



**Desenvolvimento de Hardware Modulado para
Condicionamento, Digitalização e Transmissão Wireless de
Biossinais: Eletrocardiograma, Eletromiograma,
Saturação da Oxigenação Sanguínea e Temperatura
Corporal**

LUIZ EDUARDO DE MELO LUIZ

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em:

Engenharia Industrial – Ramo Engenharia Eletrotécnica

Este trabalho foi efetuado sob orientação de:

Prof. Dr. João Paulo Ramos Teixeira

Prof. Dr. Fábio Rizental Coutinho

Bragança

Fevereiro de 2023

**Desenvolvimento de Hardware Modulado para
Condicionamento, Digitalização e Transmissão Wireless de
Biossinais: Eletrocardiograma, Eletromiograma,
Saturação da Oxigenação Sanguínea e Temperatura
Corporal**

LUIZ EDUARDO DE MELO LUIZ

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em:

Engenharia Industrial – Ramo Engenharia Eletrotécnica

Este trabalho foi efetuado sob orientação de:

Prof. Dr. João Paulo Ramos Teixeira

Prof. Dr. Fábio Rizental Coutinho

Bragança

Fevereiro de 2023

“Your future hasn’t been written yet, no one’s has. Your future is whatever you make it, so make it a good one.”

– Doc Emmett Brown

“Because in a split second, it’s gone.”

– Ayrton Senna

Dedicatória

Dedico este trabalho a todos que de alguma forma me auxiliaram e tornaram isto possível. Aos meus pais, Elisabete e Luiz Carlos, por todo o suporte, encorajamento e incentivo à educação e pensamento crítico. Às minhas irmãs e irmão por todos os momentos de descontração, bem como aos conselhos e críticas que me tornaram quem eu sou. Aos meus colegas de graduação, principalmente Lucas Boufleuher, Matheus Cadan e Helian Bohm, pelos conselhos, opiniões e discussões no desenvolvimento deste trabalho.

Dedico, especialmente, a minha namorada, Beatriz Mafra, por ter me ajudado a manter o foco em dias que estava distraído, por ter me incentivado nos momentos difíceis, por ter se feito presente sempre, me mostrando que a distância física é apenas um detalhe quando se ama. Obrigado, amor, pela sua paciência em me ouvir falar de coisas chatas e por sua excepcional dedicação, a qual sempre me motivou.

Dedico, também, ao meu afilhado, Antônio, minhas sobrinhas, Maria Fernanda, Maria Eduarda e Giovana, e minha cunhadinha, Cecília, que o significado deste trabalho possa servir de incentivo no longo caminho que vocês terão pela frente.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer aos professores João Paulo Teixeira e Fábio Rizental Coutinho por toda a orientação, conselhos e experiências concedidas a mim, e também pela consideração ao trabalho desenvolvido, por terem despendido longos períodos deste último ano em função dele. Agradeço, também, aos demais professores com quem tive o prazer de aprender sobre esta área incrível que é a Engenharia Eletrônica. Ainda no âmbito acadêmico, agradeço as instituições de ensino UTFPR e IPB, por terem me proporcionado a oportunidade de participar do programa de dupla-diplomação.

Também agradeço aos amigos que fiz em Portugal, por terem me ajudado tanto mesmo quando ainda não me conheciam. Meu muito obrigado, Leonardo Pilarski, Lucas Colla, Kathleen Carvalho e Raul Kaizer.

Resumo

O mercado de sistemas vestíveis de monitoramento de sinais vitais (*Wearable Health-Monitoring Systems – WHMS*) teve um grande salto junto com os avanços em tecnologias de comunicação sem fio e miniaturização de componentes elétricos, possibilitando a integração desses aparelhos no acompanhamento de pacientes enfermos ou, ainda, como facilitador da aquisição de dados para um possível diagnóstico. Neste sentido, esse trabalho visa o desenvolvimento de um WHMS estruturado em blocos para aquisição, condicionamento e envio wireless de biossinais, nomeadamente, eletrocardiograma (ECG), eletromiograma (EMG), temperatura corporal e saturação de oxigênio no sangue (SpO₂), de forma não-invasiva e com alta confiabilidade. As etapas de aquisição e condicionamento dos analógicos (ECG e sEMG) foram desenvolvidas utilizando componentes analógicos, parametrizados sob a área de interesse única de cada sinal, a qual foi determinada através de um estudo bibliográfico de cada comportamento. Ademais, para aferir a temperatura e SpO₂, são utilizados sensores digitais, respectivamente, DS18B20 e MAX30102. Quanto ao envio dos dados, primeiramente os sinais analógicos são convertidos para sinais digitais utilizando o conversor analógico-digital de 12 bits embebido na placa de desenvolvimento ESP32 V4, além de ser tratada a utilização do conversor ADS1296 de 24 bits. Posteriormente, com as informações armazenada na memória do microcontrolador, os dados são agrupados em pacotes priorizando o processamento mais rápido entre envios, objetivando o mínimo de perdas de dados. Após o desenvolvimento, os resultados foram comparados com dispositivos validados, buscando uma confirmação do funcionamento, obtendo melhores resultados nas medições de relação sinal-ruído e correspondência com o sinal ideal esperado para os sinais de ECG e EMG utilizando os circuitos desenvolvidos. De mesmo modo, para o sinal de temperatura, obteve-se resultados altamente precisos e um comportamento em concordância com o equipamento validado, porém, para as medições de SpO₂, os resultados obtidos com o MAX30102 não foram adequados, sendo, então, propostas medidas a serem estudadas almejando a melhoria deste resultado.

Palavras-Chave: Biossinais, Eletrocardiograma, Eletromiograma, SpO₂, Condicionamento analógico.

Abstract

The wearable vital signs monitoring systems (WHMS) market had a great growth along with the advances in wireless communication technologies and miniaturization of electrical components, allowing the integration of these devices in the monitoring of sick patients or even as a facilitator of data acquisition for a possible diagnosis. In this regard, this work seeks to develop a WHMS designed in blocks for acquisition, conditioning, and wireless transmission of biosignals, such as, electrocardiogram (ECG), electromyogram (EMG), body temperature and blood oxygen saturation (SpO₂), in a non-invasive way and with high reliability. The steps of acquisition and conditioning of the analog signals (ECG and sEMG) were developed using analog components, parameterized under the unique area of interest of each signal, which was determined through a bibliographic study of each behaviour. Moreover, to measure temperature and SpO₂, digital sensors were used, respectively, DS18B20 and MAX30102. As for the data transmission, firstly the analog signals were converted to digital signals using the analog-to-digital converter with 12 bits embedded on the development board ESP32 V4, as well as considered the use of the ADS1296 converter with 24 bits, then, with the information stored in the microcontroller memory, the data are packetized prioritizing the fastest processing between transmissions, aiming at the minimum loss of data. After the development, the results were compared with validated devices, searching for a confirmation of the performance, obtaining better results in the measurements of signal-to-noise ratio and correspondence with the expected ideal signal for the ECG and EMG signals using the developed circuit. In the same way, for the temperature signal, it was achieved highly precise results and a behaviour in accordance with the validated equipment, however, for the SpO₂ measurements, the results obtained with MAX30102 were not adequate, therefore, measures are then proposed to be investigated with a keen interest in improving this result.

Keywords: Biosignals, Electrocardiogram, Electromyogram, SpO₂, Analog conditioning.

Índice de Figuras

Figura 1 – Representação do posicionamento de elétrodos para Eletrocardiograma (Cadogan, 2022).....	3
Figura 2 – Representação gráfica do ciclo cardíaco esperado na aquisição por ECG.....	4
Figura 3 – Representação do posicionamento de eletrodo para Eletromiograma	5
Figura 4 – Representação gráfica de contração muscular esperada na aquisição por sEMG.....	6
Figura 5 – Diagrama de blocos do Dispositivo	13
Figura 6 – Vista do Conector e Face de Contato do Eléctrodo	14
Figura 7 – Cabo para Eléctrodos	14
Figura 8 – Sensor de Temperatura DS18B20.....	15
Figura 9 – Módulo para medição de saturação sanguínea.....	15
Figura 10 – Bloco de Aquisição e Amplificação para ECG.....	17
Figura 11 – Bloco de Aquisição e Amplificação para sEMG	17
Figura 12 – Bloco de filtragem para ECG e sEMG.....	17
Figura 13 – Variação na definição de ADC	18
Figura 14 – Variação na frequência de amostragem de ADC	19
Figura 15 – ESP-32 Dev kit V2.....	19
Figura 16 – Organograma da função de leitura de dados	22
Figura 17 – Organograma do algoritmo para cálculo de SpO2.....	23
Figura 18 – Organograma da função de envio dos dados.....	24
Figura 19 – Interface para visualização dos biossinais via Bluetooth, em Matlab.....	26
Figura 20 – Interface para visualização dos biossinais via WiFi	27
Figura 21 – Esquemático INA128 (Texas Instruments, 2022).....	29
Figura 22 – Gerador de tensão de referência.....	30
Figura 23 – Bloco de amplificação e RLD do ECG	31
Figura 24 – Bloco de amplificação do sEMG	31
Figura 25 – Área de interesse sEMG e ECG	32
Figura 26 – Modelo de filtro Sallen-Key passa-baixo.....	32
Figura 27 – Modelo de filtro <i>Notch</i>	34
Figura 28 – Modelo de filtro Sallen-Key passa-alto	35
Figura 29 – Bloco de filtragem do ECG.....	36
Figura 30 – Bloco de filtragem do sEMG	37

Figura 31 – Resposta em Frequência do condicionamento	37
Figura 32 – Resposta em Frequência e Área de interesse	38
Figura 33 – Filtro-passa alto RC.....	39
Figura 34 – Amplificador não-inversor	40
Figura 35 – ADS1296 TQFP	41
Figura 36 – ADS1296 em adaptador TQFP-THT	42
Figura 37 – Conexão ADS1296 em adaptador TQFP-THT	43
Figura 38 – Representação gráfica do fator de conversão analógico digital do ADS129x	47
Figura 39 – Representação gráfica do fator de conversão analógico digital do ADS129x corrigido	48
Figura 40 – ECG coletado com o dispositivo desenvolvido	50
Figura 41 – ECG coletado com equipamento validado.....	50
Figura 42 – sEMG coletado com o dispositivo desenvolvido.....	51
Figura 43 – sEMG obtido com dispositivo validado.....	52
Figura 44 – sEMG coletado com dispositivo desenvolvido desconectado do BITalino	52
Figura 45 – sEMG coletado com BITalino desconectado do dispositivo desenvolvido.....	53

Índice de Tabelas

Tabela 1 – Relação Ganho X CMRR do INA128 (Texas Instruments, 2022)	28
Tabela 2 – Parâmetros finais dos filtros passa-baixo	33
Tabela 3 – Parâmetros finais dos filtros <i>Notch</i>	35
Tabela 4 – Parâmetros finais dos filtros passa-alto	36
Tabela 5 – Mapa de registradores CONFIG	45
Tabela 6 – Mapa dos registradores de configuração de canal CHnSET	46
Tabela 7 – Fator de conversão analógico digital do ADS129x	47
Tabela 8 – Resultado dos testes com oxímetro comercial e MAX30102.....	55

Acrônimos

°C Graus Celcius

ADC	<i>Analog-to-Digital Conversor</i>
AECG	<i>Ambulatory External Electrocardiogram</i>
ATP	Adenosina Trifosfato, Adenosina Trifosfato
BLE	<i>Bluetooth Low-Energy, Bluetooth Low Energy</i>
BPM	Batimentos por minuto
BR	<i>Bluetooth Basic Rate</i>
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
dB	Decibel
ECG	Eletrocardiograma
EDR	<i>Bluetooth Enhanced Data Rate</i>
EMG	Eletromiograma
F	Faraday
GND	<i>Ground</i>
HTML	<i>Hypertext Markup Language</i>
Hz	<i>Hertz</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IC	Circuito Integrado
IDE	Ambiente de desenvolvimento integrado
JS	<i>JavaScript</i>
JSON	JavaScript Object Notation
m	metro
MDD	<i>Medical Devices Directive</i>
PCB	Placa de Circuito Impresso
QD	Sinal de Dados – DS18B20
RLD	<i>Right-Leg Drive</i>
SCL	<i>Serial Clock</i>
SDA	<i>Data Line</i>
sEMG	<i>Surface Electromyogram</i>
SNR	<i>Common Mode Rejection Ratio</i>
SpO2	Saturação de Oxigênio
sps	Amostras por segundo
THT	<i>Through Role Technology</i>

TQFP	<i>Quad Flat Package</i>
V	Volts
VDD	Tensão de Alimentação Digital
WHMS	<i>Wearable Health-Monitoring Systems</i>
μC	Microcontrolador
Ω	Ohm

Índice

Capítulo 1: Introdução	1
1.1 Eletrocardiograma.....	1
1.1.1 Ciclo cardíaco em Eletrocardiograma.....	3
1.2 Eletromiograma.....	4
1.2.1 Comportamento músculo esquelético	5
1.3 Temperatura corporal.....	6
1.4 Saturação sanguínea.....	7
1.5 Estado da arte.....	8
1.6 Objetivos.....	9
1.6.1 Objetivos gerais.....	10
1.6.2 Objetivos específicos	10
1.7 Organização do documento.....	10
Capítulo 2: Metodologia.....	12
2.1 Formulação do problema	12
2.2 Aquisição dos biossinais	14
2.3 Condicionamento de sinais analógicos	16
2.4 Conversão analógico-digital	18
2.5 Microcontrolador	19
2.5.1 Tratamento pré-transmissão.....	20
2.5.2 Transmissão e recebimento dos dados	24
Capítulo 3: Hardware Desenvolvido e Validação	28
3.1 Hardware de condicionamento e transmissão.....	28
3.2 Resultados de condicionamento.....	37
3.2.1 Resposta em frequência e ganho.....	37
3.2.2 Filtragem por canal e ganho pré-conversão	39
3.2.3 Conversor Analógico-Digital ADS129x.....	40

Capítulo 4: Comparação de resultados com equipamento validados	49
4.1 Eletrocardiograma.....	49
4.2 Eletromiograma de superfície	50
4.3 Temperatura e saturação sanguínea	53
Capítulo 5: Conclusões e Trabalhos Futuro	57
Referências	60

Capítulo 1: Introdução

Biossinal, de acordo com Kutz (2003, p. 419), é todo e qualquer sinal transduzido a partir de uma fonte biológica ou médica, em nível molecular, celular ou de órgãos por completo. Esses são principalmente adquiridos para monitoramento, detecção ou estimativa de um estado patológico, com objetivo de diagnosticar e avaliar pacientes. Tais sinais podem ser subdivididos em dois grupos: sinais exógenos, aplicados de fora, como exames de ultrassom ou raio-X; e endógenos, que surgem de processos fisiológicos, como é o caso dos sinais utilizados neste trabalho (Northrop, 2004, p. 1).

O acompanhamento dos sinais vitais em ambientes fora de clínicas ou consultórios tem sido explorado há anos, seja de forma autónoma, como a medição da temperatura ou saturação sanguínea, ou de forma acompanhada, o caso de exames mais sofisticados, como o Holter 24 horas, um método não invasivo para registrar eletrocardiogramas de pacientes com diversas doenças, cardíacas ou não, além de indivíduos em condições ou situações especiais (Lorga Filho et al., 2013).

Ademais, com o avanço das tecnologias portáteis, a implementação de sistemas de monitoramento remoto foi simplificada, existindo equipamentos vestíveis (e.g., *smartwatches*, *smart clothing* e *smartbands*) capazes de mensurar sinais vitais de quem os utiliza.

A maior complicação nesses dispositivos é a forma como os sinais são obtidos, visto que, a maioria, utiliza apenas a região do pulso como base, com isso, alguns dispositivos, mesmo alcançando níveis aceitáveis de precisão, não conseguem ultrapassar o mínimo necessário para serem utilizados como base para diagnósticos de saúde (Putri et al., 2021).

Apesar disso, a busca por tais equipamentos aumentou muito durante o período de pandemia de COVID-19 (Loucks et al., 2022), pois serviam como forma de acompanhamento de parâmetros de saúde, principalmente a saturação de oxigénio sanguínea.

1.1 Eletrocardiograma

Inventado, em 1902, pelo fisiologista Willem Einthoven (Giffoni & Torres, 2010), o eletrocardiograma (ECG) é uma representação gráfica feita para analisar o comportamento do coração, medindo diferenças de potencial elétrico durante os ciclos cardíacos.

Devido à variação do comportamento do coração, dependendo da situação em que o paciente se encontra, a visualização dos eletrocardiogramas durante períodos curtos, como consultas, pode não ser o suficiente, visto que é analisado apenas o comportamento em atividades específicas. Para contornar esse problema, foi desenvolvido o Holter, um dispositivo portátil capaz de armazenar o comportamento cardíaco durante períodos maiores que um dia em ambientes fora do ambulatorial (AECG – *Ambulatory External Eletrocardiogram*), possibilitando uma análise dos ciclos em boa parte das atividades exercidas diariamente pelo paciente (Mittal et al., 2011), aumentando a chance de encontrar uma patologia existente (McLellan & Mohamed, 2011).

Para captar os potenciais elétricos necessários para o ECG, são necessários eletrodos. Esses possuem uma superfície de contato, que é colada na pele do paciente, e são sensíveis a pequenas variações da tensão. Dependendo da posição em que forem colocados, e considerando eletrodos de Prata/Cloreto de Prata, quando em condições normais de comportamento do coração, os valores máximos de diferença de potencial capturados entre dois eletrodos chegam a 5 mV, com uma banda de frequência entre 0,5 Hz e 50 Hz (Teixeira & Ferreira, 2015).

Além das características intrínsecas dos sensores, outra variável presente nos diversos exames de ECG são as derivações usadas para colocação dos eletrodos. O modelo padrão de obtenção hospitalar possui 10 sensores, seis deles posicionados na região precordial, em frente do coração, e outros quatro posicionados em cada um dos membros (Kligfield et al., 2007), formando 12 derivações, onde cada uma dessas combinações geram um sinal com comportamento e características únicas.

Apesar de existirem diversas vantagens na configuração que resulta em 12 derivações, a implementação dela para um acompanhamento diário se torna incômodo, devido a grande quantidade de eletrodos e equipamentos colocados no paciente, para contornar esse problema, existem configurações propostas com apenas 3 eletrodos (Jang et al., 2010), como mostrado na Figura 3, posicionados equidistantes do coração, um nas costelas flutuantes e os outros dois na altura do coração, espaçados em direção aos ombros, podendo existir perturbações decorrentes de movimentações do paciente, porém, sem prejudicar a análise do ciclo cardíaco (Kutz, 2003).

Tais modelos de posicionamento de três eletrodos equidistantes do coração nascem do triângulo de Einthoven, o qual simboliza um triângulo equilátero imaginário com o coração no centro, um vértice em cada braço e na perna direita. Esse posicionamento de eletrodos permite a identificação de cada um dos movimentos do ciclo cardíaco (Wilson et al., 1946).

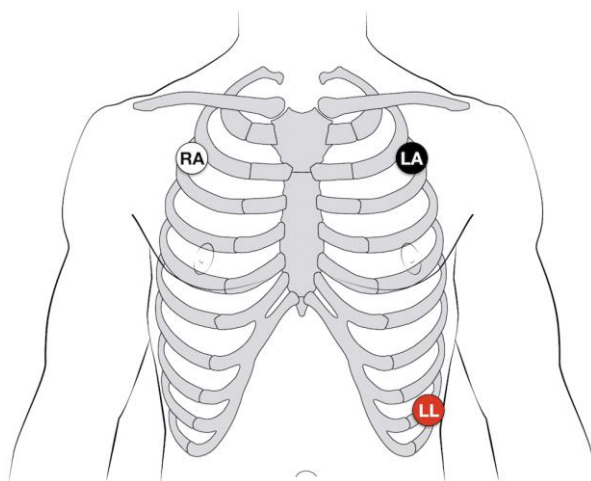


Figura 1 – Representação do posicionamento de eletrodos para Eletrocardiograma (Cadogan, 2022)

1.1.1 Ciclo cardíaco em Eletrocardiograma

O coração é o principal responsável pela circulação de sangue no corpo humano, para realizar as funções necessárias, ele possui 4 câmaras propulsoras: dois átrios, esquerdo e direito; e dois ventrículos, também esquerdo e direito. Durante o bombeamento, ele executa dois movimentos, sístole e diástole, a primeira é a contração das câmaras, enquanto o segundo é o relaxamento delas (Dutra et al., 2019).

O período entre o início de um batimento cardíaco até o próximo, e todos os movimentos feitos pelo coração nesse tempo, caracteriza um ciclo. Ele é iniciado a partir da geração espontânea de potencial em um nodo presente na parede lateral superior do átrio direito, chamado nodo sinusal, essa energia é então difundida para os átrios e, depois, ventrículos. Essa diferença de tempo, maior que 0,1 s, permite que os átrios se contraíam primeiro, bombeando sangue para os ventrículos, que então se contraem, servindo como fonte principal da força utilizada para conduzir o sangue pelo sistema vascular (Guyton & Hall, 2011).

A representação gráfica desse funcionamento, obtido no exame de ECG, com os eletrodos posicionados como mostrado na Figura 1, possui seis picos marcantes, esses servem como separadores para intervalos e segmentos importantes, resultando em algo similar ao apresentado na Figura 2, facilitando a análise e as medições do resultado, auxiliando no diagnóstico do comportamento do coração do paciente examinado.

Em relação aos picos comentados, como Guyton & Hall (2011) dissertam, a onda P ocorre no início da contração dos átrios do coração, enquanto o complexo QRS simboliza o começo da contração dos ventrículos, os quais permanecem contraídos até o final da onda T,

onde ocorre a repolarização, enquanto a onda U ainda não é conhecida uma origem certa (Carrillo-Esper et al., 2015).

As amplitudes das características de cada parâmetro dependem de fatores já comentados, como material do eletrodo ou onde está posicionado, porém, considerando a medição com três eletrodos (Figura 1), pode-se esperar tensões próximas de 5 mV entre o pico R e o mínimo S (Teixeira & Ferreira, 2015).

Enquanto a duração das parciais do ciclo em situações normais: a onda P deve se manter abaixo de 110 ms, o intervalo PR entre 120 e 200 ms, o complexo QRS menor que 120 ms e o intervalo QT inferior a 450 ms para homens e 470 ms para mulheres (Reis et al., 2013; Varella et al., 2021). Em função de tais características temporais, principalmente em função da rápida subida do pico R, aproxima-se à uma banda de frequência de interesse na faixa de 0,5 a 50 Hz.

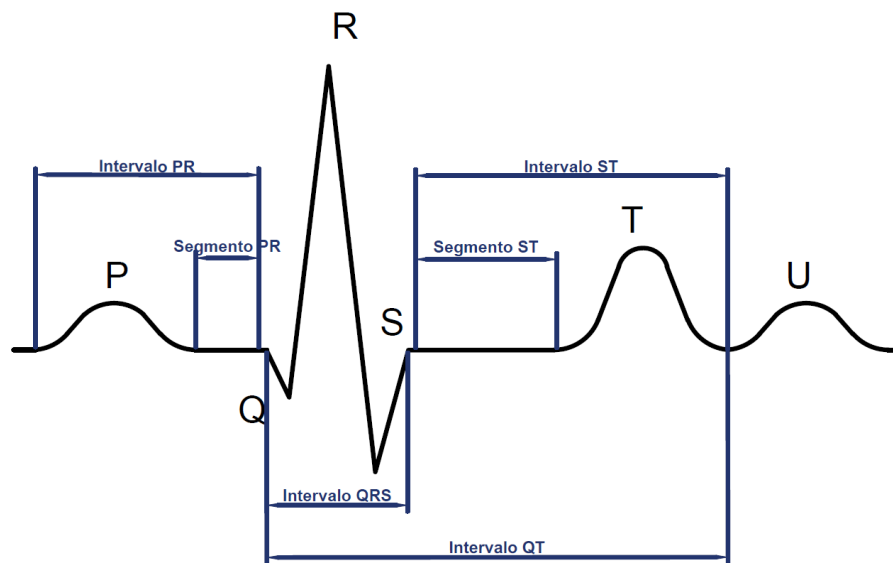


Figura 2 – Representação gráfica do ciclo cardíaco esperado na aquisição por ECG

1.2 Eletromiograma

O segundo biossinal que há interesse na implementação de circuitos para aquisição e condicionamento é o eletromiograma (EMG), sinal que possui como objetivo a identificação, e possível quantificação, de movimentos musculares, a partir da interpretação de impulsos elétricos produzidos no ato (Argi, 2015).

Existem dois formatos principais de obtenção de tal potencial muscular. A primeira utiliza elétrodos em formato de agulha para alcançar o músculo desejado, nesse método existe a possibilidade de analisar partes específicas de cada aglomerado muscular, porém sendo um método altamente intrusivo. Em compensação, existe o eletromiograma de superfície (sEMG), esse utiliza elétrodos colados à superfície da pele que encobre o musculo desejado, aumentando a quantidade de fibras musculares dentro do raio de aquisição, mas permitindo a realização com pouca intrusão ao paciente (Milner-Brown & Stein, 1975).

Como podem ser obtidos sinais de diversos músculos do corpo, suas aplicações se estendem além do diagnóstico médico, como para controlar próteses elétricas para membros amputados, através da interpretação dos impulsos elétricos na região de interesse (Lopes et al., 2019). Ainda, pode ser feita a leitura dos movimentos das mãos e braços para traduzir sinais da linguagem gestual em palavras escritas (Abreu et al., 2016).

Além do formato do elétrodo para aquisição, deve-se também definir quantos elétrodos serão utilizados e, preferencialmente, definir um local primário para utilizar como validação do dispositivo, definindo o comportamento do sinal de interesse e os níveis de tensão que serão esperados (Blanc & Dimanico, 2010). No caso aqui descrito, serão utilizados três elétrodos, dois de potencial, conectados na superfície do bíceps, com uma distância aproximada de 2 cm entre eles, e um terceiro conectado na extremidade do osso úmero, no cotovelo (Daud et al., 2013), como representado na Figura 3.

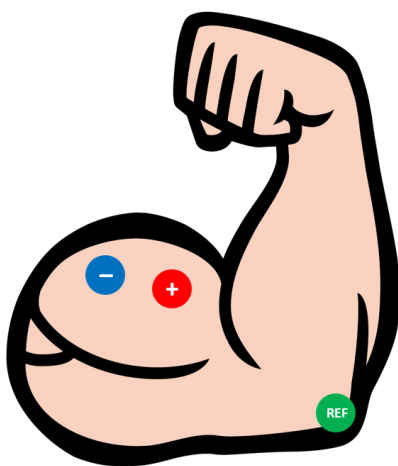


Figura 3 – Representação do posicionamento de elétrodo para Eletromiograma

1.2.1 Comportamento músculo esquelético

O movimento muscular ocorre através da interação cíclica entre filamentos de actina e miosina. Durante esse processo há liberação de energia elétrica conforme a miosina hidrolisa as moléculas de ATP (Adenosina Trifosfato) para realizar o movimento (Geeves & Holmes, 1999).

O comportamento muscular, captado através do sEMG, possui duas faixas principais, de relaxamento muscular e contração. No período de contração, será considerado um movimento progressivo, ao invés de picos, com isso o resultado esperado é aproximado pelo apresentado na Figura 4, onde há dois períodos de crescimento da energia do sinal, modulados por um movimento de contração linear, seguido por momentos de relaxamento (Fu et al., 2017).

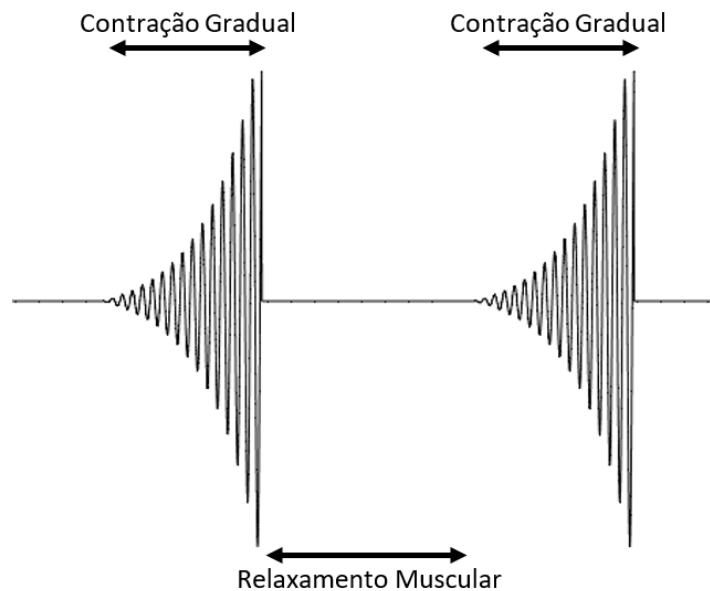


Figura 4 – Representação gráfica de contração muscular esperada na aquisição por sEMG

Considerando uma aquisição utilizando elétrodos de Prata/Cloreto de Prata com 30 mm de diâmetro, pode-se esperar valores de tensão atingindo um máximo de 50 mV, e considerando o posicionamento comentado e uma contração gradual, têm-se uma faixa de frequência de interesse entre 20 e 500 Hz (Lopes et al., 2019).

1.3 Temperatura corporal

Sendo um dos sinais mais utilizados para identificar casos de infecções (Robertson & Hill, 2019), o monitoramento da temperatura corporal também é implementado no equipamento.

A temperatura corporal resulta da quantidade de calor gerada nos processos biológicos do corpo e a parte perdida para o ambiente, em casos em que não há nenhuma anomalia nos processos corporais, a faixa de temperatura fica em torno de 36,5 °C e 37,5 °C. Quando a temperatura aferida é inferior à 36 °C é considerado hipotermia e quando maior que 38 °C, hipertermia, ambos os casos indicando para uma possível inconformidade (Frank, 1994).

O problema com a utilização de termômetros comuns para acompanhar pacientes, principalmente nos casos em que a temperatura está instável, é o tempo que leva o paciente sentir uma variação, somado ao tempo para fazer cada amostra com termômetros (Fajrin et al., 2019), principalmente os analógicos. O objetivo com este dispositivo é manter uma amostragem com intervalos constantes da temperatura, identificando flutuações.

1.4 Saturação sanguínea

Durante o ano de 2020, com a proliferação do coronavírus SARS-CoV-2 (COVID-19), a utilização de dispositivos de medição da saturação sanguínea de oxigênio (SpO₂) disparou (Gragnani, 2020), se tornando indispensável no caso de doenças do sistema respiratório (Frew & Holgate, 2009).

A saturação de oxigênio no sangue compara a quantidade de hemoglobina, proteína responsável por transportar oxigênio dos pulmões para o corpo, conectada a moléculas de oxigênio com o total de hemoglobinas, resultando em um valor percentual. Quando o resultado indica que há uma fração igual ou menor que 95% de hemoglobinas conectadas ao oxigênio, serve de indicador para um possível problema no sistema respiratório, podendo esse ser temporário ou duradouro (Nitzan & Taitelbaum, 2008).

A forma mais comum de fazer a medição da saturação sanguínea de oxigênio é utilizando a medição da reflexão de luz infravermelha. O sangue arterial, que ainda carrega oxigênio, absorve luz em uma quantidade dependente do volume do vaso sanguíneo, visto que o espaço que a luz percorre dentro dele é alterado, além disso, hemoglobinas que estão a carregar oxigênio, refletem uma porção maior da luz, em comparação com as que não estão conectadas. Relacionando o volume sanguíneo e a absorção da luz é possível obter a percentagem aproximada da saturação de oxigênio (Wan et al., 2017).

Para fazer tal medição, o dispositivo terá LEDs capazes de emitir luz na frequência infravermelha e fotodíodos que servem para medir a intensidade refletida. Para fazer uma

medição mais precisa, serão feitos testes em extremidades do corpo, principalmente na ponta dos dedos e pulso (Pang & Ma, 2014).

1.5 Estado da arte

Diagnósticos médicos encarecem conforme o preço dos equipamentos e a quantia de trabalhos especializados aumentam (Zhang et al., 2014). Por isso, o acesso a sistemas vestíveis de monitoramento de saúde WHMS auxiliam como forma de redução do preço final de diagnósticos (Pantelopoulos & Bourbakis, 2009), visto que o preço de tais equipamentos é muito menor que um equipamento fixo ambulatorial. Além disso, com a idade média da população mundial crescendo (Hao & Foster, 2008), essa simplificação logística de se poder fazer tais exames em ambientes não ambulatoriais torna mais fácil, e acessível, a sua realização.

Além da diminuição do custo, a opção de transmissão bruta dos dados obtidos, ou uma análise continuada deles, com capacidade de informar serviços de emergência ao reconhecer uma situação de risco (e.g., irregularidades cardíacas, quedas ou ferimentos graves) (Patel et al., 2012), permite a redução do tempo de resposta no atendimento médico (Rutherford, 2010), aumentando a chance de este ser bem-sucedido.

Protótipos e dispositivos direcionados ao acompanhamento e diagnóstico médico possuem diversos objetivos, direcionando para certos conjuntos de sensores, recursos e forma de utilização. Tipicamente os dispositivos fazem, no mínimo, a obtenção de biossinais como: ECG, Saturação de oxigênio no sangue, temperatura e movimento muscular (Acelerômetro e EMG) (Dias & Paulo Silva Cunha, 2018; Pantelopoulos & Bourbakis, 2009; Zhang et al., 2014).

Em relação a transmissão dos dados entre o vestível e os dispositivos externos, existe uma maior similaridade entre os trabalhos publicados, sendo as principais escolhas de comunicação: WiFi (Wang et al., 2010) e Bluetooth (Jin et al., 2009; Oliver & Flores-Mangas, 2006), inclusive com a plataforma comercializada BITalino® (*r*)evolution Core utilizando BLE (*Bluetooth Low-Energy*) (Lazaretti et al., 2021), ainda, existe a opção de se utilizar ambas as formas de comunicação (Patel et al., 2012).

O formato de utilização do vestível também varia. Alguns dispositivos possuem sensores posicionados ao redor do torso (Patel et al., 2012; Rutherford, 2010), outros são formatados como um anel (Asada et al., 2003; Vatavu & Bilius, 2021) ou ainda, como no caso dos *smartwatches* (Xu et al., 2015), ao redor do pulso, sendo este o modelo mais comercializado

(King & Sarrafzadeh, 2018), com as duas maiores empresas de comercialização de smartphone, Samsung e Apple, tendo seus próprios dispositivos (Chauhan et al., 2016).

Outra característica dos dispositivos está relacionada aos sinais de ECG e sEMG serem analógicos, devendo ser feita uma conversão desses sinais para o campo digital. O estado da arte possui trabalhos com variados conversores e suas diversas definições, como: 10 bits (Faiem, 2018; Lazaretti et al., 2022; Teixeira & Ferreira, 2015), 12 bits (Carvalho et al., 2022; Lopes et al., 2019), 16 bits (Souza, 2015), 18 bits (Argi, 2015) e 24 bits (Guerrero & Spinelli, 2015; Jiang et al., 2016; Moribe & others, 2016; Pires et al., 2018; Su et al., 2015; Wu et al., 2015). Essa grande variação é justificada pelos diferentes objetivos de cada dispositivo, nem sempre visando a validação legal para utilização em diagnósticos médicos.

Devido à aquisição do ECG necessitar elétrodos posicionados de forma a obter potenciais equidistantes do coração (Kutz, 2003), não é possível realizá-la, de forma fidedigna, apenas com o sinal do pulso. Nesses casos, uma das opções é realizar a medição como no *Smartwatch Galaxy Watch 4*, da Samsung, onde, primeiramente, deve ser ativada a função para gravar o ECG e, em seguida, o paciente deve manter o dedo indicador da mão oposta encostado no relógio, dessa forma, o pulso onde o relógio está posicionado se torna um dos potenciais e o dedo serve como o outro (Samsung, 2022), por isso, os períodos de gravação do sinal são curtos. Devido a essa dificuldade, considerando o objetivo de aquisição contínua do ECG, é escolhido o formato de elétrodos esparsos pelo torso.

Ademais, para ter uma maior acessibilidade, realizar a comunicação via *Bluetooth v4.2 BR/EDR* e *Wi-Fi 802.11 b/g/n* é preferível, indicando para a utilização de um dispositivo com ambas as opções já embebidas, sem a necessidade de outros componentes.

A utilização de *Bluetooth Low Energy (BLE)* ao invés de *Bluetooth basic rate (BR)* ou *enhanced data rate (EDR)* foi analisada, mas devido ao volume e frequência de envio dos dados e comunicação constante, optou-se pela utilização do método mais robusto, em detrimento da economia de potência.

1.6 Objetivos

Atendendo ao estado da arte apresentado sobre o desenvolvimento de sistemas vestíveis de monitoramento de saúde, são estabelecidos os objetivos que seguem.

1.6.1 Objetivos gerais

Desenvolver os módulos necessários para aquisição dos sinais de: ECG, sEMG, temperatura corporal e SpO₂, realizar as conversões analógico-digital respeitando o comportamento de cada sinal e, por fim, a comunicação sem fio entre o vestível e o exterior.

1.6.2 Objetivos específicos

Tratando de forma específica, pretende-se:

- Fazer a aquisição de biossinais, nomeadamente, eletrocardiograma, eletromiograma, temperatura corporal e saturação sanguínea, de forma não intrusiva e vestível, com baixo custo e consumo de potência;
- Realizar o condicionamento necessário dos sinais, viabilizando-os para utilização em diagnóstico médico;
- Executar a conversão dos sinais analógicos para digital com alta rejeição do modo comum (≥ 100 dB) e SNR;
- Implementar um algoritmo em microcontrolador para transmissão dos dados adquiridos, através de WiFi e *Bluetooth*, e uma interface temporária para visualização e validação da transmissão; e
- Desenvolvimento de uma placa de circuito impresso com o circuito final.

1.7 Organização do documento

Este documento está organizado da seguinte forma:

- O primeiro capítulo apresenta definições de biossinais e características de dispositivos vestíveis, instigando a motivação para desenvolvimento do sistema aqui apresentado. Em seguida é feita a apresentação de cada biossinal que será trabalhado, dando uma introdução do resultado esperado e dos parâmetros definidos para tal. Após, no estado da arte, são retratadas características de outros trabalhos que visaram estudos dos aparelhos vestíveis

para acompanhamento de saúde. Por fim, os objetivos são discorridos e a estrutura do trabalho é fornecida;

- No segundo capítulo, os parâmetros de aquisição de cada biossinal são definidos com mais detalhes, além do condicionamento necessário para viabilizar a utilização de cada um no diagnóstico médico, a conversão analógico-digital realizada nos casos necessários, com respeito aos parâmetros definidos e, por fim, a programação do microcontrolador responsável pela organização dos dados e respetiva transmissão via WiFi e Bluetooth;
- No terceiro capítulo são apresentados: o Hardware final e as validações entre os sinais adquiridos com ele e equipamentos comerciais validados; e
- No quarto capítulo, a partir dos resultados obtidos, são expostas as conclusões e propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2: Metodologia

Neste capítulo, primeiramente será feita uma formulação completa do problema que se deseja ultrapassar, tornando-o menos abstrato, permitindo a criação de etapas para o desenvolvimento, além de apresentar mais dados técnicos necessários para o condicionamento dos sinais. Após, cada etapa de criação é analisada, exibindo: o curso escolhido como metodologia, os dispositivos de *hardware* utilizados nas aquisições de cada um dos quatro sinais e os objetivos de cada bloco de circuito responsável pelos diversos níveis de condicionamento, respeitando as especificidades de cada sinal e do sistema.

2.1 Formulação do problema

Como já fora discutido, dispositivos vestíveis com objetivo de acompanhar sinais vitais tornam o diagnóstico de enfermidades mais barato e acessível (Zhang et al., 2014), além de criar a possibilidade dos usuários independentes utilizarem o dispositivo durante atividades diárias, monitorando o comportamento de diversas função biológicas, alertando no caso de anormalidades e aconselhando exames mais aprofundados, aumentando a chance de um diagnóstico prematuro no caso de confirmação de alguma patologia (Patel et al., 2012).

Reforçada a importância de tais dispositivos, deve-se partir para os parâmetros de qualidade do sinal para que os resultados sejam confiáveis, conseqüentemente, permitindo o uso em diagnósticos de patologias. Existem normas reguladoras que fazem a validação de equipamentos para uso médico, como a ISO 13485 e a Diretiva de Dispositivos Médicos (MDD) – 93/42/CEE (French-Mowat & Burnett, 2012; Jefferys, 2001), focando principalmente na segurança do paciente. Por isso, toda conexão feita entre o dispositivo e o corpo do paciente deve possuir alta impedância, mantendo correntes pequenas, principalmente nas conexões utilizadas para inserir potencial no corpo.

Além de quesitos de segurança, o sinal resultante deve superar alguns parâmetros, como a relação de rejeição do modo comum (CMRR) acima de 100 dB (Magjarević & Badnjević, 2018) e uma resposta em frequência que respeite a área de interesse de cada biossinal (Becchetti & Neri, 2013). Em relação ao conversor analógico-digital (ADC), para obter um sinal correto, a frequência de amostragem deve respeitar o teorema de amostragem de Nyquist-Shannon (i.e., frequência de amostragem maior que o dobro da componente de maior frequência

(Por et al., 2019)), a definição de bits do conversor também é importante, visto que permite um resultado mais fino do sinal. Sobre ela, como apresentado no estudo do estado da arte, os dispositivos com as maiores resolução convertem em 24 bits, sendo proposta, e estudada, a utilização de um conversor capaz disto, bem como a utilização, para testes e validação, do conversor AD embestado na placa de desenvolvimento do microcontrolador ESP32, que possui 12 bits.

Por último, no bloco constituído por um microcontrolador (μC), responsável por: controlar o ADC, receber os sinais digitais e realizar a transmissão via *Bluetooth* e WiFi, deve ser feito um algoritmo capaz de realizar tais funções sem perdas de dados, principalmente das amostras recebidas do ADC, pois isso resultaria em sinais truncados, impossibilitando o uso para diagnóstico médico.

Com todos os circuitos desenvolvidos, havendo um resultado validado e que opere com baixo consumo de potência, o circuito, representado pelo diagrama de blocos da Figura 5, é agrupado em uma placa de circuito impresso (PCB) portátil. Esta deve ser feita visando o menor preço de fabrico possível, viabilizando a utilização deste dispositivo.

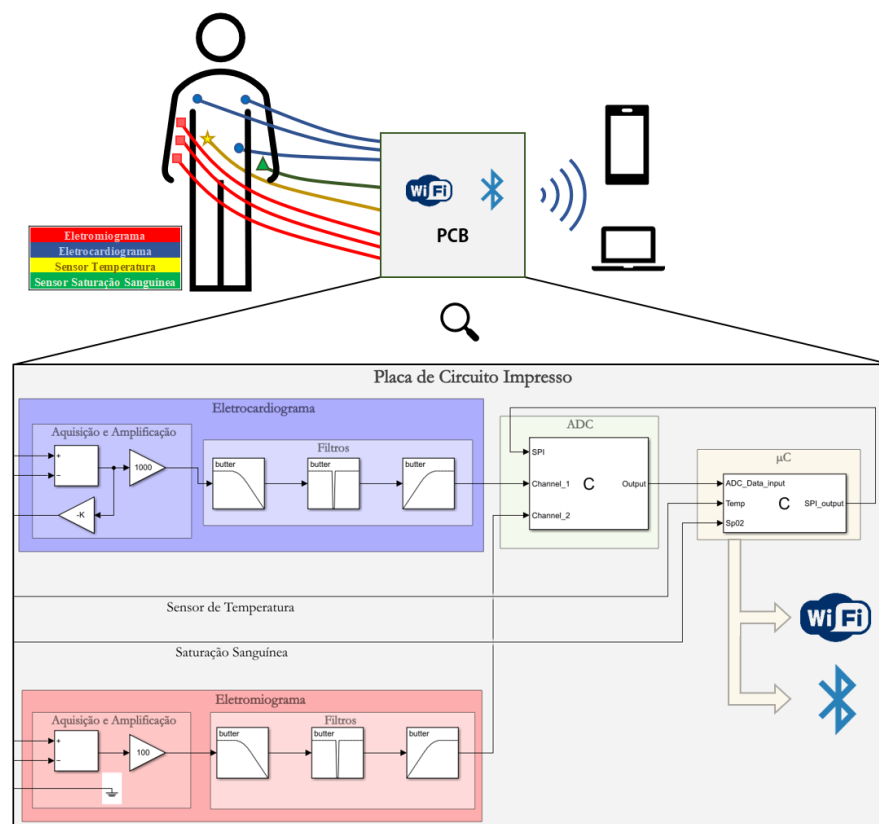


Figura 5 – Diagrama de blocos do Dispositivo

A seguir, serão tratados os grupos de blocos de cada parte do circuito apresentado na Figura 5, exibindo as motivações para escolha de cada componente.

2.2 Aquisição dos biossinais

A forma utilizada para fazer a aquisição de biossinais varia de acordo com o parâmetro que se deseja medir. Para o ECG e sEMG, como supracitado, por se tratar de medições de potenciais elétricos, são utilizados elétrodos comerciais de Ag/AgCl (Figura 6) conectados à superfície da pele, na devida região, como mostrado na Figura 1, para o ECG, e Figura 3, para o sEMG. Em uma das faces do elétrodo há uma camada de gel condutor que serve para colar o sensor, de Ag/AgCl, na pele do paciente, do outro lado ele possui um conector macho, estilo botão de pressão, responsável por juntar o elétrodo no condutor que conduzirá o potencial aos componentes.



Figura 6 – Vista do Conector e Face de Contato do Elétrodo

O cabo utilizado para transmitir o sinal possui 3 condutores isolados entre si, um para cada elétrodo. Em uma das extremidades ele possui os três conectores tipo botão de pressão fêmea, enquanto na outra extremidade há um conector 3,5 mm, com uma faixa de transmissão por elétrodo, como apresentado na Figura 7.

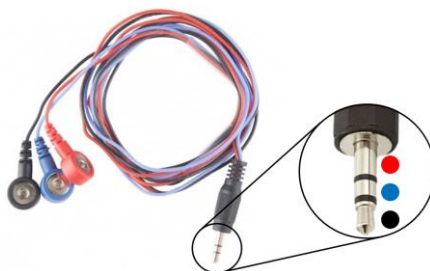


Figura 7 – Cabo para Elétrodos

Para aquisição da temperatura corporal, visando o resultado mais preciso possível, é utilizado um sensor digital DS18B20 impermeável, capaz de realizar medições precisas na faixa de -10°C até 85°C e com resolução de até 12 bits (MAXIM INTEGRATED, 2019). Esse dispositivo possui 3 conectores: Referência (GND), Alimentação Digital (VDD) e Sinal de Dados (QD).



Figura 8 – Sensor de Temperatura DS18B20

Por fim, para obter a saturação sanguínea, será utilizado o módulo que utiliza o circuito integrado (CI) MAX30102 da *Maxim Integrated* (MAXIM INTEGRATED, 2018). Nesta PCB há dois LEDs, um vermelho e um infravermelho, e dois fotodíodos. Juntos, esses componentes são capazes de quantificar as variações da reflexão de luz necessárias para o cálculo da percentagem de saturação sanguínea, como conceituado na seção 1.4.

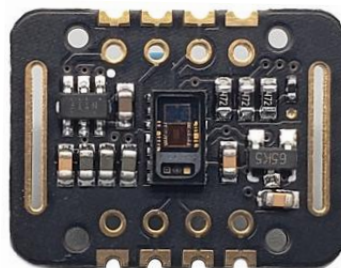


Figura 9 – Módulo para medição de saturação sanguínea

Além dos LEDs, por necessitar de níveis de tensão diferentes para alimentar os circuitos, existem dois reguladores de tensão: o primeiro, de 1,8 V, para alimentar o CI e o segundo, de 3,3 V, para alimentar os LEDs. Como a leitura executada é extremamente sensível, também há um sensor de temperatura embarcado na PCB, permitindo um ajuste melhor no resultado. Apesar de ser possível obter a leitura desse sensor, o resultado dele não pode ser usado para aferir a temperatura corporal, pois o módulo estará posicionado em uma região do

corpo não-ideal para tal, além de estar soldado a uma placa que, possivelmente, servirá de dissipador de calor dos reguladores.

A comunicação do módulo com o μC é feita utilizando a interface de comunicação I2C (*Inter-Integrated Circuit*), necessitando apenas dois fios para transmissão de informação, o *clock* e a linha de transmissão de dados. Dessa forma, as conexões necessárias são: VCC, GND, SCL (*Serial Clock*) e SDA (*Data Line*).

2.3 Condicionamento de sinais analógicos

Devido aos sinais de ECG e sEMG serem de natureza analógica, os trios de sinais de cada medição devem ser relacionados para obter um único resultado por biossinal, para então serem tratados a fim de eliminar ruídos e frequências indesejadas, além de amplificar o sinal até ocupar o máximo possível da faixa de tensão de operação, sem saturá-lo.

Para isto, após a aquisição, os sistemas de condicionamento do sinal do ECG e sEMG iniciam com um bloco responsável por relacionar a leitura dos três elétrodos e fazer a primeira amplificação do sinal. Em ambos, dois dos elétrodos servem como leitura de pontos opostos de uma diferença de potencial, logo, os valores obtidos devem ser subtraídos entre eles. O sinal resultante é amplificado adequadamente para fazer o melhor uso possível da faixa de operação.

Após a subtração, o tratamento do terceiro elétrodo é diferente entres os dois sistemas. Para o sEMG, como os elétrodos estão próximos, o de referência é apenas conectado ao GND do circuito, fazendo com que o ruído presente na posição da pele em que ele estiver conectado, se torne, referencialmente, zero, aumentando a rejeição de modo comum após a subtração. Enquanto no ECG, o terceiro elétrodo serve como caminho de retorno para um sinal de realimentação, este método se chama *Right-Leg Drive* (RLD) (Freeman et al., 2014) e consiste em introduzir um potencial oposto ao ruído de modo comum resultante da subtração entre os dois outros elétrodos, para anular essa componente presente no corpo do paciente. Essa primeira etapa é representada, em blocos pela Figura 10, para o ECG, e Figura 11, para sEMG.

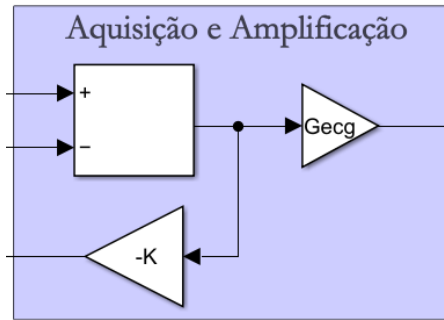


Figura 10 – Bloco de Aquisição e Amplificação para ECG

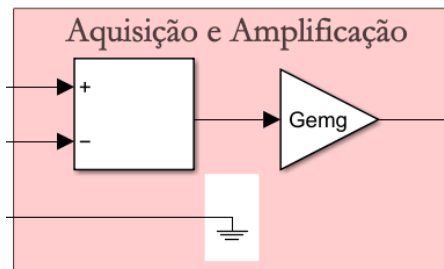


Figura 11 – Bloco de Aquisição e Amplificação para sEMG

Em seguida, os sinais passam pelos blocos de filtragem, responsáveis por eliminar as frequências indesejadas em cada um dos sistemas. A sequência de filtros em ambos os sistemas é a mesma, variando apenas as faixas de frequências que devem ser atenuadas, assunto que será mais aprofundado na seção 3.1. O primeiro filtro, passa-baixo, reduz os ruídos eletromagnéticos e de demais fontes que introduzem tensões em altas frequências no corpo do paciente. Após, é inserido um filtro *Notch*, ou rejeita faixa, responsável por atenuar os ruídos de tensão induzidos no paciente pela rede de energia. Por último, um filtro passa-alto, responsável por eliminar a componente de corrente contínua (DC) e de frequências muito baixas do sinal. Esta etapa é necessária para retirar qualquer *offset* de tensão presente, evitando uma possível saturação do sinal no conversor. O resultado da concatenação desses filtros, é representado em blocos pela Figura 12.

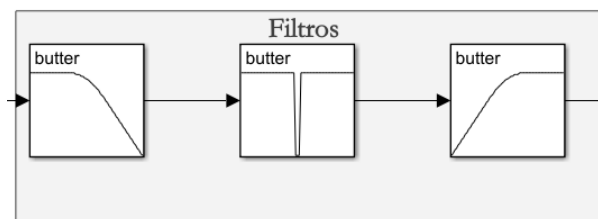


Figura 12 – Bloco de filtragem para ECG e sEMG

2.4 Conversão analógico-digital

Após realizar o condicionamento dos sinais, atenuando partes indesejáveis, os sinais analógicos devem ser convertidos para digital, tornando possível o tratamento deles para serem transmitidos. Dessa forma, como foi parametrizado um conversor com definição de no mínimo 16 bits, a utilização de um componente capaz de converter em 24 bits, maior valor encontrado no estado da arte, é adequado. Porém, para isso, será necessário utilizar um CI (circuito integrado) externo aos comumente embebidos nas placas de desenvolvimento dos microcontroladores mais comercializados.

Além da definição, a frequência de amostragem também é um quesito importante. Mesmo respeitando a taxa de Nyquist-Shannon, a taxa de amostragem pode ser aumentada, obtendo sinais com uma linearidade de dados melhor. Por isso, conversores que possuem diversas taxas de amostragem programáveis é um quesito muito importante no desenvolvimento de protótipos.

Uma forma visual que permite uma melhor compreensão sobre as variações dos parâmetros do conversor é representada utilizando: a Figura 13, para mudanças de resolução (número de bits), cada linha representando um valor digital possível; e a Figura 14, para o aumento da frequência de amostragem, sendo cada marcação, uma amostra. É perceptível que, com o aumento das amostras por segundo, evita-se a perda de picos do sinal, aumentando a definição no eixo do tempo, enquanto no aumento da resolução no conversor, o sinal tem degraus de variação menores, uma melhora no eixo de tensão.

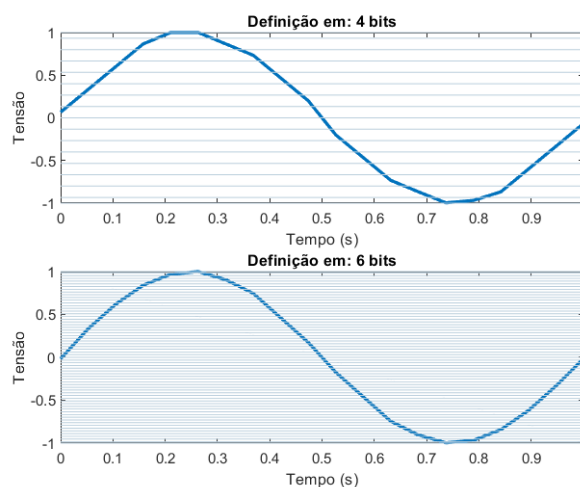


Figura 13 – Variação na definição de ADC

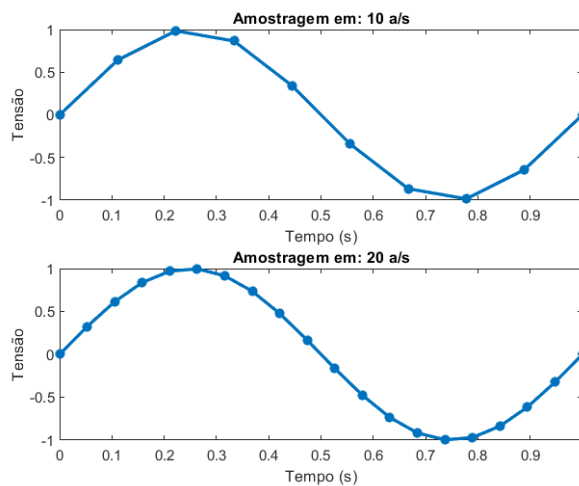


Figura 14 – Variação na frequência de amostragem de ADC

2.5 Microcontrolador

O último componente do sistema de blocos é o microcontrolador, este será responsável por receber os dados dos sensores digitais, nomeadamente, temperatura e saturação sanguínea, além de controlar o ADC, também recebendo os dados resultantes das conversões dos sinais analógicos, ECG e sEMG.

Após fazer a receção dos dados, o μC fará a transmissão desses através de Wi-Fi e *Bluetooth*, por isso, os dados devem ser agrupados de uma forma que permita tal comunicação.

Dessa forma, o funcionamento dele é separado em duas etapas: Tratamento pré-transmissão e Transmissão dos dados, seções que serão trabalhadas a seguir.

O microcontrolador escolhido foi o ESP-32 Dev kit V2 apresentado na Figura 15, pois, além do preço acessível, ele é capaz de realizar as comunicações sem necessitar de componentes externos, diminuindo o custo de montagem do protótipo, além de ser altamente utilizado, resultando na disponibilidade de bibliotecas que auxiliam na programação necessária.



Figura 15 – ESP-32 Dev kit V2

2.5.1 Tratamento pré-transmissão

Os sinais obtidos pelo ESP32 devem ser agrupados em um pacote de dados para serem enviados ao cliente via WiFi ou Bluetooth. Com esse objetivo, alguns parâmetros devem ser definidos. Como, nesse primeiro momento, o conversor AD utilizado será o embarcado na placa de desenvolvimento do ESP32, deve-se definir uma frequência de amostragem de forma manual, usando temporização. Após, também deve ser definido quantas amostras de ECG, sEMG, SpO2 e temperatura corporal, serão enviadas por pacote, sem sobrecarregar a memória do microcontrolador, nem perder dados entre as transmissões.

Para a estimativa do SpO2 dentro do algoritmo de cálculo da saturação, é necessária uma grande porção de memória e tempo para processamento, visto que, outros vetores devem ser criados conforme o tratamento é feito, inviabilizando a utilização do mesmo microcontrolador para: fazer leituras frequentes de dois sinais analógicos, ECG e sEMG, sem perda de dados; a comunicação com o sensor de temperatura; envio desses dados de forma sem fio; e, ainda, em série, coletar e tratar todos esses dados. Por esse motivo, é feita a proposta de utilização de um segundo ESP32, como *Slave* deste primeiro, que servirá como intermediador entre o MAX30102 e o *master*, o qual receberá apenas um valor escalar da saturação.

Partindo, então, para o algoritmo do ESP32 master. Primeiramente, em relação à frequência de amostragem, como a maior frequência lida pelo conversor será a componente de 500 Hz do sEMG, obedecendo o teorema de Nyquist sobre parametrização de amostragem, têm-se uma amostragem em 1000 amostras por segundo (sps).

Em relação ao tamanho dos pacotes, optou-se pelo agrupamento de 50 amostras de cada sinal ECG e sEMG, além do tempo em que essas amostras foram feitas, servindo como base para análises futuras do sinal coletado. Além desses sinais, haverá um valor de temperatura e saturação obtidos nesse período.

Com o algoritmo em funcionamento, serão feitas, primeiramente, as 50 amostragens dos sinais analógicos (ECG e sEMG) e respectivos tempos em que a amostragem ocorre, utilizando um *loop for* limitado com uma frequência de 1000 Hz e as funções *analogRead*, que realizam as leituras dos canais do conversor analógico digital, armazenando esses valores em três vetores: *ecgData*, *emgData* e *timeData*.

Após a obtenção desses sinais, parte-se então para coleta dos sinais de temperatura e saturação sanguínea. Como os sensores utilizados possuem bibliotecas próprias para o controle, estas serão utilizadas.

Iniciando pela aquisição da temperatura, como o sensor DS18B20 utilizado fornece o resultado da leitura diretamente de forma digital, deve ser estabelecido um canal para essa transmissão. Utilizando a biblioteca *OneWire*, é possível receber os dados utilizando uma porta digital comum do ESP32, fazendo a leitura dos bits resultantes da conversão no sensor de temperatura. Para facilitar a interface de transmissão e recepção de dados entre o microcontrolador e o sensor, a IDE (Ambiente de desenvolvimento integrado) do Arduino dispõe de uma biblioteca específica, *DallasTemperature*, facilitando a requisição de dados e conversão para decimal feitos pelo microcontrolador.

A condução de energia para o sensor pode ser feita utilizando alimentação parasita, onde o mesmo fio usado para transmissão de dados é usado como meio de condução do VCC. Porém, dessa forma, não é possível realizar leituras assíncronas, ou seja, após a requisição de uma leitura, o microcontrolador deve ficar em *stand-by* até receber a leitura, onde, com a definição máxima de 12 bits, esse processo leva 750 ms, o que acarretaria um período grande sem leitura dos demais sinais. Por isso, optou-se pela utilização com alimentação separada, e, dessa forma, após enviar a requisição de dados ao DS18B20, o ESP32 pode seguir processando outras informações durante os 750 ms e, após, receber o valor da leitura.

Porém, como os pacotes de dados são enviados a cada 50 ms, nota-se que a temperatura somente será atualizada de 15 em 15 pacotes, repetindo o valor recebido anteriormente até atualizá-lo. A Figura 16 apresenta esse algoritmo em formato de organograma.

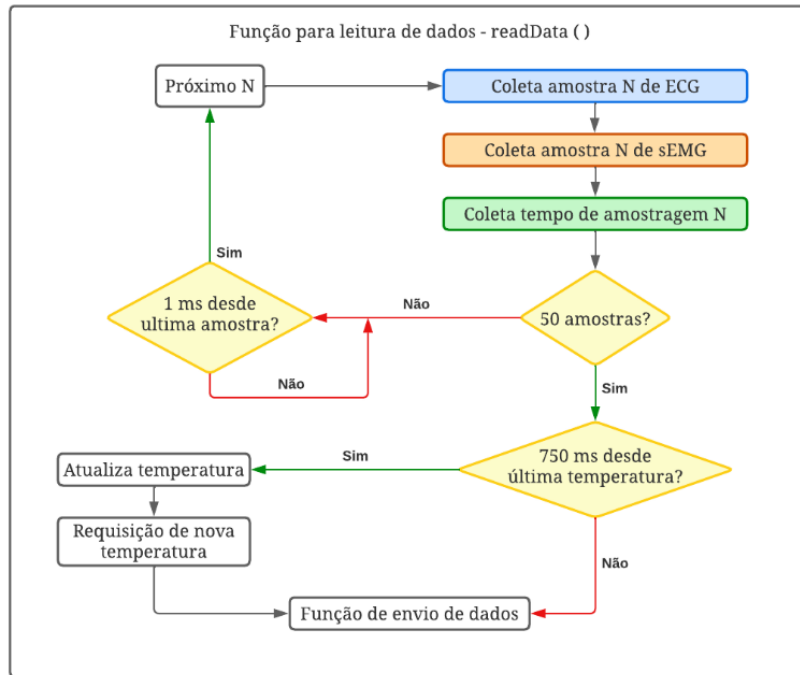


Figura 16 – Organograma da função de leitura de dados

Partindo para o cálculo da saturação de oxigénio no sangue, novamente existem bibliotecas que auxiliam na utilização da placa de desenvolvimento MAX30102, sendo elas: *MAX30105*, para comunicação com o chip e coleta de dados, e *spo2_algorithm*, utilizado para fazer o tratamento dos sinais recebidos, nomeadamente a leitura de luz refratada feita pelos fotodíodos vermelho e infravermelho, e obter a saturação sanguínea.

Para utilização do algoritmo de cálculo de saturação, deve ser fornecido dois vetores com 100 amostras de cada fotodíodo, obtendo como resposta a saturação, frequência cardíaca e dois valores booleanos que indicam se o resultado é válido ou não.

A obtenção das amostras é feita dentro de um *loop for* limitado por uma interrupção presente na biblioteca do MAX30102, a qual indica quando existem novos dados para serem lidos. Quando tal interrupção acontece, uma *flag* comuta para nível alto, indicando para o microcontrolador iniciar a leitura dos dados provenientes do CI. Em um primeiro momento, 100 amostras de cada fotodíodo são coletadas, preenchendo todo o vetor, seguido pela chamada do algoritmo do cálculo, que irá atualizar a SpO2 e ritmo cardíaco.

Nos cálculos seguintes, as primeiras 25 amostras de cada vetor são descartadas e apenas 25 amostras de cada são coletadas do MAX30102, tendo novamente 100 amostras, repetindo o cálculo e atualizando a saturação sanguínea e o ritmo cardíaco desse período. Porém, mesmo excluindo a necessidade de coletar todas as 100 amostras de cada fotodíodo, esse

processo é demasiadamente lento, visto que, como é uma leitura da variação na refração de luz no vaso sanguíneo dependendo da cor das hemácias, a resolução digital desse sinal deve ser grande, permitindo leituras de variações pequenas, por isso, tais vetores de amostras possuem escalares com uma resolução de 32 bits que devem ser lidos pelo MAX30102, transmitidos ao ESP32 e tratados para obtenção das informações desejadas. Esse código utilizado para tratamento do sinal de saturação é representado, como organograma, na Figura 17.

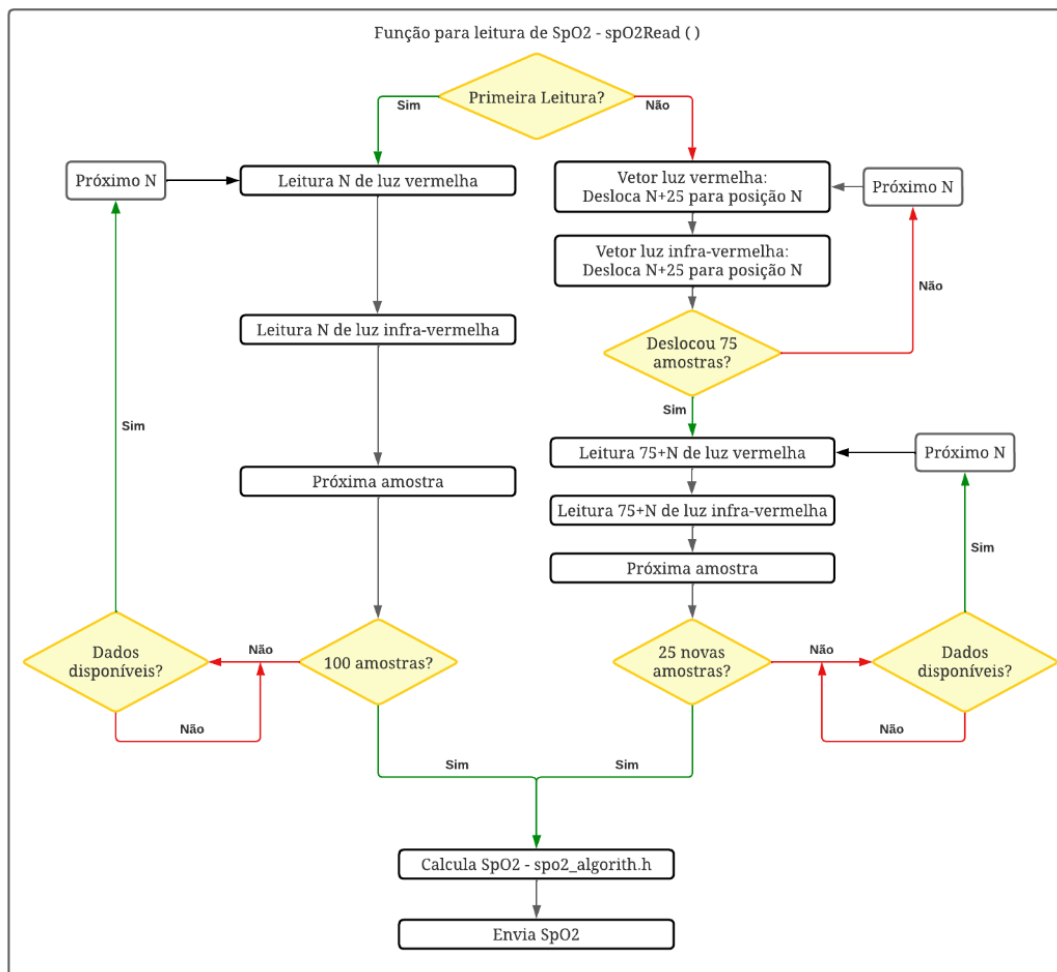


Figura 17 – Organograma do algoritmo para cálculo de SpO2

Com todos os dados armazenados na memória do ESP32, parte-se para o agrupamento deles de uma maneira que permita a transmissão sem fio. O formato escolhido é *JavaScript Object Notation* (JSON), o qual formata a informação em um objeto com diversas classes, onde, por sua vez, agrupam os tipos de informação, no caso aqui tratado, o objeto possui 4 classes: *ecgGraph*, *emgGraph*, *timeGraph* e *otherGraph*, as três primeiras com 50 dados distintos

representando cada um dos valores amostrados, enquanto a última terá dois dados, a temperatura e a saturação.

Após adicionar os dados em suas respectivas posições no objeto, o ESP32 serializa o resultado, obtendo uma String que então é enviada via Bluetooth ou WiFi, dependendo de qual opção foi escolhida. O funcionamento deste algoritmo é representado pela Figura 18. Como a utilização da formatação JSON é facilitada por uma biblioteca própria e por ser um processo vastamente otimizado, todo o tratamento e envio é feito sem perder informações valiosas dos sinais amostrados.

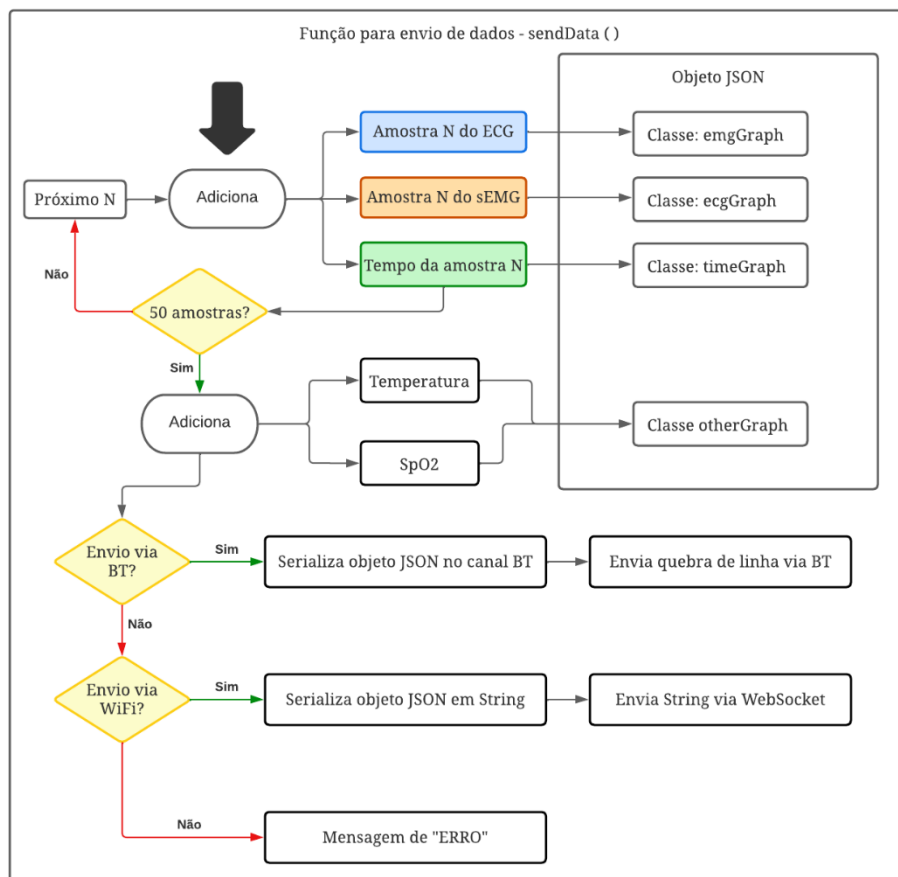


Figura 18 – Organograma da função de envio dos dados

2.5.2 Transmissão e recebimento dos dados

Realizada toda a aquisição e transmissão dos dados, parte-se para o envio dos pacotes. Como foi escolhido por permitir a transmissão via Bluetooth ou WiFi, o primeiro quesito que deve ser tratado é a escolha entre um dos dois, para isso, dentro da função que faz o *setup* do

ESP32, existe um tratamento *if* que utiliza uma String enviada pelo usuário via comunicação serial, decidindo entre “WiFi” ou “BT”, para selecionar a opção desejada. Dentro de cada opção criada nesse conjunto de condições, existe a inicialização da respectiva forma de comunicação.

Para o Bluetooth, a inicialização é simplificada pela biblioteca *BluetoothSerial*, onde, de forma global é criado um objeto que servirá como interface da comunicação, e, dentro do conjunto de condições acima citado, existe a inicialização da comunicação Bluetooth como um dispositivo nomeado “ESP32”. O registro da função que será acionada no caso de alguma interrupção é, utilizando 3 booleanos: *conn_ok*, *connTypeBT* e *connTypeWS*, afirma, respectivamente, que: a conexão foi realizada (1), conexão de tipo Bluetooth (1) e não é uma conexão de tipo WiFi (0). Por fim, servindo como uma comunicação com o usuário/utilizador, é transmitido via comunicação serial que o dispositivo está pronto para ser pareado/emparelhado.

Já em relação à comunicação via WiFi, optou-se pela utilização de *WebSockets*, visto que permitem uma comunicação bidirecional assíncrona com alto volume de dados transmitidos. Por isso, de forma global, são criados dois objetos, o primeiro sendo um *WebServer* assíncrono e o segundo o *WebSocket* em si. Já dentro da seleção de opções na função de *setup*, quando o usuário/utilizador envia a String “WiFi” o algoritmo inicia a memória flash do ESP32, onde ficará gravado o arquivo HTML que formará a interface gráfica que o usuário/utilizador terá acesso e o JS que fará todo o processamento de dados no lado do cliente, o que será tratado mais a frente. Depois, o ESP32 se conecta a uma rede WiFi pré-definida, enviando uma mensagem para o usuário/utilizador quando concluída a conexão, informando qual endereço de IP deve ser acessado para receber os dados. Em seguida, o microcontrolador envia todos os dados da memória flash para o servidor criado, inicializa o objeto *WebSocket* e informa a função que deve ser chamada no caso de interrupções dele, finalizando com a inicialização do Server, permitindo a entrada do cliente. Ao final, os booleanos de controle são ajustados, tal que: *conn_ok* = 1, *connTypeBT* = 0 e *connTypeWS* = 1, significando que a conexão ocorreu corretamente e será uma comunicação de tipo *WebServer*.

Porém, apenas inicializando a comunicação, sem ainda haver um cliente conectado, não inicia a transmissão de dados, essa atitude é escolhida para evitar um consumo de energia desnecessário ou, ainda, evitar que ocorra um cliente se conectar durante a transmissão de dados de um pacote, obtendo uma leitura incompleta que, por ser tratar de um objeto JSON, resultará em um erro. Por isso, o algoritmo somente inicia a transmissão quando tiver duas confirmações: uma comunicação estabelecida com sucesso, confirmação feita através do booleano trabalhado

anteriormente *conn_ok*; e há um cliente conectado, *ClientConnected*. A comutação do nível desse booleano é feito através das interrupções de conexão presentes tanto no WiFi como no Bluetooth.

Em suma, o usuário/utilizador informa se deseja utilizar WiFi ou BT, inicializando a comunicação do ESP32 e, quando se conecta como recetor, inicia a transmissão dos pacotes. Em relação à interpretação dos dados no lado do cliente, foi utilizado o MATLAB como recetor no caso de comunicação via Bluetooth e, como foi previamente comentado, no caso de comunicação via WiFi, o próprio ESP32 monta o Server com um algoritmo em JavaScript que servirá como interpretador.

Em ambos os casos, primeiramente é feita a deserialização do objeto JSON recebido, permitindo acesso aos dados, após, para a comunicação via Bluetooth. O MATLAB faz um gráfico com as informações do ECG, sEMG, temperatura e saturação corporal. A largura da janela foi definida para 4 segundos de sinal, permitindo uma melhor visualização, porém todos os dados recebidos são arquivados em uma planilha/folha numérica, possibilitando uma análise futura do sinal coletado. A interface de usuário/utilizador final é apresentada na Figura 19.

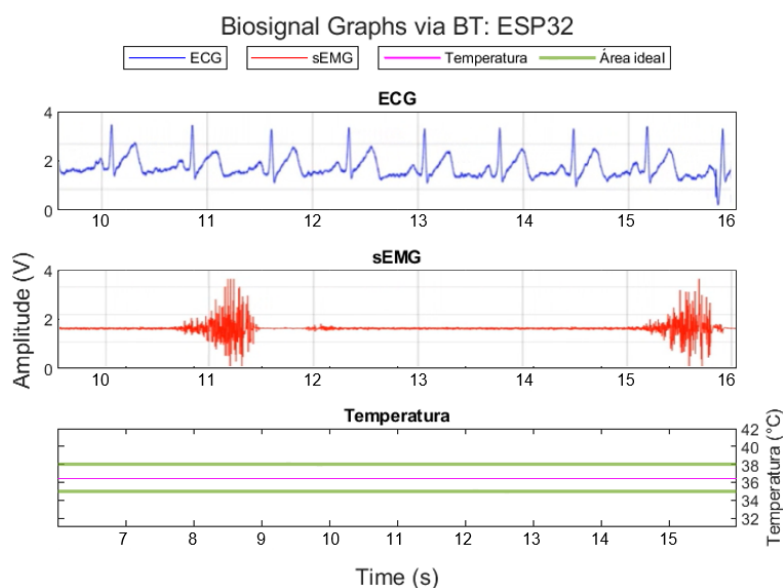


Figura 19 – Interface para visualização dos biosinais via Bluetooth, em Matlab.

Já para a comunicação via WiFi, o algoritmo em JavaScript (JS) possui uma largura de janela de visualização maior, de 6 segundos, mas, de mesma forma, é possível salvar todos os dados recebidos em uma planilha/folha. Na Figura 20 está o resultado da interface em HTML (*Hypertext Markup Language*).

Dessa forma, a comunicação e interface com o usuário é finalizada, permitindo testes de aquisição e condicionamento dos sinais analógicos, além da validação destes e dos outros sinais coletados de forma digital, nomeadamente, temperatura corporal e saturação de oxigenação sanguínea.

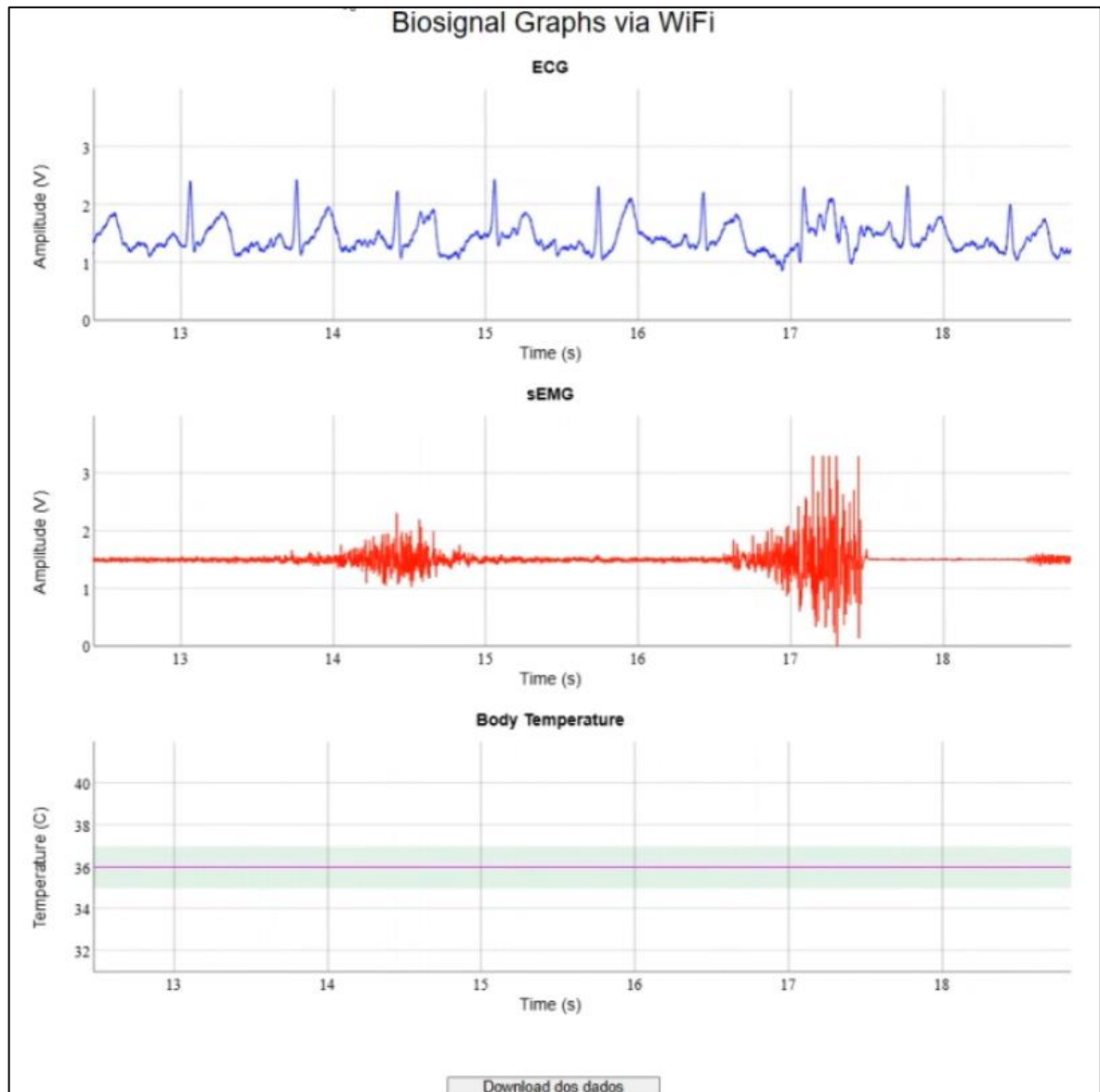


Figura 20 – Interface para visualização dos bio-sinais via WiFi

Capítulo 3: Hardware Desenvolvido e Validação

Neste capítulo será feita a conversão do esquemático de blocos teórico, apresentado no capítulo anterior, em circuitos elétricos que realizam as funções desejadas, fazendo os ajustes necessários no caso de complicações não planejadas. Por fim, serão apresentados os resultados obtidos, comparando com dispositivos comerciais validados, fazendo um cruzamento de informações que permita a confirmação do correto funcionamento de todos os sistemas.

3.1 Hardware de condicionamento e transmissão

Iniciando pelo desenvolvimento dos sistemas analógicos, eles serão trabalhados de forma separada, desenvolvendo-os por partes, para que, ao fim, eles sejam concatenados, resultando no circuito final.

Novamente, definindo os componentes seguindo como ordem o percurso que os sinais percorrem, o primeiro bloco é responsável pela subtração e amplificação dos eletrodos de potencial do ECG e sEMG. Para isso, visando manter um CMRR acima dos 100 dB necessários, a opção mais viável para efetuar a subtração de sinais é um amplificador de instrumentação. Neste caso foi selecionado o INA128 da Texas Instruments, capaz de atingir um CMRR acima de 120 dB, dependendo do ganho para que o CI for configurado, como exposto na Tabela 1, adaptada do datasheet do dispositivo (Texas Instruments, 2022).

Tabela 1 – Relação Ganho X CMRR do INA128 (Texas Instruments, 2022)

Ganho (V/V)	CMRR (dB)	
	Mínimo	Típico
1	80	86
10	100	106
100	120	125
1000	120	130

Como dito acima, o INA128 (Figura 21) é um CI do grupo dos amplificadores de instrumentação, esses componentes são amplamente utilizados em condicionamento de sinais, pois são capazes de realizar a comparação entre duas tensões ao mesmo tempo que elimina a sensibilidade cruzada entre as entradas (Kugelstadt, 2005). Possuem, normalmente, altos níveis de rejeição de modo comum, esses chips são construídos com altíssima precisão, as resistências

internas são feitas a laser para diminuir as variações (Kitchin & Counts, 2006). Especificamente sobre o INA128, ele possui um ganho de 1 até 1000 V/V, controlável externamente utilizando uma resistência conectada a ele, entre os pinos 1 e 8 da Figura 21, com o valor definido pela Equação (i).

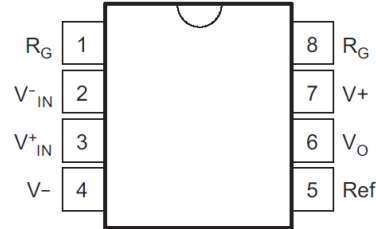


Figura 21 – Esquemático INA128 (Texas Instruments, 2022)

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (i)$$

Outro detalhe na utilização do INA128 é trabalhado no pino 5, responsável por determinar a referência do resultado da subtração. Além de permitir um *offset* CC, utilizar referências com tensão diferente de zero também auxilia na redução do ruído, ideal para aplicação em sistemas de tratamento de sinais (Kitchin & Counts, 2006). A tensão utilizada foi determinada a fim de fazer o melhor aproveitamento possível da faixa de operação do conversor, deslocando o resultado da subtração para o centro dela, permitindo a conversão das partes negativas do sinal. Por isso, considerando o nível de tensão de alimentação positiva V_{CC} do circuito, de 3,3 V, que será conectada no pino 7, a tensão de média positiva utilizada como referência será a metade, 1,65 V, e será conectada no pino 5, além disso, a tensão de alimentação negativa do INA128 permite a utilização do valor de V_{EE} do circuito, de -3,3 V, que será conectado no pino 4.

Essa tensão de referência será feita utilizando o esquemático apresentado na Figura 22, constituído por um divisor de tensão da alimentação, seguido por um amplificador *buffer*, responsável por fazer a conexão dessa tensão sem variar o divisor de tensão, visto que possui uma alta impedância de entrada, paralela à resistência R_5 da Figura 22. Além disso, será colocado um condensador em paralelo com a porta não-inversora do *buffer*, para diminuir as flutuações de tensão, quando há picos de consumo no circuito de alimentação.

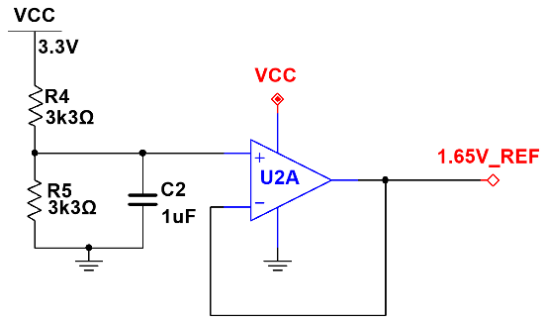


Figura 22 – Gerador de tensão de referência

As resistências do ganho são calculadas novamente para cobrir o máximo possível da faixa de tensão, porém, sem saturar o resultado. Como o ECG possui picos de até 5 mV e o sEMG chega em 50 mV, as resistências são calculadas seguindo a Equação (i)

$$G_{ECG} = \frac{3,3 V}{5 mV} = 660 V/V = 1 + \frac{50 k\Omega}{R_{G_{ECG}}} \rightarrow R_{G_{ECG}} \approx 76 \Omega$$

$$G_{sEMG} = \frac{3,3 V}{50 mV} = 66 V/V = 1 + \frac{50 k\Omega}{R_{G_{sEMG}}} \rightarrow R_{G_{sEMG}} \approx 770 \Omega$$

Porém, para a geração do sinal do RLD conduzido ao corpo do paciente através do terceiro eletrodo do ECG, como foi dito na seção 2.3, deverá ser retirado a média da subtração para usar como realimentação no corpo do paciente, por isso, a resistência de ganho do ECG será dividida em duas de mesmo valor, resultando no mesmo ganho, porém criando um nó no circuito que terá o nível de tensão médio. Corrigindo os resultados para valores comerciais, têm-se duas resistências de 39 Ω para o ECG e uma de 750 Ω para o sEMG

No ECG, a partir desse ponto médio entre as duas resistências, será conectado outro *buffer* para coletar essa tensão, sem alterar o ganho do INA128, em seguida, a saída do amplificador operacional é conduzida à um amplificador integrador inversor, que será responsável por inverter o sinal e amplificar as componentes de baixa frequência. Como o amplificador integrador possui um condensador como realimentação, as componentes CC o considerarão como um circuito aberto, com resistência infinita, resultando em um ganho teórico infinito, que, em situações práticas, fariam o sinal saturar, por esse motivo, é colocado uma resistência em paralelo com o condensador, limitando o ganho em corrente contínua.

O *hardware* resultante para esse primeiro bloco do ECG é representado pelo esquemático da Figura 23, onde RLD é o sinal de *feedback* que será introduzido ao corpo do

paciente através do terceiro elétrico. Enquanto ao sEMG, como o terceiro elétrico é apenas conectado no GND, têm-se o resultado da Figura 24.

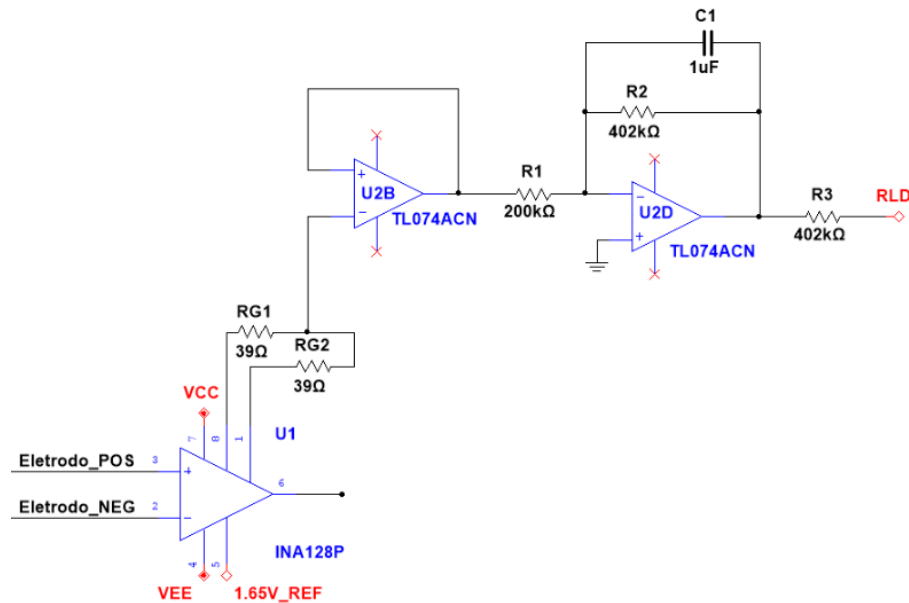


Figura 23 – Bloco de amplificação e RLD do ECG

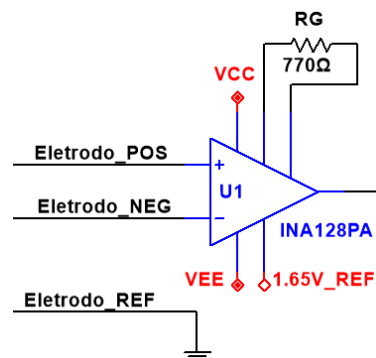


Figura 24 – Bloco de amplificação do sEMG

Seguindo o percurso do sinal, devem ser feitas as filtragens, concatenando 3 filtros em cada biossinal: filtro passa-baixo, rejeita-faixa e passa-alto. As frequências de cortes desses filtros são definidas a partir da área de interesse dos biossinais individualmente, as quais têm seus dados graficamente apresentados na Figura 25, tanto para o ECG (Teixeira & Ferreira, 2015), quanto para o sEMG (Sestrem et al., 2022).

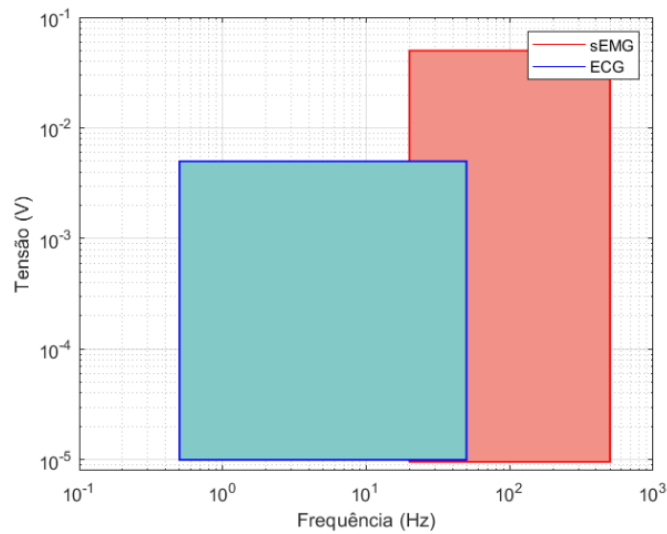


Figura 25 – Área de interesse sEMG e ECG

O filtro passa-baixo, primeiro na sequência, é montado seguindo a topologia Sallen-key de segunda ordem, necessitando de duas resistências e dois condensadores por filtro, além de um amplificador operacional. Tal filtro, quando corretamente ajustado, possui característica de atenuação de -3 dB na frequência de corte, seguido por uma queda de 40 dB/década. Para definir os valores nominais dos componentes, são utilizadas as Equações (ii) e (iii), respectivamente, responsáveis pela definição da frequência de corte e fator de qualidade do filtro, enquanto os subscritos correspondem ao modelo do filtro apresentado na Figura 26. Esperando uma resposta do filtro o mais plana possível, sem ondulações nas regiões de corte, será adotado o fator de qualidade de um filtro Butterworth, 0,707 (Karki, 2000).

$$f_{CLP} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (\text{ii})$$

$$Q_{LP} = \frac{1}{2\pi f_c C_1 (R_1 + R_2)} \quad (\text{iii})$$

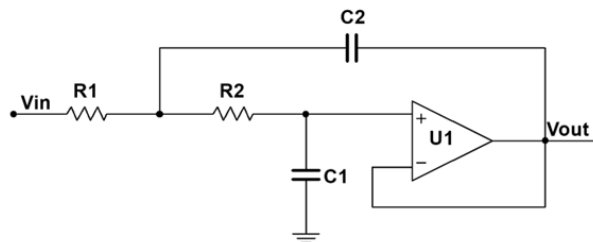


Figura 26 – Modelo de filtro Sallen-Key passa-baixo

Visando simplificar os cálculos, as resistências R_1 e R_2 são fixadas em $2,2 \text{ k}\Omega$, ambas. Iniciando com o ECG, com frequência de corte de 50 Hz , utilizando a Equação (iii)(ii), define-se o C_1 .

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot C_1 \cdot (2200 + 2200)} \rightarrow C_1 \approx 1 \mu F$$

Então, com a Equação (ii), calcula-se o C_2 .

$$50 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2200 \cdot 2200 \cdot 1\mu \cdot C_2}} \rightarrow C_2 \approx 2 \mu F$$

Para o sEMG, repete-se os cálculos, admitindo a frequência de corte de 500 Hz .

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot C_1 \cdot (2200 + 2200)} \rightarrow C_1 \approx 100 \text{ nF}$$

$$500 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2200 \cdot 2200 \cdot 1\mu \cdot C_2}} \rightarrow C_2 \approx 200 \text{ nF}$$

Devido às aproximações nos componentes, a frequência de corte e fator de qualidade são recalculados, obtendo os resultados distribuídos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros finais dos filtros passa-baixo

Biossinal	R_1	R_2	C_1	C_2	Q	f_c
ECG	2200Ω	2200Ω	$1 \mu F$	$2 \mu F$	0,707	51 Hz
sEMG	2200Ω	2200Ω	100 nF	200 nF	0,707	511 Hz

O próximo bloco é o filtro rejeita-faixa, ou filtro *Notch*, que possui uma estreita banda de frequência com uma alta atenuação e abrupta queda de magnitude. Esse filtro é responsável por atenuar a energia induzida no corpo do paciente pela rede de energia, logo, como a frequência de transmissão de potência na Europa é 50 Hz , essa faixa de rejeição deve ser centrada nesse valor.

O filtro escolhido é um rejeita-faixa duplo-T seguido por um amplificador *buffer*, modelo apresentado na Figura 27.

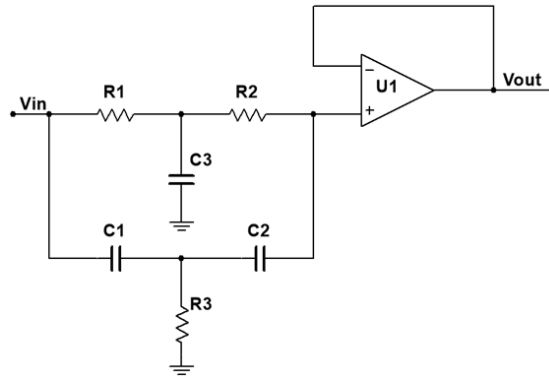


Figura 27 – Modelo de filtro *Notch*

Para calcular o valor nominal dos componentes, devem ser adotadas duas condições:

$$R_1 = R_2 = 2 * R_3$$

$$C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$$

Após, permite-se utilizar a Equação (iv) para determinar o valor dos componentes, porém, como resultará em duas incógnitas, o valor dos condensadores é pré-determinado em 1 μ F e 2 μ F, visto que esse é o que possui o menor catálogo de valores comerciais.

$$f_{c_{notch}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (iv)$$

Dessa forma, calcula-se o valor das resistências, para uma frequência de corte de 50 Hz.

$$50 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot 1\mu} \rightarrow R_1 \approx 3,16 \text{ k}\Omega$$

Existindo a possibilidade de utilizar esse dispositivo na América, onde a frequência de transmissão de energia é 60 Hz, as resistências são recalculadas, permitindo a possível substituição.

$$60 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot 2\mu} \rightarrow R_1 \approx 2,7 \text{ k}\Omega$$

Recalculando os valores de frequência de corte após ajuste dentro da disponibilidade comercial, têm-se como resultado a Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros finais dos filtros *Notch*

País	R ₁	R ₂	R ₃	C ₁	C ₂	C ₃	f _c
Europa	3160 Ω	3160 Ω	1580 Ω	1 μF	1 μF	2 μF	50,37 Hz
América	2640 Ω	2640 Ω	1320 Ω	1 μF	1 μF	2 μF	60,28 Hz

Por fim, para o filtro passa-alto, novamente optando por utilizar uma topologia Sallen-Key, modelo apresentado na Figura 28, com comportamento Butterworth. A Equação (ii), utilizada para definir a frequência de corte, também é válida no filtro passa-alto, porém, a equação para o fator de qualidade é alterada, resultando na Equação (v).

$$Q_{HP} = \frac{1}{2\pi f_c R_2 (C_1 + C_2)} \quad (v)$$

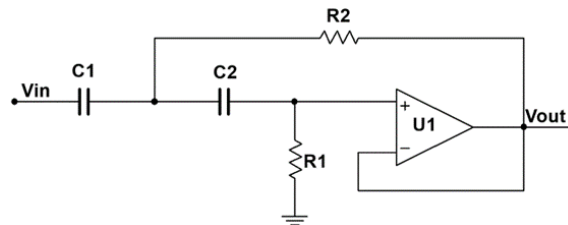


Figura 28 – Modelo de filtro Sallen-Key passa-alto

Devido a modificação na fórmula de fator de qualidade, o componente adotado para simplificação dos cálculos são os condensadores, sendo ambos de 1 μF. Utilizando a Equação (v), calcula-se o valor de R₂ do ECG, o qual possui uma frequência de corte de 0,5 Hz.

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 0,5 \cdot R_2 \cdot (1\mu + 1\mu)} \rightarrow R_2 \approx 226 \text{ k}\Omega$$

Para R₁, utiliza-se a Equação (ii).

$$0,5 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{464k \cdot R_1 \cdot 1\mu \cdot 1\mu}} \rightarrow R_1 \approx 464 \text{ k}\Omega$$

Da mesma forma, os componentes do filtro do sistema de condicionamento do sEMG são calculados, utilizando 20 Hz como frequência de corte.

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot R_2 \cdot (1\mu + 1\mu)} \rightarrow R_2 \approx 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$20 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{11k \cdot R_1 \cdot 1\mu \cdot 1\mu}} \rightarrow R_1 \approx 11 \text{ k}\Omega$$

Novamente, após ajustes para valores comerciais, os parâmetros dos filtros são recalculados, resultando na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros finais dos filtros passa-alto

Biossinal	R ₁	R ₂	C ₁	C ₂	Q	f _c
ECG	464 kΩ	226 kΩ	1 μF	1 μF	0,716	0,49 Hz
sEMG	11 kΩ	5,6 kΩ	1 μF	1 μF	0,701	20,27 Hz

O resultado, com os três filtros de ambos os sistemas concatenados, é apresentado na Figura 29 para o ECG e Figura 30 para o sEMG. Refira-se que as conexões de referência dos modelos de filtros, no circuito final, ao invés de conectar ao GND, são feitas conexões ao pino ‘1.65V_REF’, resultante do bloco apresentado na Figura 22, para que o deslocamento DC aplicado no INA128 não seja filtrado e o resultado final seja melhor aproveitado pelo conversor AD. Reforçando que as conexões de alimentação positiva (V_{CC}) e negativa (V_{EE}) são, respectivamente, 3,3 V e -3,3 V.

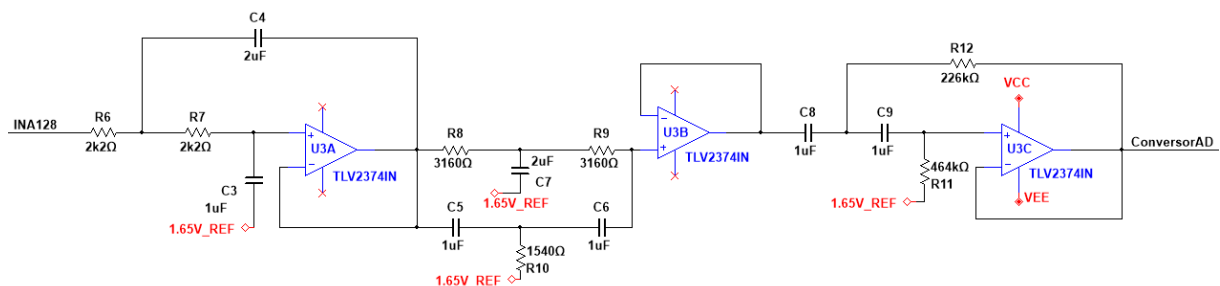


Figura 29 – Bloco de filtragem do ECG

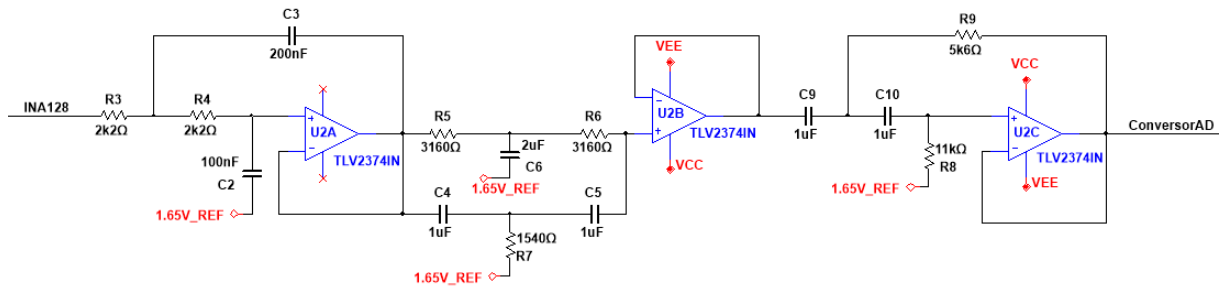


Figura 30 – Bloco de filtragem do sEMG

3.2 Resultados de condicionamento

Após finalizar todo o desenvolvimento dos circuitos planejados, eles são submetidos a testes para confirmar se o resultado possui uma resposta em frequência e ganho pretendidos. Utilizando esses resultados é possível ajustar o circuito para amenizar qualquer possibilidade de aquisição de dados de forma incorreta. Além disso, a eficiência do conversor AD embebido na placa de desenvolvimento do ESP32 é testado e a opção de utilizar um CI externo é desenvolvida adiante.

3.2.1 Resposta em frequência e ganho

Com os circuitos montados, foi conectado um gerador de funções nas entradas de cada um dos INA128, visando verificar a relação de Ganho x Frequência de cada um dos circuitos de condicionamento completos, medindo, como saída, o final do filtro passa-alto, nó que será conectado ao conversor AD. Variando a frequência, nos dois casos, de 0,1 Hz até 10 kHz, com 10 medições a cada década, resulta-se nas respostas em frequência apresentadas na Figura 31.

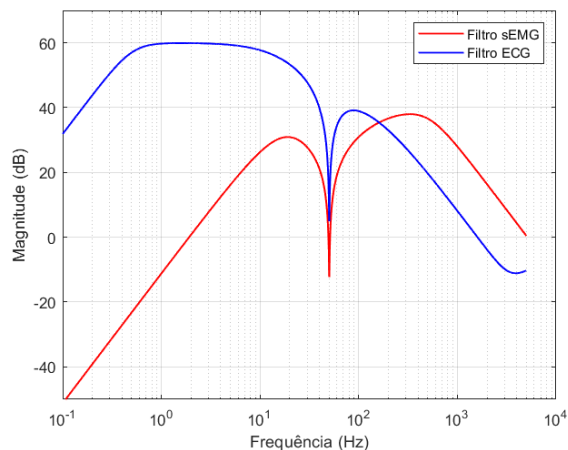


Figura 31 – Resposta em Frequência do condicionamento

É possível notar o comportamento de cada filtro na resposta do circuito, ambos começando com uma reta ascendente de 40 dB/déc até a frequência de corte do filtro passa-alto, eliminando o *offset* CC e baixas frequência indesejadas, em seguida, no ECG, nota-se um platô até o início de declínio agudo do filtro *Notch* em 50 Hz, enquanto no sEMG, devido a frequência de corte do filtro passa-alto ser muito próxima de declínio, não chega a alcançar o ganho máximo. Em seguida, como já está em uma área indesejada para o ECG, a resposta é caracterizada por uma queda de 40 dB/déc, característica do filtro passa-baixo de segunda ordem parametrizado, e para o sEMG, a resposta alcança o ganho máximo e ao chegar em 500 Hz e inicia o decaimento a 40 dB/déc.

Considerando um ruído com mesma amplitude que o sinal de entrada, a relação máxima de SNR encontrada para eliminar a frequência de indução da rede de energia de 50 Hz é de, aproximadamente, 560 V/V para o ECG e 325 V/V para o sEMG.

Comparando essa resposta em frequência com a área de interesse apresentada na Figura 25, pode-se analisar quanto do sinal obtido será de interesse e quanto será indesejado, além de confirmar se as faixas de passagem estão posicionadas corretamente. Essa sobreposição é ilustrada pela Figura 32.

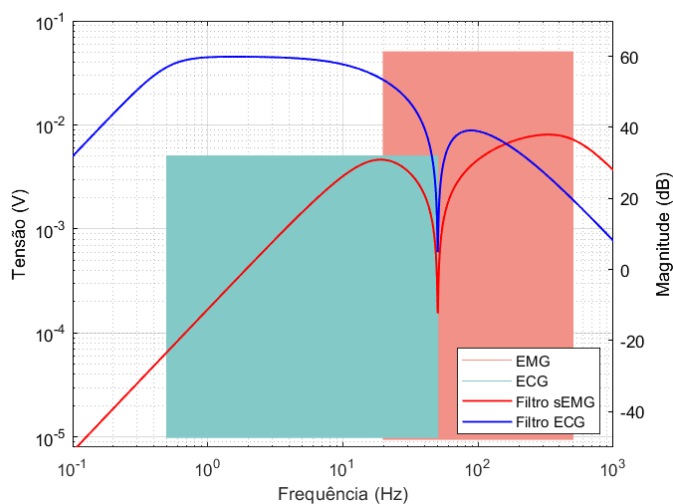


Figura 32 – Resposta em Frequência e Área de interesse

Assim, é possível concluir que as bandas de corte dos filtros estão corretamente posicionadas e que o ganho (eixo Y representado no lado direito) respeita o esperado no ECG. No sEMG há uma variação do ganho a frequências inferiores e superiores aos 50 Hz imposta pelo filtro *Notch*. Porém essa diferença não será tão importante, primeiramente por ser uma diferença pequena, mas também pelo comportamento do sEMG, comentado na seção 1.2.1, que

funciona como uma onda de frequência mais alta, indicando haver movimento muscular, modulada por uma de menor frequência, simbolizando a velocidade de contração do músculo. Ou seja, por serem dois comportamentos diferentes para cada faixa de frequência, ainda é possível quantificar os movimentos.

3.2.2 Filtragem por canal e ganho pré-conversão

Partindo para testes práticos, o sistema apresentou dois problemas principais: saturação do INA128 e falta de eficiência na faixa de operação do conversor. O primeiro ocorre, pois o nível de tensão DC em cada elétrodo é diferente, fazendo com que, na subtração entre eles, sobre uma componente DC com amplitude em torno de 10 a 20 mV. Considerando que o INA128 efetua, no caso do ECG, um ganho de 1000 V/V, ocorre uma saturação do amplificador de instrumentação, pois a saída seria maior que os 3,3 V de alimentação que possui. Por isso, em cada elétrodo de potência do ECG e do sEMG, foi adicionado um filtro RC passa-alto, Figura 33, com frequência de corte de 0,2 Hz antes do INA128, o que não afeta o resto do circuito de condicionamento, mas elimina a componente DC. Tal filtro é parametrizado utilizando a equação (vi).

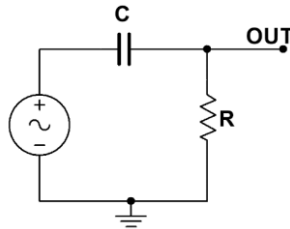


Figura 33 – Filtro-passa alto RC

$$f_c = \frac{1}{2\pi * R * C} \quad (vi)$$

Escolhendo um condensador de 1 μ F, têm-se uma resistência, aproximada para valor comercial, de 820 k Ω . Esse valor deve ser alto, pois serve como resistência de entrada do circuito, a qual funciona como um divisor de tensão entre ela e a resistência do elétrodo.

$$R = \frac{1}{2\pi * 0,2 * 1\mu} \rightarrow 795 \text{ k}\Omega$$

Partindo para a resolução do segundo problema, como o ESP32 funciona na faixa de tensão de 0 até 3,3 V, o conversor AD tem essa mesma faixa de operação, ou seja, os bits são atribuídos nessa faixa, por esse motivo, a fim de se ter a melhor definição possível, deve-se inserir um sinal que use o máximo possível dessa faixa, sem saturar, sem extrapolar os limites, para isso, após todo o condicionamento, foram inseridos dois amplificadores não-inversores, Figura 34, com ganho ajustável através de um potenciômetro, para encontrar o melhor ganho para o ECG e sEMG em questão.

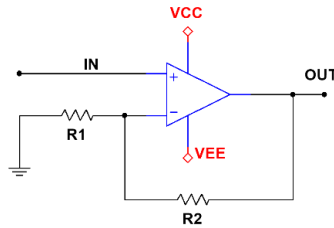


Figura 34 – Amplificador não-inversor

Utilizando R_1 estável como 10 k Ω e variando o potenciômetro em R_2 , o melhor aproveitamento para o ECG, aproximando para valores comerciais, foi com uma resistência 100 k Ω , já para o sEMG, chegou a 470 k Ω . Essas resistências, considerando que a fórmula de ganho desse amplificador é dada pela equação (vii), têm-se 11 V/V para ECG e 48 V/V para sEMG.

$$G = \frac{R_2}{R_1} + 1 \text{ [V/V]} \quad (\text{vii})$$

$$G_{ECG} = \frac{100k}{10k} + 1 \rightarrow G_{ECG} = 11 \text{ V/V}$$

$$G_{sEMG} = \frac{470k}{10k} + 1 \rightarrow G_{sEMG} = 48 \text{ V/V}$$

3.2.3 Conversor Analógico-Digital ADS129x

Um ponto crítico do resultado do sistema tem relação com o conversor AD utilizado, pois todo o condicionamento feito pode ser inutilizado se a conversão for feita de forma errada. Além disso, existem métodos de conversão que utilizam táticas de modulação do ruído presente nos canais, para aumentar a relação de sinal/ruído do final. Um exemplo de conversores que

possuem tal característica são os da família ADS129x da TexasInstruments, tais conversores são capazes de alcançar até 24 bits na conversão AD, além de realizarem a conversão através do método sigma-delta.

Os conversores sigma-delta, ou conversores de sobreamostragem, quando se faz uma amostragem seguindo o critério de Nyquist, percebe-se uma frequência dominante e diversas outras frequências aleatórias de ruído, chamadas de ruído de quantização, essa distorção ocorre, pois, o sinal analógico possui infinitos estados, enquanto o sinal digital possui um número de estados limitado a sua resolução, a magnitude desse erro pode chegar até ± 1 bit (Didenko & Ivanov, 2009).

Essa modulação de ruído, quando se divide a amplitude do sinal fundamental pela soma do valor quadrático médio, resulta em um SNR calculado através a equação (viii), para um ADC de N bits (MAXIM INTEGRATED, 2003).

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ dB} \quad (\text{viii})$$

Tais conversores realizam esse feito considerando que: quando se aumenta a frequência de amostragem, a energia do ruído é distribuída na banda de frequência, que agora é maior, mas o SNR se mantém o mesmo, ou seja, o ruído não aumenta. A partir disso, esses conversores possuem um filtro digital após a amostragem, que elimina esse ruído distribuído além do sinal desejado. Esse filtro utilizado é um integrador, servindo como filtro passa-baixo no sinal, com frequência de corte limitado à frequência de Nyquist. Essa técnica é denominada modelagem de ruído e é capaz de aumentar o SNR em 9 dB a cada vez que a frequência de amostragem dobra de tamanho (MAXIM INTEGRATED, 2003).

Para exemplificar a utilização de tal conversor AD, será considerado um ADS1296, que possui 6 canais diferenciais com um encapsulamento TQFP (*Quad Flat Package*), Figura 35.



Figura 35 – ADS1296 TQFP

Como o circuito está sendo montado em uma protoboard/breadboard, a primeira etapa é soldar o chip em um adaptador TQFP para THT (*Through Hole Technology*), fazendo com

que os pinos sigam o gabarito na Figura 36. Utilizando o adaptador, serão demonstradas as conexões necessárias para funcionamento correto.

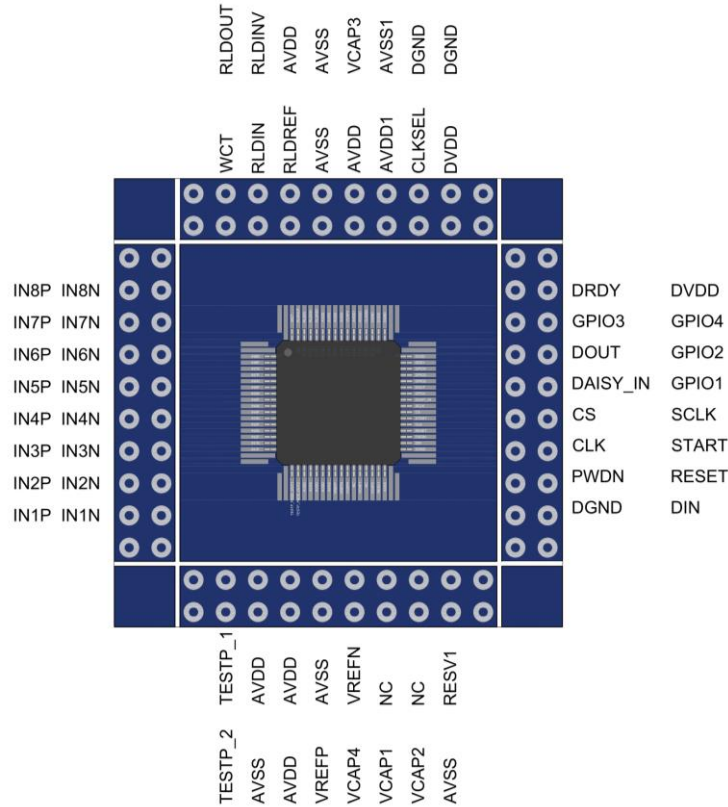


Figura 36 – ADS1296 em adaptador TQFP-THT

Primeiramente, a alimentação do chip, a parte analógica pode ser feita de 2,7 até 5,25 V, já a parte digital de 1,65 até 3,6 V, como o ESP32 irá controlar esse chip, a tensão de alimentação escolhida foi 3,3 V, tanto para a parte digital, como para parte analógica, visto que se enquadra nos limites impostos. Para evitar flutuações dessa alimentação no caso de algum pico de consumo, o datasheet do dispositivo aconselha a implementação de dois condensadores, 1 μ F e 0,1 μ F, em paralelo entre a alimentação e o GND, não há necessidade em colocar um par para cada conector de alimentação e sim a cada três ou quatro pinos. Além disso, alguns pinos específicos denominados VCAPx, devem ser conectados ao GND através de condensadores específicos: VCAP2 e VCAP4 através de 1 μ F, VCAP1 utilizando 22 μ F e VCAP3 com dois condensadores em paralelo, 1 μ F e 0,1 μ F. Além desses pinos, como não há necessidade de utilizar uma referência externa, os pinos VREFN e VREFP devem ser tratados, sendo que, o primeiro será diretamente conectada ao GND, enquanto o segundo utilizará um condensador de 10 μ F até o GND. Por fim, para o funcionamento do conversor, caso os

conectados de propósito geral GPIO não forem utilizados, devem ser conectados ao GND, juntamente com o pino DAISY_IN. Os demais pinos, que não são nem entrada de sinal, nem utilizados para comunicação SPI, podem ficar abertos.

Seguindo o esquemático apresentado na figura acima, nota-se que todas as entradas de sinal ficam no lado esquerdo e os pinos de comunicação no lado direito. Para os canais, indica-se que os que não serão utilizados, sejam conectados ao VDD para não ficarem flutuantes. Quanto aos pinos de comunicação, todos devem ser conectados ao ESP32 de acordo com o canal SPI desejado, é possível conectar o pino RESET e PWDN juntos, diminuindo uma conexão.

Como o sinal que deverá ser convertido nesse caso não é diferencial, o datasheet aconselha conectar o sinal na entrada positiva e, na entrada negativa, colocar um sinal DC com tensão igual a média do sinal de entrada, nesse caso, 1,65 V. O gabarito de conexões que devem ser realizadas é apresentado na Figura 37.

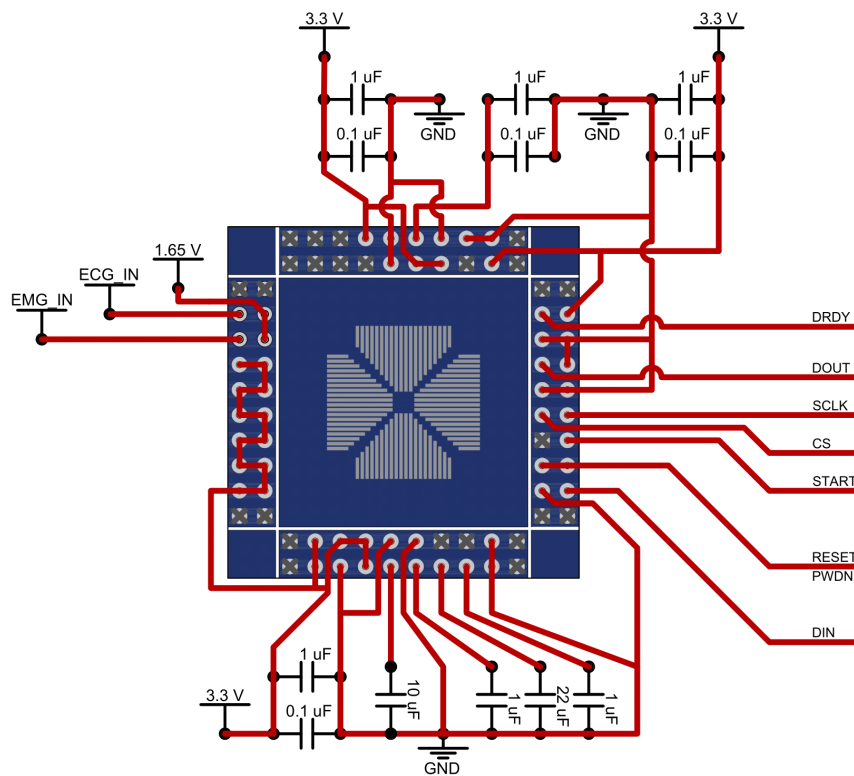


Figura 37 – Conexão ADS1296 em adaptador TQFP-THT

Para a conexão até o ESP32, além dos 4 pinos usados por padrão na comunicação SPI, nomeadamente: DIN (GPIO23), DOUT (GPIO19), SCLK (GPIO18) e CS (GPIO05),

considerando os pinos para o canal VSPI do ESP32, também devem ser conectados: START (GPIO25), PWDN e RESET (GPIO35), CLKSEL (GPIO34) e VCAP1 (GPIO33), esses servem, respectivamente, para: iniciar conversão, desligar ou reiniciar o chip, definir que será utilizado o clock interno e para verificar, quando ligar o chip, quando ele está pronto para iniciar a comunicação. O pino DRDY foi deixado sem conexão, visto que ele serve como informativo de interrupção e, no caso aqui trabalhado, não é usado.

Por fim, a programação do ADS1296 é toda baseada na comunicação SPI facilitada pela biblioteca de mesmo nome. Inicialmente são definidas algumas variáveis de tempo necessárias para inicializar e realizar comunicação com o chip. Após, são criados os códigos para comando em Opcode, esses são utilizados para enviar comandos ao ADS129x, algumas opções servem de forma similar aos pinos conectados, como START e RESET.

Na função de *setup* do ESP32, a comunicação SPI é iniciada e, utilizando a função *beginTransaction()*, é definida a frequência de comunicação, 512 kHz, também é configurado como MSBFIRST, e modo de comunicação 1, dados lidos na borda de descida e retirados na borda de subida, dessa forma, combinando com o funcionamento do ADS129x.

Em seguida o pino CLKSEL é comutado para nível alto, indicando para o chip utilizar o oscilador interno, PWDN e RESET também deslocados para nível alto, ligando o ADS129x, após esse comando, deve-se esperar aproximadamente 128 ms, após, é feita uma leitura do VCAP1, se o nível de tensão for menor que 1,1 V, o ESP32 continuará esperando até suprir essa necessidade. Como há apenas um chip, conectado nesse canal SPI, o pino CS é colocado em nível baixo e terá nova espera de 0,5 μ s.

A partir desse ponto, serão enviadas configurações para os registradores do ADS129x para programá-lo da forma desejada, para isso, foram desenvolvidas funções que fazem a comunicação dos dados. Iniciando com os registradores CONFIG1 até CONFIG4, utilizando a função *setCONFIGs*, que possui 1 byte para cada CONFIG como parâmetro de chamada. Essa função inicia enviando o Opcode de SDATAC, para parar a conversão contínua do sinal, seguido por um delay de 2 ms para o ADS129x processar a mensagem, após esse tempo, é enviado o endereço do primeiro registrador que será alterado, CONFIG1, localizado no endereço 0x01, seguido pela quantidade de registradores seguidos que serão alterados, como CONFIG1, CONFIG2 e CONFIG3 são posicionados de forma linear na memória (i.e., 0x01, 0x02 e 0x03), é enviado que serão 3 registradores, em seguida os bytes para cada CONFIG é enviado, com o delay de 2 ms entre cada um deles, após, para alterar o CONFIG4, é enviado o endereço dele na memória (0x17), informa-se que será alterado apenas um registrador e envia

o byte desejado. Ao fim da função, retorna o dispositivo para o modo RDATAAC, conversão contínua, através do Opcode.

Para esse caso, os registradores de configuração foram configurados, respectivamente, como: B10000100, B00000000, B11000000 e B00000000. Tais configurações obedecem à Tabela 5.

Tabela 5 – Mapa de registradores CONFIG

REGISTRADOR	CONFIG1	CONFIG2	CONFIG3	CONFIG4
BIT 7	Alta resolução	Registrador para testes	Liga buffer de referência interno	Registrador para: Sensor de respiração Conversão não contínua NÃO UTILIZADO
BIT 6	Somente um ADS		RESERVADO	
BIT 5	Clock desconectado do pino CLK		Referência de tensão 2,4 V	
BIT 4	RESERVADO		Sem medição de RLD	
BIT 3				
BIT 2	2 kSPS			
BIT 1	$f_{mod} = \frac{f_{clk}}{4} \rightarrow$ alta resolução $f_{mod} = \frac{f_{clk}}{8} \rightarrow$ baixa resolução			
BIT 0	$SPS = \frac{f_{mod}}{16 * 2^{bbb}}$			

Em seguida, no registrador de endereço 0x14, é possível definir se os GPIO serão em formato de saída ou entrada, para diminuir consumo e enviar o recebimento de alguma informação indesejada, todos são definidos como saída. Para isso, é utilizada outra função criada, chamada *WREG*, que possui dois parâmetros a serem passados: o endereço do registrador e a informação. Esta função tem funcionamento similar à função de configuração dos registradores, a diferença é que sempre configura apenas um registrador por vez e o endereço é passado como parâmetro e não algo pré-definido.

Por fim, a última configuração é referente a quais canais de conversão serão utilizados, qual ganho será implementado no canal pré-conversão, e a seleção do que será medido. Como no ADS1296 existem 6 canais, se fosse configurá-los separadamente utilizando a função *WREG*,

iria se perder muito tempo em delay para comutação entre cada estado do chip, por isso, há mais uma função de configuração, que prepara todos os canais de uma vez. A função *setCHnSET* é responsável por essa configuração, tendo, para o ADS1296, 6 parâmetros, um para cada canal, funcionando de forma similar às outras funções, porém, como os registradores de todos os canais são seguidos, a informação dos 6 é passada em sequência, sem precisar deslocar dentro das posições de memória, sendo assim, como serão utilizados apenas dois canais, 1 e 2, os outros 4 serão desligados. O resultado é simplificado para o modelo enviado aos registradores ligados (B00010000) e aos desligados (B10000001), sendo traduzidos pelo especificado na Tabela 6.

Tabela 6 – Mapa dos registradores de configuração de canal CHnSET

REGISTRADOR	CH [1,2] SET (Modelo ON)	CH [3 - 6] SET (Modelo OFF)
BIT 7	Ligado	Desligado
BIT 6	Ganho = 1 V/V	Ganho = 6 V/V (recomendado)
BIT 5		
BIT 4		
BIT 3	RESERVADO	RESERVADO
BIT 2	Entrada de sinal comum	Entrada curto-circuitada (recomendado)
BIT 1		
BIT 0		

Para finalizar o *setup* da comunicação entre o ESP32 e o ADS1296, o pino START é comutado para o nível alto.

Partindo a aquisição dos bits referentes à conversão, o ADC irá entregar 7 pacotes de 24 bits, representando, inicialmente, 24 bits de STATUS, seguido pela leitura feita em cada um dos seis canais. Dessa forma, a coleta dos dados é feita dentro de um arco de repetição *for* para cada um dos pacotes, enviando 24 bits em nível baixo e recebendo os valores convertidos, esse

envio é necessário pela configuração como o protocolo SPI é definido, por fim, esses bits devem ser ordenados para conversão em decimal.

A forma como os bits são divididos não é linear, começando em zero equivalente a 0 em binário, até o fim de escala, com o máximo de bits, mas sim seguindo a Tabela 7 e a Figura 38, onde valores positivos começam no zero e sobem até 7FFFFFFh e valores negativos começam com o mínimo em 800000h e se aproximam de zero até FFFFFFFh. Além disso, como o CONFIG3[5] está em nível baixo, a referência (V_{ref}) da conversão é 2,4 V.

Tabela 7 – Fator de conversão analógico digital do ADS129x

Sinal de entrada V_{in}	Saída digital ideal
$\geq V_{ref}$	7FFFFFFh
$\frac{V_{ref}}{2^{23} - 1}$	000001h
0	000000h
$-\frac{V_{ref}}{2^{23} - 1}$	FFFFFFFh
$\leq -\frac{V_{ref}}{2^{23}(2^{23} - 1)}$	800000h

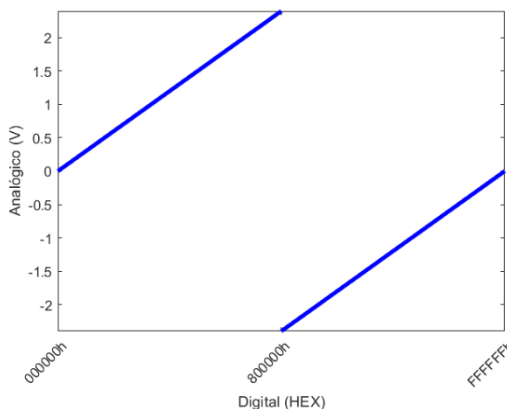


Figura 38 – Representação gráfica do fator de conversão analógico digital do ADS129x

Para realizar esse tratamento, antes de converter os valores para decimal, é analisado o HEX mais significativo, se for menor que 8, indica ser um valor positivo, nesse caso, é somado 800000h no valor total, fazendo com que o zero digital se torne esse valor e o máximo positivo seja FFFFFFFh, já para o caso contrário, maior ou igual à 8, é um valor negativo e para corrigir ele, é subtraído o mesmo valor 800000h, para que o mínimo negativo se torne o HEX 000000h. Após essas operações, o resultado é uma conversão linear, como é possível notar na Figura 39.

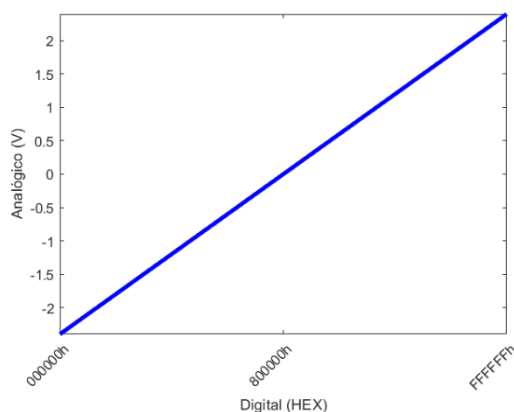


Figura 39 – Representação gráfica do fator de conversão analógico digital do ADS129x corrigido

Além disso, a partir da análise do fator de conversão, nota-se que a faixa de tensão que o conversor atua vai de $-V_{ref}$ até V_{ref} , -2,4 V até 2,4 V, por isso, como a entrada é feita com dois sinais que serão subtraídos para serem convertidos, é possível colocar na entrada positiva os sinais de ECG e sEMG na íntegra em uma faixa de tensão de 0 até 5 V e, na entrada negativa, um sinal de 2,5 V, fazendo um melhor aproveitamento da faixa de conversão do ADS1296 e possibilitando atuar com tensões analógicas de 5 V.

Todo o circuito de condicionamento permite essa alteração na alimentação, inclusive o ponto médio de alimentação fornecido pelo circuito da Figura 22 será alterado para 2,5 V, permitindo a utilização dessa tensão nas entradas negativas do ADS129x. Após a mudança na alimentação, outra atualização necessária é o ganho pré-conversão, trabalhado na seção 3.2.2, que deverá ser aumentado, para melhor utilizar a toda a faixa de tensão.

Capítulo 4: Comparação de resultados com equipamento validados

Visando testar os resultados obtidos, foram coletados dados de ECG, sEMG, temperatura corporal e saturação de oxigênio no sangue com o dispositivo desenvolvido e aparelhos comerciais que possuem validação de seu funcionamento.

Com os elétrodos, o sensor de temperatura e o sensor de saturação devidamente posicionados, foi iniciada a transmissão dos dados via WiFi e os resultados foram armazenados, em seguida, para validação, utilizando um *smartwatch* modelo *Galaxy Watch 4* da Samsung, o sinal de eletrocardiograma foi mensurado, com um BITalino foi coletado o sinal do sEMG e, por fim, com o termômetro modelo DT-01B, da fabricante Dunbar Medical, e com o sensor de saturação modelo LTD800, da fabricante DIMED, foram coletados os dados de temperatura e saturação no mesmo período.

4.1 Eletrocardiograma

Para o eletrocardiograma, para evitar a inserção de ruído de um dispositivo para o outro, as medições não foram feitas ao mesmo tempo, e sim seguidas uma da outra. Primeiramente, coletando uma janela de aproximadamente 6 s do sinal de ECG, têm-se o sinal apresentado na Figura 40, comparando-o com o sinal modelo da Figura 2, é possível observar claramente os picos R, T e S de cada ciclo.

Como as principais características do sinal estão presentes, é possível calcular a frequência cardíaca a partir dos picos R. Exportando os dados amostrados para o MATLAB e fazendo uma média entre o tempo de cada pico, resulta em uma frequência cardíaca de aproximadamente 83,44 BPM (batimentos por minuto). Em seguida, o sinal é obtido utilizando o *smartwatch*, visando a confirmação dos dados coletados.

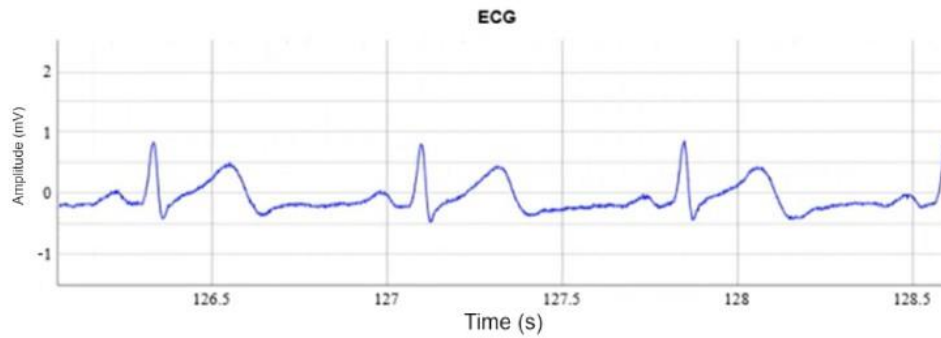


Figura 40 – ECG coletado com o dispositivo desenvolvido

Quando a função de coleta do ECG é acionada, o *wearable* informa que o relógio precisa ser posicionado de forma firme no braço e também que o dedo indicador da mão contrária deve ficar encostado em um dos botões do relógio. Após isso ser feito, são coletados 30 s de sinal, que então são apresentados em um arquivo PDF. Apresenta-se na Figura 41 apenas 6 s para comparar com o sinal adquirido com o dispositivo desenvolvido. Nesse resultado também fica claro o posicionamento dos picos R e T, porém o S não é tão evidente, além disso, o comportamento dos segmentos horizontais é similar, havendo uma pequena inclinação até o início dos picos, onde a inclinação aumenta. Em relação à frequência cardíaca, como a medição é feita de forma aproximada utilizando a malha quadriculada, aproxima-se para uma média de 84 BPM.

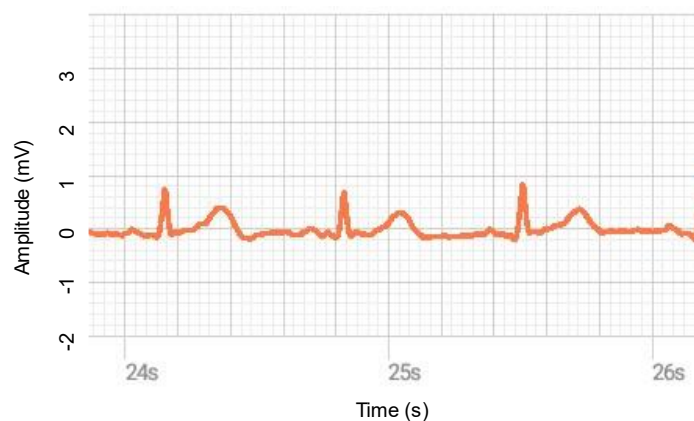


Figura 41 – ECG coletado com equipamento validado

4.2 Eletromiograma de superfície

Como o sinal da eletromiografia possui características que dificultam a repetição do mesmo resultado, diferentemente do ECG que a principal alteração se dá por variações na

frequência cardíaca, foi optado por coletar o sinal para o circuito desenvolvido e para o BITalino utilizando os mesmos elétrodos e ao mesmo tempo, possibilitando a comparação dos dois resultados gráficos em função de uma mesma sequência de contrações do bíceps.

Após conectar os elétrodos ao músculo e ligá-los às entradas dos dois dispositivos em paralelo, foram coletados dois sinais de 15 s em ambos. Ao fim, analisando o resultado, foi escolhido uma janela com três contrações em aproximadamente 4 s. Para facilitar a comparação, o sinal do dispositivo desenvolvido foi ajustado para a proporção utilizada no gráfico do BITalino. Ao fim, têm-se os resultados apresentados na Figura 42, para o sEMG coletado com o sistema montado e, na Figura 43, o resultado de equipamento validado, BITalino.

Com esses resultados, nota-se, em ambos os resultados, uma grande amplitude de ruído nas seções de repouso do músculo. No sinal adquirido com o circuito desenvolvido, esse ruído possui uma amplitude média, em módulo, de 0,33 mV, enquanto no sinal do BITalino, chega em 0,47 mV. Já em relação ao sinal no momento de contração, no sistema desenvolvido, percebe-se a ausência do pico de maior amplitude da segunda contração, visível no BITalino, isso indica que quando ocorre uma contração forte e o sinal atinge valores maiores de tensão, ocorre a saturação do sinal, alertando para a necessidade de redução do ganho no amplificador pré-conversão. Calculando o SNR de ambos os sinais, têm-se: 2,97 V/V para o sinal do circuito desenvolvido e 1,91 V/V para o sinal medido com o BITalino.

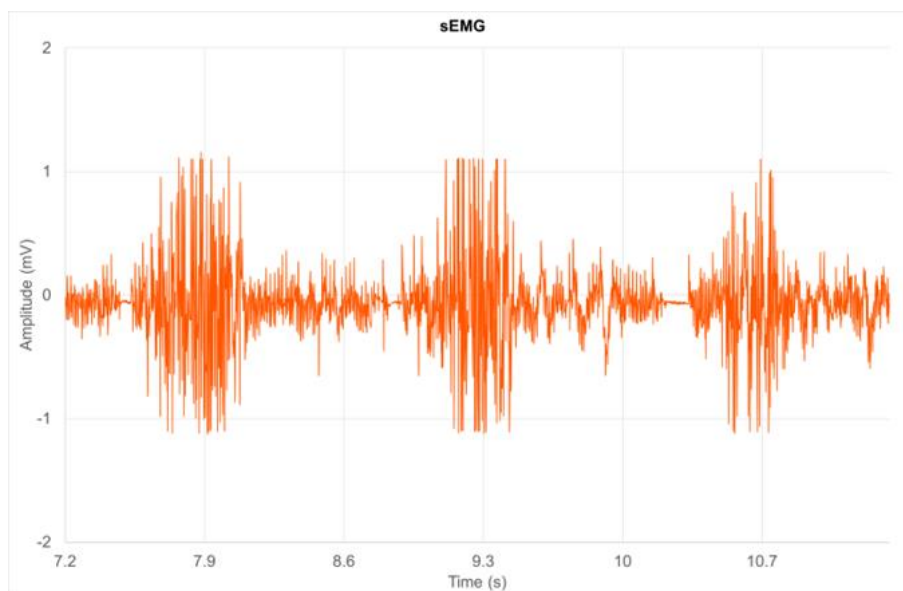


Figura 42 – sEMG coletado com o dispositivo desenvolvido

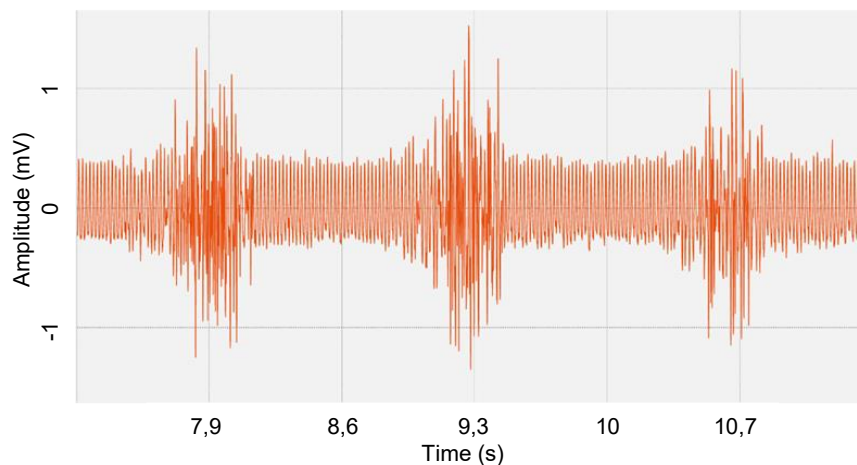


Figura 43 – sEMG obtido com dispositivo validado

Porém, como essas medidas foram feitas com ambos os dispositivos em paralelo, o ruído presente na saída pode ser resultante de alguma forma de *crosstalk* entre as entradas, por essa razão, outras duas medições foram feitas, neste momento, com apenas um dispositivo conectado por vez, o resultado obtido é apresentado nas Figura 44 e Figura 45, sendo, respectivamente, o resultado do dispositivo desenvolvido, sem ajuste na escala, e o obtido utilizando o BITalino.

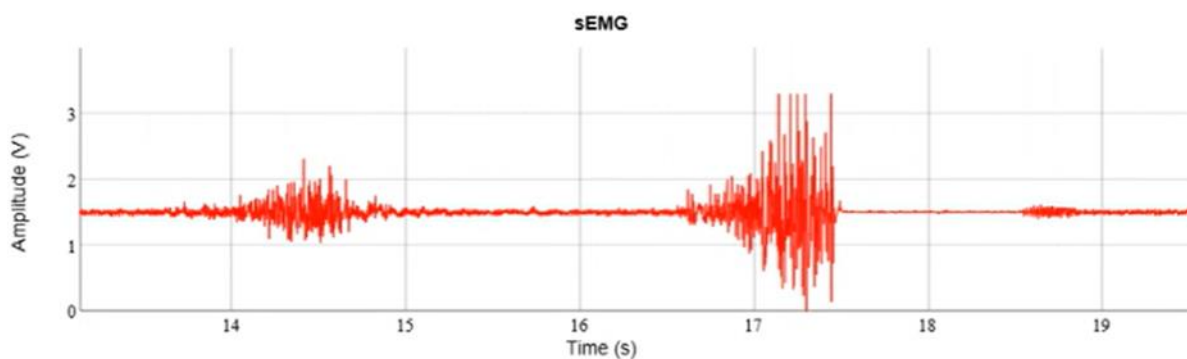


Figura 44 – sEMG coletado com dispositivo desenvolvido desconectado do BITalino

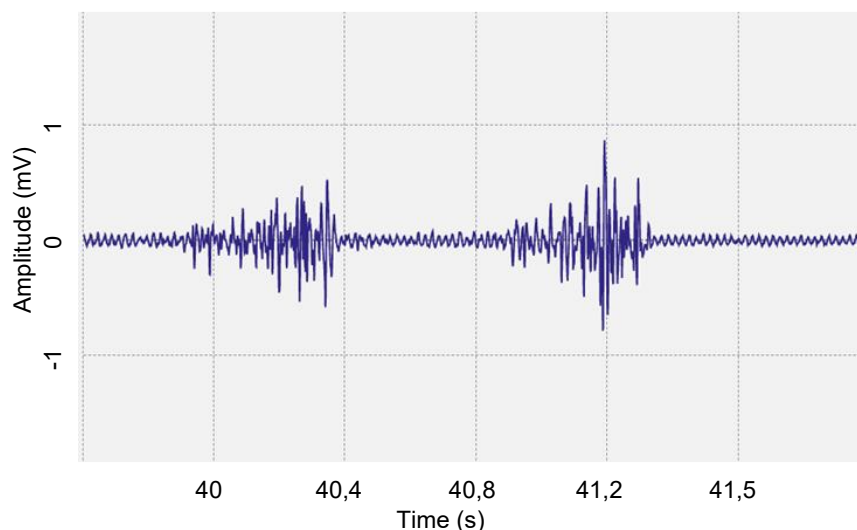


Figura 45 – sEMG coletado com BITalino desconectado do dispositivo desenvolvido

Com esses resultados, nota-se uma redução grande na amplitude do ruído na zona de relaxamento do musculo. Por haver um aumento claro na relação de sinal ruído, o SNR é recalculado nessa situação, resultando em: 9,5 V/V (19,55 dB) para o desenvolvido e 4,2 V/V (12,46 dB) para o BITalino. Porém, como esse cálculo leva em consideração a amplitude do sinal e por essa ser proporcional à força da contração medida, o fato da coleta não ter sido em paralelo para ambos os dispositivos, apesar de ter sido almejada a repetição do movimento, essa variável faz com que o SNR, neste teste, não seja comparável entre os dispositivos, porém, serve como indicativo de uma melhoria nas aquisições nessa configuração, a qual representa, de uma forma mais realista, o resultado obtido no dispositivo desenvolvido.

Por fim, parte do ruído presente nos sinais apresentados são provenientes da montagem do circuito, visto que esta é feita utilizando uma breadboard, com o circuito validado, é possível desenvolver uma PCB desse sistema, o que reduziria os ruídos de mal contato e de indução da rede elétrica, pois os canais de conexão da breadboard servem como uma antena de recepção deste ruído.

4.3 Temperatura e saturação sanguínea

Por fim, para validar as leituras feitas pelos blocos de aquisição de temperatura e saturação de oxigênio no sangue, foi utilizado um termômetro digital comercial e um oxímetro posicionado na ponta do indicador.

Para a temperatura, foram feitas duas medidas: a primeira, partindo com o sensor em temperatura ambiente até estabilizar, no caso do desenvolvido, ou apitar, no caso do comercial, já a segunda, faz a leitura com o sensor iniciando em 36 °C.

Na primeira situação, o termômetro comercial levou 100 s para apitar e a leitura final indicava 35,3 °C, já o DS18B20 demorou 120 s para estabilizar na temperatura de 36 °C. Na segunda medição, partindo com ambos em temperatura corporal, o termômetro levou 60 s e indicou 36 °C, enquanto o sensor testado seguiu estabilizado em 36 °C desde o início da alimentação.

Com esses resultados, é possível afirmar que a temperatura final do sensor testado alcança o valor real, indicado pelo termômetro comercial, porém, em casos que há uma variação muito grande de temperatura, o DS18B20 pode demorar um período maior para estabilizar, enquanto o comercial indica uma leitura próxima, mas não exata. Essas problemáticas possivelmente, se dão, respectivamente, pelo tamanho da superfície condutora de temperatura do DS18B20 e por um possível limite de tempo para medição no termômetro digital.

Para validação da saturação, como supracitado, foi utilizado um oxímetro comercial como validação da leitura feita pelo MAX30102. Como esse biossinal, quando medido em um paciente saudável, possui pouquíssima variação durante o dia, foram feitos testes avaliando a capacidade de ignorar imperfeições, por ser um sinal medido na ponta de um dedo das mãos, foram testadas as capacidades de ambos fazerem a leitura do sinal nas seguintes situações: condição normal, com pequenas vibrações e movimentos do dedo e quando o sensor é mal posicionado.

Na primeira condição, em um estado ideal, ambos os dispositivos fizeram a mesma leitura, indicando 98% de saturação, porém, o MAX30102, em algumas amostras, fez leituras errôneas que levaram o algoritmo a indicar um resultado inválido. Em 1 minuto de leitura: o leitor comercial levou 30 s para estabilizar o resultado e, durante o resto do tempo, se manteve estável; enquanto o MAX30102, após 15 s, apontou a saturação correta, porém, atualizando o resultado a cada segundo nos 45 s restantes, acertou 37 amostras, sendo aceito um erro de $\pm 2\%$.

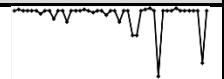
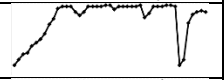


Para testar a eficiência dos dispositivos fazendo leituras enquanto o paciente estiver em movimento, foram feitas medidas com os dispositivos nessas situações e, também, simulando movimentos mais bruscos. Começando com as medidas do oxímetro comercial, em 1 minuto realizando a leitura enquanto sofria vibrações mecânicas simulando o caminhar do paciente, os resultados foram similares aos anteriores, estabilizando em 98% de saturação após 30 s, porém, com vibrações maiores, simulando uma leve corrida, a medição sofreu pequenas

variações, fluindo entre 96% e 99%, porém, adotando o erro de $\pm 2\%$, são consideradas todas as amostras corretas. Já para o MAX30102, com movimentos simulando o caminhar, após 15 s as medições começaram, porém, apenas os valores aleatórios, as primeiras medidas de 98% de saturação ocorreram com 27 s de operação, resultando em 21 das 45 amostras corretas. Mudando para movimentos simulando a leve corrida, houve apenas uma leitura de 98% e duas de 97%, seguidas por leituras inválidas, resultando em 3 de 45 corretas.

Por fim, para avaliar a capacidade dos dispositivos de realizar medidas quando não são posicionados corretamente, foram feitas leituras com o dedo colocado levemente rotacionado em cima do sensor. No oxímetro comercial o resultado repetiu o obtido na situação ideal, indicando a leitura de 98% após 30 s de medição e se manteve nesse valor até o final do minuto. Em relação ao MAX30102, o primeiro resultado válido aconteceu com 15 s de operação, porém apenas após 30 s a leitura estabilizou em 98%, ao final do minuto, houve 29 de 45 amostras corretas.

Os três testes foram repetidos outras duas vezes, ao fim, os resultados foram similares, indicando um padrão no comportamento. Agrupando-os para melhor visualização, têm-se a Tabela 8.

Tabela 8 – Resultado dos testes com oxímetro comercial e MAX30102

Casos	Oxímetro Comercial: LTD800	MAX30102	
Caso 1: Ideal	Estável 98%	37/45: $98 \pm 2\%$	
Caso 2.1: Movimento Leve	Estável 98%	21/45: $98 \pm 2\%$	
Caso 2.2: Movimento Acentuado	Estável $98 \pm 2\%$	3/45: $98 \pm 2\%$	
Caso 3: Sensor mal posicionado	Estável 98%	29/45: $98 \pm 2\%$	

A falta de precisão no valor medido e a instabilidade do resultado, fluindo ao redor da medição real, também é observado em outros trabalhos que utilizam o MAX30102, com (Babalola et al., 2022; Skrvan et al., 2022). Porém, como no desenvolvimento, apresentado neste trabalho, visa-se alcançar um dispositivo capaz de informar o usuário com informações para diagnósticos de saúde e, como o sensor comercial apresentou resultados estáveis, com baixíssimas flutuações, foram aceitas como corretas apenas resultados dentro de um erro de

$\pm 2\%$, por isso as taxas de acertos são tão diferentes. Porém, para coleta de dados pontuais e momentâneas, que permitam uma repetição da leitura, o MAX30102 pode ser suficiente.

Capítulo 5: Conclusões e Trabalhos Futuro

Neste trabalho foram desenvolvidos blocos de aquisição, condicionamento, processamento e envio wireless de biossinais, nomeadamente, eletrocardiograma, eletromiograma de superfície, temperatura corporal e saturação sanguínea, visando incorporá-los em um único dispositivo *Wearable* que fosse capaz de coletar sinais vitais fidedignos e com alta definição. Toda a etapa de aquisição e condicionamento dos sinais gráficos, ECG e sEMG, foram feitos utilizando componentes analógicos, dimensionados a partir da área de interesse particular de cada um, enquanto, para os sinais de temperatura e saturação, foram utilizados sensores digitais para a aquisição.

Iniciando pela aquisição, cada um dos sinais analógicos, nomeadamente, ECG e sEMG, utilizou 3 elétrodos de contato de Ag/AgCl, posicionados para analisar o comportamento do coração, ECG, e bíceps, sEMG. Para a temperatura, foi utilizado um sensor digital DS18B20 com encapsulamento impermeável com resolução de conversão de 12 bits, enquanto para a leitura da saturação sanguínea foi aplicada a placa de desenvolvimento MAX30102, que possui dois LEDs, vermelho e infravermelho, em par com dois fotodíodos que realizam a leitura da luz refratada nos vasos sanguíneos.

O condicionamento dos sinais analógicos foi desenvolvido concatenando 6 blocos separados: filtro de acoplamento em cada canal, subtração e amplificação dos potenciais, filtro passa-baixo, filtro *Notch* de 50 Hz, filtro passa-alto e amplificação pré-conversão. A motivação para cada bloco, respetivamente, se dá pela necessidade de eliminar flutuações DC entre os dois potenciais que não seriam completamente eliminadas na subtração, seguido pela unificação da diferença de dois potenciais em apenas um sinal, após, os filtros passa-baixo e passa-alto eliminam componentes fora da área de interesse dos sinais, além do filtro *Notch* de 50 Hz que atenua o ruído da rede de energia induzida no corpo do paciente. Por fim, visando um melhor aproveitamento da faixa de tensão do conversor AD, há um amplificador que ajusta o sinal dentro desses valores.

Para converter os sinais analógicos para digital, permitindo a transmissão wireless, foi utilizado o conversor AD de 12 bits presente na placa de desenvolvimento ESP32 DevKit V4, com frequência de amostragem de 1000 Hz, respeitando o requisito firmado no teorema de Nyquist. Além disso, foi estudada a utilização de um conversor da família ADS129x por possui definição de até 24 bits, técnicas de modulação de ruído que aumentariam a relação SNR do

sinal resultante, além de afirmar que permitir a remoção dos blocos de condicionamento analógico apresentados na seção 3.1. Os testes com esse conversor não foram realizados, pois, apesar da sua aquisição ter sido feita de forma antecipada e com indicação de entrega disponível pelo fabricante, este não foi entregue até a data de conclusão deste trabalho.

Por fim, utilizando o ESP32, os sinais foram processados buscando agrupa-los em pacotes para envio via *Bluetooth* e WiFi, porém, devido ao grande volume de dados trabalhados no cálculo do SpO₂, concluiu-se não ser possível a aplicação do processamento dos quatro biossinal em um mesmo microcontrolador, se fazendo necessária a utilização de outro, configurado como *Slave* deste primeiro, que seria responsável pela comunicação com o sensor, enviando apenas o valor final de saturação para o *master*. Porém, visando apenas a validação da medição efetuada com o MAX30102, foram desenvolvidos dois algoritmos separados, o primeiro, com os três outros biossinais sendo coletados e enviados wireless, e um segundo, que serviria como código para o segundo microcontrolador, servindo de intermediador entre MAX30102 e *master*. Em relação ao sensor de temperatura, DS18B20, como este precisa de 750 ms para fazer a conversão em 12 bits da, foi utilizada uma medição assíncrona, onde o *master* faz a requisição da leitura e continua os outros processamentos e, após 750 ms, pode fazer a leitura dos bits. Dessa forma, há um período com o processador ocioso de apenas 20 ms, diminuindo a quantidade de amostras de ECG e sEMG perdidas.

Com os sinais armazenados na memória do ESP32, a função para envio via WiFi ou *Bluetooth* é chamada, criando um objeto JSON de todos os dados. Para evitar sobrecarga da memória, são enviados 50 ms de ECG e sEMG por pacote, junto com o tempo em que cada amostra ocorreu, mais uma amostra de temperatura que será atualizada a cada 10 s, visto que é um sinal que possui variações lentas.

Os resultados obtidos foram comparados com equipamentos comerciais validados e, no caso dos sinais de ECG e sEMG, com o resultado ideal esperado.

Iniciando pela análise do eletrocardiograma obtido com o circuito desenvolvido neste trabalho, notou-se, ao comparar com o modelo ideal, a clara aparição de todas as ondas características de um ECG, já na comparação com a aquisição feita com um *smartwatch* modelo *Galaxy Watch 4* desenvolvido pela Samsung, percebeu-se pequenas variações entre os dois sinais, principalmente nas ondas negativas, Q e S, onde, no circuito desenvolvido, essas são mais aparentes, por fim, em relação à média da frequência cardíaca medida em ambos, têm-se uma variação de 0,56 BPM, possivelmente proveniente do arredondamento feito pelo *smartwatch*.

Para validação do sEMG, utilizando o caso sem *crosstalk* entre os dispositivos, Figura 44 e Figura 45, considerando que as leituras foram feitas separadamente, buscou-se repetir o mesmo movimento e intensidade, resultando em um SNR de 9,5 V/V para o dispositivo desenvolvido e 4,2 V/V para o BITalino, como não se pode afirmar que os movimentos foram exatamente iguais em ambos, e sabendo que a amplitude do sinal depende da intensidade na contração, não é possível fazer uma comparação direta entre eles, pois, no caso de uma contração mais intensa, os picos de tensão aumentariam, mas o ruído não, porém, comparando com o resultado testado com as entradas em paralelo, percebe-se uma redução no ruído, além de confirmar que o sinal do dispositivo desenvolvido é genuíno.

Nos testes de temperatura, comparando com um termômetro comercial, foi possível confirmar as leituras realizadas. Notou-se, ainda, que no caso de uma grande diferença entre a temperatura ambiente e a temperatura corporal do paciente, o termômetro comercial não alcança o valor final antes de acabar o tempo de medição, resultando em valores deslocados, enquanto o DS18B20, por realizar medições constantes sem limites de tempo, estabiliza no valor correto.

Por fim, para o sensor de saturação, notou-se uma grande inconsistência de resultados quando comparado com um oxímetro comercial, tanto nos casos ideais, com o aparelho validado obtendo uma taxa de acerto de 100%, o MAX30102 chegou no máximo em 67% de acerto e, quando testado o resultado com leituras feitas sob situações adversas, como no pior caso, simulando uma leve corrida, o sensor comercial teve uma taxa de acerto de 80%, enquanto o MAX30102 teve apenas uma das 50 amostras corretas, resultando em uma taxa de 2%.

Em trabalhos futuros, pode ser implementado um conversor analógico digital de maior definição, como o ADS1296 apresentado, além de utilizar um segundo microcontrolador que auxilie o principal nas comunicações com os periféricos, diminuindo o tempo que o *master* perde de amostras por estar ocioso dentre de *loops* de comunicação. Também, pode-se aprimorar a interface de utilizador, apresentando diretamente alguns parâmetros das informações coletadas dos bio-sinais sem a necessidade de exportar as amostras para tal cálculo, como o ritmo cardíaco ou identificação e intensidade da contração muscular. Por fim, como os resultados de saturação obtidos não foram satisfatórios, podem ser testadas alternativas de medição ou, ainda, no caso de ser utilizado um segundo microcontrolador para processar as leituras, pode ser viável coletar pacotes maiores, diminuindo o peso de uma possível leitura errônea no resultado.

Referências

- Abreu, J. G., Teixeira, J. M., Figueiredo, L. S., & Teichrieb, V. (2016). Evaluating sign language recognition using the myo armband. *2016 XVIII symposium on virtual and augmented reality (SVR)*, 64–70.
- Argi, R. K. (2015). *ALS-Sence: sistema de aquisição e processamento de electromiogramas para pacientes com ALS*. Instituto Superior de Engenharia de Lisboa.
- Asada, H. H., Shaltis, P., Reisner, A., Rhee, S., & Hutchinson, R. C. (2003). Mobile monitoring with wearable photoplethysmographic biosensors. *IEEE engineering in medicine and biology magazine*, 22(3), 28–40.
- Babalola, A. D., Akingbade, K. F., & Ubochi, B. C. (2022). The Performance of the STM32 Microcontroller and MAX30102 for Remote Health Monitoring Device Design. *Journal of Digital Innovations & Contemporary Research in Science, Engineering & Technology*, 10(3), 51–68. <https://doi.org/dx.doi.org/10.22624/AIMS/DIGITAL/V10N1P4>
- Becchetti, C., & Neri, A. (2013). *Medical instrument design and development: from requirements to market placements*. John Wiley & Sons.
- Blanc, Y., & Dimanico, U. (2010). Electrode placement in surface electromyography (sEMG)” Minimal Crosstalk Area “(MCA). *The Open Rehabilitation Journal*, 3(1).
- Cadogan, M. (2022). *ECG Lead positioning • LITFL • ECG Library Basics*. <https://litfl.com/ecg-lead-positioning/>
- Carrillo-Esper, R., Carrillo-Córdova, L. D., Carrillo-Córdova, D. M., & Carrillo-Córdova, C. A. (2015). The U wave in the electrocardiogram. More than an academic curiosity. *Revista de Investigación Médica Sur*, 22(1), 27–29.
- Carvalho, J. A., Franco, T., Lima, J., Teixeira, J. P., Leitão, P., Gonçalves, J. L., Kaizer, R., & Oliveira, L. S. de. (2022). Data acquisition, conditioning and processing system for a wearable-based biostimulation. *15th International Joint Conference on Biomedical Engineering Systems and Technologies (BIOSTEC 2022)*, 223–230.
- Chauhan, J., Seneviratne, S., Kaafar, M. A., Mahanti, A., & Seneviratne, A. (2016). Characterization of early smartwatch apps. *2016 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communication Workshops (PerCom Workshops)*, 1–6.

- Daud, W. M. B. W., Yahya, A. B., Horng, C. S., Sulaima, M. F., & Sudirman, R. (2013). Features extraction of electromyography signals in time domain on biceps brachii muscle. *International Journal of Modeling and Optimization*, 3(6), 515.
- Dias, D., & Paulo Silva Cunha, J. (2018). Wearable health devices—vital sign monitoring, systems and technologies. *Sensors*, 18(8), 2414.
- Didenko, V. I., & Ivanov, A. v. (2009). A metrological approach to the investigation of the quantization noise of delta-sigma ADCs. *Measurement Techniques*, 52(5), 521.
- Dutra, A. F., Peres Nicola, A. L., Sousa, L. A., Yamaguti, S. T. F., & Lima da Silva, A. P. (2019). ANATOMIA E FISILOGIA CARDIOVASCULAR. Em A. P. Lima da Silva, A. A. F. França, & C. de F. A. Benetti (Eds.), *Enfermagem em Cardiologia Intervencionista*. Editora dos Editores.
- Faiem, N. (2018). *An Active Electrode Based ECG Measurement System from Minimally Spaced Precordial Bipolar Lead*.
- Fajrin, H. R., Ilahi, M. R., Handoko, B. S., & Sari, I. P. (2019). Body temperature monitoring based on telemedicine. *Journal of Physics: Conference Series*, 1381(1), 12014.
- Frank, S. M. (1994). Body temperature monitoring. *Anesthesiology Clinics of North America*, 12(3), 387–407.
- Freeman, D. K., Gatzke, R. D., Mallas, G., Chen, Y., & Brouse, C. J. (2014). Saturation of the right-leg drive amplifier in low-voltage ECG monitors. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 62(1), 323–330.
- French-Mowat, E., & Burnett, J. (2012). How are medical devices regulated in the European Union? *Journal of the Royal Society of Medicine*, 105(1_suppl), 22–28.
- Frew, A. J., & Holgate, S. T. (2009). Respiratory disease. *Clinical Medicine*. 7th ed. Spain: Saunders Elsevier Limited, 11.
- Fu, Z., Hashim, A. Y. B., Jamaludin, Z., Mohamad, I. S., & Nasir, N. (2017). Optimizing Surface Electromyography Acquisition without Right Leg Drive Circuit. *International Journal of Engineering Science Technologies*, 1(1), 13–19.
- Geeves, M. A., & Holmes, K. C. (1999). Structural mechanism of muscle contraction. *Annual review of biochemistry*, 68(1), 687–728.
- Giffoni, R. T., & Torres, R. M. (2010). Breve história da eletrocardiografia. *Revista Médica de Minas Gerais*, 20(2), 263–270.

- Gragnani, J. (2020, Abril 30). *Coronavírus gera corrida por oxímetro para medir oxigênio no sangue; entenda riscos - BBC News Brasil*.
<https://www.bbc.com/portuguese/internacional-52464892>
- Guerrero, F. N., & Spinelli, E. (2015). Surface EMG multichannel measurements using active, dry branched electrodes. *VI Latin American Congress on Biomedical Engineering CLAIB 2014, Paraná, Argentina 29, 30 & 31 October 2014*, 1–4.
- Guyton, A. C., & Hall, J. E. (2011). *Tratado de fisiologia Média* (12.^a ed.). Elsevier.
- Hao, Y., & Foster, R. (2008). Wireless body sensor networks for health-monitoring applications. *Physiological measurement*, 29(11), R27.
- Jang, Y., Noh, H. W., Lee, I. B., Song, Y., Shin, S., & Lee, S. (2010). A basic study for patch type ambulatory 3-electrode ECG monitoring system for the analysis of acceleration signal and the limb leads and augmented unipolar limb leads signal. *2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC'10*, 3864–3867. <https://doi.org/10.1109/IEMBS.2010.5627658>
- Jefferys, D. B. (2001). The regulation of medical devices and the role of the Medical Devices Agency. *British journal of clinical pharmacology*, 52(3), 229–235.
- Jiang, M., Gia, T. N., Anzanpour, A., Rahmani, A.-M., Westerlund, T., Salanterä, S., Liljeberg, P., & Tenhunen, H. (2016). IoT-based remote facial expression monitoring system with sEMG signal. *2016 IEEE sensors applications symposium (SAS)*, 1–6.
- Jin, Z., Oresko, J., Huang, S., & Cheng, A. C. (2009). HeartToGo: a personalized medicine technology for cardiovascular disease prevention and detection. *2009 IEEE/NIH Life Science Systems and Applications Workshop*, 80–83.
- Karki, J. (2000). Active low-pass filter design. *Texas Instruments application report*.
- King, C. E., & Sarrafzadeh, M. (2018). A survey of smartwatches in remote health monitoring. *Journal of healthcare informatics research*, 2(1), 1–24.
- Kitchin, C., & Counts, L. (2006). *A designer's guide to instrumentation amplifiers*. Analog Devices Norwood, MA, USA.
- Kligfield, P., Gettes, L. S., Bailey, J. J., Childers, R., Deal, B. J., Hancock, E. W., van Herpen, G., Kors, J. A., Macfarlane, P., Mirvis, D. M., Pahlm, O., Rautaharju, P., & Wagner, G. S. (2007). Recommendations for the standardization and interpretation of the electrocardiogram: Part I: The electrocardiogram and its technology: A scientific statement from the American Heart Association Electrocardiography and Arrhythmias Committee, Council on Clinical Cardiology; the American College of Cardiology

- Foundation; and the Heart Rhythm Society. Em *Circulation* (Vol. 115, Número 10, pp. 1306–1324). <https://doi.org/10.1161/CIRCULATIONAHA.106.180200>
- Kugelstadt, T. (2005). Getting the most out of your instrumentation amplifier design. *SAT*, *1*(2), 2.
- Kutz, Myer. (2003). *Standard handbook of biomedical engineering and design*. McGraw-Hill.
- Lazaretti, G. S., Teixeira, J. P., Kuhn, E. V., & Borghi, P. H. (2022). Android-based ECG monitoring system for atrial fibrillation detection using a BITalino® ECG sensor. *SciTePress*.
- Lazaretti, G. S., Teixeira, J. P. R., & Kuhn, E. V. (2021). *Implementação de um sistema de análise automática do ECG para identificação de episódios de fibrilação atrial utilizando uma plataforma de aquisição BITalino® e um smartphone Android™*.
- Lopes, V. H. S., Baccarini, L. M. R., Pereira, E. B., Santos, T. M. D. E. O., & Galo, D. P. V. (2019). Projeto e Desenvolvimento de um Sistema Portátil de Condicionamento e Aquisição de Sinais EMG. *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*, *1*(1).
- Lorga Filho, A., Cintra, F. D., Lorga, A., Grupi, C. J., Pinho, C., Moreira, D. A. R., Sobral Filho, D. C., de Brito, F. S., Kruse, J. C. L., & Sobral Neto, J. (2013). Recomendações da Sociedade Brasileira de arritmias cardíacas para serviços de Holter. *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, *101*(2), 101–105. <https://doi.org/10.5935/abc.20130164>
- Loucks, J., Stewart, D., Bucaille, A., & Crossan, G. (2022). Wearable technology in health care: Getting better all the time. *Deloitte Insights*.
- Magjarević, R., & Badnjević, A. (2018). Inspection and Testing of Electrocardiographs (ECG) Devices. Em *Inspection of Medical Devices* (pp. 59–79). Springer.
- MAXIM INTEGRATED. (2003). *Demystifying Delta-Sigma ADCs*.
- MAXIM INTEGRATED. (2018). *MAX30102 datasheet*.
- MAXIM INTEGRATED. (2019). *DS18B20 datasheet*.
- Mclellan, A., & Mohamed, U. (2011). Ambulatory electrocardiographic monitoring. *Tests and results*.
- Milner-Brown, H. S., & Stein, R. B. (1975). The relation between the surface electromyogram and muscular force. *The Journal of physiology*, *246*(3), 549–569.
- Mittal, S., Movsowitz, C., & Steinberg, J. S. (2011). Ambulatory external electrocardiographic monitoring: Focus on atrial fibrillation. *Journal of the American College of Cardiology*, *58*(17), 1741–1749. <https://doi.org/10.1016/j.jacc.2011.07.026>

- Moribe, S., & others. (2016). *Desenvolvimento de um sistema de monitoramento de sinais de ECG e temperatura utilizando dispositivos móveis*. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
- Nitzan, M., & Taitelbaum, H. (2008). The measurement of oxygen saturation in arterial and venous blood. *IEEE instrumentation & measurement magazine*, 11(3), 9–15.
- Northrop, R. B. (2004). *Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation* (M. Neuman R., Ed.). CRC PRESS.
- Oliver, N., & Flores-Mangas, F. (2006). HealthGear: a real-time wearable system for monitoring and analyzing physiological signals. *International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN'06)*, 4–pp.
- Pang, G., & Ma, C. (2014). A neo-reflective wrist pulse oximeter. *IEEE access*, 2, 1562–1567.
- Pantelopoulos, A., & Bourbakis, N. G. (2009). A survey on wearable sensor-based systems for health monitoring and prognosis. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 40(1), 1–12.
- Patel, S., Park, H., Bonato, P., Chan, L., & Rodgers, M. (2012). A review of wearable sensors and systems with application in rehabilitation. *Journal of neuroengineering and rehabilitation*, 9(1), 1–17.
- Pires, M. B., Junior, J. J. A. M., & Stevan Jr, S. L. (2018). Development of an 8 channel sEMG wireless device based on ADS1299 with Virtual Instrumentation. *arXiv preprint arXiv:1808.03711*.
- Por, E., Kooten, M. v., & Sarkovic, V. (2019). Nyquist–Shannon sampling theorem. *Leiden University*, 1(1).
- Putri, A. O., Ali, M. A. M., & Almisreb, A. A. (2021). Reliability and Validity Analysis of Smartwatches use for Healthcare. *Periodicals of Engineering and Natural Sciences*, 9(3), 82–89. <https://doi.org/10.21533/pen.v9i3.1784>
- Reis, H. J. L., Guimarães, H. P., Zazula, A. D., Vasque, R. G., Lopes, R. D., Pinto, T. F. v., Pesinato, R. M., Fonseca, J. A., & Velloso, F. N. (2013). *ECG Manual Prático de Eletrocardiograma* (H. J. L. Reis, H. P. Guimarães, A. D. Zazula, R. G. Vasque, & R. D. Loper, Eds.). Editora Atheneu.
- Robertson, M., & Hill, B. (2019). Monitoring temperature. *British Journal of Nursing*, 28(6), 344–347.
- Rutherford, J. J. (2010). Wearable technology. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, 29(3), 19–24.

- Samsung. (2022). *How do I measure the ECG on Galaxy Watch device? | Samsung AFRICA_EN*. https://www.samsung.com/africa_en/support/mobile-devices/how-do-i-measure-the-ecg-on-galaxy-watch-device/
- Sestrem, L., Kaizer, R., Gonçalves, J., Leitão, P., Teixeira, J., Lima, J., Franco, T., & Carvalho, J. (2022). Data Acquisition, Conditioning and Processing System for a Wearable-based Biostimulation. *Proceedings of the 15th International Joint Conference on Biomedical Engineering Systems and Technologies*. <https://doi.org/10.5220/0011002300003123>
- Skrvan, A., Hudec, R., & Matuska, S. (2022). Design of a cheap pulse Oximeter for home care systems. *2022 ELEKTRO (ELEKTRO)*, 1–6.
- Souza, P. V. E. de. (2015). *Sistema de aquisição de sinais de EMG e ECG para plataforma Android*.
- Su, Y., Routhu, S., Aydinalp, C., Moon, K., & Ozturk, Y. (2015). Low power spinal motion and muscle activity monitor. *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 1–5.
- Teixeira, J. P., & Ferreira, A. (2015). Ambulatory Electrocardiogram Prototype. *Procedia Computer Science*, *64*, 800–807. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2015.08.631>
- Texas Instruments. (2022). *INA128 datasheet*.
- Varella, A. C., Araújo, A. C., Rodrigues, J., Pereira, L., Campos, L., Souza, M. H., Eugênio, T., & Cipriano, V. (2021). Avaliação Eletrocardiograma - Guia Rápido para Enfermeiros. *UTS: Instituto Nacional de Cardiologia*.
- Vatavu, R.-D., & Bilius, L.-B. (2021). GestuRING: A web-based tool for designing gesture input with rings, ring-like, and ring-ready devices. *The 34th Annual ACM Symposium on User Interface Software and Technology*, 710–723.
- Wan, J., Zou, Y., Li, Y., & Wang, J. (2017). Reflective type blood oxygen saturation detection system based on MAX30100. *2017 International Conference on Security, Pattern Analysis, and Cybernetics (SPAC)*, 615–619.
- Wang, H., Peng, D., Wang, W., Sharif, H., Chen, H., & Khojenezhad, A. (2010). Resource-aware secure ECG healthcare monitoring through body sensor networks. *IEEE Wireless Communications*, *17*(1), 12–19.
- Wilson, F. N., Johnston, F. D., Rosenbaum, F. F., & Barker, P. S. (1946). On Einthoven's triangle, the theory of unipolar electrocardiographic leads, and the interpretation of the precordial electrocardiogram. *American Heart Journal*, *32*(3), 277–310.

- Wu, J., Tian, Z., Sun, L., Estevez, L., & Jafari, R. (2015). Real-time American sign language recognition using wrist-worn motion and surface EMG sensors. *2015 IEEE 12th International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN)*, 1–6.
- Xu, C., Pathak, P. H., & Mohapatra, P. (2015). Finger-writing with smartwatch: A case for finger and hand gesture recognition using smartwatch. *Proceedings of the 16th International Workshop on Mobile Computing Systems and Applications*, 9–14.
- Zhang, T., Lu, J., Hu, F., & Hao, Q. (2014). Bluetooth low energy for wearable sensor-based healthcare systems. *2014 IEEE healthcare innovation conference (HIC)*, 251–254.