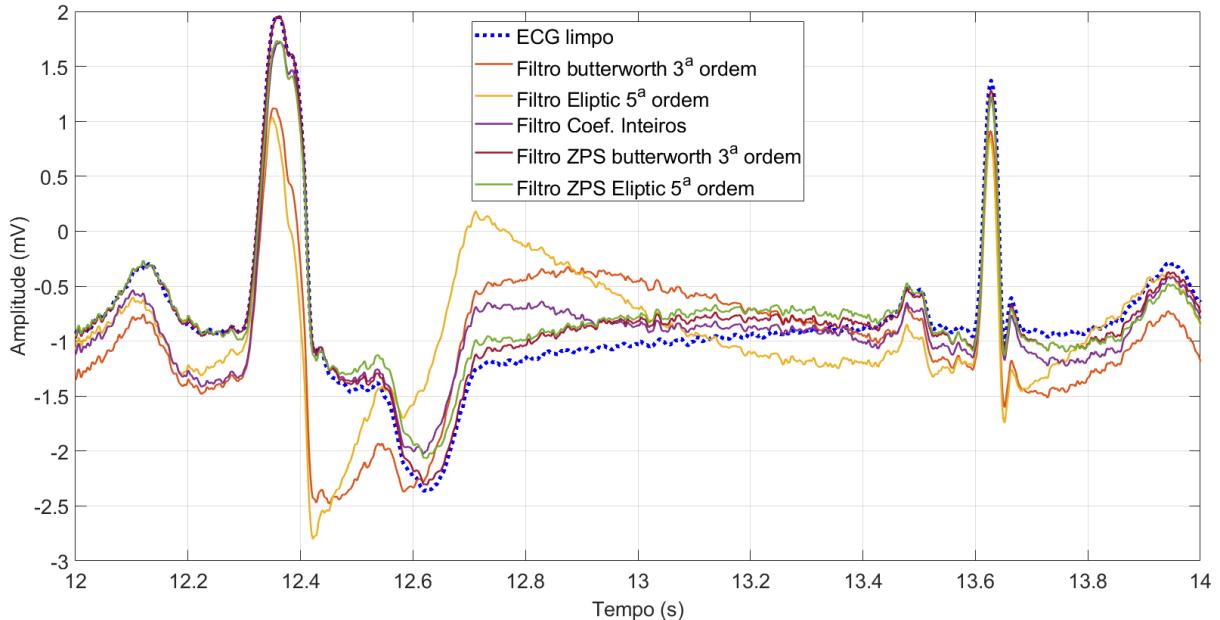
As saídas dos filtros *elíptico* e *butterworth* são visualmente semelhantes e ocasionam alterações perceptíveis no sinal de ECG por conta da distorção de fase. O filtro de coeficientes inteiros proporciona uma melhor representação quando comparados aos filtros *elíptico* e *butterworth* de passagem única, porém não possui uma boa fidelidade na representação do seguimento ST, por exemplo. Com o método ZPS os filtros *elíptico* e *butterworth* produziram os melhores resultados, com o ZPS *butterworth* se destacando ao seguir o sinal de referência.

O resultado do RMSE calculado para cada filtro é apresentado na Tabela 4.10. Ficando constatado que o filtro ZPS *butterworth* obteve menor RMSE.

Tabela 4.10: Resultado do RMSE calculado para as saídas dos filtros de oscilação de linha de base.

| Tipo | RMSE |
|--|---------|
| Filtro <i>butterworth</i> 3 ^a ordem | 22,9697 |
| Filtro <i>Eliptic</i> 5 ^a ordem | 6,6386 |
| Filtro Coeficientes Inteiros | 6,4038 |
| Filtro ZPS <i>butterworth</i> 3 ^a ordem | 2,2176 |
| Filtro ZPS <i>Eliptic</i> 5 ^a ordem | 4,4250 |

Figura 4.7: Comparação visual do sinal ECG contaminado com oscilação de linha de base filtrado por diferentes método



Fonte: Autoria própria

Em relação as interferências de linhas de energia, também foi utilizado $SNR = 0$ para avaliação dos filtros. A Figura 4.8 apresenta a comparação visual do filtro passa-baixas de coeficientes inteiros com o filtro *notch* popular, ambos detalhados no capítulo anterior. Visualmente é possível notar que o filtro de coeficientes inteiros possui uma representação inadequada da onda R do ECG. Esse fato pode ser constatado com o resultado do RMSE calculado apresentado na Tabela 4.11.

Tabela 4.11: Resultado do RMSE calculado para as saídas dos filtros de interferência de linhas de energia.

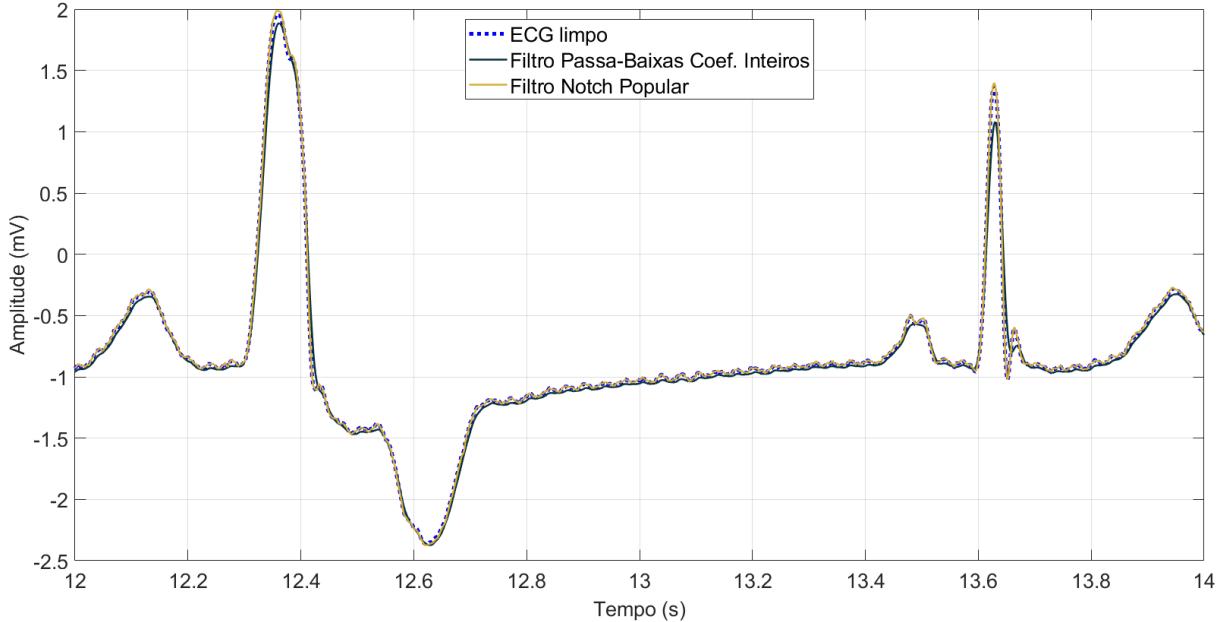
| Tipo | RMSE |
|---------------------------------------|--------|
| Filtro Passa-Baixas de Coef. Inteiros | 4,0361 |
| Filtro <i>Notch</i> popular | 0,6366 |

A partir dessa análise preliminar dos filtros no Matlab, foram selecionados os filtros ZPS *butterworth*, ZPS *Eliptic* e o *Notch* para embarcar no sistema. Além disso, para estes filtros também foram calculados o RMSE e o SNR de saída, tanto para a aplicação no Matlab quando no dispositivo.

Na aplicação dos filtros foram utilizadas filas circulares para armazenar processar as amostras. Porém pela complexidade e tempo de resposta transitória da filtragem reversa do filtro ZPS, limitações são encontradas. Na aplicação embarcada do filtro ZSP foi definido uma fila de 150 amostras para processamento de cada amostra nova o que gera um atraso na saída do filtro de no mínimo 300ms.

Uma comparação entre o sinal de ECG contaminado com oscilação de linha de base $SNR = 0dB$ (entrada dos filtros), o sinal resultante da filtragem no Matlab, O sinal resultante da fil-

Figura 4.8: Comparação visual do sinal ECG contaminado com interferência de linhas de energia filtrado por diferentes método



Fonte: Autoria própria

tragem no microcontrolador e o sinal de referência de ECG limpo, pode ser visualizado na Figura 4.9. Vale lembrar que, para esse caso o filtro utilizado é o ZPS *butterworth* de 3^a ordem.

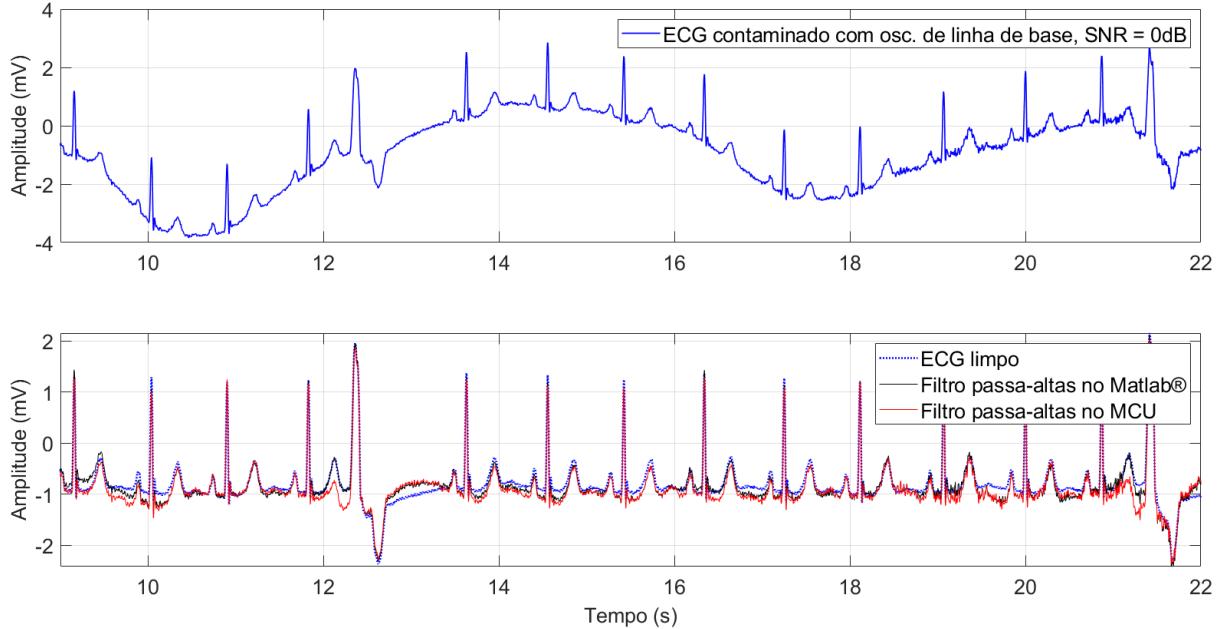
A mesma ideia é apresentada na Figura 4.10 para o ECG contaminado com interferência de linhas de energia $SNR = 0dB$, filtrado pelo *Notch* de 2^a ordem popular para esta aplicação.

A Tabela 4.12 compila os dados das Tabelas 4.10 e 4.11. Adicionalmente é apresentado o RMSE calculado para os sinais filtrados no microcontrolador e o SNR de saída calculados para os sinais filtrados no Matlab e MCU. Observa-se um aumento no RMSE para ambas as aplicações ao utilizar o MCU. Uma possível explicação para isso é a menor precisão dos cálculos no MCU, que utiliza precisão de 32 bits em comparação com os 64 bits do Matlab. Essa diferença de precisão pode causar distorções na filtragem, contribuindo para o aumento do erro RMSE.

A análise do SNR_{out} permite avaliar a eficácia na redução de ruídos. Em todos os cenários, observou-se uma melhoria na relação sinal-ruído. Para o filtro de interferência de rede elétrica houve uma diminuição no SNR do sinal filtrado no MCU, este resultado é esperado pelo mesmo motivo do aumento do RMSE. Entretanto, ao examinar os filtros passa-altas ZPS implementados no MCU, observou-se um aumento no SNR em contraste com os resultados do RMSE. Uma hipótese para esse fenômeno se deve ao fato de que o sinal utilizado como ruído possui componentes fora da faixa dos 0,5 Hz especificados para a filtragem. Dessa forma, a distorção na frequência de corte, resultante da diferença de precisão entre os sistemas, resulta em uma redução mais eficaz do ruído, porém, às custas de uma maior distorção das componentes do ECG.

Estes resultados, em ultima análise, mostram que a depender da aplicação do filtro, sua avaliação não deva ocorrer somente em ambientes computacionais de grande capacidade de pro-

Figura 4.9: Comparação visual do sinal ECG contaminado com oscilação de linha de base filtrado no Matlab e no Microcontrolador por ZPS *butterworth*



Fonte: Autoria própria

Tabela 4.12: Resultado do RMSE e SNR calculado para as saídas dos filtros.

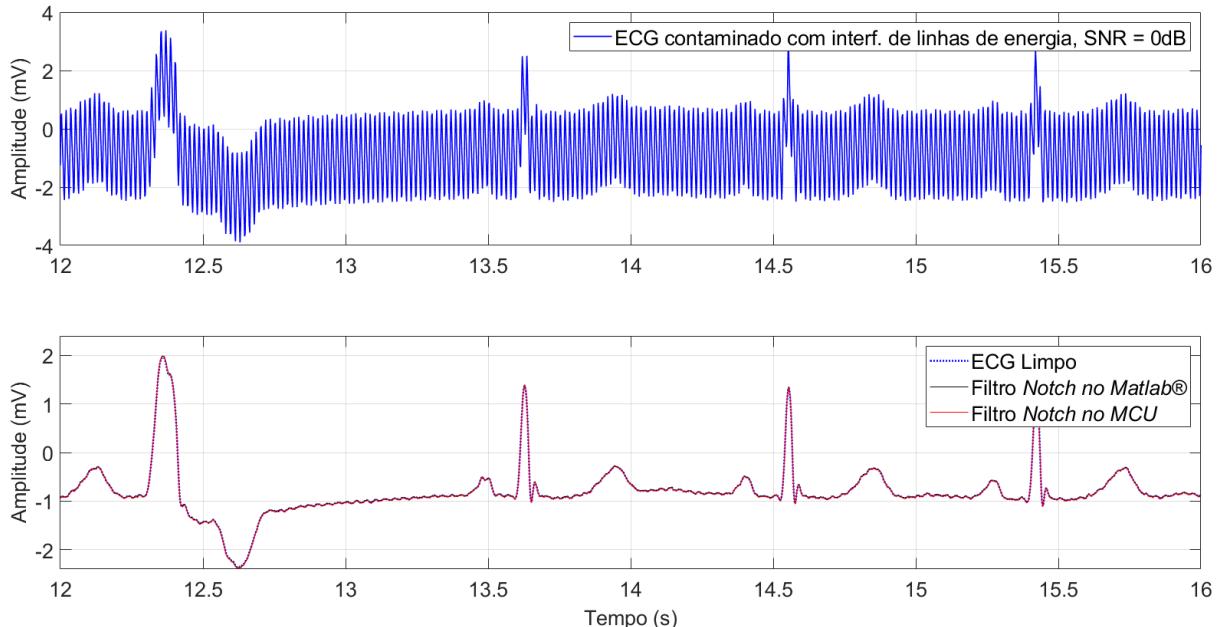
| Ruído Aplicado (SNR = 0dB) | Filtro | RMSE | | SNR_{out} | |
|---------------------------------------|---|---------------|------------|--------------------------|------------|
| | | Matlab | MCU | Matlab | MCU |
| Oscilação de linha de base | <i>butterworth</i> 3 ^a ordem | 22,9697 | - | - | - |
| | <i>Eliptic</i> 5 ^a ordem | 6,6392 | - | - | - |
| | Coeficientes Inteiros | 6,4038 | - | - | - |
| | ZPS <i>butterworth</i> 3 ^a ordem | 2,2176 | 5,8055 | 13,65dB | 15,86dB |
| | ZPS <i>Eliptic</i> 5 ^a ordem | 4,4250 | 18,5555 | 13,21dB | 15,95dB |
| Interferência de linhas de energia | Passa-Baixas de Coef. Int. | 4,0361 | - | - | - |
| | <i>Notch</i> popular | 0,6366 | 1,4628 | 27,87dB | 24,96dB |

cessamento, uma vez que a passagem destes filtros para outros sistemas podem gerar distorções tonando-o até mesmo instáveis. Além disso, ressalta-se a necessidade de empregar métodos variados para avaliar a eficácia dos filtros e analisá-los cuidadosamente, uma vez que podem surgir resultados ambíguos.

É crucial destacar que projetos de filtros para sinais vitais também devem ter uma avaliação criteriosa a respeito de distorções nos sinais, sobre todo o espectro de frequência de relevância clínica.

Em casos de bradicardia a frequência cardíaca pode cair para aproximadamente 40 BPM, resultando em componentes de frequência de ECG mais baixos, em torno de 0,67Hz. Isso implica que em filtros passa-altas com frequências de corte acima desse valor, podem ocorrer distorções que afetam o diagnóstico do paciente (SÖRNMO; LAGUNA, 2005). Além disso, existe recomendações do uso de frequência de corte de 0,05Hz para remover oscilações de linha de base. Esta adoção mais conservadora é devido a alterações em marcadores de isquemia ou

Figura 4.10: Comparação visual do sinal ECG contaminado com interferência de linhas de energia filtrado no Matlab e no Microcontrolador



Fonte: Autoria própria

enfarte, identificados pela elevações ou depressões no seguimento ST. Essas distorções podem comprometer a relevância clínica do sinal (LENIS et al., 2017).

É importante observar que, nas pesquisas adotadas para filtragem de ECG, os efeitos adversos mencionados não foram objeto de investigação neste trabalho, sendo sugeridos como tema de proposta futura.

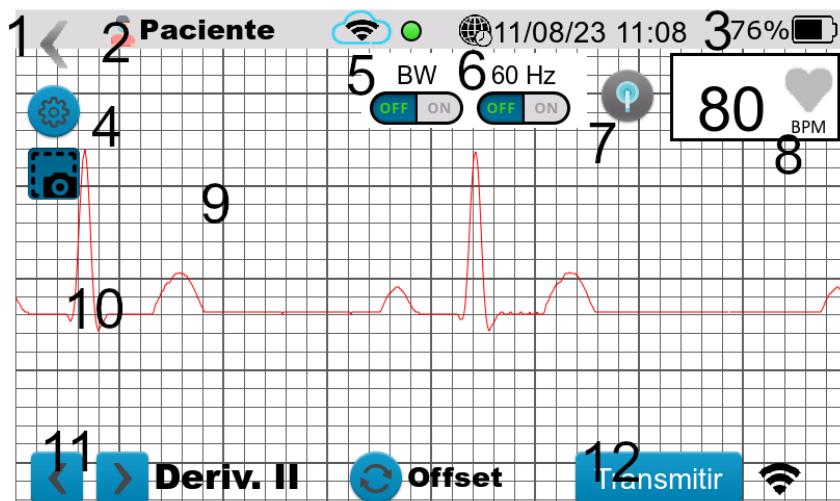
4.3 FUNCIONALIDADES

A Figura 4.11 apresenta o menu Exame com diversas funcionalidades descritas conforme a summarização a seguir.

1. Criação de interface gráfica de usuário com diversos menus, neste caso está sendo exibido o menu Exame.
2. Cadastro de paciente contendo informações básicas.
3. Alimentação com bateria Lipo 11,1V com indicação de carga.
4. Configurações do ADS1198.
5. Filtro de oscilação de linha de base (BW).
6. Filtro de interferência de linhas de energia (PLI).
7. Detecção de eletrodo desconectado.
8. Algoritmo Pan–Tompkins para cálculo da frequência cardíaca.
9. Escala: vertical 0,1mV/Divisão e Horizontal 0,04s/Divisão
10. Utilização do simulador de Pacientes HS30 para testes.

11. Seleção das 12 derivações.
12. Conexão WiFi e transmissão do exame no padrão FHIR.

Figura 4.11: Menu Exame desenvolvido.



Fonte: Autoria própria

Com o simulador de pacientes HS30 foi gerado sinais de ECG com diferentes amplitudes e frequência cardíaca. Seis configurações diferentes do sinal pode ser visualizado na 4.12. Para todos os casos a frequência cardíaca exibida estava de acordo com a simulada indicando o funcionamento adequando do algoritmo. É também possível afirmar que distorções na amplitude do sinal é menor que 0,1mV.

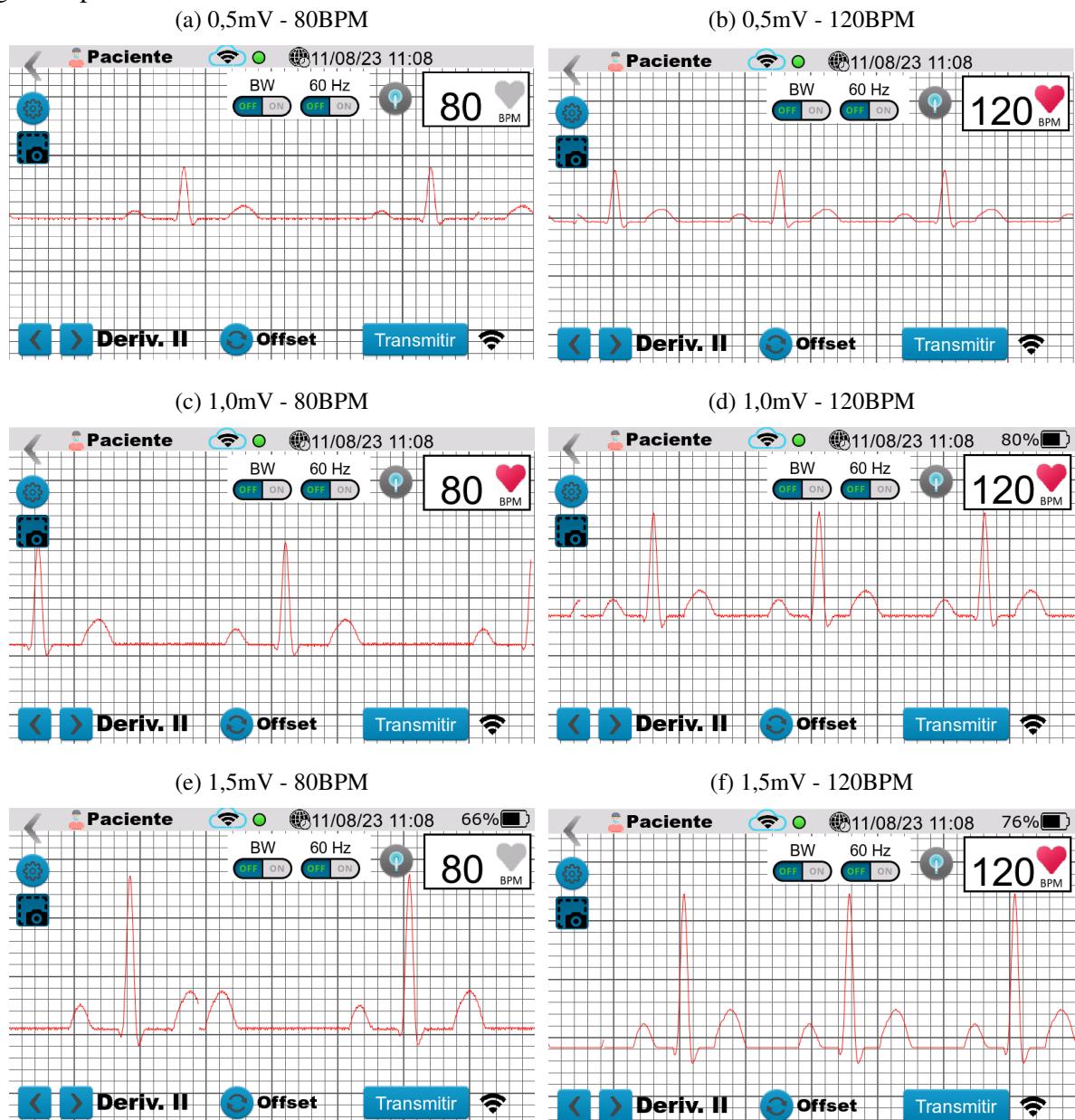
Demais funcionalidades foram compiladas em vídeos separados no YouTube. Três vídeos foram criados e agrupados da seguinte forma. vídeo 1 mostra os menus Instruções e Configurações além das 12 derivações de ECG¹. Video 2 apresenta o menu Cadastro e conexão com o WiFi². Por fim o vídeo 3 se atém ao menu Exame fazendo a aquisição de uma das 12 derivações e o envio para um servidor interoperável FHIR³.

¹<https://www.youtube.com/watch?v=8MgE6BeCM88>

²<https://www.youtube.com/watch?v=JoboDb8z4-E>

³<https://www.youtube.com/watch?v=Jq9bKSchksU>

Figura 4.12: Aplicação de sinais de ECG com diferentes amplitudes e frequências cardíacas gerado pelo HS30.



Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÕES

O trabalho desenvolvido mostrou-se um projeto interdisciplinar no qual foi empregado conhecimentos de diferentes campos da engenharia. A compreensão da eletrofisiologia cardíaca adicionou segurança nas escolhas durante as etapas do trabalho, principalmente na adoção de métodos para redução de interferência eletromagnética. Tal estudo também possibilitou maior compreensão dos principais componentes de um eletrocardiograma e os desafios que o cercam. Durante o processo de revisão bibliográfica, foram encontrados diversos trabalhos envolvendo a aquisição de sinais biomédicos associados com conceitos de internet das Coisas. Com a nova tecnologia de redes móveis 5G, em franca implantação no Brasil, é esperado uma ampliação ainda maior destes temas. Apesar do eletrocardiograma ser uma tecnologia consolidada, em termos de portabilidade a maioria dos autores diferem em sua soluções, adotando estratégias diferentes de transmissão e visualização do exame. Em vista disso buscou-se desenvolver um sistema completo adicionando tecnologias atuais e que permitam a reconfiguração do sistema.

A escolha do ADS1198 para o circuito de condicionamento dos sinais cardíacos se mostrou adequado. Isso se estende a utilização da plataforma de desenvolvimento STM32F769I DISCO-VERY por conter funcionalidades úteis para o sistema. Ferramentas como o STM32CubeIDE e TouchGFX Designer facilitaram o desenvolvimento *firmware*. Quatro menus principais e mais alguns submenus foram desenvolvidos adicionando as principais funcionalidades da proposta. Recursos como DMA e sistema operacional FreeRTOS foram aplicados, bibliotecas para processamento como para detecção de frequência cardíaca e armazenamento do exame foram empregues. Além disso foram construídas bibliotecas para conexão WiFi e para filtragem do ECG focando no ruídos típicos como o de oscilação de linha de base e interferência de rede elétrica.

Vários conceitos de instrumentação foram exercitados nesse trabalho. Com relação aos sinais dos ensaios, a análise quantitativa sobre as tensões de alimentação e referência se mostrou inadequado por limitações dos instrumentos utilizados nas medições. A curva de calibração apresentou erro de linearidade máximo entre os 8 canais de 0,5291%, comprovando que o componente tem distorção negligenciável, sendo possível ter traçado tal curva com menor quantidade de pontos. A utilização de diferentes métodos de filtragem mostra que o dispositivo é capaz de processar algoritmos complexos computacionalmente e exibi-los ao mesmo tempo, possibilitando uma melhor visualização do ECG em ambientes adversos. Os sinais de ECG adquiridos pelo simulador apresentaram qualidade visível e atenderam os requisitos do projeto.

O padrão adotado para transmissão dos exames de ECG é o FHIR. Este padrão utiliza os chamados *resources* para implementar soluções administrativas aos dados do paciente. Os *resources* abordados no trabalho foram o *Patient* e o *Observation*. Cada recurso possui definições de informações de registro próprias e algumas delas foram implementadas no sistema. Testes preliminares de requisições do tipo *observation* indicaram o pleno funcionamento do protocolo empregado no dispositivo. Por limitações relacionadas a capacidade do transmissor WiFi,

não foi possível a transmissão do exame em tempo de aplicação do exame e poucos segundos de exame puderam ser transmitidos, para contornar isso foi adotado o uso do cartão microSD sendo bem sucedida. Uma vez realizado o exame todo o sinal, incluído informações do paciente são salvos no cartão microSD possibilitando a transmissão do exame em momentos futuros.

6 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

- Avaliação dos efeitos dos filtros de oscilação de linha de base e interferência de linha de energia no sinal de ECG para diferentes frequências cardíacas e para sinais que possuem diferentes cardiopatias.
- Ajustar sintonia dos filtros utilizados na estimação da frequência cardíaca baseado no algoritmo Pan-Tompkins.
- Um ponto de melhoria na biblioteca utilizada para estimar a frequência cardíaca, em termos de tempo de processamento, seria o uso de fila circular para o armazenamento dos sinais em cada etapa de filtragem, atualmente é utilizados vetores que quando todos os índices estão com informação é realizado o deslocamento de todos os dados em um posição, descartando a amostra mais antiga e liberando espaço para a amostras atual.
- Avaliação da utilização de resistência de proteção de paciente no eletrodo de acionamento de perna direita.
- Desenvolvimento de um menu para visualizar os arquivos de exame guardados no microSD e funções para envio para servidores pelo protocolo FHIR diretamente do cartão.

REFERÊNCIAS

- AMAZON. **FreeRTOS™**, 2023. Disponível em: <<https://www.freertos.org/>>. Acesso em: 25 Maio 2023.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação E Fundamentos de Medidas**. 2.ed. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2010. v.1.
- BENDER, D.; SARTIPI, K. HL7 FHIR: an agile and restful approach to healthcare information exchange. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER-BASED MEDICAL SYSTEMS, 26., 2013. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2013. p.326–331.
- BRONZINO, J. D. **The Biomedical Engineering Handbook**. 3.ed. [S.l.]: CRC Press, 2006. v.1.
- CHAVAN, M. S.; AGARWALA, R.; UPLANE, M. D. Suppression of baseline wander and power line interference in ECG using digital IIR filter. **International journal of circuits, systems and signal processing**, [S.l.], v.2, n.2, p.356–365, 2008.
- CHRISTE, B. L. **Introduction to Biomedical Instrumentation**: the technology of patient care. 1.ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2009.
- EASYEDA. **PCB design & simulação de circuitos online**, 2013. Disponível em: <<https://easyeda.com>>. Acesso em: 07 fevereiro 2022.
- ENDERLE, J.; BRONZINO, J. **Introduction to biomedical engineering**. [S.l.]: Academic press, 2012.
- ESPRESSIF SYSTEMS. **AT Instruction Set**. [S.l.: s.n.], 2021. Rev. D.
- FARIHA, M. et al. Analysis of Pan-Tompkins algorithm performance with noisy ECG signals. In: JOURNAL OF PHYSICS: CONFERENCE SERIES, 2020. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2020. v.1532, n.1, p.012022.
- FORT, C.; CIUPE, A.; VLAD, S. An ECG Front-End Device based on ADS1298 Converter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCEMENTS OF MEDICINE AND HEALTH CARE THROUGH TECHNOLOGY; 12TH-15TH OCTOBER 2016, CLUJ-NAPOCA, ROMANIA, 2017. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2017. p.99–102.
- GOLDBERGER, A. L. et al. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: components of a new research resource for complex physiologic signals. **circulation**, [S.l.], v.101, n.23, p.e215–e220, 2000.
- HALL, J. E.; GUYTON, A. C. **Tratado de Fisiologia Médica**. 13.ed. Rio de Janeiro, RJ: Elsevier, 2017.
- JENNINGS, D. et al. **Introduction to Medical Electronics Applications**. 1st.ed. Great Britain: Butterworth-Heinemann, 1995.
- KHER, R. et al. Ambulatory ECG Recording System based on ADS 1298 and STM32L431xx Microcontroller. **International Journal of Simulation–Systems, Science & Technology**, [S.l.], v.20, n.5, p.3.1–3.6, 2019.

KORMYLO, J.; JAIN, V. Two-pass recursive digital filter with zero phase shift. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, [S.l.], v.22, n.5, p.384–387, 1974.

KRAVCHENKO. **STM32F4xx-ADS1298**, 2017. Disponível em: <<https://github.com/Serj1032/STM32F4xx-ADS1298>>. Acesso em: 25 maio 2023.

LENIS, G. et al. Comparison of baseline wander removal techniques considering the preservation of ST changes in the ischemic ECG: a simulation study. **Computational and mathematical methods in medicine**, [S.l.], v.2017, 2017.

LI, J. et al. Design of a real-time ECG filter for portable mobile medical systems. **IEEE Access**, [S.l.], v.5, p.696–704, March 2017.

MEDPREV. **Eletrocardiograma**, s.d. Disponível em: <<https://medprev.online/blog/exames/eletrocardiograma>>. Acesso em: 27 setembro 2021.

MIT-BIH Arrhythmia Database, 2005. **Banco de Dados**. Disponível em: <<https://www.physionet.org/content/mitdb/1.0.0/>>. Acesso em: 04 Novembro 2023.

MIT-BIH Noise Stress Test Database, 1999. **Banco de Dados**. Disponível em: <<https://physionet.org/content/nstadb/1.0.0/>>. Acesso em: 04 Novembro 2023.

MOHRMAN, D. E.; HELLER, L. J. **Fisiologia Cardiovascular**. 6.ed. Porto Alegre, RS: AMGH, 2011.

MOHRMAN, D. E.; HELLER, L. J. **Cardiovascular Physiology**. 9.ed. [S.l.]: McGraw Hill Education, 2018.

MONTROSE, M. I. **Printed circuit board design techniques for EMC compliance**. 2.ed. [S.l.]: IEEE press, 2000.

MOODY, G. B.; MULDROW, W.; MARK, R. G. A noise stress test for arrhythmia detectors. **Computers in cardiology**, [S.l.], v.11, n.3, p.381–384, 1984.

MORÁS, P. A. L.; MARTINS, A. L. d. M.; ITTURRIET, F. P. CardIoT-Eletrocardiógrafo Interoperável Baseado em Internet das Coisas. **Anais do Computer on the Beach**, [S.l.], v.14, p.416–423, 2023.

MORIBE, S.; MAIA, J. M. SISTEMA MICROCONTROLADO PARA MONITORAMENTO REMOTO DE SINAIS DE ECG E TEMPERATURA UTILIZANDO COMUNICAÇÃO SEM FIO. **Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica – CBEB**, [S.l.], v.24, n.6, p.562–565, 2014.

MOURA MOREIRA, R. de. **A portable, ANSI-C implementation of Pan-Tompkins real-time QRS detection algorithm**, 2020. Disponível em: <<https://github.com/rafaelmmoreira/PanTompkinsQRS>>. Acesso em: 25 Maio 2023.

NEUMAN, M. R. Biopotential Electrodes. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). **The Biomedical Engineering Handbook**. 2.ed. [S.l.]: CRC Press, 2000.

OEMIG, F.; SNELICK, R. Healthcare interoperability standards compliance handbook. **Cham: Springer international publishing AG**, [S.l.], 2016.

O'HARA, M. **EMC at Component and PCB Level**. [S.l.]: Elsevier, 1998.

- PAN, J.; TOMPKINS, W. J. A real-time QRS detection algorithm. **IEEE transactions on biomedical engineering**, [S.l.], n.3, p.230–236, 1985.
- PEREIRA, C. R. et al. FASS-ECG: a fhir cloud api to enable streaming and storage of continuous 12-leads ecgs. In: IEEE 36TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER-BASED MEDICAL SYSTEMS (CBMS), 2023., 2023. **Anais...** [S.l.: s.n.], 2023. p.898–903.
- PEREIRA, T. E. O. **Desenvolvimento de sistema de monitorização de biosinais baseado no front-end analógico ADS1198**. 2012. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade do Minho.
- RIGO, C. A. **Projeto de placas de circuito impresso com FPGAs para uso em ambiente espacial**. 2019. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade Federal de Santa Catarina.
- SAHU, M. L. et al. IoT-enabled cloud-based real-time remote ECG monitoring system. **Journal of Medical Engineering & Technology**, [S.l.], v.45, n.6, p.473–485, 2021.
- SÖRNMO, L.; LAGUNA, P. **Bioelectrical signal processing in cardiac and neurological applications**. [S.l.]: Academic press, 2005. v.8.
- STANFORD HEALTH CARE. **Signal Averaged Electrocardiogram**, 2021. Disponível em: <<https://stanfordhealthcare.org/medical-tests/s/signal-averaged-ecg.html>>. Acesso em: 27 setembro 2021.
- STM32CUBEIDE, version 1.10.1, 2022. Disponível em: <<https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html>>. Acesso em: 29 julio 2022.
- STMICROELECTRONICS. **Using the STM32F2, STM32F4 and STM32F7 Series DMA controller**. [S.l.: s.n.], 2016. Rev. 3.
- STMICROELECTRONICS. **Discovery kit with STM32F769NI MCU**. [S.l.: s.n.], 2022. Rev. 3.
- TAGAWA, T.; TAMURA, T.; OBERG, P. A. **Biomedical sensors and instruments**. 2.ed. [S.l.]: CRC press, 2011.
- TAN, L.; JIANG, J.; WANG, L. Pole-radius-varying IIR notch filter with transient suppression. **IEEE transactions on instrumentation and measurement**, [S.l.], v.61, n.6, p.1684–1691, 2012.
- TELEDYNE E2V. **Design Considerations for Mixed-Signal PCB Layout**. [S.l.: s.n.], 2010.
- TEXAS INSTRUMENTS. **Low-Power, 8-Channel, 16-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements**. [S.l.: s.n.], 2011.
- TEXAS INSTRUMENTS. **Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier**. [S.l.: s.n.], 2011. 10p.
- TEXAS INSTRUMENTS. **LP2985 150-mA, 16-V, low-dropout voltage regulator with enable**. [S.l.: s.n.], 2016.
- TEXAS INSTRUMENTS. **LP2985 150-mA, Low-Noise, Low-Dropout Regulator With Shutdown**. [S.l.: s.n.], 2022.

WEBSTER, J. G.; EREN, H. (Ed.). **Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook**: electromagnetic, optical, radiation, chemical, and biomedical measurement. 2nd..ed. [S.I.]: CRC Press, 2014. 1195–1212p.

THALER, M. S. **ECG essencial**: eletrocardiograma na prática diária. 7.ed. [S.I.]: Artmed, 2013.

TOUCHGFXDESIGNER, version 4.20.0, 2022. Disponível em: <<https://www.st.com/en/development-tools/touchgfxdesigner.html>>. Acesso em: 29 julio 2022.

UEHARA, E. L.; LUCENA, S. E. de. Development of portable ECG with Bluetooth connection utilizing MCU ARM. **Simpósio de Instrumentação e Imagens Médicas (SIIM)**, [S.I.], v.8, n.4, p.1–4, 2017.

WALINJKAR, A.; WOODS, J. Personalized wearable systems for real-time ECG classification and healthcare interoperability: real-time ecg classification and fhir interoperability. In: INTERNET TECHNOLOGIES AND APPLICATIONS (ITA), 2017., 2017. **Anais...** [S.I.: s.n.], 2017. p.9–14.