



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Mateus Gomes Lucas

Plataforma para Aquisição de Sinais Eletromiográficos de Alta Densidade

Florianópolis
2023

Mateus Gomes Lucas

Plataforma para Aquisição de Sinais Eletromiográficos de Alta Densidade

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Florianópolis
2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Lucas, Mateus Gomes

Plataforma para Aquisição de Sinais Eletromiográficos de
Alta Densidade / Mateus Gomes Lucas ; orientador,
Jefferson Luiz Brum Marques, 2023.

232 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. eletromiografia de alta
densidade. 3. contrações isométricas. 4. avaliação
neuromuscular. 5. sistema de aquisição. I. Marques,
Jefferson Luiz Brum. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

Mateus Gomes Lucas

Plataforma para Aquisição de Sinais Eletromiográficos de Alta Densidade

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Fábio Iaione, Dr.
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Prof. Fernando Diefenthaler, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenação do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Orientador

Florianópolis, 2023.

Este trabalho é dedicado aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

À minha família, por todo o amor, apoio e compreensão. Em especial, aos meus pais, Mara e Gomercindo, e à minha irmã, Caroline, por terem feito eu me tornar quem eu sou. Agradeço também aos meus tios, Márcia e Elson, por todo o carinho e suporte neste período longe de casa.

À minha namorada, Jéssica, por todo o amor e por todos os conselhos. Por acreditar em mim e me inspirar a ser alguém melhor.

Ao meu orientador, Prof. Jefferson Marques, por todos os conselhos valiosos ao longo da execução deste trabalho.

Ao Mateus Favretto, pela troca de ideias e pelo suporte na elaboração deste trabalho.

A todos os meus colegas de mestrado, pela amizade e por terem tornado esta caminhada mais leve. Em especial, ao Samuel, pelas discussões e auxílio durante o desenvolvimento deste trabalho.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

“You can know the name of a bird in all the languages of the world, but when you’re finished, you’ll know absolutely nothing whatever about the bird... So let’s look at the bird and see what it’s doing — that’s what counts. I learned very early the difference between knowing the name of something and knowing something.”
(FEYNMANN, R. P.)

RESUMO

A eletromiografia de superfície de alta densidade (HDsEMG) consiste na captação da atividade elétrica muscular por meio de matrizes bidimensionais de eletrodos dispostos na superfície da pele. Além do estudo temporal da atividade elétrica muscular, essas matrizes, geralmente com dezenas de eletrodos, permitem também o estudo espacial dessa atividade. A HDsEMG apresenta um avanço em relação a técnicas anteriores de eletromiografia de superfície (sEMG) que utilizam apenas um ou poucos pares de eletrodos e, em alguns cenários, pode substituir técnicas invasivas, como a eletromiografia intramuscular (iEMG). A HDsEMG é utilizado em diversas aplicações clínicas, como no estudo de fadiga em distúrbios neuromusculares, distúrbios do neurônio motor, neuropatias e miopatias. Além disso, são encontradas aplicações em pesquisas nas áreas de neurofisiologia, controle de robôs e próteses, *biofeedback* e ergonomia. Apesar de suas diversas aplicações, o custo proibitivamente elevado dos equipamentos para aquisição de sinais de HDsEMG disponíveis comercialmente constitui uma barreira para a pesquisa nessa área. Como forma de ampliar o acesso a essa técnica, neste trabalho foi projetada uma plataforma para aquisição de sinais de HDsEMG durante contrações isométricas voluntárias, consistindo em um sistema de aquisição baseado no *front-end* analógico ADS1299 e no sistema em um chip ESP32, uma matriz de eletrodos de 64 canais e um *software* para interface. O sistema de aquisição desenvolvido possui 64 canais, resolução de 24 bits por amostra, ganho de até 24 vezes (resolução de tensão de entrada de 22,35 nV), alimentação por bateria com autonomia de cerca de 8 horas e transmissão dos sinais amostrados em tempo real via Wi-Fi. Também é possível realizar a conexão de uma célula de carga para amostragem da força aplicada pelo paciente durante as contrações musculares. O sistema possui uma taxa de aquisição máxima de 4000 amostras/s por canal e densidade espectral de amplitude do ruído referido à entrada de $40,58 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($1,31 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ na banda de 0 a 1048 Hz) utilizando a configuração de maior ganho do sistema. Por meio do *software* desenvolvido, foi possível visualizar em tempo real os sinais amostrados pelo sistema de aquisição, fornecer ao indivíduo *feedback* visual da força aplicada durante as contrações musculares e salvar os sinais amostrados e informações relevantes do paciente em um banco de dados. Para avaliação da plataforma, foram adquiridos sinais de HDsEMG de quatro voluntários durante contrações isométricas voluntárias com diferentes níveis de contração, sendo possível visualizar a propagação dos potenciais de ação das unidades motoras e extrair parâmetros estimadores de amplitude e variáveis espectrais. Estas últimas apresentaram características de fadiga muscular. Além de sinais de HDsEMG, foram adquiridos também sinais de eletrocardiografia (ECG), eletroencefalografia (EEG) e eletrooculografia (EOG), indicando possíveis aplicações da plataforma desenvolvida para a aquisição de diversos biopotenciais.

Palavras-chave: eletromiografia de alta densidade. contrações isométricas. avaliação neuromuscular. sistema de aquisição.

ABSTRACT

High-density surface electromyography (HDsEMG) involves the measurement of muscular electrical activity through two-dimensional arrays of electrodes placed on the skin surface. In addition to studying the temporal aspects of muscle electrical activity, these arrays, typically comprising dozens of electrodes, also enable the spatial analysis of this activity. HDsEMG represents an advancement over previous surface electromyography (sEMG) techniques that utilize only one or a few pairs of electrodes and, in some scenarios, can replace invasive techniques such as intramuscular electromyography (iEMG). HDsEMG is used in various clinical applications, including the study of fatigue in neuromuscular disorders, motor neuron disorders, neuropathies and myopathies. Furthermore, it finds applications in research fields such as neurophysiology, robot and prosthesis control, biofeedback and ergonomics. Despite its numerous applications, the prohibitively high cost of commercially available HDsEMG signal acquisition equipment constitutes a barrier to research in this area. To broaden access to this technique, this study presents a platform for acquiring HDsEMG signals during voluntary isometric contractions. The platform consists of an acquisition system based on the ADS1299 analog front-end and the ESP32 system-on-a-chip, a 64-channel electrode array and software for the user interface. The developed acquisition system features 64 channels, 24-bit resolution per sample, a gain of up to 24 times (corresponding to an input voltage resolution of 22.35 nV), battery-powered operation with approximately 8 hours of autonomy and real-time transmission of sampled signals via Wi-Fi. It also allows for the connection of a load cell to sample the force applied by the patient during muscle contractions. The system has a maximum acquisition rate of 4000 samples per second per channel and a spectral amplitude noise density referred to the input of $40.58 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($1.31 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ in the frequency band from 0 to 1048 Hz) using the system's highest gain configuration. Through the developed software, it was possible to visualize the signals acquired by the acquisition system in real time, provide the individual with visual feedback of the applied force during muscle contractions and save the sampled signals and relevant patient information in a database. To evaluate the platform, HDsEMG signals were acquired from four volunteers during voluntary isometric contractions at different levels of exertion. It was possible to observe the propagation of motor unit action potentials and extract amplitude estimator parameters and spectral variables. The latter showed characteristics of muscle fatigue. In addition to HDsEMG signals, electrocardiography (ECG), electroencephalography (EEG) and electrooculography (EOG) signals were also acquired, indicating potential applications of the developed platform for acquiring various biopotentials.

Keywords: high-density electromyography. isometric contractions. neuromuscular evaluation. acquisition system.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura do músculo esquelético	29
Figura 2 – Estrutura da unidade motora.	30
Figura 3 – Variação temporal do potencial de membrana associado à geração de um potencial de ação.	32
Figura 4 – Distribuição de torque de 528 unidades motoras do músculo tibial anterior de 10 sujeitos.	34
Figura 5 – Codificação de taxa e fenômenos de somação de onda, tetania não-fundida e tetania fundida.	35
Figura 6 – Exemplos de matrizes de eletrodos utilizadas para captação de sinais de eletromiografia de superfície (sEMG) e eletromiografia de superfície de alta densidade (HDsEMG). a) Matriz de ilhoses banhados a prata em tecido. Gel condutor é injetado nos ilhoses. b) Circuito flexível com 5x6 eletrodos. O circuito é aplicado na pele com uma espuma adesiva dupla face, cujas cavidades são preenchidas com gel condutor por meio de furos nos eletrodos. c) Matriz de eletrodos impressa em película de poliéster aplicada no músculo bíceps braquial com o uso de espuma adesiva dupla face. d) Outro exemplo de matriz de eletrodos fabricada em placa de circuito impresso flexível. e) e f) Matrizes lineares impressas em película de poliéster. g) Matriz de circuito impresso flexível com 128 eletrodos capaz de se curvar em duas direções.	38
Figura 7 – Ilustração das montagens monopolar e diferencial.	40
Figura 8 – Configuração para obtenção da contribuição da tensão de modo comum na tensão diferencial observada pelo amplificador.	42
Figura 9 – a) Amostragem 2-D no espaço seguida de amostragem no tempo em cada canal monopolar ou diferencial. b) Amostragem no tempo de um canal de EMG. c) Amostragem no espaço de uma coluna de uma matriz 2-D de eletrodos. Amostras no espaço são tomadas simultaneamente.	46
Figura 10 – Função de transferência no domínio da frequência espacial para uma onda senoidal propagando-se com velocidade v ao longo de uma coluna de eletrodos com IED igual a e	47
Figura 11 – Sobreposição das funções de transferência no domínio da frequência espacial para ondas senoidais propagando-se com velocidades entre $0,75 \cdot v$ e $1,25 \cdot v$ ao longo de uma coluna de eletrodos com IED igual a e . Nota-se que, devido à variabilidade das velocidades de cada onda, os vales são suavizados.	47

Figura 12 – a) Sinal de HDsEMG exibindo o disparo de duas unidades motoras no músculo bíceps braquial, com o disparo da primeira unidade ocorrendo próximo a t_1 e o da segunda próximo a t_3 . A zona de inervação localiza-se aproximadamente na quinta linha da matriz de eletrodos, destacada em amarelo. b) Mapas do potencial instantâneo para cada um dos instantes t_1 , t_2 , t_3 e t_4 discriminados.	52
Figura 13 – Quatro imagens obtidas, de um total de 40, para o parâmetro valor médio absoluto (MAV) a partir de sinais monopolares. Dois sinais monopolares são exibidos em vermelho, nas posições correspondentes aos seus respectivos pixels nas imagens.	53
Figura 14 – Representação dos pontos de detecção utilizados para captação dos sinais de EMG para obter estimativas da velocidade de condução. Os sinais são captados ao longo de colunas adjacentes, dispostas na direção da fibra muscular. O atraso de propagação e formato do sinal são únicos para cada coluna mas diferem de uma coluna para a outra. Cada ponto de detecção corresponde ao local em que o sinal é detectado.	55
Figura 15 – Modelo de PCI utilizado para ilustração das correntes de retorno. . .	60
Figura 16 – Trajeto da corrente elétrica na PCI para sinais de baixa frequência. .	60
Figura 17 – Trajeto da corrente elétrica na PCI para sinais de alta frequência. . .	60
Figura 18 – Densidade de corrente no plano de terra obtidas por simulações ao aplicar sinais de diferentes frequências em uma trilha em formato de U.	61
Figura 19 – Caminhos percorridos pela corrente direta e corrente de retorno em uma placa de quatro camadas quando uma trilha passa da camada superior para a inferior através de uma via. As camadas internas são planos dedicados aos sinais de alimentação e há um capacitor de <i>stitching</i> interligando os planos internos, fornecendo um caminho de baixa impedância para a corrente de retorno.	62
Figura 20 – Terminação série.	63
Figura 21 – Terminação paralela.	64
Figura 22 – Terminação Thévenin.	64
Figura 23 – Terminação AC.	65
Figura 24 – Topologia em estrela.	66
Figura 25 – Topologia em barramento.	66
Figura 26 – Diagrama de blocos dos <i>chips</i> da série ESP32.	67
Figura 27 – Módulos ESP32-WROVER-E (esquerda) e ESP32-WROVER-IE (direita).	69

Figura 28 – Diagrama esquemático do módulo ESP32-WROVER-IE com SoC ESP32-D0WD-V3 integrado.	69
Figura 29 – Diagrama esquemático do módulo ESP32-WROVER-IE com SoC ESP32-D0WDR2-V3 integrado.	70
Figura 30 – Diagrama funcional do ADS1299.	71
Figura 31 – Multiplexador de entrada para um dos canais do ADS1299.	72
Figura 32 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{MOD} . Exibidos valores para frequência normalizada de 0 a 4.	75
Figura 33 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{MOD} . Exibidos valores para frequência normalizada de 0 a 0,5.	76
Figura 34 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{DR} . Nota-se que todos os gráficos coincidem para os valores de $f \ll f_{MOD}$ exibidos.	77
Figura 35 – Circuito de geração de sinal de <i>bias</i> do ADS1299.	79
Figura 36 – Uso do comando RDATA, para leitura contínua de dados do ADS1299.	81
Figura 37 – Formato do campo de STATUS enviado juntamente com as amostras do ADS1299.	82
Figura 38 – Leitura de um quadro de amostras do ADS1299 no modo de leitura contínua.	82
Figura 39 – Modos de interligação de múltiplos ADS1299: a) modo em cascata, b) modo <i>daisy-chain</i>	83
Figura 40 – Envio de quadro de amostras de diversos ADS1299 no modo <i>daisy-chain</i>	84
Figura 41 – Estrutura de programa com o uso de RTOS, com cada tarefa sendo executada de forma isolada, concorrentemente com as demais.	85
Figura 42 – Estrutura de programa sem o uso de RTOS, com todas tarefas sendo executadas sequencialmente, em um mesmo laço infinito.	86
Figura 43 – Ilustração do agendamento preemptivo <i>round-robin</i> com níveis de prioridade	87
Figura 44 – Comparação entre os níveis de ruído referido à entrada do ADS1298 e ADS1299 em função da banda amostrada (critério de -3 dB).	91
Figura 45 – Placa de desenvolvimento ESP32 TTGO T8 V1.8.	93

Figura 46 – Diagrama de estados do componente desenvolvido em VHDL para emulação de diversos ADS1299 conectados em <i>daisy-chain</i>	95
Figura 47 – Camadas da placa principal. Dimensões representadas na mesma escala.	97
Figura 48 – Diagrama de blocos da alimentação da placa principal.	98
Figura 49 – Circuito de alimentação da placa principal simulado no LTSpice IV. .	101
Figura 50 – Esquema de ligação dos sinais dos ADS1299. À esquerda, são exibidos os sinais conectados diretamente aos pinos do ESP32.	103
Figura 51 – Esquema de ligação dos sinais do barramento SPI dos ADS1299. À esquerda, são exibidos os sinais conectados diretamente aos pinos do ESP32 ou ao expensor I/O.	105
Figura 52 – Esquema de ligações dos pinos dos ADS1299 para geração do sinal de <i>bias</i> . À esquerda, é exibido o sinal conectado diretamente à saída para o eletrodo de <i>bias</i>	106
Figura 53 – Esquema de ligações para o sinal de referência. À esquerda, é exibido o sinal conectado diretamente à entrada para o eletrodo de referência.	108
Figura 54 – Conexão das trilhas aos contatos da matriz de eletrodos aumentando-se gradativamente a espessura das trilhas e utilizando-se curvas suaves para evitar pontos de concentração de tensão mecânica que facilitem a ruptura das trilhas.	111
Figura 55 – a) Camadas do adesivo produzido. b) Adesivo preparado para a aplicação, após remoção das camadas de proteção das faces adesivas.	112
Figura 56 – Vista superior (a) e inferior (b) do dinamômetro portátil para medição da força aplicada pelo paciente. Na vista inferior, são exibidas a caixa plástica com o <i>hardware</i> de condicionamento do sinal da célula de carga (1), não utilizado neste trabalho, e a célula de carga (2).	113
Figura 57 – Sintaxe dos comandos auxiliares do <i>firmware</i>	117
Figura 58 – Sintaxe dos comandos principais do <i>firmware</i>	119
Figura 59 – Distribuição das <i>tasks</i> e <i>handlers</i> criados entre os núcleos do processador do ESP32. O núcleo 1 é responsável pelas tarefas críticas, relacionadas à aquisição das amostras, já o núcleo 0 é responsável pelas demais tarefas.	120
Figura 60 – Fluxograma das etapas executadas pela <i>task TCPServer</i> ao receber o comando <i>start</i>	125
Figura 61 – Fluxograma das etapas executadas pela <i>task TCPServer</i> ao receber o comando <i>stop</i>	126
Figura 62 – Fluxograma da <i>task DataAcquisition</i> parte 1.	126
Figura 63 – Fluxograma da <i>task DataAcquisition</i> parte 2.	127

Figura 64 – Fluxograma da <i>task DataSend</i> parte 1.	128
Figura 65 – Fluxograma da <i>task DataSend</i> parte 2.	129
Figura 66 – Diagrama de interações entre <i>tasks</i> , <i>handler</i> de interrupção e <i>queue</i> durante aquisição.	130
Figura 67 – Diagrama do fluxo de dados durante uma aquisição.	130
Figura 68 – Principais músculos da perna.	138
Figura 69 – Ilustração do movimento de dorsiflexão do pé.	139
Figura 70 – Medida do pé realizada nos voluntários. Distância entre o maléolo medial da tíbia (indicado com +) e a articulação metatarsfalangeana do hálux (indicada com x) projetada ortogonalmente no plano do solo.	140
Figura 71 – Posicionamento da matriz de eletrodos: (a) marcação da posição do côndilo lateral da tíbia, região intermaleolar e 1/3 da da distância entre esses dois pontos; (b) alinhamento da matriz de eletrodos, centralizando-a verticalmente na marcação de 1/3 da distância entre os pontos e alinhando sua segunda coluna da direita para a esquerda com a linha traçada entre os pontos marcados.	142
Figura 72 – Aspecto final do posicionamento da perna do voluntário com todos os elementos do sistema conectados.	143
Figura 73 – Resposta em frequência da filtragem aplicada aos sinais de HD-sEMG para processamento. Foi utilizado filtro FIR passa-banda de ordem 500, com banda de 10 a 500 Hz, aplicado por meio da função <i>filtfilt</i> , que elimina distorções de fase e duplica os ganhos em dB.	145
Figura 74 – Sinais no domínio do tempo obtidos na simulação do circuito de alimentação.	147
Figura 75 – Sinais no domínio da frequência obtidos na simulação do circuito de alimentação.	147
Figura 76 – Sinais no domínio da frequência obtidos na simulação do circuito de alimentação. Exibidas frequências em torno da frequência de modulação do conversor <i>boost</i>	148
Figura 77 – Vista superior da placa principal.	149
Figura 78 – Vista inferior da placa principal.	149
Figura 79 – Vista interna das metades superior (à esquerda) e inferior (à direita) da caixa principal.	150
Figura 80 – Caixa principal aberta, com a placa principal posicionada em seu interior.	150
Figura 81 – Vista lateral esquerda do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o conector para carregamento da bateria, botão para <i>reset</i> das configurações da rede <i>Wi-Fi</i> e botão <i>on-off</i>	151

Figura 82 – Vista frontal do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o conector de 64 canais, conector para eletrodo de <i>bias</i> , conector para eletrodo auxiliar e conector para eletrodo de referência.	151
Figura 83 – Vista traseira do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o LED indicador de <i>on-off</i> (verde), LED de bateria baixa (vermelho), LED indicando carregador conectado (verde) e LED indicando carga em andamento (verde).	152
Figura 84 – Vista em perspectiva do equipamento.	152
Figura 85 – Vista superior (esquerda) e inferior (direita) da placa adaptadora.	153
Figura 86 – Adaptação realizada para conexão da célula de carga aos canais 1 (fio verde), 2 (fio branco), e alimentação (5V - fio vermelho, GND - fio preto).	153
Figura 87 – Vistas interiores da tampa superior (à esquerda) e inferior (à direita) da caixa adaptadora.	154
Figura 88 – Aspecto final do adaptador para conexão da matriz de eletrodos e célula de carga.	154
Figura 89 – Matriz de eletrodos de 16 linhas por 4 colunas, com 8mm de espaçamento entre eletrodos e contatos com 2mm de diâmetro.	155
Figura 90 – Detalhe de um dos contatos da matriz de eletrodos, exibindo a conexão entre o contato e a trilha, com aumento gradativo da espessura da trilha e uso de curvas suaves, de forma a evitar pontos de esforço mecânico.	155
Figura 91 – Adaptador conectado à matriz de eletrodos.	156
Figura 92 – Reforço com fita isolante da conexão entre o adaptador e a matriz de eletrodos.	156
Figura 93 – Cabos confeccionados para conexão dos eletrodos ao equipamento.	157
Figura 94 – Adesivo confeccionado para fixação da matriz de eletrodos no paciente.	157
Figura 95 – Aspecto geral da ligação entre todos os itens do equipamento.	158
Figura 96 – Histograma da corrente consumida pelo equipamento.	159
Figura 97 – Abertura do primeiro <i>socket</i> e respostas dos comandos <i>batinfo</i> , <i>adsr-reg</i> , <i>taskinfo</i> e <i>sample</i> .	160
Figura 98 – Abertura de segundo <i>socket</i> para recebimento das amostras dos ADS1299.	161
Figura 99 – Resultados do teste de velocidade de transferência <i>Wi-Fi</i> realizado por meio do comando <i>test wifi</i> .	161
Figura 100 – Visualização dos sinais nos pinos DRDY e SCLK durante uma aquisição a 4kHz.	162
Figura 101 – Visualização detalhada dos sinais nos pinos DRDY e SCLK durante uma aquisição a 4kHz.	162

Figura 102–Tela inicial	163
Figura 103–Janela para salvar gravação.	164
Figura 104–Janela para adição de novo paciente.	165
Figura 105–Janela para configuração avançada de entrada dos canais.	166
Figura 106–Janela para configuração avançada de detecção de eletrodo solto.	167
Figura 107–Janela para configuração avançada do sinal de <i>bias</i>	168
Figura 108–Janela exibindo os valores dos registradores dos ADS1299.	169
Figura 109–Janela exibindo o estado detalhado da bateria.	169
Figura 110–Janela para configuração da plataforma.	170
Figura 111–Janela para calibração de célula de carga.	172
Figura 112–Janela para <i>feedback</i> visual de força para o paciente.	174
Figura 113–Janela para criação de protocolo de força.	174
Figura 114–Tabelas com informações do paciente.	175
Figura 115–Tabelas com informações dos sinais amostrados.	176
Figura 116–Densidade espectral de amplitude do ruído referido à entrada observada em cada um dos canais na configuração <i>input shorted</i> para diferentes configurações de ganho e frequência de amostragem. Observa-se que gráficos relativos a um mesmo ganho sobrepõem-se para as diferentes frequências de amostragem.	179
Figura 117–Sinais de teste obtidos em cada canal para todas as configurações de frequência e amplitude utilizadas (4 configurações × 64 canais = 256 sinais). Os sinais foram normalizados em amplitude e no tempo pelos valores de amplitude e período configurados em cada caso.	181
Figura 118–Transformada rápida de Fourier dos sinais de teste obtidos em cada canal para todas as configurações de frequência e amplitude utilizadas (4 configurações × 64 canais = 256 sinais). A amplitude foi normalizada em relação à amplitude máxima da Transformada e a frequência foi normalizada pela frequência do sinal de teste configurada em cada caso.	182
Figura 119–Densidade espectral de amplitude do ruído referido à entrada, obtida utilizando o canal auxiliar. Foram curto-circuitados os eletrodos auxiliar, de referência e de <i>bias</i> . Foi utilizada frequência de amostragem de 4000 amostras/s, ganho 24 e o sinal de <i>bias</i> foi fixado em 2,5 V.	183
Figura 120–Densidades espectrais de amplitude para os sinais monopolares adquiridos de um dos voluntários.	185
Figura 121–Densidades espectrais de amplitude para os sinais monopolares adquiridos de um dos voluntários após filtragem por filtro FIR passa-banda de 10 a 500 Hz, utilizando a função <i>filtfilt</i>	186

Figura 122–Densidades espectrais de amplitude para os sinais diferenciais de um dos voluntários, obtidos como diferenças, ao longo das colunas, dos sinais monopulares filtrados.	187
Figura 123–Sinais HDsEMG diferenciais obtidos de um dos voluntários. Os canais 1 e 2 do ADS1299 são utilizados para captação da força aplicada, sendo omitidos os sinais diferenciais que envolvem esses canais (canais nas linhas 1 e 2 da coluna 4).	188
Figura 124–Força alvo (vermelho) e força aplicada (azul) por um dos voluntários, com nível de contração de 70% da MVIC.	189
Figura 125–Valor RMS do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. O valor RMS foi calculado em janelas deslizantes de 500ms.	190
Figura 126–Frequência média do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. A frequência média foi calculado em janelas de 500ms, sem sobreposição.	191
Figura 127–Frequência mediana do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. A frequência mediana foi calculado em janelas de 500ms, sem sobreposição.	192
Figura 128–(a) Trecho de sinal de HDsEMG em que é possível observar a propagação de um MUAP e (b) mapas instantâneos da distribuições de potencial elétrico para cada um dos quatro instantes de tempo indicados pelas linhas tracejadas. Mapas interpolados 10 vezes utilizando <i>splines</i>	193
Figura 129–Mapa do valor RMS do sinal de HDsEMG de um dos voluntários, calculado em uma janela de 500 ms centralizada na metade da duração total do sinal.	194
Figura 130–Relação entre força alvo e valor RMS do sinal de HDsEMG durante fase de força constante para cada um dos voluntários.	195
Figura 131–Relação entre nível de contração alvo e valor RMS do sinal de HDsEMG durante fase de força constante para cada um dos voluntários.	196
Figura 132–Densidade espectral de potência de sinais de EEG obtidos de um dos voluntários com os olhos abertos e com os olhos fechados. Cada sinal possui duração de 1 minuto. Eletrodos positivo e negativo posicionados nas localizações Fp1 e Fp2 e eletrodo de <i>bias</i> posicionado na mastoide esquerda.	197

- Figura 133—Sinal de EOG obtido de um dos voluntários. Entre 2 e 4 segundos o voluntário realizou um movimento dos olhos para a esquerda e, em seguida, retornou à posição de repouso. Entre 6 e 8 segundos foi realizado o mesmo procedimento para o lado direito. O eletrodo positivo foi posicionado à esquerda do olho esquerdo e o negativo à direita do olho direito. O eletrodo de *bias* foi posicionado na mastoide esquerda. 198
- Figura 134—Sinal de ECG (derivação I) obtido de um dos voluntários durante repouso. Eletrodos positivo e negativo posicionados nas fossas infraclaviculares esquerda e direita, respectivamente. Eletrodo de *bias* posicionado inferiormente à direita do umbigo. 199

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Faixa de variação para a impedância, desbalanço de impedância e ruído de acordo com a área do eletrodo. Foi utilizado gel e nenhum tratamento foi realizado na pele. As impedâncias foram medidas para a frequência de 50Hz e o ruído medido na banda de 10 a 1000 Hz.	41
Tabela 2 – Magnitude da impedância pele-eletrodo ($k\Omega$) para uma corrente de 50Hz e $300nA_{pp}$ para eletrodos com área de $5mm^2$ utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.	43
Tabela 3 – Magnitude do desbalanço entre impedâncias pele-eletrodo para uma corrente de 50Hz e $300nA_{pp}$ para eletrodos com área de $5mm^2$ utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.	44
Tabela 4 – Valor <i>root mean square</i> (RMS) do ruído entre pares de eletrodos com área de $5mm^2$ cada, utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.	44
Tabela 5 – Modelos de <i>SoCs</i> da família ESP32.	68
Tabela 6 – Comparação entre as características do ADS1298 e ADS1299. Quando não especificado, são exibidos os valores típicos.	91
Tabela 7 – Desvio padrão, em nV, da média amostral do sinal de calibração da célula de carga para $T = 1$ s em função do ganho e da frequência de amostragem f_s configurados nos ADS1299.	136
Tabela 8 – Valores RMS, em μV , do ruído referido à entrada, obtido com os canais na configuração <i>input shorted</i> , para diferentes valores de ganho G e frequência de amostragem f_s . Foram utilizados sinais com 10 s de duração. O valor RMS de cada sinal foi calculado após a subtração de sua média.	177
Tabela 9 – Valor RMS, em μV , do ruído referido à entrada informado na folha de dados do ADS1299 para diferentes valores de ganho G e frequência de amostragem f_s	177
Tabela 10 – Erro percentual dos valores RMS observados para o ruído referido à entrada em relação aos valores apresentados na folha de dados do ADS1299.	178
Tabela 11 – Valores médio, mínimo e máximo das estimativas das tensões de alimentação obtidas para cada canal utilizando a configuração <i>supply measurement</i>	179

Tabela 12 – Valores médio, mínimo e máximo das estimativas de amplitude dos sinais de teste em cada canal para os diferentes valores de amplitude A e frequência f configurados. Os sinais foram obtidos utilizando a configuração <i>test signal</i>	180
Tabela 13 – Tabela com as informações dos voluntários. (a) A medida do pé exibida é a medida entre o maléolo medial da tíbia e a articulação metatarsosfalangiana do hálux (vulgarmente chamada de articulação do dedão) projetada ortogonalmente no plano do solo.	184
Tabela 14 – Forças máximas obtidas por cada voluntário em cada uma das três MVICs realizadas.	184
Tabela 15 – Comparação de características entre equipamentos para registro de sinais eletromiográficos.	202

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	analógico-digital
AFE	<i>analog front-end</i>
ASIC	circuito integrado de aplicação específica
BCI	interface cérebro-computador
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CI	circuito integrado
CLI	interface de linha de comando
CMRR	<i>Common mode rejection ratio</i>
CV	velocidade de condução
ECG	eletrocardiografia
EEG	eletroencefalografia
EMC	compatibilidade eletromagnética
EMG	eletromiografia
EMI	interferência eletromagnética
ENIG	<i>electroless nickel immersion gold</i>
EOG	eletro-oculografia
ESP-IDF	<i>Espressif IoT Development Framework</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FIFO	<i>first in first out</i>
FIR	<i>finite impulse response</i>
FPGA	<i>field programmable gate array</i>
GPIO	entrada/saída de propósito geral
HbA1c	hemoglobina glicada
HDsEMG	eletromiografia de superfície de alta densidade
I ² C	<i>inter-integrated circuit</i>
IDE	<i>integrated development environment</i>
IEB-UFSC	Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina
IED	espaçamento inter-eletrodos
iEMG	eletromiografia intramuscular
INA	amplificador de instrumentação
INL	erro integral de não-linearidade
IoT	Internet das Coisas
ISR	<i>interrupt service routine</i>
JNM	junção neuromuscular
JSON	<i>JavaScript Object Notation</i>
LDO	<i>low dropout regulator</i>
MAV	valor médio absoluto

MDF	frequência mediana
MNF	frequência média
MUAP	potencial de ação da unidade motora
MVIC	contração isométrica voluntária máxima
PCI	placa de circuito impresso
PLL	<i>phase locked loop</i>
ppm	partes por milhão
PSRAM	memória pseudo-estática de acesso aleatório
PSRR	taxa de rejeição da fonte de alimentação
QSPI	interface periférica serial quádrupla
RMS	<i>root mean square</i>
ROM	memória somente leitura
RTOS	<i>Real-time Operational System</i>
SDK	<i>kit</i> de desenvolvimento de <i>software</i>
sEMG	eletromiografia de superfície
SENIAM	Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment of Muscles
SoC	Sistema em <i>chip</i>
SPI	<i>serial peripheral interface</i>
SRAM	memória estática de acesso aleatório
STFT	Transformada de Fourier de tempo curto
TCLE	<i>Termo de Consentimento Livre e Esclarecido</i>
TCP	<i>transmission control protocol</i>
VHDCI	<i>very-high-density cable interconnect</i>
WFDB	<i>Waveform Database</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	OBJETIVOS	26
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	28
2.1	ANATOMIA E FISIOLOGIA DO MÚSCULO ESQUELÉTICO	28
2.1.1	Unidade motora	29
2.1.2	Potencial de ação	30
2.1.3	Geração de força	33
2.1.4	Tipos de contrações	35
2.2	ELETROMIOGRAFIA DE SUPERFÍCIE DE ALTA DENSIDADE	36
2.2.1	Captação dos sinais de HDsEMG	39
2.2.1.1	Montagens	39
2.2.1.2	Contato pele-eletrodo e interferência da rede elétrica	40
2.2.1.3	Função de transferência do sistema de eletrodos	44
2.2.1.4	Sistemas de aquisição	48
2.2.2	Técnicas para extração de informações	49
2.2.2.1	Estimadores de amplitude	49
2.2.2.2	Variáveis espectrais	50
2.2.2.3	Distribuições espaciais do potencial elétrico e de características do sinal de HDsEMG	51
2.2.2.4	Velocidade de condução	54
2.2.2.5	Decomposição de unidades motoras	57
2.3	TÓPICOS PARA DESENVOLVIMENTO DE <i>HARDWARE</i>	57
2.3.1	Compatibilidade eletromagnética	57
2.3.1.1	Planos de terra e alimentação	58
2.3.1.2	Correntes de retorno	59
2.3.2	Integridade de sinal	62
2.3.2.1	Terminações de trilhas	63
2.3.2.2	Topologias de rede	65
2.3.3	Série de <i>chips</i> ESP32	66
2.3.4	<i>Front-end</i> analógico ADS1299	70
2.3.4.1	Multiplexadores de entrada	71
2.3.4.2	Conversor analógico-digital e filtragem digital	73
2.3.4.3	Deteção de eletrodo solto	78
2.3.4.4	Geração de sinal de <i>bias</i>	78
2.3.4.5	Comunicação	79
2.3.4.6	Interligação de diversos dispositivos	82
2.4	TÓPICOS PARA DESENVOLVIMENTO DE <i>FIRMWARE</i>	84

2.4.1	Sistema operacional de tempo real	84
3	MATERIAIS E MÉTODOS	90
3.1	SELEÇÃO DO <i>FRONT-END</i> ANALÓGICO	90
3.2	SELEÇÃO DO MICROCONTROLADOR	92
3.3	PROVA DE CONCEITO	94
3.4	PROJETO DE <i>HARDWARE</i>	96
3.4.1	Placa principal	96
3.4.1.1	Alimentação	97
3.4.1.2	Interligação dos ADS1299	102
3.4.1.3	Filtros <i>anti-aliasing</i>	105
3.4.1.4	Eletrodo de <i>bias</i>	106
3.4.1.5	Eletrodo de referência	107
3.4.1.6	Eletrodo auxiliar	108
3.4.1.7	Sinal de blindagem	109
3.4.1.8	Conectores	109
3.4.1.9	Interface com o usuário	109
3.4.2	Matriz de eletrodos	110
3.4.3	Placa adaptadora	112
3.4.4	Cabos e eletrodos	113
3.4.5	Plataforma para medição de força	113
3.5	FIRMWARE	114
3.5.1	Ambiente de desenvolvimento	114
3.5.2	Comunicação com o equipamento	114
3.5.2.1	Comandos auxiliares	116
3.5.2.2	Comandos principais	117
3.5.3	Arquitetura do <i>firmware</i>	119
3.6	SOFTWARE	130
3.6.1	Banco de dados	131
3.6.2	Exportação de aquisição	132
3.6.3	Configuração da aquisição	133
3.6.4	Visualização dos sinais	133
3.6.5	<i>Feedback</i> do sinal de força	134
3.6.6	Calibração de célula de carga	134
3.6.7	Exibição de informações do equipamento	136
3.6.8	Autonomia da bateria	136
3.7	PROJETO DE CAIXAS	137
3.8	COLETA DE SINAIS DE HDSEMG	137
4	RESULTADOS	146
4.1	<i>HARDWARE</i>	146

4.1.1	Simulação de filtros da alimentação	146
4.1.2	Módulo principal	148
4.1.3	Módulo adaptador	152
4.1.4	Matriz de eletrodos	154
4.1.5	Interconexões	155
4.1.6	Autonomia da bateria	158
4.2	<i>FIRMWARE</i>	159
4.2.1	Comunicação por interface de linha de comando	159
4.2.2	Teste de velocidade	161
4.2.3	Análise da comunicação SPI	162
4.3	<i>SOFTWARE</i>	162
4.3.1	Barra de menus	164
4.3.2	Barra de ações	169
4.3.2.1	Configuração da plataforma	170
4.3.2.2	Calibração de célula de carga	171
4.3.2.3	<i>Feedback</i> de força para o paciente	172
4.3.3	Banco de dados	175
4.4	SINAIS ADQUIRIDOS PARA AVALIAÇÃO DA PLATAFORMA	176
4.4.1	Sinais de ruído interno	177
4.4.2	Sinais de alimentação	179
4.4.3	Sinais de teste	180
4.4.4	Canal auxiliar curto-circuitado externamente	182
4.5	COLETA DE SINAIS DE VOLUNTÁRIOS	183
4.5.1	Sinais de força e HDsEMG	184
4.5.2	Outros biopotenciais	196
5	DISCUSSÃO	200
6	CONCLUSÃO	205
6.1	TRABALHOS FUTUROS	205
	REFERÊNCIAS	207
	APÊNDICE A – CÓDIGO EM VHDL PARA EMULAÇÃO DE MÚLTIPLOS ADS1299 CONECTADOS EM <i>DAISY-CHAIN</i>	221
	APÊNDICE B – ROTINA BÁSICA EM OCTAVE PARA PROCESSAMENTO E VISUALIZAÇÃO DOS SINAIS DE HD-SEMG	225
	APÊNDICE C – TERMO DE CONSENTIMENTO LIVRE E ESCLARECIDO	230
	ANEXO A – DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO DO FILTRO PASSA-ALTAS DIGITAL	236

1 INTRODUÇÃO

A eletromiografia (EMG) consiste no registro dos potenciais elétricos gerados devido à atividade muscular. Por meio de uma análise adequada dos sinais adquiridos, é possível obter informações a respeito das propriedades anatômicas e fisiológicas dos músculos, bem como do esquema de controle realizado pelo sistema nervoso (DE LUCA, C., 2006). Com isso, a EMG encontra diversas aplicações na investigação e diagnóstico de doenças neuromusculares, reabilitação, *biofeedback*, ergonomia e treinamento esportivo (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Os sinais de EMG são geralmente captados por meio de eletrodos superficiais dispostos na superfície da pele, técnica conhecida como sEMG, ou por meio de eletrodos de agulha, inseridos no músculo em estudo, técnica conhecida como eletromiografia intramuscular (iEMG) (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008). A sEMG utiliza, tradicionalmente, um ou poucos pares de eletrodos, possuindo pouca seletividade espacial. Essa técnica é mais adequada para a obtenção de informações globais a respeito do músculo, como padrões temporais de atividade e identificação de fadiga muscular, encontrando aplicações nas áreas de esporte, reabilitação e medicina ocupacional (MERLETTI, Roberto; PARKER, 2004). A iEMG, por outro lado, capta a atividade elétrica muscular próxima à região em que os eletrodos são inseridos, possuindo alta seletividade espacial. Devido a essa característica, esta técnica é o padrão adotado para a análise individual das unidades motoras do músculo: conjuntos de fibras musculares controladas por um mesmo neurônio motor. As unidades motoras são as unidades funcionais básicas do sistema neuromuscular e a análise individual dessas unidades possibilita estudar os efeitos de lesões como a perda de nervos do músculo (denervação), regeneração muscular (reinervação) e identificar doenças que afetam o sistema neuromuscular (MERLETTI, Roberto; PARKER, 2004; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Nas últimas décadas, foi desenvolvida a técnica de HDsEMG, que consiste no uso de distribuições bidimensionais (matrizes) de eletrodos superficiais próximos uns aos outros. Essas matrizes são formadas por dezenas ou até centenas de eletrodos, tornando possível a obtenção da distribuição espacial do potencial elétrico na superfície da pele (amostragem no espaço) (STEGEMAN, D. F. *et al.*, 2012). A obtenção da evolução temporal (amostragem no tempo) dessa distribuição espacial fornece uma quantidade de informações sobre a ativação muscular muito maior do que a obtida nos métodos de sEMG clássicos que utilizam poucos pares de eletrodos, abrindo novos horizontes para investigações não invasivas do sistema neuromuscular (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2010). Novas técnicas desenvolvidas tornam possível, até mesmo, a obtenção de informações a respeito de unidades motoras individuais a partir dos sinais de HDsEMG. Apesar de não substituir a iEMG no estudo das unidades motoras indivi-

duais, essa técnica pode ser útil em situações nas quais a invasividade é indesejada. Além disso, a HDsEMG permite a análise de propriedades das unidades motoras que são difíceis de serem obtidas com técnicas invasivas, como a velocidade de condução da fibra muscular, e é capaz de detectar uma maior quantidade de unidades motoras concorrentemente, já que amostra uma região maior do músculo, o que é uma limitação dos métodos invasivos (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008).

Apesar de ser uma técnica muito promissora, há uma lacuna entre as novas metodologias desenvolvidas com a HDsEMG e suas aplicações clínicas, muitas vezes devido a atividades insuficientes de transferência tecnológica e de treinamentos (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Essa lacuna aumentou ainda mais nas últimas décadas devido à aceleração na pesquisa e inércia das instituições clínicas e educacionais (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Ainda hoje, a sEMG é considerada pela prática clínica como uma técnica limitada à pesquisa, incômoda para uso, demorada e cara (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2021). Em particular, o preço proibitivamente alto de sistemas de HDsEMG disponíveis no mercado atualmente é uma barreira para a pesquisa e aplicação dessa técnica, com sistemas contendo em torno de 200 canais chegando a custar mais de 15.000 euros (STEFANOUE *et al.*, 2022; ERICKSON *et al.*, 2018; FELICI; DEL VECCHIO, 2020).

1.1 OBJETIVOS

Tendo em vista o potencial da técnica de HDsEMG e as barreiras existentes para sua aplicação, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma plataforma para aquisição de sinais de HDsEMG e sinal de força durante contrações isométricas voluntárias, a ser utilizada em avaliações neuromusculares. A plataforma consiste em um dispositivo *wireless* para aquisição de sinais HDsEMG de 64 canais, matriz de eletrodos e *software* para comunicação com o dispositivo. O dispositivo de aquisição deve possuir comunicação via interface de linha de comando, não sendo dependente do *software* desenvolvido, possibilitando que os usuários desenvolvam *softwares* ou *scripts* personalizados para interface com o dispositivo de acordo com suas necessidades. O *software* desenvolvido deve permitir a visualização dos sinais amostrados em tempo real e armazenamento dos sinais e de informações dos pacientes.

Este trabalho também é motivado pela pesquisa atualmente realizada no Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina (IEB-UFSC), em que é explorado o uso de sinais de HDsEMG para diagnóstico de complicações relacionadas ao *diabetes mellitus* (FAVRETTO, Mateus André, 2017). Neste contexto, contribui-se com o desenvolvimento de um sistema de aquisição buscando melhorias em relação ao sistema anteriormente concebido (FAVRETTO, Mateus Andre *et al.*, 2018), como o aumento na quantidade de canais e uso de comunicação sem fio.

Os objetivos específicos, para alcançar o objetivo geral, são:

- Projetar um *hardware* com características apropriadas para a aquisição de sinais de *HDsEMG*, com 64 canais, alimentação por bateria e comunicação *Wi-Fi*;
- Projetar uma matriz de eletrodos de 64 canais com dimensões apropriadas para aquisição de sinais do músculo tibial anterior;
- Desenvolver um *firmware* para o microcontrolador presente no *hardware* projetado, otimizado para o envio de amostras em tempo real via *Wi-Fi*;
- Definir uma lista de comandos, a serem integrados ao *firmware*, que possibilitem a comunicação com o dispositivo de aquisição por meio de comandos de texto, legíveis para humanos, enviados utilizando uma interface de linha de comando;
- Desenvolver um *software* para comunicação com o dispositivo de aquisição, capaz de exibir os sinais amostrados em tempo real e armazenar os sinais e informações dos pacientes;
- Integrar ao dispositivo de aquisição o dinamômetro desenvolvido no IEB-UFSC para aquisição do sinal de força (FAVRETTO, Mateus André, 2017);
- Coletar sinais de *HDsEMG* e de força durante contrações voluntárias isométricas de voluntários, para diferentes níveis de contração, avaliando o desempenho da plataforma desenvolvida;
- Processar os sinais adquiridos, avaliando os parâmetros obtidos.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são apresentados os tópicos necessários para uma melhor compreensão da natureza dos sinais de HDsEMG e assuntos relacionados ao desenvolvimento de *hardware* e *firmware* que foram relevantes para o desenvolvimento da plataforma.

Na Seção 2.1 é apresentado um breve resumo sobre a anatomia e fisiologia do sistema muscular esquelético, como ocorre o controle de força e os diferentes tipos de contrações musculares.

Na Seção 2.2 é discutido como se dá a geração dos sinais eletromiográficos e as diferentes técnicas existentes para sua captação, em especial, a HDsEMG, sendo apresentadas as aplicações dos sinais de HDsEMG e os parâmetros que podem ser extraídos a partir deles.

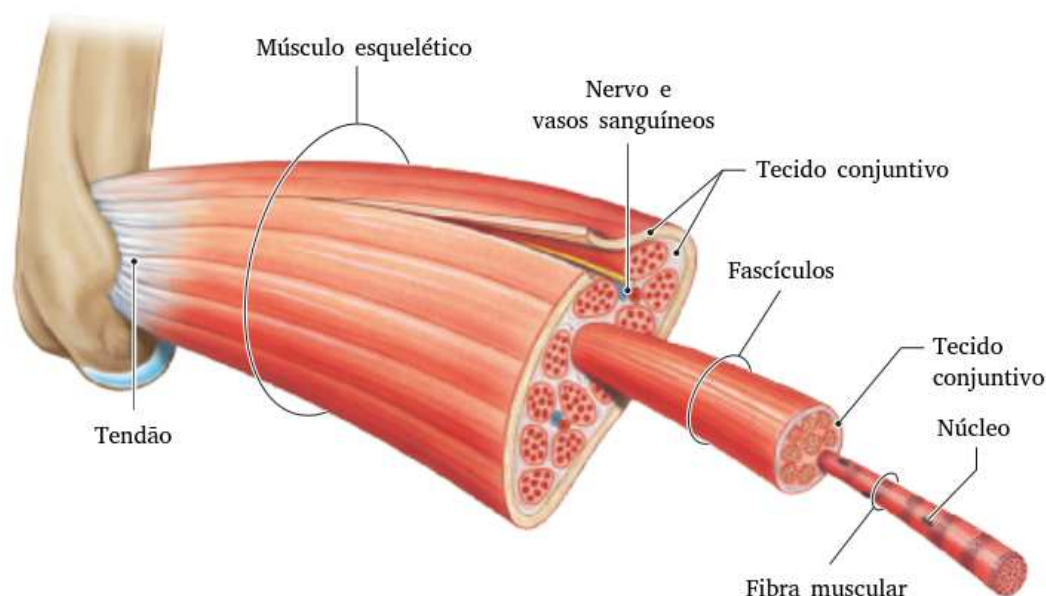
Na Seção 2.3 são abordados os aspectos necessários para a aquisição de sinais bioelétricos em geral e as soluções atualmente disponíveis, em especial, o *analog front-end* (AFE) ADS1299. Além disso, é apresentado um breve resumo com as principais características do microcontrolador utilizado neste trabalho, o ESP32, e tópicos sobre interferência eletromagnética (EMI) e compatibilidade eletromagnética (EMC), sendo estes últimos dois aspectos importantes para o projeto de *hardware*.

Por fim, na Seção 2.4, relacionada ao desenvolvimento de *firmware*, são apresentados os principais conceitos dos *Real-time Operational Systems* (RTOSs) que foram utilizados no desenvolvimento deste trabalho.

2.1 ANATOMIA E FISIOLOGIA DO MÚSCULO ESQUELÉTICO

Os músculos esqueléticos constituem cerca de 40% da massa corporal total e, como seu nome sugere, são responsáveis por posicionar e movimentar o esqueleto, sendo usualmente fixados aos ossos por meio de tendões. Cada músculo é constituído por diversas células musculares, chamadas de fibras musculares. Cada fibra muscular é uma célula longa e cilíndrica, recoberta com tecido conjuntivo e com até centenas de núcleos localizados próximos de sua superfície. Essas células são as mais longas do corpo humano e, dentro de um mesmo músculo, encontram-se arranjadas paralelamente umas às outras, com fibras vizinhas sendo agrupadas em estruturas chamadas de fascículos. Entre os fascículos são encontrados colágeno, fibras elásticas, nervos e vasos sanguíneos. O músculo, por sua vez, é recoberto por uma camada de tecido conjuntivo que é contínua com os tendões e com as camadas de tecido conjuntivo que recobrem as fibras musculares e fascículos (SILVERTHORN, 2018). Todas essas estruturas são ilustradas na Figura 1.

Figura 1 – Estrutura do músculo esquelético



Fonte: adaptado de (SILVERTHORN, 2018).

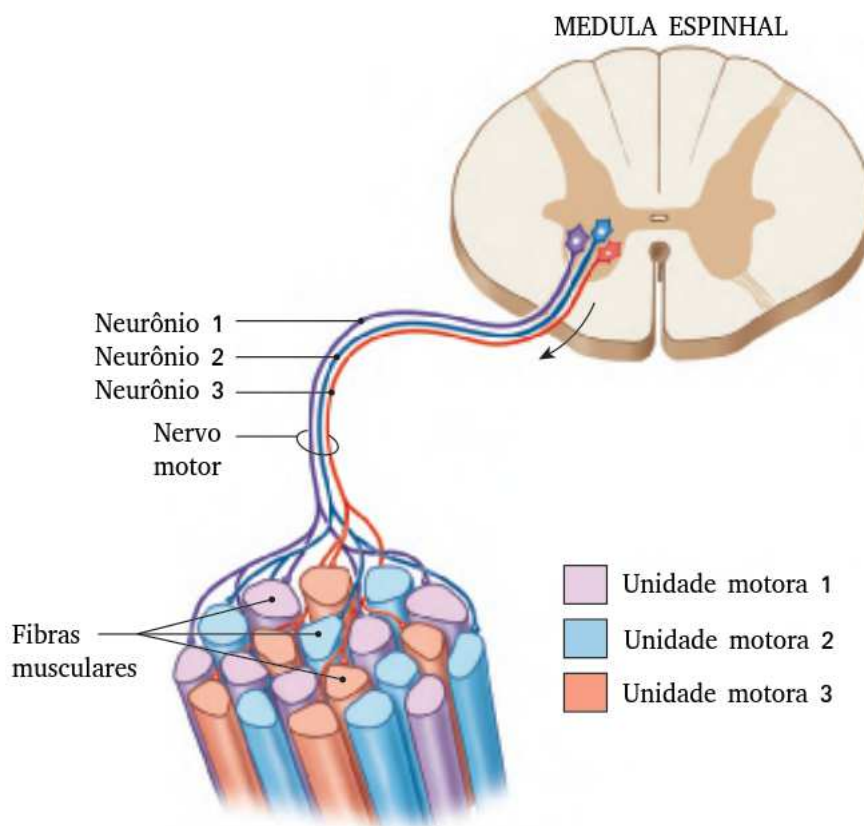
2.1.1 Unidade motora

A contração das fibras musculares é mediada por neurônios motores localizados na medula espinhal. Na medula, esses neurônios recebem informações sensoriais e comandos descendentes de outras partes do sistema nervoso. Os axônios desses neurônios projetam-se para fora da medula espinhal até encontrar as fibras musculares por ele inervadas. A zona de contato do axônio com cada uma das fibras musculares, por onde ocorre a transmissão dos estímulos (sinapse), é chamada de junção neuromuscular (JNM) (SILVERTHORN, 2018; TORTORA; DERRICKSON, 2021). As JNMs das fibras de uma unidade motora geralmente encontram-se agrupadas em uma região estreita chamada de zona de inervação, que localiza-se, geralmente, no centro da fibra muscular (BARBERO *et al.*, 2012).

Cada fibra muscular é inervada por apenas um neurônio motor, mas um mesmo neurônio motor inerva diversas fibras (TORTORA; DERRICKSON, 2021). O conjunto formado por um neurônio motor e todas as fibras musculares por ele inervadas é chamado de unidade motora e constitui a unidade funcional básica do sistema neuromuscular (Figura 2) (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). As fibras de uma mesma unidade motora localizam-se em uma determinada subregião do músculo, entremeadas por fibras de outras unidades motoras (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; TORTORA; DERRICKSON, 2021). A subregião ocupada por uma unidade motora varia entre 10% e 70% da área da seção transversal do músculo e, dentro dessa subregião,

sua densidade de fibras varia de 3 a 20 para cada 100 fibras (SILVERTHORN, 2018).

Figura 2 – Estrutura da unidade motora.



Fonte: adaptado de (SILVERTHORN, 2018).

A quantidade de fibras musculares em cada unidade motora está relacionada à função do músculo. Músculos localizados na laringe, responsáveis pela fala, possuem unidades motoras com apenas uma ou duas fibras musculares e músculos responsáveis pelos movimentos dos olhos podem possuir de 10 a 20 fibras por unidades motoras. Já músculos responsáveis por movimentos que exigem maior potência, como o bíceps, podem chegar a ter de 2000 a 3000 fibras em algumas de suas unidades motoras (TORTORA; DERRICKSON, 2021).

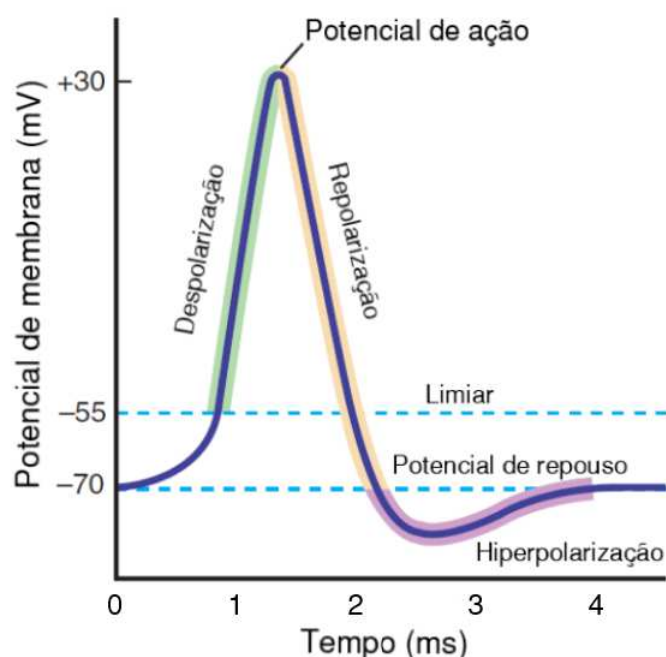
2.1.2 Potencial de ação

Neurônios e células musculares apresentam membranas excitáveis, isto é, capazes de gerar e propagar sinais elétricos em resposta a determinados estímulos. Essas membranas são atravessadas por canais de proteínas, que seletivamente possibilitam a passagem de íons específicos. Ao longo de toda a membrana dessas células existem gradientes de concentração de íons, com baixas concentrações de Na^+ e altas concentrações de K^+ no meio intracelular, ocorrendo o inverso no meio extracelular. Quando não está ocorrendo nenhuma propagação de impulsos elétricos, a membrana

celular é altamente permeável a íons K^+ . Devido ao gradiente de concentração entre os meios intra e extracelular, esses íons tendem a se mover para fora da célula, dando origem a um gradiente elétrico que age de maneira contrária, tendendo a manter esses íons no interior da célula. Esses efeitos antagônicos entram em equilíbrio, sustentando uma diferença de potencial entre os meios intra e extracelular, chamado de potencial de repouso de membrana. Este potencial é quase inteiramente determinado pela soma dos potenciais de equilíbrio dos íons K^+ , Na^+ e Cl^- , ponderados por suas permeabilidades. Devido à alta permeabilidade ao K^+ , o potencial de repouso da membrana é dominado pelo potencial de equilíbrio deste íon, ficando em torno de -70 mV a -90 mV, negativo no interior da célula (MICHELL, 2013).

Por meio das sinapses, neurotransmissores excitatórios dão origem ao que se chama de potencial gerador, que causa a despolarização da membrana. Quando esse potencial atinge um determinado limiar, canais de Na^+ dependentes de voltagem presentes na membrana se abrem, causando mais despolarização. Após apenas cerca de 1 a 2 ms esses canais se fecham e canais de K^+ se abrem, causando uma ligeira hiperpolarização da membrana, que retorna por fim ao seu potencial de repouso. Essa alteração do potencial da membrana, ilustrada na Figura 3, é chamada de potencial de ação. A onda de despolarização se dissemina ao longo da fibra, causando a propagação do potencial de ação. Em fibras mielinizadas, o potencial de ação se propaga a velocidades superiores a 50 m/s, enquanto em fibras amielínicas a velocidade fica inferior a 5 m/s (MICHELL, 2013).

Figura 3 – Variação temporal do potencial de membrana associado à geração de um potencial de ação.



Fonte: adaptado de (STANFIELD, 2016).

Um potencial de ação gerado por um neurônio motor irá se propagar até chegar às JNMs das fibras por ele inervadas. Ao chegar à JNM, o neurônio emite neurotransmissores acetilcolina que excitam a membrana da fibra muscular, dando origem a uma zona de despolarização que se propaga na fibra muscular a partir da JNM até suas extremidades (potencial de ação muscular) (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Essa zona de despolarização provoca uma série de reações químicas na fibra muscular, que resultam em sua contração.

Uma característica importante do potencial de ação é que sua amplitude não depende da intensidade do estímulo recebido, isto é, ou o estímulo é pequeno e não irá gerar um potencial de ação, ou ele é grande o suficiente, gerando um potencial de ação cuja amplitude independe da intensidade do estímulo recebido. Essa característica é conhecida como princípio de tudo ou nada (*all-or-none*) (DZIUBIŃSKA *et al.*, 1983). Normalmente, o estímulo causado por um neurônio motor é grande o suficiente para provocar a excitação das fibras musculares por ele inervadas, resultando na contração de todas as fibras de sua unidade motora (SILVERTHORN, 2018). Uma única ativação de uma unidade motora é chamada de “disparo” ou “descarga”, e dá origem a um potencial de ação da unidade motora (MUAP), que é a soma das contribuições dos potenciais de ação de todas as fibras musculares da unidade motora (BARBERO *et al.*, 2012).

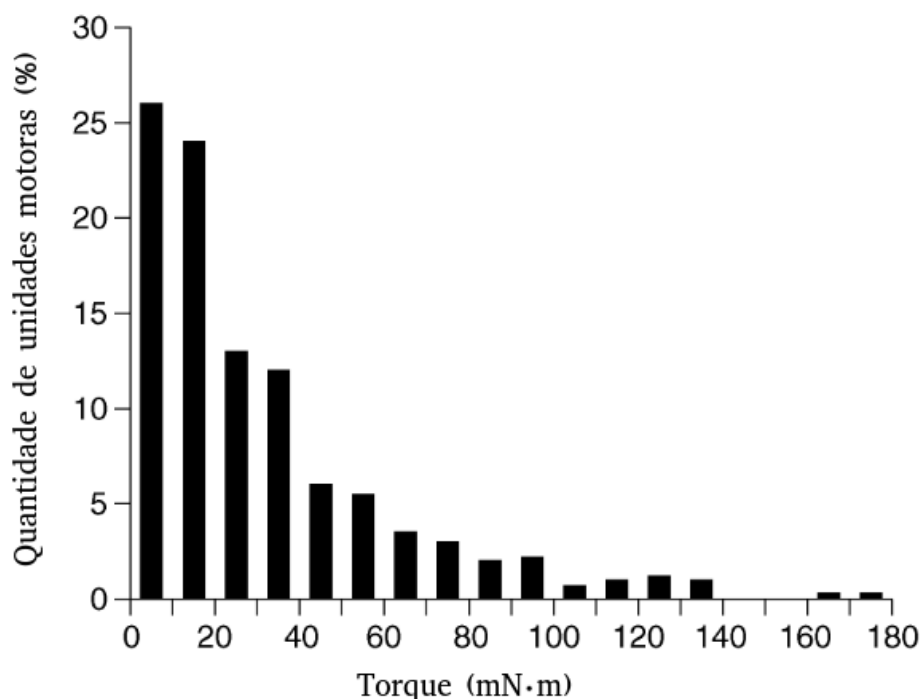
2.1.3 Geração de força

Como os potenciais de ação possuem amplitude independente da intensidade do estímulo recebido, cada uma das fibras de uma mesma unidade motora se contrai totalmente quando excitada pelo neurônio motor, retornando ao seu estado original após a extinção do potencial de ação nas suas extremidades. Essa contração, provocada devido a um único estímulo (potencial de ação) do neurônio motor, dura entre 20 e 200 milissegundos (TORTORA; DERRICKSON, 2021).

Apesar de não ser possível graduar a força aplicada por uma unidade motora, os músculos conseguem aplicar forças com intensidades e durações variáveis. Isto é possível porque os músculos são compostos por unidades motoras de diferentes tipos, o que permite que o músculo produza intensidades de força variáveis modificando a quantidade de unidades motoras ativas (recrutamento) e a frequência com que as unidades motoras são ativadas (codificação de taxa) (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; SILVERTHORN, 2018).

O recrutamento é um processo controlado pelo sistema nervoso em que uma quantidade crescente de unidades motoras de um músculo são ativadas, mais ou menos na mesma ordem, durante um movimento voluntário que exija um nível crescente de força. Esse recrutamento ordenado ocorre devido a características intrínsecas dos neurônios motores. Neurônios motores menores pertencentes a unidades motoras mais fracas e com contração mais lenta possuem limiares de ativação menores do que os de unidades motoras que produzem forças maiores e contrações mais rápidas (HENNEMAN, 1957). Essa diferença no limiar de ativação ocorre em grande parte devido à própria dimensão do neurônio motor, com os menores necessitando menos corrente para atingir o limiar de tensão necessário para geração de um potencial de ação (HECKMAN; ENOKA, 2004). Os limiares de ativação das unidades motoras de um músculo seguem uma distribuição aproximadamente exponencial, de forma que a maioria das unidades motoras são recrutadas em níveis de força relativamente baixos, sendo recrutadas cada vez menos unidades em níveis de força moderados a altos (FUGLEVAND *et al.*, 1993; CUTSEM *et al.*, 1997), como pode ser observado na Figura 4. Além disso, o disparo das unidades motoras recrutadas é assíncrono, permitindo que algumas unidades motoras se recuperem enquanto outras mantêm a contração, o que evita a fadiga durante contrações sustentadas que não possuam níveis elevados de força (SILVERTHORN, 2018).

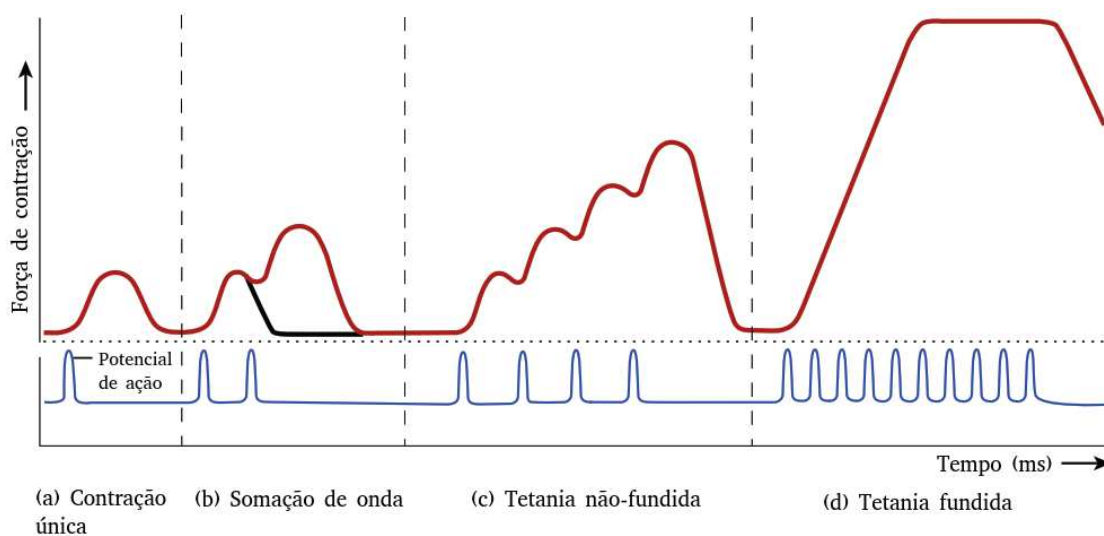
Figura 4 – Distribuição de torque de 528 unidades motoras do músculo tibial anterior de 10 sujeitos.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

A codificação de taxa (Figura 5), outro fator que determina a força aplicada pelo músculo, ocorre devido ao fato observado de que, quando uma unidade motora sofre um segundo estímulo antes de que suas fibras tenham relaxado completamente após o primeiro estímulo, a segunda contração será mais forte do que a primeira, fenômeno chamado de somação de ondas (TORTORA; DERRICKSON, 2021). Esse fenômeno começa a ocorrer para taxas de estímulo da unidade motora de 20 a 30 vezes por segundo, que não permitem um relaxamento total das fibras da unidade motora antes do estímulo seguinte, produzindo uma contração sustentada mas oscilante, chamada de tetania não-fundida (incompleta). Ao aumentar a taxa de estímulo da unidade motora para valores entre 80 a 100 vezes por segundo, as fibras musculares mantêm-se contraídas, sem nenhum tipo de relaxamento parcial, resultando na chamada tetania fundida (completa), em que não é mais possível detectar as oscilações na força de contração observadas no caso de tetania não-fundida (TORTORA; DERRICKSON, 2021). Uma vez atingida a fadiga das fibras musculares, a tensão aplicada por elas começa a reduzir rapidamente, mesmo que os estímulos sejam mantidos (SILVERTHORN, 2018). Na Figura 5 são exibidos os fenômenos de somação de onda e tetanias fundida e não-fundida.

Figura 5 – Codificação de taxa e fenômenos de somação de onda, tetania não-fundida e tetania fundida.



Fonte: adaptado de (TORTORA; DERRICKSON, 2021).

2.1.4 Tipos de contrações

As contrações musculares podem ser isotônicas ou isométricas. Nas contrações isotônicas (*iso*, mesma + *tonus*, tensão), a força de contração produzida pelo músculo permanece praticamente constante enquanto seu comprimento varia. Essas contrações são as utilizadas para os movimentos corporais e para a movimentação de objetos, se dividindo em contrações concêntricas e excêntricas (TORTORA; DERRICKSON, 2021). As contrações isotônicas concêntricas são aquelas em que o músculo diminui seu comprimento durante a contração, por exemplo, o movimento do bíceps ao levantar um haltere flexionando os cotovelos. Já as contrações isotônicas excêntricas são aquelas em que o músculo aumenta seu comprimento durante a contração, por exemplo, o movimento do bíceps ao abaixar lentamente o objeto da situação anterior, resistindo à força gravitacional. Por mecanismos ainda não completamente conhecidos, contrações excêntricas repetitivas produzem mais danos musculares e mais dores após o exercício físico do que as contrações concêntricas (SILVERTHORN, 2018; TORTORA; DERRICKSON, 2021).

As contrações isométricas (*iso*, mesma + *métrica*, medida) são contrações que produzem força sem produzir movimento, por exemplo, ao levantar um objeto e mantê-lo estático à sua frente. Essas contrações são importantes para manter a postura corporal e manter objetos em posições fixas (TORTORA; DERRICKSON, 2021). Em avaliações e estudos neuromusculares, a determinação do nível de força máximo do paciente desempenha um importante papel, permitindo que os testes aplicados e resultados obtidos sejam normalizados apropriadamente de acordo com o nível de

força do indivíduo. A contração isométrica para obtenção desse nível máximo de força é chamada de contração isométrica voluntária máxima (MVIC).

2.2 ELETROMIOGRAFIA DE SUPERFÍCIE DE ALTA DENSIDADE

Os sinais de EMG, ou sinais eletromiográficos, são uma representação do potencial elétrico gerado devido à despolarização da membrana externa das fibras musculares (sarcolema). As fontes do sinal de EMG são as zonas de despolarização que se propagam pelo sarcolema (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016) e o sinal captado é a soma dos diversos MUAPs gerados pela ativação de unidades motoras do músculo em análise. Os sinais de EMG possuem amplitude na faixa de 0 a 10 mV pico-a-pico (IBRAHIM *et al.*, 2016) e sua detecção é realizada utilizando eletrodos intramusculares com formato de agulha, técnica chamada de iEMG, ou eletrodos superficiais posicionados próximos ao músculo a ser estudado, técnica chamada de sEMG.

No registro de sinais de EMG, os eletrodos encontram-se separados das fontes de sinal (zonas de despolarização) por tecidos biológicos, (por exemplo, tecido muscular, gordura e pele), que agem como filtros passa-baixas tanto temporais quanto espaciais na distribuição de potencial elétrico produzida (DE LUCA; BASMAJIAN, 1985). Nos registros intramusculares, os efeitos passa-baixas dos tecidos biológicos são relativamente pequenos devido à proximidade entre os eletrodos e as fontes de sinal, de forma que os potenciais de ação de diferentes unidades motoras apresentam-se razoavelmente separados no tempo, podendo ser identificados de forma relativamente fácil em níveis de força baixos a moderados. Por causa disso, a iEMG é a ferramenta padrão para análise de unidades motoras individuais (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008). Já para registros superficiais, a distância entre a fonte de sinal e os eletrodos é significativa, de forma que os efeitos de filtragem devido aos tecidos biológicos tornam-se relevantes, principalmente de ordem espacial, além de ser obtida uma baixa seletividade em relação às unidades motoras captadas (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Devido a isso, os potenciais de ação de diferentes unidades motoras acabam possuindo formatos similares e ocorre uma maior interferência entre potenciais de ação de diferentes unidades motoras, o que dificulta a análise individual dessas unidades (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008). O efeito passa-baixas temporal devido aos tecidos biológicos pode ser observado na diferença de banda entre os sinais de sEMG e iEMG, com os sinais de sEMG apresentando banda de 10 a 500 Hz, enquanto sinais de iEMG possuem banda de 0,1 a 5 kHz (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

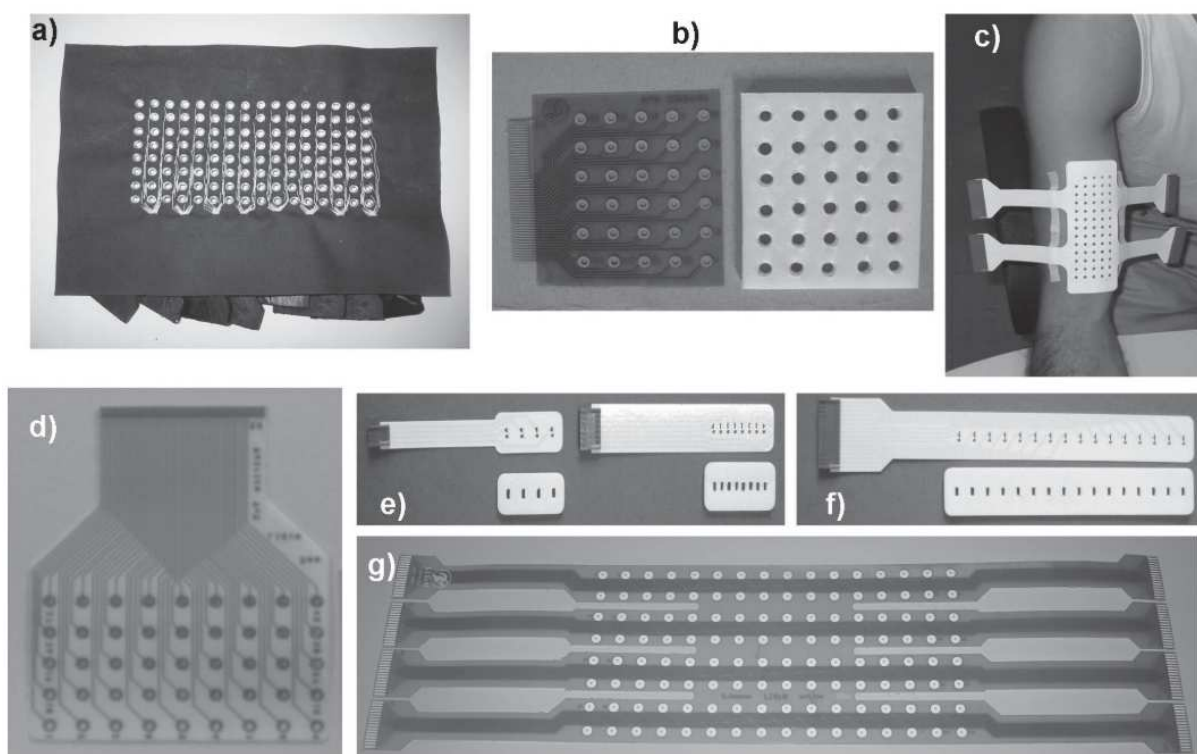
Em registros superficiais, devido aos efeitos citados, o posicionamento dos eletrodos torna-se uma tarefa relevante. Além disso, para remover componentes de modo comum, como interferências causadas pela rede elétrica, e compensar em parte a filtragem espacial passa-baixas, os sinais superficiais são geralmente detectados

realizando-se combinações lineares de sinais detectados em mais de um eletrodo, chamadas de montagens (FARINA, Dario *et al.*, 2003). Essas montagens realizam uma filtragem espacial nos sinais obtidos, sendo a mais clássica delas a montagem bipolar. Nessa montagem, são utilizados dois eletrodos a uma distância de 1 a 3 cm um do outro, dispostos no sentido da fibra muscular, e o sinal é obtido como a diferença entre os sinais de ambos os eletrodos (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Uma importante limitação dos registros intramusculares ou superficiais com montagem bipolar é que os sinais elétricos observados representam apenas variações temporais da atividade das unidades motoras, não trazendo informações do perfil espacial de ativação dessas unidades. Apesar de técnicas intramusculares utilizando múltiplos eletrodos de agulha melhorarem esse aspecto, a EMG de superfície utilizando múltiplos eletrodos apresenta vantagens nesse quesito, mostrando alta reprodutibilidade em estudos realizados, além de sua natureza não invasiva (STEGEMAN, D. F. *et al.*, 2012).

Atualmente, técnicas avançadas utilizadas em diversos laboratórios de pesquisa utilizam matrizes (*arrays*) uni ou bidimensionais de eletrodos superficiais para registro dos sinais. A técnica de registro utilizando matrizes bidimensionais é conhecida como eletromiografia de superfície de alta densidade (HDsEMG) e constitui um relevante avanço tecnológico das últimas décadas, fomentado pela busca de métodos de captação superficial que possibilitem uma melhor identificação das características individuais das unidades motoras (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008). O uso de um maior número de eletrodos a uma pequena distância uns dos outros provoca tanto um efeito de filtragem espacial, que compensa parcialmente a filtragem passa-baixas causada pelos tecidos biológicos, quanto uma maior amostragem espacial, que melhora a capacidade de discriminar potenciais de ação de diferentes unidades motoras (REUCHER *et al.*, 1987b, 1987a; BLOK *et al.*, 2002; ZWARTS, M. J. *et al.*, 2004). Na Figura 6 são exibidos alguns exemplos de matrizes de eletrodos utilizadas para captação dos sinais de HDsEMG.

Figura 6 – Exemplos de matrizes de eletrodos utilizadas para captação de sinais de sEMG e HDsEMG. a) Matriz de ilhoses banhados a prata em tecido. Gel condutor é injetado nos ilhoses. b) Circuito flexível com 5x6 eletrodos. O circuito é aplicado na pele com uma espuma adesiva dupla face, cujas cavidades são preenchidas com gel condutor por meio de furos nos eletrodos. c) Matriz de eletrodos impressa em película de poliéster aplicada no músculo bíceps braquial com o uso de espuma adesiva dupla face. d) Outro exemplo de matriz de eletrodos fabricada em placa de circuito impresso flexível. e) e f) Matrizes lineares impressas em película de poliéster. g) Matriz de circuito impresso flexível com 128 eletrodos capaz de se curvar em duas direções.



Fonte: (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2010)

Apesar de não substituir a EMG intramuscular para análise de unidades motoras individuais, a HDsEMG torna-se útil em situações em que o uso de agulhas é indesejável, como em exames em crianças, estudos de ergonomia, medicina do esporte e medicina espacial (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008). Por meio da HDsEMG é possível obter diversas informações anatômicas e fisiológicas do músculo estudado, incluindo informações a respeito das zonas de inervação, recrutamento, taxas de disparo e velocidade de condução dos potenciais de ação nas unidades motoras detectadas. O HDsEMG criou um amplo espectro de novas aplicações em reabilitação e ciências do movimento, incluindo aplicações em ergonomia, medicina ocupacional, análise postural, obstetrícia e novas formas de treinamentos para reabilitação e *biofeedback* (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Nas Subseções a seguir, são apresentadas

questões relacionados à captação dos sinais de HDsEMG e alguns dos parâmetros que podem ser extraídos desses sinais.

2.2.1 Captação dos sinais de HDsEMG

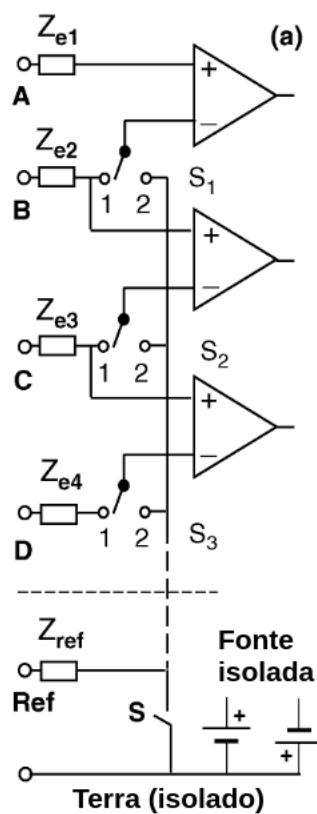
Nesta Subseção, são apresentados tópicos relacionados à captação dos sinais de HDsEMG, sendo apresentadas as diferentes montagens tipicamente utilizadas, além de outras questões importantes a serem abordadas para uma captação adequada de sinais de EMG em geral: a impedância e ruído causados pela interface pele-eletrodo, a sensibilidade à interferência da rede elétrica, o balanceamento das impedâncias pele-eletrodo entre os eletrodos e a função de transferência do sistema de eletrodos utilizado (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.1.1 Montagens

A captação de sinais de HDsEMG é tradicionalmente realizada utilizando uma montagem diferencial ou monopolar (Figura 7). Na montagem diferencial (chaves da Figura 7 na posição 1), cada um dos sinais é obtido como a diferença de potencial entre dois eletrodos sucessivos, geralmente dispostos na mesma direção das fibras musculares do músculo em análise. Já na montagem monopolar (chaves da Figura 7 na posição 2), também chamado de montagem referencial, os potenciais elétricos são medidos em relação a um mesmo eletrodo, chamado de eletrodo de referência. A montagem monopolar é mais vantajosa porque possibilita realizar, após a coleta dos sinais, filtragens espaciais utilizando qualquer combinação de dois ou mais eletrodos (STEGEMAN, D. F. *et al.*, 2012).

Qualquer que seja a montagem utilizada, um eletrodo de terra, também chamado de eletrodo de polarização, com potencial fixo no meio da faixa de alimentação do sistema de aquisição, é conectado ao paciente para fixar seu potencial, evitando a saturação dos canais. Este eletrodo também pode ser utilizado para injetar um sinal com o intuito de anular interferências de modo comum nos demais eletrodos. Muitas vezes, na montagem monopolar, os eletrodos de referência e terra são combinados em um único eletrodo, com potencial fixo no meio da faixa de alimentação do sistema de aquisição (chave S fechada na Figura 7). Esta combinação reduz a quantidade de eletrodos necessárias mas apresenta desvantagens em relação ao uso de eletrodos separados para terra e referência. A configuração com eletrodos separados aproveita-se da *Common mode rejection ratio* (CMRR) de cada um dos amplificadores, tornando-se menos sensível a tensões de modo comum, como interferências da rede elétrica, do que na situação em que se utilizam os eletrodos combinados (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Figura 7 – Ilustração das montagens monopolar e diferencial.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016)

Na montagem monopolar, o eletrodo de referência deve ser, em teoria, posicionado em alguma região com potencial elétrico nulo. Na prática, busca-se posicioná-lo em uma região com nenhuma ou muito pouca atividade eletromiográfica, como regiões com tecidos inativos eletricamente (ossos ou tendões), a uma determinada distância do músculo analisado (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Já o posicionamento do eletrodo de terra tem pouca relevância nos sinais coletados, podendo ser colocado em qualquer região conveniente não muito próxima dos demais eletrodos (FRANCIS, 2016).

2.2.1.2 Contato pele-eletrodo e interferência da rede elétrica

O contato entre a pele e o eletrodo para captação dos sinais pode ser seco (contato direto da pele com o metal do eletrodo), ou mediado por gel ou pasta condutora. O contato é intrinsecamente ruidoso e pode ser modelado, de forma simplificada, por um circuito RC paralelo. Sua impedância é dependente do metal e tamanho do eletrodo, bem como das condições da pele e do gel ou pasta utilizada (CATTARELLO; MERLETTI, Roberto, 2016; HEWSON *et al.*, 2003; CHI *et al.*, 2010). Apesar de mais fácil aplicação, os eletrodos secos possuem uma impedância de contato mais ele-

vada e mais instável do que os eletrodos com gel ou pasta condutora (CATTARELLO; MERLETTI, Roberto, 2016).

Em relação aos eletrodos que utilizam gel ou pasta condutora, a interface pele-gel (ou pele-pasta condutora) é a que contribui com a maior parte da impedância, com a interface metal-gel (ou metal-pasta condutora) tendo menor contribuição (CATTARELLO; MERLETTI, Roberto, 2016). A impedância pele-eletrodo possui uma ampla faixa de variação, que afeta fortemente a qualidade do sinal detectado. De forma geral, quanto menor a área do eletrodo, maiores são as impedâncias e níveis de ruído (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Além disso, eletrodos com menores áreas também produzem maiores desbalanços de impedâncias, o que aumenta a sensibilidade do sistema a tensões de modo comum, como será detalhado a seguir. Essas relações pode ser observada nos dados experimentais exibidos na Tabela 1, para eletrodos utilizando gel.

Tabela 1 – Faixa de variação para a impedância, desbalanço de impedância e ruído de acordo com a área do eletrodo. Foi utilizado gel e nenhum tratamento foi realizado na pele. As impedâncias foram medidas para a frequência de 50Hz e o ruído medido na banda de 10 a 1000 Hz.

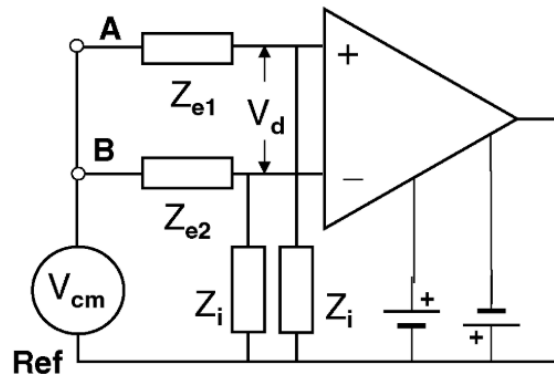
Área do eletrodo	Faixa de impedância de um par de eletrodos	Faixa de desbalanço de impedância	Ruído de um par de eletrodos
5 mm ²	856-2804 kΩ	30-343 kΩ	1,62-13,00 μV _{RMS}
380 mm ²	78-147 kΩ	1,9-14,1 kΩ	1,16-2,32 μV _{RMS}

Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016)

A sensibilidade do sistema de aquisição em relação a interferências de modo comum, como interferências da rede elétrica, não se deve apenas à CMRR finita dos amplificadores, mas também ao desbalanço das impedâncias de entrada dos eletrodos de um mesmo canal, a qual tem sua maior contribuição nos desbalanços da impedância pele-eletrodo entre ambos os eletrodos (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Observando a Figura 8, os desbalanços nas impedâncias dos eletrodos (Z_{e1} e Z_{e2}) geram um desbalanço nos divisores de tensão formados pelas impedâncias dos eletrodos e pelas impedâncias do sistema de aquisição (Z_i), fazendo surgir uma tensão diferencial V_d na entrada do sistema devido à tensão de modo comum V_{cm} , dada por:

$$V_d = V_{cm} \cdot \frac{Z_{e1}}{Z_{e1} + Z_i} - V_{cm} \cdot \frac{Z_{e2}}{Z_{e2} + Z_i} \quad (1)$$

Figura 8 – Configuração para obtenção da contribuição da tensão de modo comum na tensão diferencial observada pelo amplificador.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016)

Como geralmente a impedância de entrada do sistema é muito maior do que a impedância dos eletrodos, ficando na casa das centenas de $M\Omega$, $Z_{e1} + Z_i \approx Z_{e2} + Z_i \approx Z_i$, de forma que pode-se obter a seguinte expressão aproximada, em que $\Delta Z_e = Z_{e1} - Z_{e2}$ é o desbalanço das impedâncias dos eletrodos:

$$V_d \approx V_{cm} \cdot \frac{\Delta Z_e}{Z_i} \quad (2)$$

Portanto, a tensão V_{out-cm} de saída do amplificador devido à tensão de modo comum é constituída de dois termos: um devido ao CMRR finito do amplificador e outro devido à tensão diferencial que surge nos terminais do amplificador devido ao desbalanço de impedância. Essa tensão é dada aproximadamente pela seguinte expressão, em que A_{cm} e A_d são, respectivamente, o ganho de modo comum e ganho diferencial do amplificador:

$$V_{out-cm} = A_{cm} V_{cm} + A_d V_{cm} \frac{\Delta Z_e}{Z_i} = \left(A_{cm} + A_d \frac{\Delta Z_e}{Z_i} \right) V_{cm} \quad (3)$$

Para melhorar as características da impedância pele-eletrodo, melhorando a qualidade do sinal coletado, muitas vezes são realizados tratamentos na pele do paciente, sendo os mais comuns (PIERVIRGILI *et al.*, 2014; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016): (1) esfregar a pele com álcool etílico ou algum outro solvente para remoção de substâncias oleosas, (2) esfregar a pele com pasta condutora abrasiva seguida de limpeza com tecido úmido, (3) aplicar e remover uma fita adesiva diversas vezes com o intuito de reduzir a camada de células mortas da pele (estrato córneo), e (4) lavagem da pele com sabão e enxágue com água corrente. Valores experimentais de impedância, desbalanço de impedância e ruído RMS para cada um dos tratamentos, incluindo a situação em que nenhum tratamento é aplicado, podem ser vistos, respectivamente, nas Tabelas 2, 3 e 4.

Pelos resultados obtidos por (PIERVIRGILI *et al.*, 2014) e por (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016), não há diferença significativa entre nenhum tratamento, esfregar a pele com álcool ou aplicar e remover uma fita adesiva por cinco vezes. De acordo com (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016), esfregar a pele com álcool ou algum outro solvente remove substâncias oleosas mas mantém a pele muito seca, não aumentando sua condutância. Em contraste, a simples lavagem com sabão reduz a impedância da pele e a torna mais uniforme. Entre os tratamentos comparados, o mais efetivo entre eles foi esfregar a pele com pasta condutora abrasiva seguida de lavagem.

Tabela 2 – Magnitude da impedância pele-eletrodo ($k\Omega$) para uma corrente de 50Hz e $300nA_{pp}$ para eletrodos com área de $5mm^2$ utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.

Tratamento da pele	Média \pm SD ($k\Omega$)	Mediana (2º e 3º interquartis) ($k\Omega$)	Faixa ($k\Omega$)
Nenhum	845 \pm 327	860 (648-1062)	287-1465
Esfregar com álcool etílico	668 \pm 468	655 (266-1054)	23,8-1776
Esfregar com pasta abrasiva	21,8 \pm 17,0	15,80 (10,05-29,45)	4,9-78,2
Aplicar e remover fita adesiva (5x)	725 \pm 400	677 (425-1039)	127-1739
Lavagem com sabão (30 s) e enxágue	396 \pm 351	264 (160-536)	6,5-1612

Fonte: (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; PIERVIRGILI *et al.*, 2014)

Tabela 3 – Magnitude do desbalanço entre impedâncias pele-eletrodo para uma corrente de 50Hz e $300nA_{pp}$ para eletrodos com área de $5mm^2$ utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.

Tratamento da pele	Média \pm SD (kΩ)	Mediana (2º e 3º interquartis) (kΩ)	Faixa (kΩ)
Nenhum	150 \pm 86	163 (70,7-208)	30,2-343
Esfregar com álcool etílico	276 \pm 340	161 (55,1-308)	34,3-1317
Esfregar com pasta abrasiva	12,2 \pm 12,8	9,35 (2,35-17,05)	0,3-51,5
Aplicar e remover fita adesiva (5x)	278 \pm 226	206 (125-335)	17,90-981
Lavagem com sabão (30 s) e enxágue	130 \pm 148	88,7 (48,7-157)	4,9-662

Fonte: (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; PIERVIRGILI *et al.*, 2014)

Tabela 4 – Valor RMS do ruído entre pares de eletrodos com área de $5mm^2$ cada, utilizando gel com composição de 1% KCl, 3% hidroxietilcelulose, 1% propilenoglicol, 95% água, para diferentes tipos de tratamento da pele.

Tratamento da pele	Média \pm SD (μV)	Mediana (2º e 3º interquartis) (μV)	Faixa (μV)
Nenhum	4,96 \pm 2,75	4,14 (2,74-6,49)	1,62-13,0
Esfregar com álcool etílico	4,32 \pm 2,08	3,86 (2,35-5,14)	1,51-11,8
Esfregar com pasta abrasiva	1,67 \pm 0,85	1,48 (1,07-1,96)	0,63-6,48
Aplicar e remover fita adesiva (5x)	4,62 \pm 1,48	4,44 (3,64-5,22)	2,17-9,50
Lavagem com sabão (30 s) e enxágue	3,26 \pm 1,23	3,16 (2,41-3,84)	1,24-9,42

Fonte: (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016; PIERVIRGILI *et al.*, 2014)

2.2.1.3 Função de transferência do sistema de eletrodos

A captação de biopotenciais na pele, como os sinais de HDsEMG, envolve, além da amostragem temporal, uma amostragem espacial, que inevitavelmente provoca uma filtragem espacial no sinal captado devido aos eletrodos de captação não serem pontuais. Uma aproximação razoável (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016) é considerar que o potencial captado por um eletrodo em determinado instante de tempo é a média dos potenciais, sob a área abaixo do eletrodo, caso ele não estivesse

presente (Figura 9.c). Com esta consideração, a resposta ao impulso (espacial) de um eletrodo com área S é dada por:

$$h(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{S} & \text{para } (x, y) \in S \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4)$$

Para o caso de um eletrodo circular de raio r , a transformada de Fourier de sua resposta ao impulso é dada por (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016):

$$H(f_x, f_y) = 2 \cdot \frac{J_1 \left(2\pi \cdot r \cdot \sqrt{f_x^2 + f_y^2} \right)}{2\pi \cdot r \cdot \sqrt{f_x^2 + f_y^2}} \quad (5)$$

em que f_x e f_y são as frequências espaciais nas direções x e y , expressas em ciclos/metro e J_1 é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem 1. Considerando uma onda senoidal propagando-se abaixo do eletrodo com velocidade v na direção x , temos:

$$v = \lambda/T = f_t/f_x \quad (6)$$

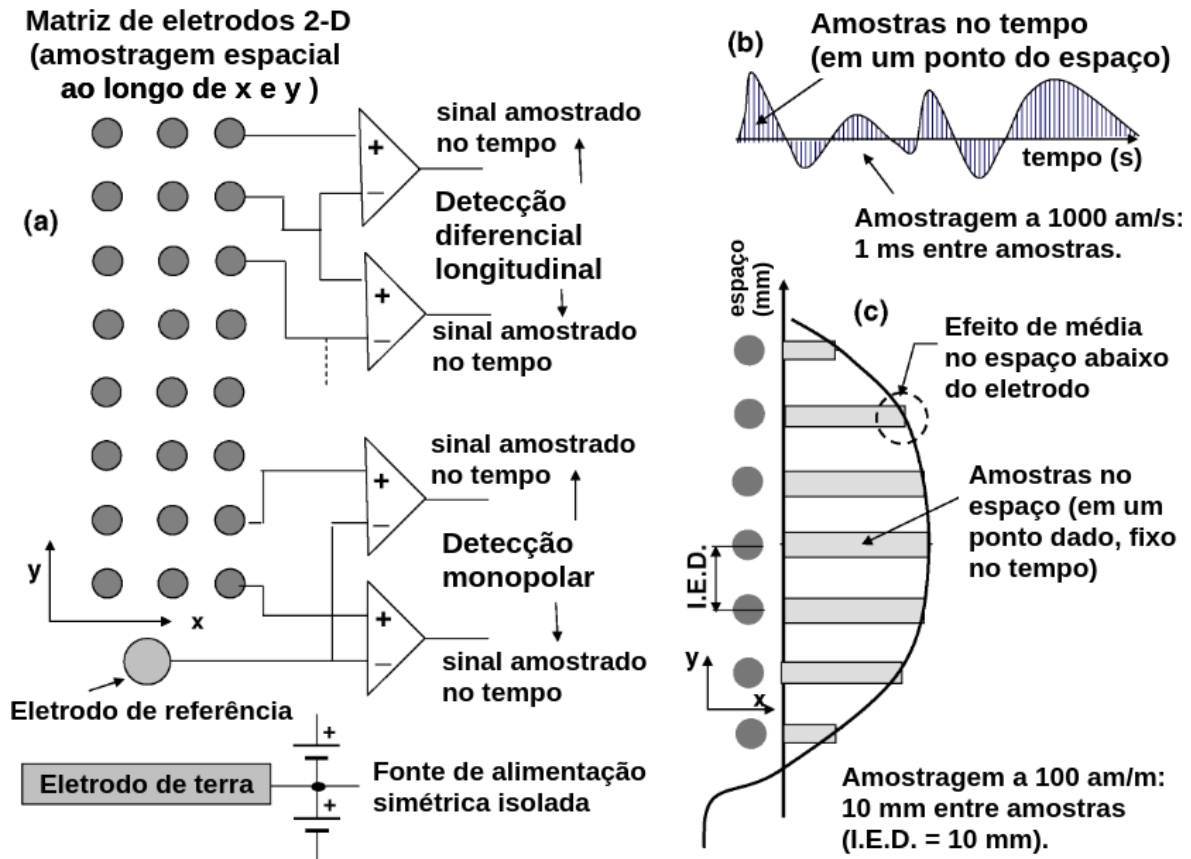
em que $\lambda = 1/f_x$ é o comprimento de onda da senoide e $T = 1/f_t$ seu período. Considerando (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016) $v = 4$ m/s, velocidade típica de um potencial de ação muscular, e $f_t = 500$ Hz, banda do sinal de EMG, a banda de frequência espacial mínima para não distorcer o sinal de EMG captado é $f_x = f_t/v = 500/4 = 125$ ciclos/metro. Substituindo este valor em (5) e fazendo $f_y = 0$, obtêm-se:

$$H = 2 \cdot \frac{J_1(2\pi \cdot r \cdot 125)}{2\pi \cdot r \cdot 125} \quad (7)$$

Resolvendo numericamente para $|H| = 1/\sqrt{2}$ (ganho na frequência de corte), obtêm-se $r \approx 2,06$ mm. Sendo assim, eletrodos circulares com raio maior do que 2 mm já começam a provocar distorções no sinal de EMG captado, que se tornam mais significativas para r entre 5 e 6 mm (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Além dos efeitos devido ao tamanho não pontual dos eletrodos, a disposição dos eletrodos e montagem utilizada também afetam as características do sinal captado. Na Figura 9 são ilustrados os conceitos de amostragem bidimensional e unidimensional no espaço, bem como a amostragem no tempo. É possível fazer uma analogia entre o espaçamento inter-eletrodos (IED) no espaço e o intervalo de amostragem no tempo. Da mesma forma que na situação de amostragem temporal, se a frequência de amostragem temporal (o inverso do IED) for menor do que duas vezes a maior frequência temporal presente no sinal, haverá, pelo Teorema de Nyquist, *aliasing* (no espaço) do sinal captado.

Figura 9 – a) Amostragem 2-D no espaço seguida de amostragem no tempo em cada canal monopolar ou diferencial. b) Amostragem no tempo de um canal de EMG. c) Amostragem no espaço de uma coluna de uma matriz 2-D de eletrodos. Amostras no espaço são tomadas simultaneamente.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016)

Por fim, ao utilizar uma montagem diferencial, ou obter os sinais diferenciais a partir de uma coleta monopolar, deve-se levar em conta a função de transferência desse sistema. Nota-se que a resposta ao impulso espacial de um canal diferencial formado com eletrodos com uma IED igual a e ao longo do eixo x é dada por:

$$h_{diff}(x) = \delta\left(x + \frac{e}{2}\right) - \delta\left(x - \frac{e}{2}\right) \quad (8)$$

em que $\delta(x)$ é o delta de Kronecker. A função de transferência desse sistema é, então, dada por:

$$H_{diff}(f_x) = 2 \cdot j \cdot \sin(\pi f_x \cdot e) \quad (9)$$

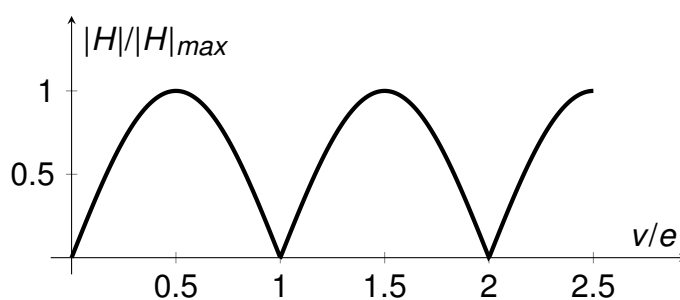
em que j é a unidade imaginária e f_x é a frequência espacial (inverso do comprimento de onda). Por (6), temos que $f_x = f_t/v$. Substituindo em (9), pode-se escrever a função

de transferência do sistema com respeito à frequência temporal f_t :

$$H_{diff}(f_t) = 2 \cdot j \cdot \sin\left(\pi \frac{f_t}{v} \cdot e\right) \quad (10)$$

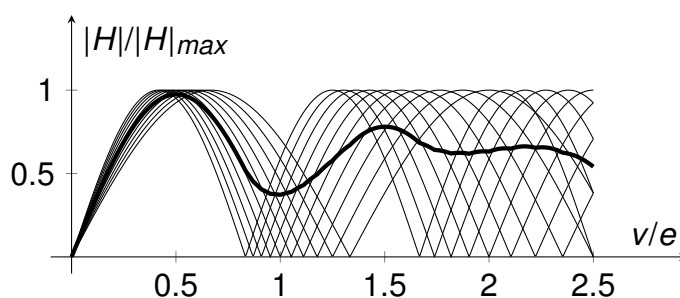
Nota-se que a função de transferência obtida é nula para $f_t = 0$ e $f_t = v/e$, atingindo um máximo em $f_t = v/2e$ (Figura 10). Portanto, a filtragem espacial devido à montagem diferencial provoca uma filtragem temporal no sinal captado, com característica de um filtro passa-banda, possuindo um comportamento derivador para $f_t \ll v/e$ e integrador conforme f_t se aproxima de v/e . Como as velocidades v de condução do potencial de ação muscular diferem de uma unidade motora para a outra, os potenciais de ação de diferentes unidades motoras sofrem diferentes filtragens temporais (diferentes valores de v/e), o que faz com que nem sempre seja possível observar um vale no espectro de frequência temporal (Figura 11) (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Figura 10 – Função de transferência no domínio da frequência espacial para uma onda senoidal propagando-se com velocidade v ao longo de uma coluna de eletrodos com IED igual a e .



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 11 – Sobreposição das funções de transferência no domínio da frequência espacial para ondas senoidais propagando-se com velocidades entre $0,75 \cdot v$ e $1,25 \cdot v$ ao longo de uma coluna de eletrodos com IED igual a e . Nota-se que, devido à variabilidade das velocidades de cada onda, os vales são suavizados.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.2.1.4 Sistemas de aquisição

Os AFEs utilizados para captação de sinais de EMG devem possuir características adequadas que permitam a aquisição de sinais de boa qualidade. As características desejadas de um AFE multicanal para captação de sinais de EMG são (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016):

1. Remoção eficiente de nível DC devido ao efeito de polarização do eletrodo;
2. Ganho diferencial plano dentro da banda de EMG;
3. Baixo desvio de ganho entre canais (<0,5%) e boa linearidade dentro de toda faixa dinâmica de tensão;
4. Função de transferência com baixo atraso de grupo dentro da banda de EMG;
5. Rejeição de modo comum elevada na banda de EMG (>100 dB);
6. Alta rejeição da fonte de alimentação (>80 dB);
7. Impedância de entrada elevada dentro da banda de EMG (>100 M Ω);
8. Baixo nível basal de ruído referido à entrada relativamente ao ruído da interface pele-eletrodo (e.g., <1 μ V_{RMS} na banda de EMG - 20 a 500 Hz);
9. Tensão de referência para conversão analógico-digital (AD) com alta acurácia (desvio <0,05%) e muito baixo ruído (<3 μ V_{PP});
10. Frequência de amostragem programável (>1 kHz/canal) e digitalização simultânea das amostras. Multiplexadores devem utilizar circuito *sample-and-hold* para permitir aquisição simultânea. Quando o circuito não for utilizado, o atraso entre as amostragens de cada canal deve ser conhecido e levado em conta em aplicações específicas, como na estimativa de velocidade de condução da fibra muscular;
11. Em sistemas alimentados pela rede elétrica, devem ser utilizadas interfaces ópticas de alta performance para garantir a segurança do paciente (IEC-60601).

A configuração comumente utilizada para a aquisição dos sinais consiste no uso de amplificador de instrumentações (INAs), que captam e amplificam o sinal, em conjunto com conversores AD, que digitalizam o sinal amplificado. Diversas opções de INAs e conversores AD, no formato de circuitos integrados, existem hoje em dia no mercado, com características adequadas para a captação de sinais de EMG. Nas últimas décadas, surgiram também circuito integrado de aplicação específicas (ASICs) para detecção de sinais bioelétricos que integram, em um único *chip* de pequenas dimensões,

diversas funcionalidades necessárias para captação dos biopotenciais. Alguns desses dispositivos fornecem soluções compactas com elevado desempenho relativamente ao tamanho e consumo, tornando-se uma opção muito atrativa para o projeto de sistemas de aquisição (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Exemplos de ASICs populares são os *chips* ADS1298 e ADS1299, da empresa Texas Instruments, e as famílias de *chips* RHA2000 e RHD2000, da empresa Intan Technologies (RASHID *et al.*, 2018; RAFAEL, 2019; MASTINU *et al.*, 2015; ZIA *et al.*, 2018; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.2 Técnicas para extração de informações

Nesta Subseção são apresentados algumas das técnicas utilizadas para extração de informações a partir dos sinais de sEMG de superfície, sendo apresentadas tanto técnicas para extração de informações de um único canal como técnicas que utilizam múltiplos canais. Os sinais de sEMG geralmente são processados para serem extraídas, principalmente, informações a respeito da amplitude do sinal e de sua densidade espectral de potência. Esses parâmetros fornecem, respectivamente, informações a respeito da intensidade de contração do músculo, relacionando-se com a força aplicada, e sobre o conteúdo de frequência do sinal, o que, em certas condições, é uma das muitas manifestações da fadiga muscular. Todos esses parâmetros são utilizados clinicamente em estudos de movimento e reabilitação (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.2.1 Estimadores de amplitude

Os estimadores de amplitude mais utilizados (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2000; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016) são o valor médio absoluto (MAV) e a raiz do valor quadrático médio (RMS), sendo dados pelas seguintes expressões:

$$x_{MAV} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i| \quad (11)$$

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2} \quad (12)$$

em que x_i são as amostras do sinal e N o tamanho da janela considerada.

Pode-se mostrar que a variância na estimativa do MAV e RMS é maior no caso em que as amostras estão correlacionadas temporalmente do que quando elas não estão correlacionadas (CLANCY; HOGAN, 1994). Devido a isso, foram desenvolvidos métodos mais avançados que realizam a decorrelação das amostras do sinal antes do cálculo dos estimadores (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2000). Geralmente,

estes métodos compreendem cinco etapas: atenuação de ruído e interferências (correta preparação da pele, filtragens digitais e analógicas, entre outros), descorrelação das amostras (geralmente envolvendo a modelagem do sinal de EMG por meio de um modelo autorregressivo), demodulação (cálculo do valor absoluto no caso do MAV ou elevar ao quadrado no caso do RMS), suavização (geralmente média móvel ou filtro passa-baixas) e relinearização (aplicação do processo inverso ao realizado na demodulação) (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Os estimadores de amplitude têm sido uma importante ferramenta para o desenvolvimento de próteses de membros superiores controladas mioeletricamente. Além disso, na prática clínica, esses estimadores são utilizados em estudos de coordenação muscular, como análise de marcha, e, juntamente com estimadores espectrais, como indicadores de fadiga muscular (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.2.2 Variáveis espectrais

Durante contrações voluntárias ou estimuladas eletricamente que geram fadiga muscular, o conteúdo espectral do sinal de EMG progressivamente se move em direção a frequências mais baixas, um fenômeno que pode ser descrito como uma compressão ou escalonamento de frequência do espectro (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). As variáveis mais utilizadas (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2000; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016) para a análise dessas mudanças são a frequência mediana (MDF) e frequência média (MNF), dadas pelas seguintes expressões:

$$f_{\text{média}} = \frac{\int_0^{f_s/2} f \cdot S(f) \cdot df}{\int_0^{f_s/2} S(f) \cdot df} \quad (13)$$

$$\int_0^{f_{\text{mediana}}} S(f) \cdot df = \frac{1}{2} \int_0^{f_s/2} S(f) \cdot df \quad (14)$$

em que $S(f)$ é a densidade espectral de potência do sinal e f_s a frequência de amostragem.

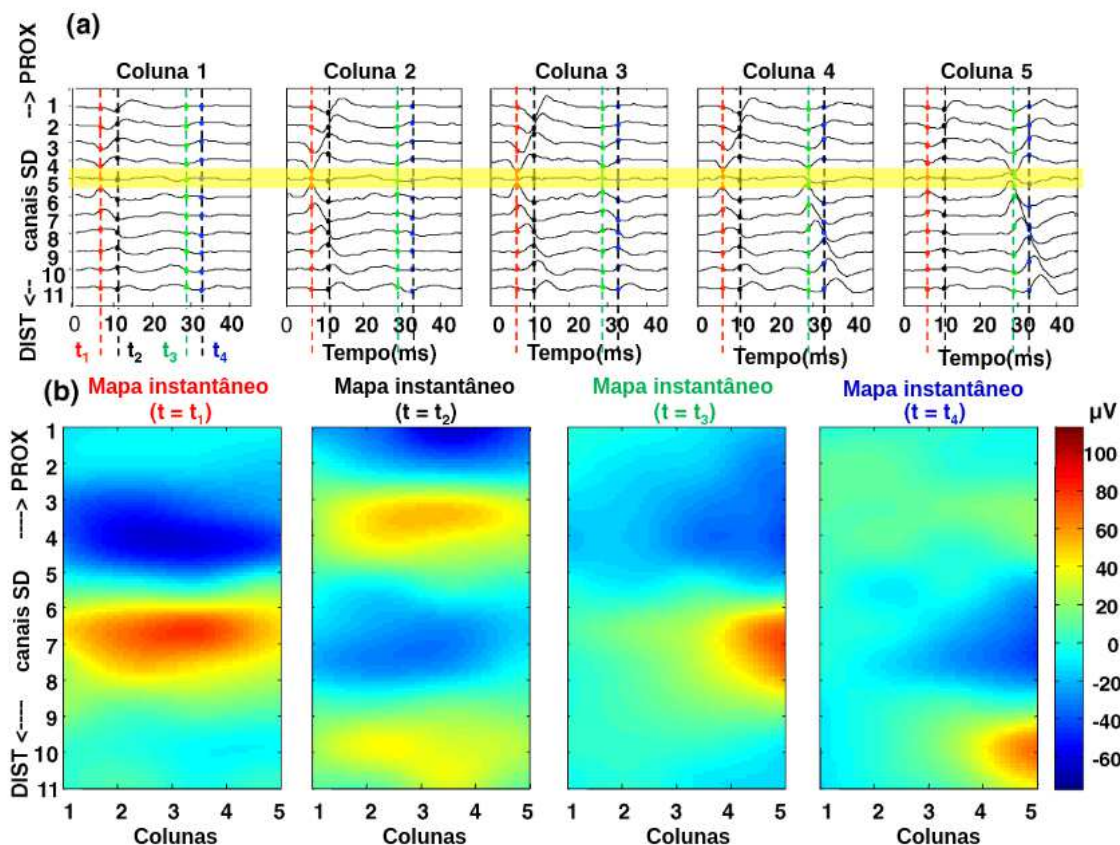
O cálculo dessas variáveis para contrações voluntárias isométricas é geralmente realizado dividindo o sinal em vários segmentos (épocas) e calculando seu espectro em cada um desses segmentos. Esta é a ideia básica da Transformada de Fourier de tempo curto (STFT), por meio da qual é possível obter o espectrograma do sinal, fornecendo tanto informações temporais quanto de frequência (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). A partir do espectro obtido em cada segmento, são calculadas as variáveis espectrais para cada segmento. Geralmente, são utilizadas janelas com sobreposição parcial ou sem sobreposição, com durações entre 0,25s a 1s (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Estudos utilizando simulações (MERLETTI, R. *et al.*, 1989) mostraram que o formato da janela utilizada não é crítico para a estimativa da

frequência mediana (MDF) e frequência média (MNF). Devido a isso, são utilizadas janelas retangulares na grande maioria dos estudos experimentais (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.2.3 Distribuições espaciais do potencial elétrico e de características do sinal de HDsEMG

Por ser utilizada uma grade bidimensional de eletrodos na captação dos sinais de HDsEMG, é possível representar as amostras obtidas em um determinado instante de tempo por meio de uma imagem, com cada pixel correspondendo a um canal distinto e com a intensidade do sinal em cada canal sendo codificada por meio de um mapa de cores, técnica que é chamada de imagem de EMG ou imagem de HDsEMG (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). As imagens obtidas representam a distribuição espacial instantânea do potencial elétrico na superfície da pele devido à atividade elétrica dos músculos e a sequência dessas imagens forma um filme que mostra como esse potencial evolui ao longo do tempo. Para uma melhor visualização das imagens obtidas, podem ser utilizados métodos de interpolação para aumentar sua resolução. O processo de obtenção das imagens de HDsEMG é ilustrado na Figura 12. Na Figura 12.a são exibidos os sinais diferenciais obtidos utilizando uma matriz bidimensional de eletrodos, com 12 linhas e 5 colunas (IED=8mm). As colunas foram dispostas paralelamente à direção das fibras musculares e os sinais diferenciais foram obtidos realizando a diferença dos sinais ao longo das colunas. É possível observar o disparo de duas unidades motoras, um próximo ao instante de tempo t_1 e outro próximo ao instante de tempo t_4 . Observa-se também a propagação dos MUAPs a partir da linha 5, que localiza-se aproximadamente na zona de inervação do músculo, em direção às extremidades da matriz de eletrodos (linhas 1 e 11). Na Figura 12.b são exibidas as quatro imagens obtidas nos quatro instantes de tempo t_1 , t_2 , t_3 e t_4 indicados por linhas tracejadas. As imagens foram interpoladas por um fator 10, utilizando *splines* bidimensionais.

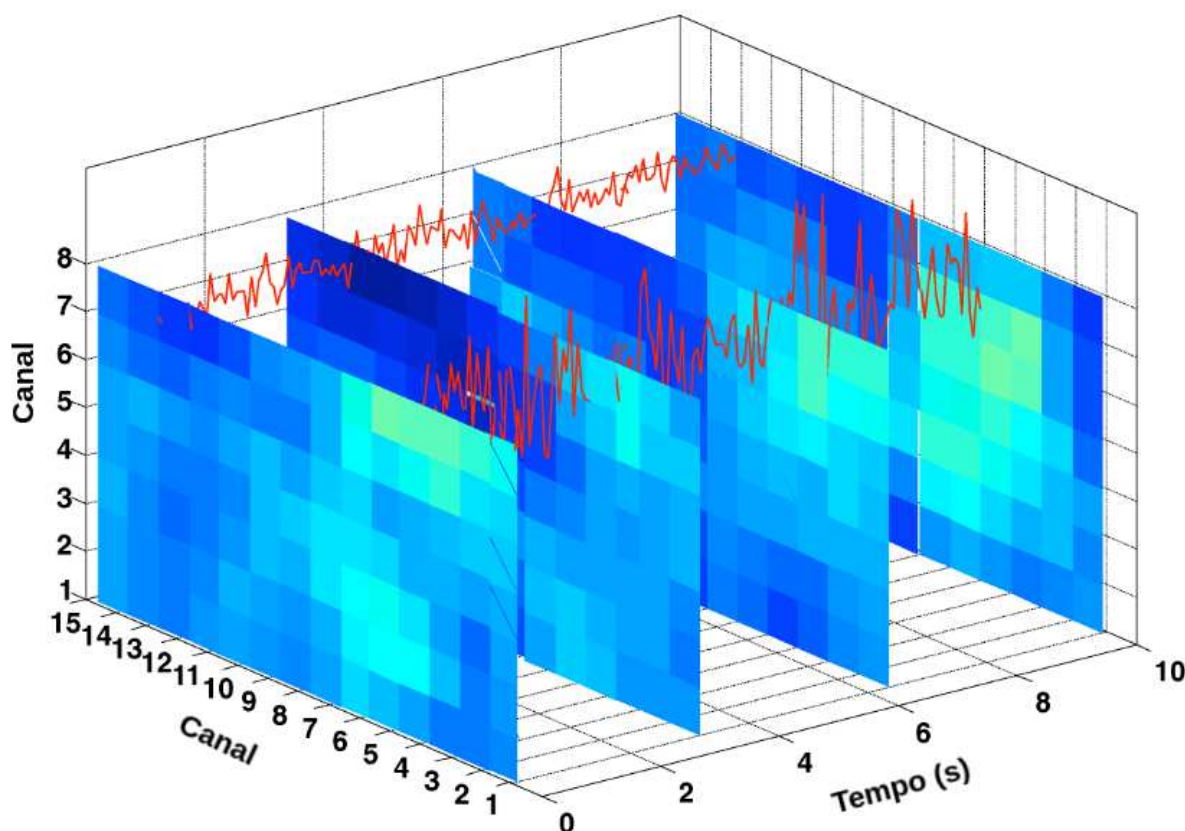
Figura 12 – a) Sinal de HDsEMG exibindo o disparo de duas unidades motoras no músculo bíceps braquial, com o disparo da primeira unidade ocorrendo próximo a t_1 e o da segunda próximo a t_3 . A zona de inervação localiza-se aproximadamente na quinta linha da matriz de eletrodos, destacada em amarelo. b) Mapas do potencial instantâneo para cada um dos instantes t_1 , t_2 , t_3 e t_4 discriminados.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Além das imagens dos potenciais elétricos instantâneos, é possível também obter imagens de características estimadas para cada canal isoladamente, como MAV, RMS, MDF e MNF apresentados nas Seções anteriores. Este processo é ilustrado na Figura 13, em que são exibidas imagens obtidas para o parâmetro MAV. Este parâmetro foi calculado para cada canal monopolar de uma matriz de eletrodos de 8 linhas por 15 colunas, em épocas de 0,25 s, durante uma contração voluntária de 10 s, totalizando 40 imagens. Quatro dessas imagens são exibidas. Dois sinais monopolares são exibidos nas posições correspondentes aos seus pixels. Nas imagens exibidas, cores mais claras indicam maiores valores de MAV.

Figura 13 – Quatro imagens obtidas, de um total de 40, para o parâmetro MAV a partir de sinais monopolares. Dois sinais monopolares são exibidos em vermelho, nas posições correspondentes aos seus respectivos pixels nas imagens.



Fonte: adaptado de (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016)

Para sintetizar a grande quantidade de informações obtidas pelas imagens de EMG, é possível processá-las realizando médias em regiões de interesse ou em relação a toda a imagem, bem como aplicar métodos usuais de processamento de imagens, como interpolação, rotação, limiarização, segmentação, detecção de bordas ou picos, entre outros (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Uma aplicação básica das as imagens de EMG é no estudo da localização dos músculos. Utilizando uma matriz de eletrodos na parte dorsal do antebraço, por exemplo, é possível identificar quais dedos das mãos estão sendo movimentados devido às diferentes distribuições espaciais de atividade muscular para cada um dos dedos (GALLINA; BOTTER, 2013). Entre outras aplicações, encontram-se estudos de neurofisiologia, controle de próteses e robôs, *biofeedback* e estudos de ergonomia, como a análise dos músculos nas costas e membros de trabalhadores e músicos (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.2.2.4 Velocidade de condução

A velocidade de propagação dos potenciais de ação na fibra muscular é chamada de velocidade de condução da fibra muscular, ou, quando não houver ambiguidade, simplesmente velocidade de condução (CV) (FARINA, Dario; MERLETTI, R., 2004; BERETTA-PICCOLI *et al.*, 2019). Esta velocidade é um importante parâmetro fisiológico que reflete as propriedades da membrana da fibra muscular, como seu diâmetro (DEL VECCHIO *et al.*, 2018), relacionado ao tipo da fibra muscular, concentrações de íons, temperatura muscular e taxa de disparo da unidade motora à qual a fibra pertence (FARINA, 2001; BRODY *et al.*, 1991; ARENDT-NIELSEN; ZWARTS, M., 1989; ANDREASSEN; ARENDT-NIELSEN, 1987). Além disso, a CV reflete modificações nas propriedades das fibras musculares devido a doenças (VOGT; FRITZ, 2006; BERETTA-PICCOLI *et al.*, 2021), fadiga (ARENDT-NIELSEN *et al.*, 1989; BOCCIA *et al.*, 2017), dor (FALLA; FARINA, Dario, 2005; FARINA, Dario *et al.*, 2004) e prática de exercícios (PIITULAINEN *et al.*, 2011; NASRABADI *et al.*, 2018).

O método mais clássico para estimar a velocidade de condução da fibra muscular é baseado na estimativa do atraso entre sinais captados por dois eletrodos dispostos na direção da fibra muscular (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016), com a velocidade de condução sendo dada pela razão entre o espaçamento dos eletrodos e o atraso estimado. Uma aproximação razoável é considerar que ambos os eletrodos captam versões atrasadas de um mesmo sinal e que esses sinais são contaminados com ruídos brancos gaussianos aditivos de mesma variância. Um modelo analítico simples para esta situação é dado por (MERLETTI, Roberto; PARKER, 2004):

$$\begin{aligned} x_1(n) &= s(n) + w_1(n) \\ x_2(n) &= s(n - \theta) + w_2(n) \end{aligned} \quad (15)$$

em que n é o índice da amostra, x_1 e x_2 são os sinais captados, s representa o sinal que idealmente seria captado pelo eletrodo 1 na ausência de ruído, w_1 e w_2 são os ruídos aditivos e θ é o atraso entre os sinais, em amostras.

A estimativa do atraso é feita pelo método da verossimilhança, buscando a estimativa $\hat{\theta}$ que minimiza o erro quadrático dado por (MERLETTI, Roberto; PARKER, 2004):

$$e_t(\hat{\theta}) = \sum_{n=1}^N [x_2(n + \hat{\theta}) - x_1(n)]^2 \quad (16)$$

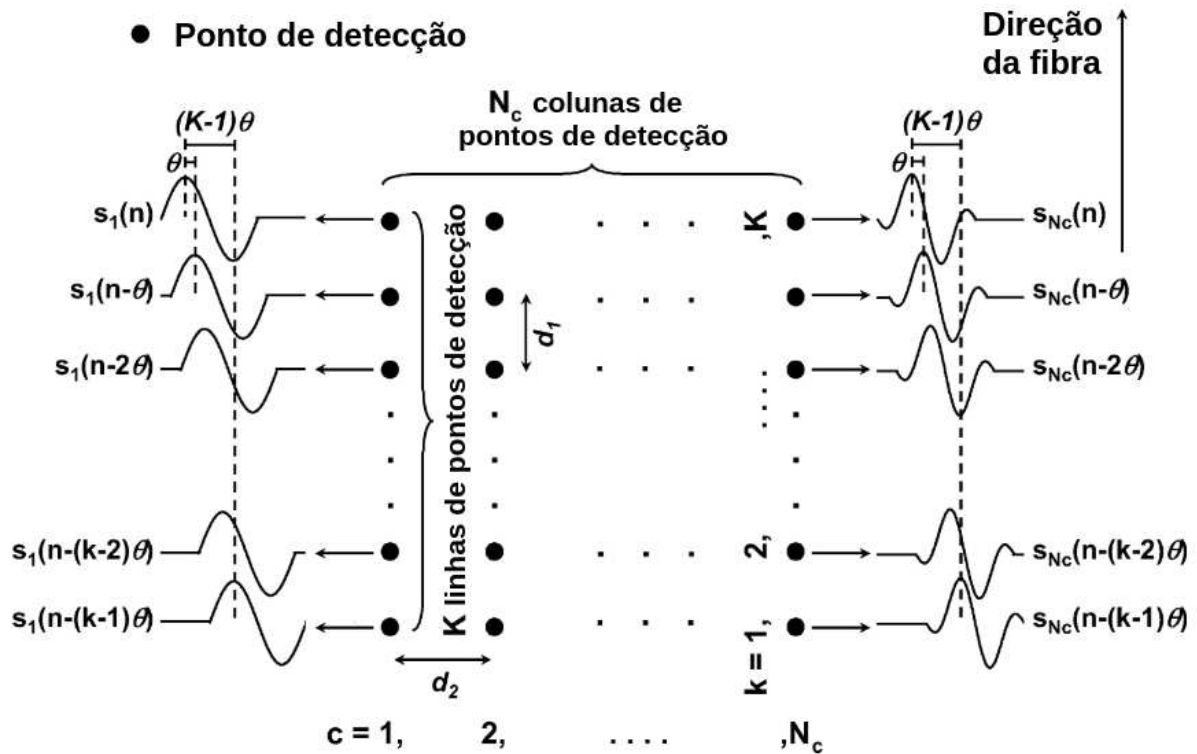
Esta abordagem pode ser generalizada para situações em que estão disponíveis mais do que dois sinais, como, por exemplo, na HDsEMG. O uso de mais do que dois sinais para a estimativa da velocidade de condução reduz o efeito do ruído aditivo e de flutuações no formado das MUAPs (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Considerando uma matriz de eletrodos de K linhas e N_c colunas, com suas colunas alinhadas na direção das fibras musculares (Figura 14), os sinais captados em uma mesma coluna c são, idealmente, versões atrasadas de um mesmo sinal $s_c(n)$. Ou seja:

$$\begin{aligned}
 x_{ck}(n) &= s_c(n - (k - 1) \cdot \theta) + w_{ck}(n) \\
 n &= 1, \dots, N \\
 k &= 1, \dots, K \\
 c &= 1, \dots, N_c
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

em que $x_{ck}(n)$ é o sinal captado na coluna c e linha k da matriz, N a quantidade de amostras e $w_{ck}(n)$ um ruído branco gaussiano, com mesma variância para todos os canais.

Figura 14 – Representação dos pontos de detecção utilizados para captação dos sinais de EMG para obter estimativas da velocidade de condução. Os sinais são captados ao longo de colunas adjacentes, dispostas na direção da fibra muscular. O atraso de propagação e formato do sinal são únicos para cada coluna mas diferem de uma coluna para a outra. Cada ponto de detecção corresponde ao local em que o sinal é detectado.



Fonte: adaptado de (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2004)

Uma estimativa razoável para cada $s_c(n)$ é obtida considerando a média dos K

sinais da coluna após alinhá-los:

$$\hat{s}_c(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_{ck} \left(n + (n-1) \cdot \hat{\theta} \right) \quad (18)$$

Utilizando novamente o critério da verossimilhança, é obtida a seguinte expressão para o erro quadrático a ser minimizado (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2004):

$$\begin{aligned} e_t(\hat{\theta}) &= \sum_{c=1}^{N_c} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N [x_{ck}(n) - \hat{s}_c(n)]^2 \\ &= \sum_{c=1}^{N_c} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left[x_{ck}(n) - \sum_{m=1}^K x_{cm} \left(n + (m-k) \cdot \hat{\theta} \right) \right]^2 \end{aligned} \quad (19)$$

Nota-se que, no método apresentado, o atraso é dado em amostras, logo a resolução de $\hat{\theta}$ é limitada pela frequência de amostragem. Métodos de interpolação do sinal podem ser utilizados para melhorar a resolução, entretanto podem demandar muito poder computacional para sua execução (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2004). Uma melhor alternativa é reescrever (19) no domínio da frequência, método chamado de casamento espectral (*spectral matching*). Neste método, utiliza-se a propriedade de deslocamento temporal da Transformada de Fourier:

$$\mathcal{F}\{x(t)\} = X(f) \iff \mathcal{F}\{x(t-\tau)\} = X(f) \cdot e^{-j2\pi f\tau} \quad (20)$$

em que \mathcal{F} é o operador da Transformada de Fourier. Utilizando esta propriedade, pode-se reescrever (19) no domínio da frequência como (FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto, 2004):

$$e_f(\hat{\theta}) = \frac{2}{N} \sum_{c=1}^{N_c} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left| X_{ck}(\alpha) - \sum_{m=1}^K X_{cm}(\alpha) \cdot e^{j2\pi\alpha(m-k)\hat{\theta}/N} \right|^2 \quad (21)$$

em que α é a variável da frequência. Nota-se que, nesta expressão, não há limite de resolução para $\hat{\theta}$, que pode assumir o valor de qualquer número real.

Diversos outros métodos foram propostos para a estimativa do atraso entre sinais, indo desde o uso de apenas um sinal para a estimativa do atraso até o uso de casamento de filtros simultaneamente no domínio da frequência e do tempo. Uma revisão desses métodos pode ser encontrada em (FARINA, Dario; MERLETTI, R., 2004).

2.2.2.5 Decomposição de unidades motoras

Um dos principais campos de aplicação do HDsEMG, que vem apresentando um grande crescimento, é a identificação de características de unidades motoras individuais, como taxa de disparo, formato de cada MUAP, limiares de recrutamento e desrecrutamento, durante contrações isométricas ou dinâmicas (MERLETTI, Roberto *et al.*, 2008; HOLOBAR *et al.*, 2010). São observadas também as modificações dessas características na presença de patologias (GLASER *et al.*, 2013). O método clássico para obtenção dessas características é a EMG intramuscular, que, apesar de ser um método consolidado na prática clínica, torna-se inadequada em aplicações como neuroreabilitação, exames em crianças, treinamento de atletas, ergonomia, ou qualquer outra atividade em que as condições de aquisição não podem ser estritamente controladas ou em que a invasividade do método torna-se um obstáculo para a sua aplicação (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Nas últimas décadas, ocorreu um grande progresso no desenvolvimento de métodos para decomposição automática de sinais de HDsEMG em seus MUAPs constituintes, com alguns deles sendo capazes de identificar padrões completos de descarga das unidades motoras, mesmo em contrações de força máxima, em que o recrutamento de um grande número de unidades motoras provoca uma grande sobreposição temporal entre os MUAPs (DE LUCA, C. J. *et al.*, 2006; NAWAB *et al.*, 2010; NEGRO *et al.*, 2016; MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

Diversas técnicas de decomposição foram propostas, indo desde casamento de modelos (*template matching*) a análise de componentes latentes. As diversas técnicas existentes oferecem uma quantidade relativamente grande de opções, com diferentes *tradeoffs* entre performance de decomposição e custo computacional (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).

2.3 TÓPICOS PARA DESENVOLVIMENTO DE *HARDWARE*

Nesta seção são apresentados cuidados necessários no desenvolvimento de *hardware* para reduzir problemas de EMI/EMC e garantir a integridade dos sinais presentes na placa de circuito impresso (PCI).

2.3.1 Compatibilidade eletromagnética

A EMC é definida como a capacidade de sistemas, equipamentos e dispositivos elétricos e eletrônicos operarem no seu ambiente eletromagnético pretendido dentro de uma margem definida de segurança e nos níveis projetados de performance sem sofrer ou causar interferências eletromagnéticas que resultem em uma degradação inaceitável de funcionamento (ANSI, 2014).

Diversas técnicas podem ser adotadas durante o projeto de PCBs para reduzir a EMI, reduzindo problemas de EMC. Entre essas técnicas, destacam-se cuidados relacionados à disposição dos planos de terra e alimentação, bem como ao roteamento de trilhas com sinais de frequência elevada (KENNEDY; CANTRELL, s.d.). De forma simplificada, são seguidos dois princípios básicos (PITHADIA; MORE, 2013a): correntes devem retornar à sua fonte localmente e da forma mais compacta possível, caso contrário uma antena *loop* será criada; um sistema deve possuir apenas um plano de referência, pois dois planos de referência dão origem a uma antena de dipolo.

2.3.1.1 Planos de terra e alimentação

O uso de planos contínuos e sobrepostos para o terra e alimentação dá origem a um capacitor de placas paralelas, com capacitância distribuída por toda a área em que os planos se sobrepõem, que proporciona um caminho de baixa impedância para altas frequências, reduzindo o ruído nos sinais de alimentação e, conseqüentemente, a radiação eletromagnética (KENNEDY; CANTRELL, s.d.). De acordo com a equação básica da capacitância de um capacitor formado por placas paralelas (22), para aumentar sua capacitância é desejável aumentar a área A de sobreposição entre os dois planos e reduzir a distância d entre eles. Para maximizar a área de sobreposição, é desejável que a placa de circuito impresso possua ao menos três camadas, destinando duas camadas exclusivamente para os planos de terra e alimentação, e a restante para roteamento de trilhas. Dessa forma, evita-se a criação de descontinuidades nos planos, as quais, além de causarem uma diminuição na capacitância total por reduzirem a área de sobreposição, também podem se comportar como antenas de fenda, o que reduz a imunidade eletromagnética do circuito (WEILER *et al.*, 2017). De modo geral, uma placa com múltiplas camadas pode obter uma performance em relação à interferência eletromagnética 20 dB melhor quando comparado com uma placa de apenas duas camadas (CARTER, 2009; MANIKTALA, 2012).

$$C = \epsilon \cdot \frac{A}{d} \quad (22)$$

Outra questão importante a ser considerada é a divisão dos planos de terra analógico e digital. Sinais digitais possuem componentes de frequências elevadas em seu espectro devido ao rápido chaveamento, dando origem a correntes de retorno à terra com as mesmas características. Já os sinais analógicos, dependendo da aplicação, podem possuir muito baixa amplitude, sendo suscetíveis a interferências geradas por essas correntes de retorno digitais. Em diversas folhas de dados de *front-ends* analógicos, é sugerido que os planos de terra analógico e digital sejam separados, sendo conectados em apenas um ponto, próximo ao *front-end* (TEXAS INSTRUMENTS, 2017). Isso torna-se inviável quando o circuito possui mais do que um *front-end*, pois ou seria necessário realizar uma conexão entre os planos para cada *front-end* ou seria

mantida apenas uma conexão, que ficaria próxima de apenas um deles e distante dos demais. No primeiro caso, os planos estariam conectados em mais de um ponto, criando caminhos circulares, o que reduz a imunidade a interferências eletromagnéticas por permitir que correntes circulares induzidas por campos eletromagnéticos externos circulem entre os planos. Já o segundo caso prejudica a equipotencialização dos terras analógico e digital nos *front-ends* mais distantes da interconexão. Além disso, mesmo no caso de apenas um *front-end*, o uso de planos de terra separados, conectados em apenas um ponto, pode dar origem a uma antena de dipolo, diminuindo a imunidade eletromagnética do circuito. Sendo assim, a melhor prática indicada é o uso de um plano de terra contínuo e delimitação de regiões distintas da placa para os componentes e trilhas digitais e analógicos, de tal forma que as correntes de retorno digitais não fluam no plano de terra dentro da região destinada aos componentes analógicos (OTT, 2001; PITHADIA; MORE, 2013a, 2013b).

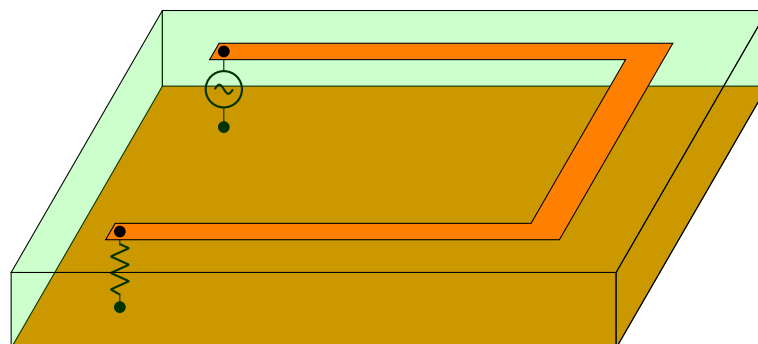
Por fim, descontinuidades nos planos de terra e alimentação devem ser evitadas, pois podem dar origem a antenas de fenda ou prejudicar o trajeto de correntes de retorno (WEILER *et al.*, 2017).

2.3.1.2 Correntes de retorno

Além das trilhas de sinais analógicos e digitais deverem ser roteadas apenas dentro de sua região específica, como descrito na subseção anterior, existem outros cuidados a serem tomados em seu roteamento visando garantir a EMC do circuito.

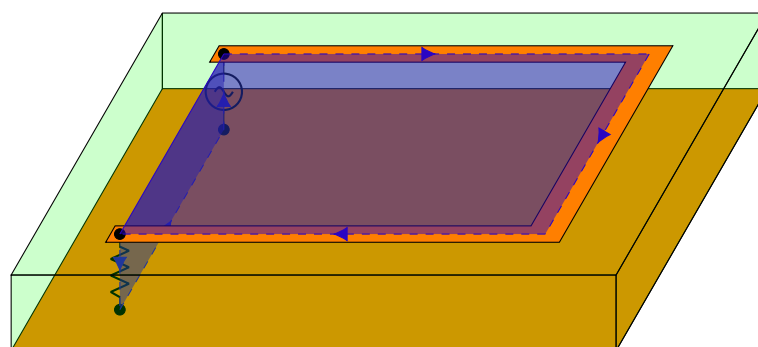
Toda corrente que flui em uma trilha gera, por conservação de carga, uma corrente de retorno que flui em direção oposta. Para ilustrar os efeitos da frequência no caminho seguido pela corrente de retorno, é utilizada uma placa de circuito impresso de duas camadas, com a camada inferior sendo um plano contínuo e a camada superior possuindo uma trilha em formato de U. Em uma extremidade da trilha conecta-se uma fonte de tensão e em outra extremidade conecta-se uma carga, interligando as camadas (Figura 15). Em baixas frequências, a corrente de retorno segue, no plano de terra, o caminho mais curto entre os componentes, por ser o caminho de menor resistência e conseqüentemente, na situação de baixa frequência, de menor impedância (Figura 16). Já a partir de algumas dezenas de kHz, a indutância do circuito começa a se tornar significativa e a corrente de retorno passa a seguir o caminho de menor indutância, que é o caminho que reduz a área englobada pelo circuito. Com isso, a corrente de retorno tende a fluir no plano mais próximo à trilha, diretamente abaixo da mesma (ARCHAMBEAULT, 2008), como é ilustrado na Figura 17 e no resultado de simulações exibido na Figura 18.

Figura 15 – Modelo de PCI utilizado para ilustração das correntes de retorno.



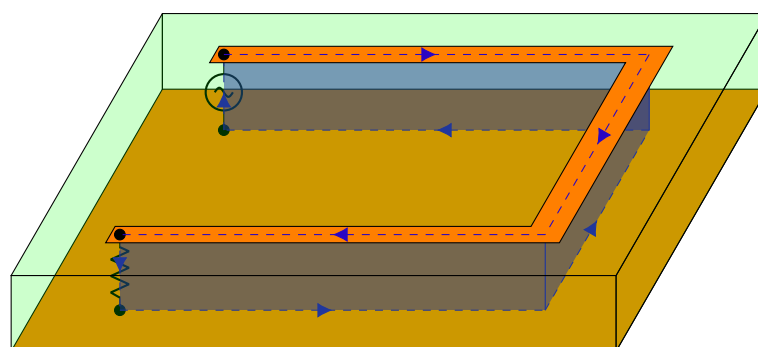
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 16 – Trajeto da corrente elétrica na PCI para sinais de baixa frequência.



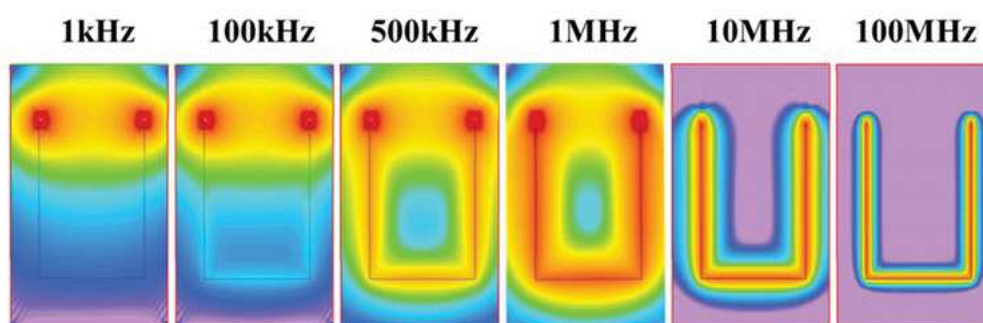
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 17 – Trajeto da corrente elétrica na PCI para sinais de alta frequência.



Fonte: elaborado pelo autor.

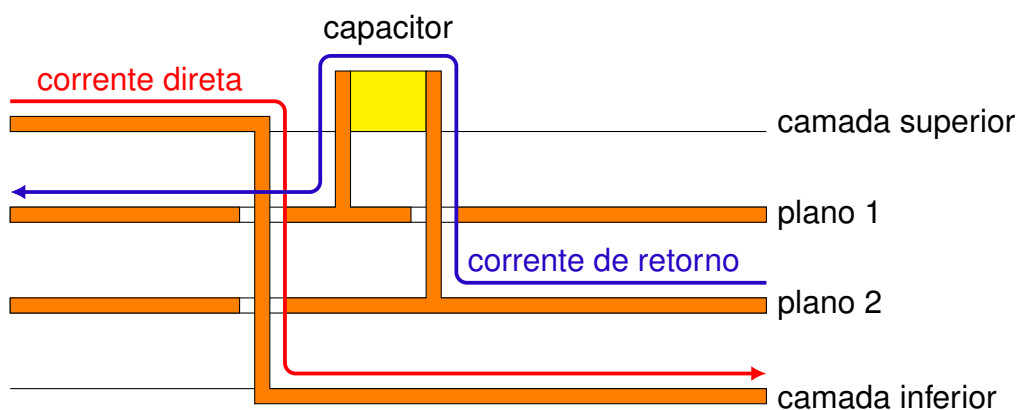
Figura 18 – Densidade de corrente no plano de terra obtidas por simulações ao aplicar sinais de diferentes frequências em uma trilha em formato de U.



Fonte: (ADAMCZYK; TEUNE, 2017)

Deve-se notar, também, que qualquer descontinuidade no plano logo abaixo da trilha, ao longo de seu percurso, faz com que a corrente de retorno circule por trajetos que aumentam a área englobada pelo circuito e, conseqüentemente, sua indutância, reduzindo sua imunidade eletromagnética e aumentando sua radiação eletromagnética. Sendo assim, é desejável que o roteamento das trilhas, principalmente as com sinais de frequência elevada, seja realizado sempre sobre um plano condutor na camada vizinha imediatamente abaixo, que seja contínuo ao longo de todo o seu trajeto. Deve-se evitar, portanto, que a trilha cruze sobre separações entre planos ou mude de camada por meio de vias. Caso isso seja inviável, devem ser colocados capacitores que conectem ambos os planos, localizados o mais próximos possível do ponto de descontinuidade (CUI *et al.*, 2000; XIAO *et al.*, 2007). Esses capacitores, chamados de capacitores de *stitching*, realizam o acoplamento AC entre os planos, fornecendo um caminho de baixa impedância para as componentes de alta frequência da corrente de retorno, como ilustrado na Figura 19. Na figura, é ilustrada a mudança de plano de uma trilha da camada superior para a inferior, atravessando os planos internos de uma placa de quatro camadas por meio de vias. Ao mudar da camada superior para a inferior, o plano de referência para as correntes de alta frequência muda do plano 1 para o plano 2. O capacitor de *stitching* colocado na camada superior próximo à via, permite que a corrente de retorno passe de um plano para o outro (CUI *et al.*, 2000; XIAO *et al.*, 2007).

Figura 19 – Caminhos percorridos pela corrente direta e corrente de retorno em uma placa de quatro camadas quando uma trilha passa da camada superior para a inferior através de uma via. As camadas internas são planos dedicados aos sinais de alimentação e há um capacitor de *stitching* interligando os planos internos, fornecendo um caminho de baixa impedância para a corrente de retorno.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.3.2 Integridade de sinal

A integridade de sinal é a prática de garantir suficiente fidedignidade de um sinal transmitido entre dois dispositivos para correto funcionamento do circuito (FAN *et al.*, 2010). Com o desenvolvimento de sistemas digitais cada vez mais rápidos, garantir que o sinal transmitido em uma trilha chegue íntegro ao seu destino torna-se um desafio cada vez maior.

Quando o comprimento de uma trilha é da mesma ordem de grandeza ou maior do que o comprimento de onda da componente de mais alta frequência presente no sinal que ela conduz, ela passa a se comportar como uma linha de transmissão, sendo necessário levar em conta características desprezadas em situações de baixas frequências. Uma delas é a impedância característica, definida como a razão entre as amplitudes da onda de tensão e de corrente incidentes na trilha (SHARAWI, 2004). A impedância característica é determinada pelas propriedades físicas do meio em que o sinal se propaga. Bifurcações e terminos de trilhas modificam essas propriedades, causando mudanças na impedância característica ao longo da trilha. Essas mudanças, por sua vez, dão origem a reflexões do sinal transmitido, que podem vir a corromper o sinal e impedir o correto funcionamento dos circuitos. Como forma de reduzir esses efeitos, o projeto de *hardware* deve utilizar topologias e terminações de linhas adequadas (SHARAWI, 2004).

2.3.2.1 Terminações de trilhas

Dada uma linha de transmissão com impedância característica Z_0 , com uma carga de impedância Z_L em sua extremidade, um sinal que se propaga na linha será refletido de acordo com o descasamento entre a impedância da carga e a impedância característica da linha. A razão entre a amplitude complexa da onda refletida V^- e da onda incidente V^+ é chamada de coeficiente de reflexão. Na extremidade da linha, esse coeficiente é dado por (ZHANG *et al.*, 2015):

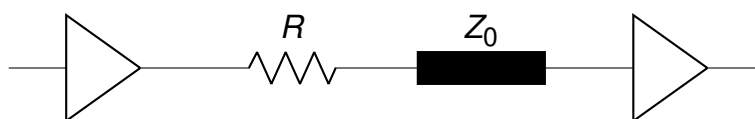
$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (23)$$

A interrupção abrupta do meio de transmissão nas extremidades das trilhas é vista como uma grande descontinuidade na impedância característica, que se torna, idealmente, infinita ($Z_L = \infty$), causando uma reflexão completa do sinal ($\Gamma = 1$). Um método para reduzir essa descontinuidade é a adição de um componente discreto interligando a extremidade da linha com a terra, com impedância o mais próximo possível da impedância característica da trilha. Quanto mais próxima a impedância do componente for da impedância característica, menor será a reflexão, sendo eliminada por completo ($\Gamma = 0$) quando ambas forem iguais, o que pode ser observado ao substituir $Z_L = Z_0$ em (23).

Existem quatro formas para terminação de linhas de transmissão (KATRAI, 1999): série, paralelo, Thévenin e AC.

A terminação série (Figura 20) é utilizada em situações em que a impedância de saída Z_d do transmissor é menor do que a impedância característica Z_0 da linha. Nessa situação, é adicionado um resistor na saída do transmissor, em série com a trilha, com resistência $R = Z_0 - Z_d$. Desta forma, uma onda que seja refletida no receptor encontra, ao retornar ao transmissor, uma impedância $Z_d + R = Z_0$, não sendo novamente refletida ao receptor. A terminação série, portanto, melhora a integridade do sinal no receptor suprimindo reflexões secundárias no transmissor. Como vantagem está sua simplicidade, utilizando apenas um componente, e baixo consumo. Já sua desvantagem é que esta terminação aumenta os tempos de subida e descida do sinal, já que é necessário carregar as capacitâncias parasitas da linha através da resistência adicional R (KATRAI, 1999).

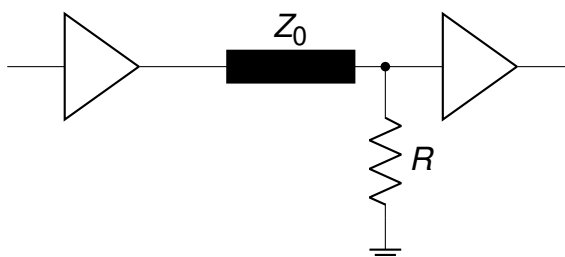
Figura 20 – Terminação série.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na terminação paralela (Figura 21), uma resistência com valor igual à impedância característica da linha é colocada entre a entrada do receptor e o terra. Considerando a impedância de entrada do receptor como infinita, a colocação dessa resistência promove o casamento de impedâncias no receptor, eliminando a reflexão de sinal no receptor. Sua desvantagem é o maior consumo entre todas as terminações (KATRAI, 1999).

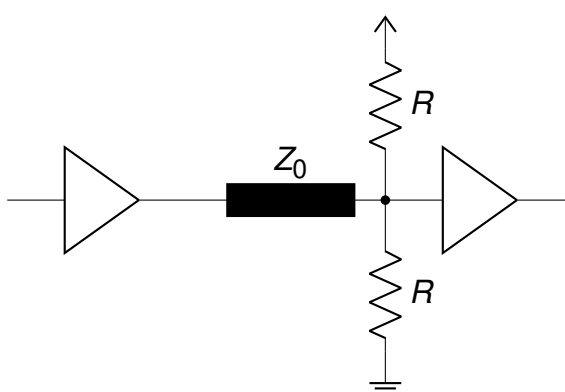
Figura 21 – Terminação paralela.



Fonte: elaborado pelo autor.

A terminação Thévenin (Figura 22) é semelhante à terminação paralela, mas, ao invés de um resistor conectado ao terra, são utilizados um resistor conectado ao terra e outro conectado à tensão de alimentação, cada um com uma resistência igual a $Z_0/2$, de forma a tornar a impedância AC equivalente igual a Z_0 . Isto diminui o consumo de potência em relação ao método paralelo, entretanto exige o uso de um resistor adicional (KATRAI, 1999).

Figura 22 – Terminação Thévenin.

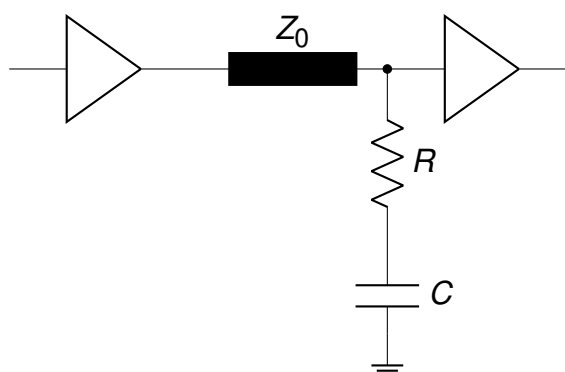


Fonte: elaborado pelo autor.

A terminação AC (Figura 23) é similar à terminação paralela, com a adição de um capacitor em série com o resistor. Para componentes de frequência elevadas, que causariam problemas de reflexão na linha, o capacitor se comporta como um curto, resultando em uma terminação paralela, já para as componentes de mais baixa frequência, que não causam problemas significativos de reflexão, o capacitor se

comporta como um circuito aberto, anulando o efeito da terminação. Devido a isso, a terminação AC consome menos energia do que as terminações paralela e Thévenin. Como desvantagem, essa terminação acrescenta um atraso no sinal devido ao circuito RC formado. Esta terminação é recomendada na maioria das vezes para linhas de *clock* (KATRAI, 1999).

Figura 23 – Terminação AC.



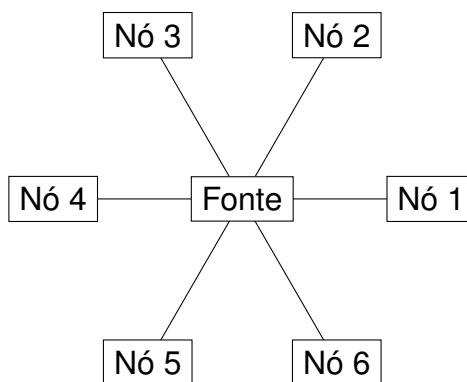
Fonte: elaborado pelo autor.

2.3.2.2 Topologias de rede

Nem sempre é possível evitar bifurcações nas trilhas. Situações em que um mesmo sinal deve chegar a diversos dispositivos exigem que a trilha que o conduz se bifurque em algum momento, dando origem a reflexões, conforme discutido na seção anterior. Nessas situações, é necessário uma seleção adequada da topologia a ser utilizada para a trilha que distribui o sinal aos diversos dispositivos. Exemplos de topologias são a topologia em estrela (Figura 24) e em barramento (também chamada de *daisy-chain*) (Figura 25). Na topologia em estrela, a trilha se subdivide no dispositivo de origem em uma quantidade de segmentos igual à quantidade de dispositivos de destino e cada uma dessas partes não sofre mais nenhuma divisão ao longo de seu percurso. Já na topologia em barramento, uma única trilha interliga, em sequência, todos os dispositivos de destino, sendo conectada a cada dispositivo por trechos de trilhas o mais curtos possível. Ambas as topologias apresentam buscam evitar bifurcações ao longo da trilha, o que acaba por reduzir as reflexões, aumentando a integridade do sinal (PETERSON, 2021; BRENNAN *et al.*, 2007).

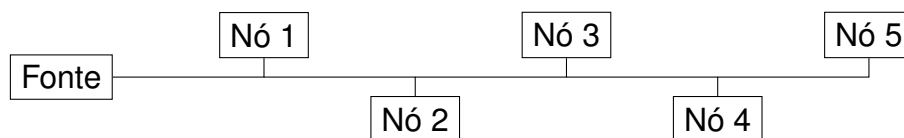
A respeito das terminações, na topologia em barramento é necessário o uso de uma terminação paralela ou AC na extremidade da linha. Já na topologia em estrela são necessárias terminações série, uma para cada segmento, colocadas próximas ao dispositivo de origem, ou terminações AC ou paralelas próximas ao dispositivo de destino (KATRAI, 1999; SHARAWI, 2004; BRENNAN *et al.*, 2007).

Figura 24 – Topologia em estrela.



Fonte: elaborado pelo autor.

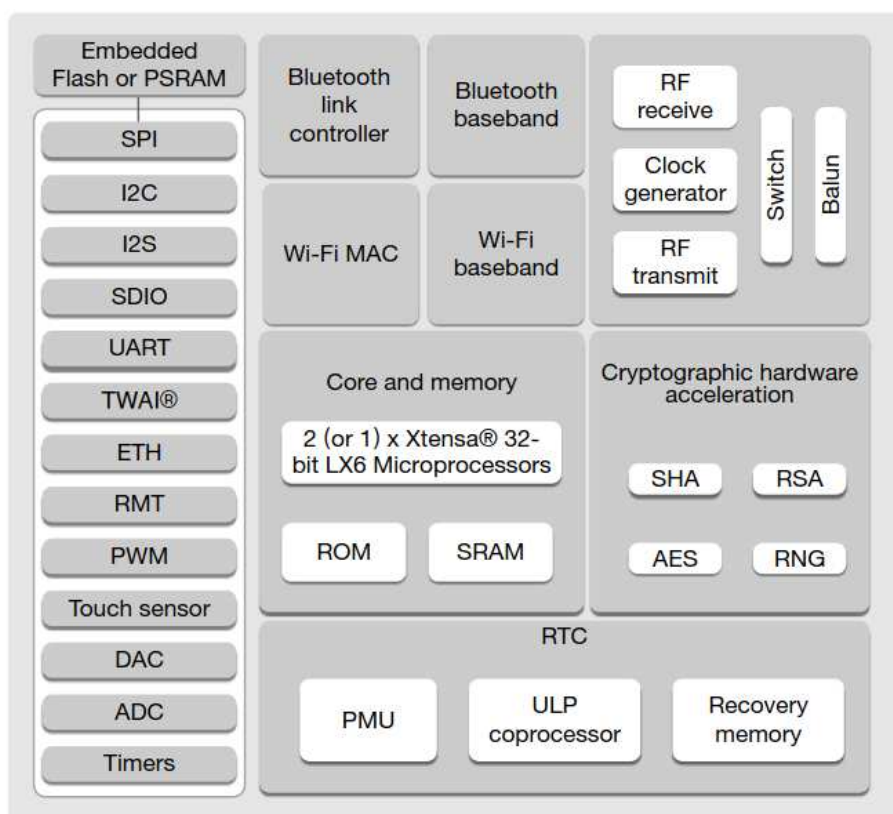
Figura 25 – Topologia em barramento.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.3.3 Série de *chips* ESP32

O ESP32 é uma série de *chips* fabricados pela empresa Espressif Systems, projetados com foco em aplicações móveis, *wearable* e de Internet das Coisas (IoT), que contam com todas as características do estado da arte encontradas em *chips* de baixo consumo, como *clock gating* de granulosidade fina, múltiplos modos de consumo e ajuste dinâmico do consumo. O ESP32 é uma solução altamente integrada para aplicações de IoT que utilizem *Wi-Fi* ou *Bluetooth*, contando com um microprocessador e mais de 20 componentes externos, integrados ao *chip*, além de componentes para a transmissão e recepção dos sinais de radiofrequência, como amplificador de potência, amplificador receptor de baixo ruído e filtros (ESP, 2021). Devido à sua alta integração, esses *chips* são muitas vezes classificados como Sistema em *chips* (SoCs). Um diagrama de blocos dos *chips* da série ESP32 é apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama de blocos dos *chips* da série ESP32.

Fonte: (ESP, 2021)

O ESP32 possui o microprocessador de baixo consumo Xtensa® LX6 de 32 bits, da empresa Tensilica, com versões *single* ou *dual core*, atingindo, no *benchmark* CoreMark®, uma pontuação de 994,26 pontos para a versão *dual core* com *clock* de 240 MHz (ESP, 2021).

O ESP32 possui 448 kB de memória somente leitura (ROM) e 520 kB de memória estática de acesso aleatório (SRAM) internas, que podem ser acessadas diretamente pelo microprocessador, e não possui memória *flash* interna. A memória *flash* é uma memória não-volátil, isto é, que mantém seus dados mesmo não estando energizada, e é responsável por armazenar o programa desenvolvido, a ser executado pelo ESP32. Já a SRAM é uma memória volátil, que perde seus dados ao ser desenergizada, e é utilizada para armazenar dados apenas durante a execução do programa. A ROM é uma memória não-volátil e não modificável. No caso do ESP32, esta memória armazena o programa responsável por gravar novos programas na memória *flash*, tradicionalmente conhecido como *bootloader*.

Como o ESP32 não possui memória *flash* interna, esta memória deve ser adicionada externamente, pois é indispensável para armazenar o programa desenvolvido. Além de memória *flash*, é possível adicionar também, opcionalmente, memória pseudo-estática de acesso aleatórios (PSRAMs) externas, estendendo a SRAM já existente

internamente. São suportadas memórias *flash* e PSRAM externas de até 16 MB. A comunicação dessas memórias com o microprocessador é feita por interface periférica serial quádrupla (QSPI).

Algumas versões do ESP32 possuem as memórias *flash* ou PSRAM externas já integradas no mesmo encapsulamento. Nota-se que, apesar disso, elas são equivalentes ao uso de memórias externas, não sendo acessadas diretamente pelo microprocessador, mas ainda por meio de barramento QSPI. Na Tabela 5 são exibidos os SoCs da série ESP32, juntamente com suas principais características.

Tabela 5 – Modelos de SoCs da família ESP32.

Código	Núcleos	Memória integrada	Encapsulamento
ESP32-D0WD-V3	Dual core	nenhuma	QFN 5*5
ESP32-D0WDR2-V3	Dual core	PSRAM 2 MB	QFN 5*5
ESP32-D0WDQ6-V3 ¹	Dual core	nenhuma	QFN 5*5
ESP32-D0WD ¹	Dual core	nenhuma	QFN 5*5
ESP32-D0WDQ6 ¹	Dual core	nenhuma	QFN 5*5
ESP32-U4WDH	Dual core	Flash 4 MB	QFN 5*5
ESP32-S0WD	Single core	nenhuma	QFN 5*5

¹ Não recomendado para novos projetos.

Fonte: (ESP, 2021)

Os SoCs ESP32 também são comercializados na forma de módulos, que contém, além do SoC, cristal oscilador de 40 MHz, memória *flash* externa para os modelo de SoC sem memória *flash* integrada, circuito para casamento de impedância da antena, antena impressa ou conector para antena externa, e ainda, em alguns modelos, memória PSRAM externa.

Exemplos de módulos mais atuais são o ESP32-WROVER-E e o ESP32-WROVER-IE, com o primeiro possuindo antena impressa e o segundo possuindo tanto antena impressa quanto conector para antena externa. O aspecto desses módulos é ilustrado na Figura 27. Os módulos possuem um invólucro metálico, representado em cinza na figura, sob o qual são localizados os *chips* do SoC, cristal oscilador, *chips* de memórias e demais componentes.

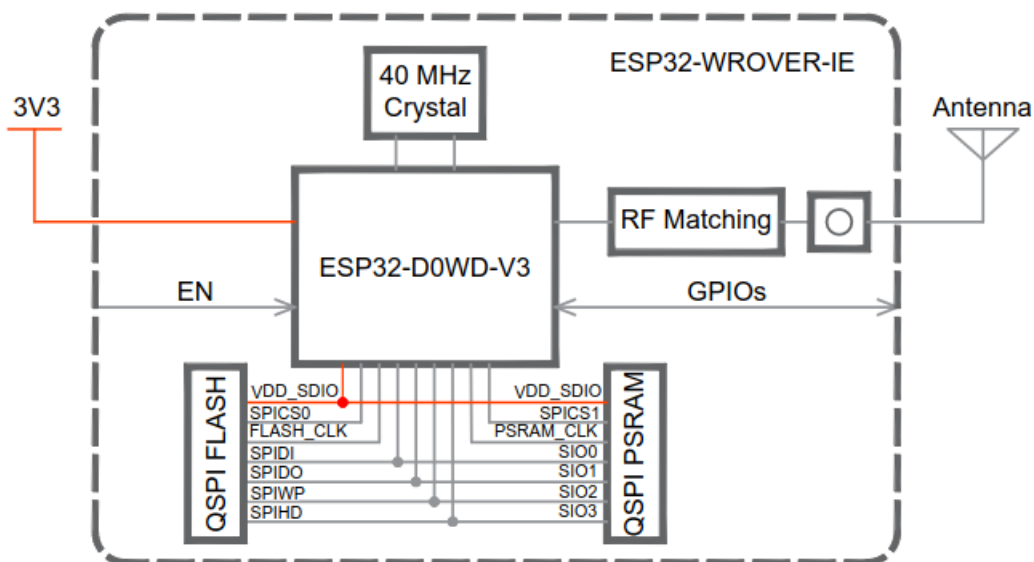
Figura 27 – Módulos ESP32-WROVER-E (esquerda) e ESP32-WROVER-IE (direita).



Fonte: (ESPRESSIF SYSTEMS, 2022a)

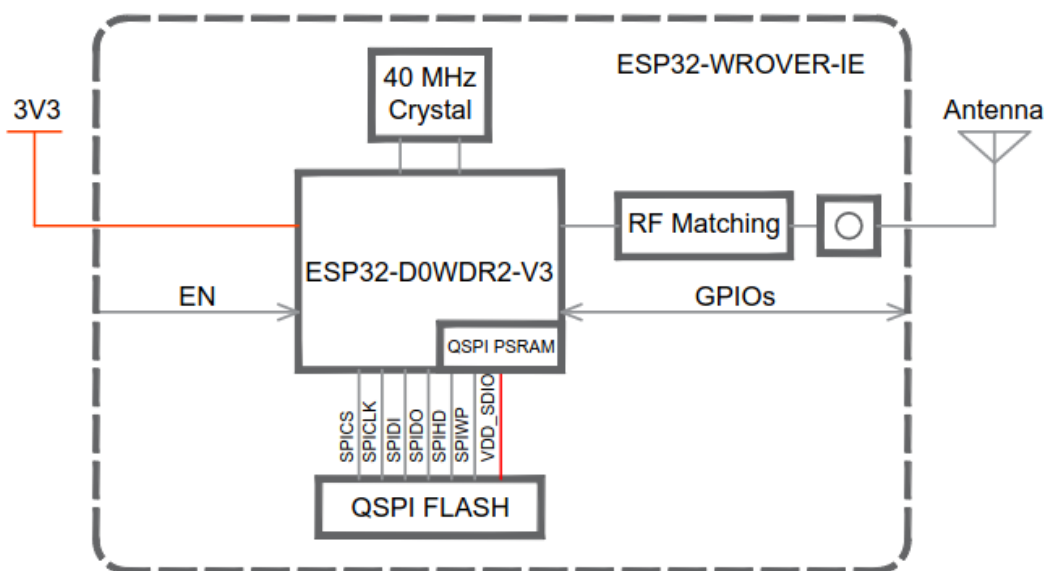
Os módulos ESP32-WROVER-E e o ESP32-WROVER-IE contam com versões com *chip* de memória *flash* externo de 4 a 16 MB. Em relação à PSRAM, os módulos possuem *chip* externo de 8 MB, conectado ao mesmo barramento QSPI da memória *flash* (Figura 28) ou possuem SoC com PSRAM de 2 MB já integrada (Figura 29).

Figura 28 – Diagrama esquemático do módulo ESP32-WROVER-IE com SoC ESP32-D0WD-V3 integrado.



Fonte: (ESPRESSIF SYSTEMS, 2022a)

Figura 29 – Diagrama esquemático do módulo ESP32-WROVER-IE com SoC ESP32-D0WDR2-V3 integrado.



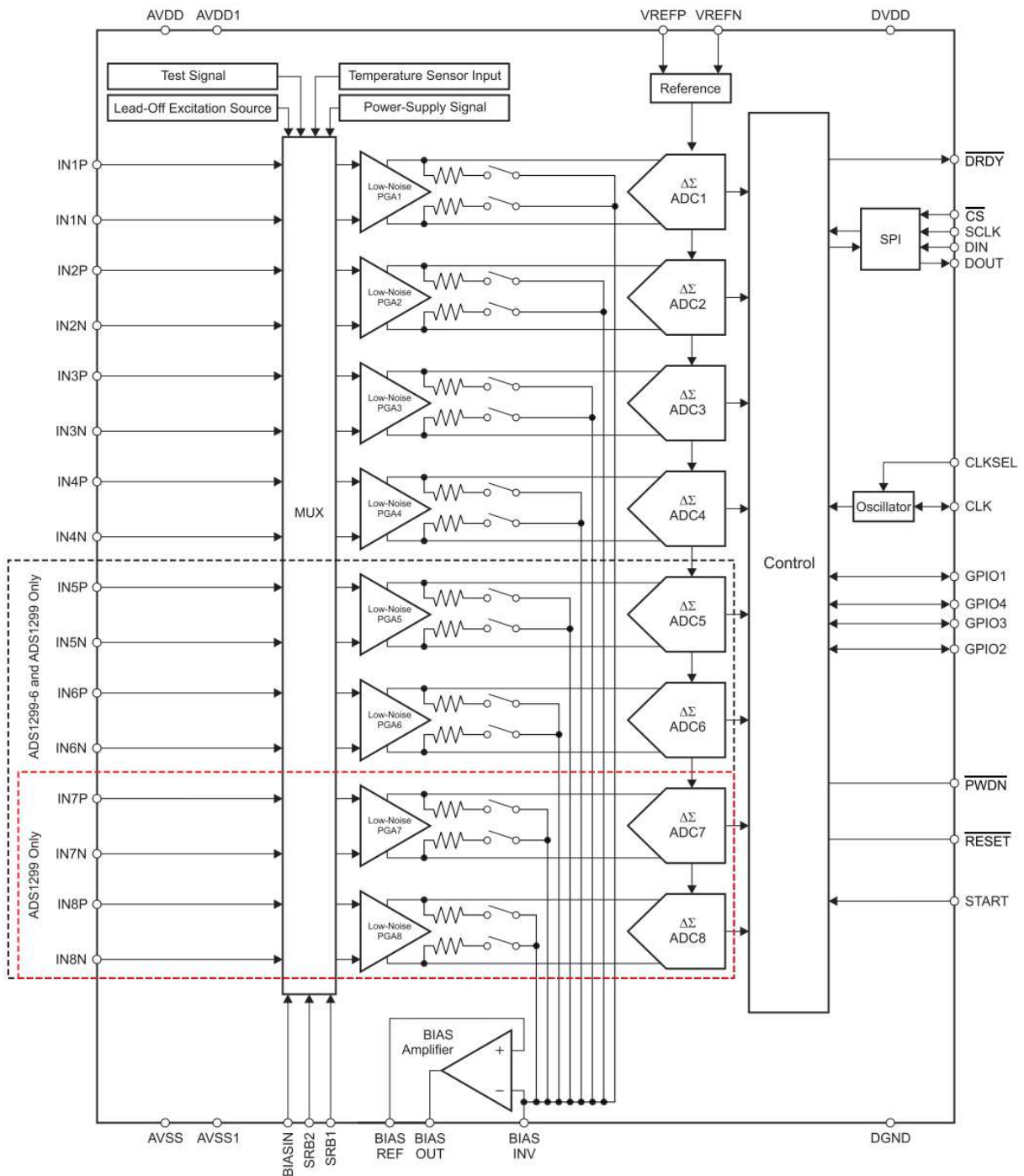
Fonte: (ESPRESSIF SYSTEMS, 2022a)

2.3.4 Front-end analógico ADS1299

O ADS1299 é um *front-end* analógico fabricado pela Texas Instruments, possuindo versões com quatro, seis ou oito canais, amostrados simultaneamente por meio de conversores AD delta-sigma de baixo ruído ($1 \mu\text{V}_{\text{PP}}$ referido à entrada, para uma banda de 70 Hz), com resolução de 24 bits, taxa de aquisição configurável de 250 a 16000 amostras por segundo por canal e ganho programável de 1 a 24 vezes. Além disso, também possui referência de tensão interna para os conversores AD, oscilador interno e comunicação via *serial peripheral interface* (SPI) (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

O ADS1299 é disponibilizado em um encapsulamento TQFP de 64 pinos, com dimensões de 10 mm x 10 mm, sendo uma solução altamente integrada que possui todas as características essenciais para a captação de sinais de eletroencefalografia (EEG) e outros biopotenciais. Entre essas características, possui detecção de eletrodo solto, geração de sinal de *bias* e montagem configurável entre referencial ou diferencial. Além disso, diversos ADS1299 podem ser interligados, formando sistemas com maior quantidade de canais (TEXAS INSTRUMENTS, 2017). Um diagrama funcional do ADS1299 é apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Diagrama funcional do ADS1299.

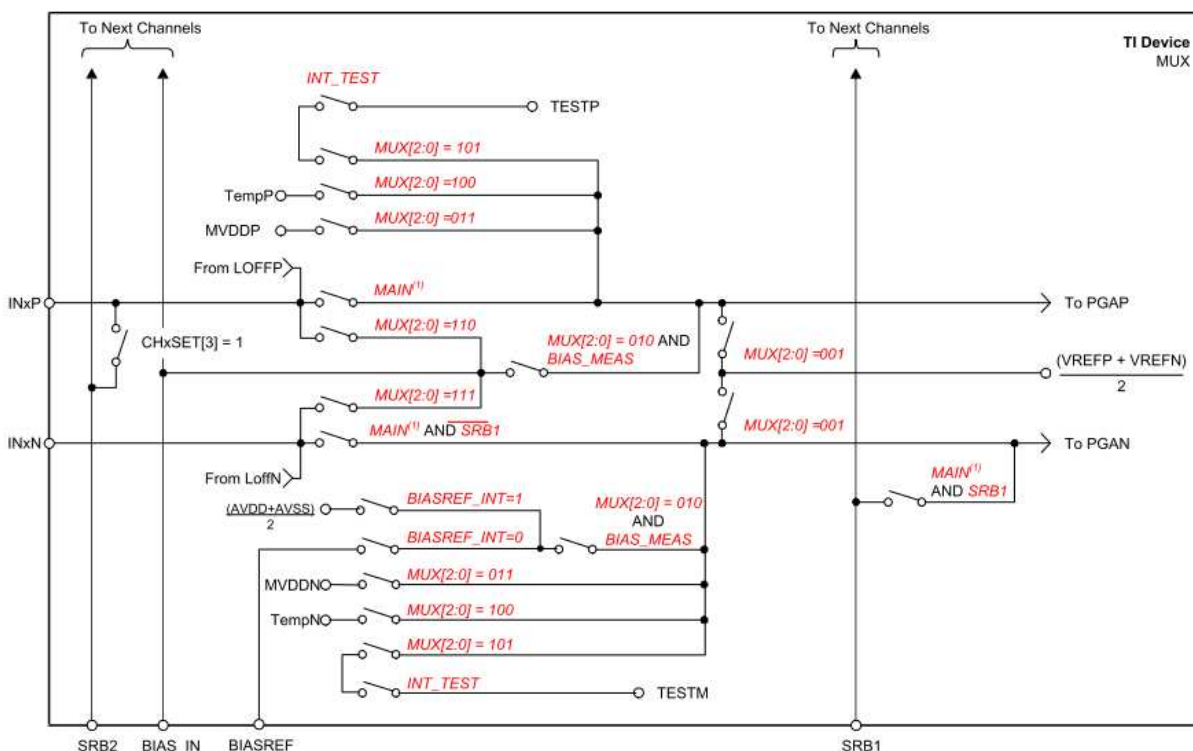


Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.3.4.1 Multiplexadores de entrada

O ADS1299 possui, em cada canal, um multiplexador de entrada que possui grande flexibilidade, permitindo diversas configurações para a conexão de seus terminais negativo e positivo (Figura 31).

Figura 31 – Multiplexador de entrada para um dos canais do ADS1299.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

A configuração do multiplexador de cada canal é determinada de acordo com o valor do campo MUX do registrador CHxSET, em que x é o número do canal. De acordo com esse valor, as configurações podem ser:

- MUX=0 - Entrada normal: terminais positivo e negativo do canal conectados, respectivamente, aos pinos INxP e INxN do *chip*, com x sendo o número do canal. Configuração padrão, para captação de sinais externos.
- MUX=1 - Entrada curto-circuitada: terminais curto-circuitados internamente e conectados ao meio da faixa de alimentação analógica. Utilizado para medição de *offset* e ruído inerentes ao canal.
- MUX=2 - Medição do sinal de *bias*: utilizado para medição do sinal de *bias* gerado pelo *chip*. Opcionalmente, pode ser usado como um canal auxiliar, medindo a tensão entre os pinos BIASIN e BIASREF do *chip*.
- MUX=3 - Medição das tensões de alimentação: para os canais 1, 2, 5, 6, 7 e 8, as entradas do canal são conectadas a uma tensão diferencial igual a $(AVDD+AVSS)/2$, com AVDD e AVSS sendo as tensões nos pinos AVDD e AVSS de alimentação analógica do *chip*; para os canais 3 e 4, a tensão diferencial é igual a $DVDD/4$, com DVDD sendo a tensão de alimentação digital do *chip*.

- MUX=4 - Sensor de temperatura: canal conectado ao sensor de temperatura integrado ao *chip*. A temperatura em graus Celsius pode ser obtida a partir do valor tensão lido por meio da fórmula $[(V-145,3)/490 + 25]$, em que V é o valor de tensão lido em μV .
- MUX=5 - Sinal de teste: o canal é conectado a um sinal de teste gerado internamente. O sinal de teste pode ser configurado como uma onda quadrada ou um nível DC fixo.
- MUX=6 - Roteamento do sinal de *bias* para o eletrodo positivo: o sinal de *bias* gerado é fornecido no pino do terminal positivo do canal (INxP). Permite modificar dinamicamente o eletrodo ao qual é aplicado o sinal de *bias*.
- MUX=7 - Roteamento do sinal de *bias* para o eletrodo negativo: o sinal de *bias* gerado é fornecido no pino do terminal negativo do canal (INxN).

Além dessas configurações, outros registradores permitem conectar os terminais negativos de todos os canais ao pino SRB1 do *chip*. Esta configuração é utilizada para ser obtida uma montagem referencial, com o eletrodo de referência devendo ser conectado ao pino SRB1. Esta configuração é global, no sentido de que ou nenhum terminal negativo dos canais é conectado ao SRB1 ou todos são conectados simultaneamente. Há também a possibilidade de conectar o terminal positivo de cada canal ao pino SRB2 do *chip*, com cada canal podendo ser conectado ou não a este pino de forma individual.

2.3.4.2 Conversor analógico-digital e filtragem digital

Cada canal do ADS1299 possui um conversor AD delta-sigma de 24 bits. Esse conversor usa um modulador de segunda ordem, otimizado para aplicações de baixo ruído. O modulador amostra o sinal de entrada a uma frequência $f_{MOD} = 1,048$ MHz (quando utilizado *clock* padrão do *chip*, de 2,0148 MHz) e resolução de 1 bit.

O uso de uma frequência de amostragem f_{MOD} muito acima da frequência final f_{DR} desejada nos conversores delta-sigma, técnica chamada de sobreamostragem, reduz drasticamente a complexidade dos filtros analógicos de *anti-aliasing* necessários nas entradas do ADS1299. Para evitar o fenômeno de *aliasing*, devem ser suprimidas frequências acima de $f_{MOD}/2$, ao mesmo tempo em que não devem ser atenuadas frequências dentro da banda do sinal de interesse. Devido à sobreamostragem, há um grande intervalo entre a frequência máxima do sinal de interesse e $f_{MOD}/2$, o que fornece uma larga banda de transição para o filtro. Isso possibilita o uso de filtros mais simples com decaimentos não tão abruptos, como filtros RC passivos de primeira ordem. Outra vantagem dos conversores delta-sigma é o efeito de modelagem do ruído (*noise shaping*), que reduz a densidade espectral de ruído de quantização dentro da

banda do sinal de interesse, às custas de aumentar sua densidade para frequências mais elevadas, fora da banda do sinal de interesse (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

A saída de 1 bit do modulador é aplicada em um filtro digital decimador, sendo obtida a resolução final de 24 bits. É realizado um *tradeoff* entre nível de ruído e taxa de amostragem final: uma maior decimação resulta em um menor ruído e uma menor decimação resulta em uma maior taxa de amostragem final. O filtro digital decimador utilizado em cada canal é um filtro de média móvel de terceira ordem. Sua função de transferência no domínio Z tem magnitude dada por (TEXAS INSTRUMENTS, 2017):

$$|H(z)| = \left| \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right|^3 \quad (24)$$

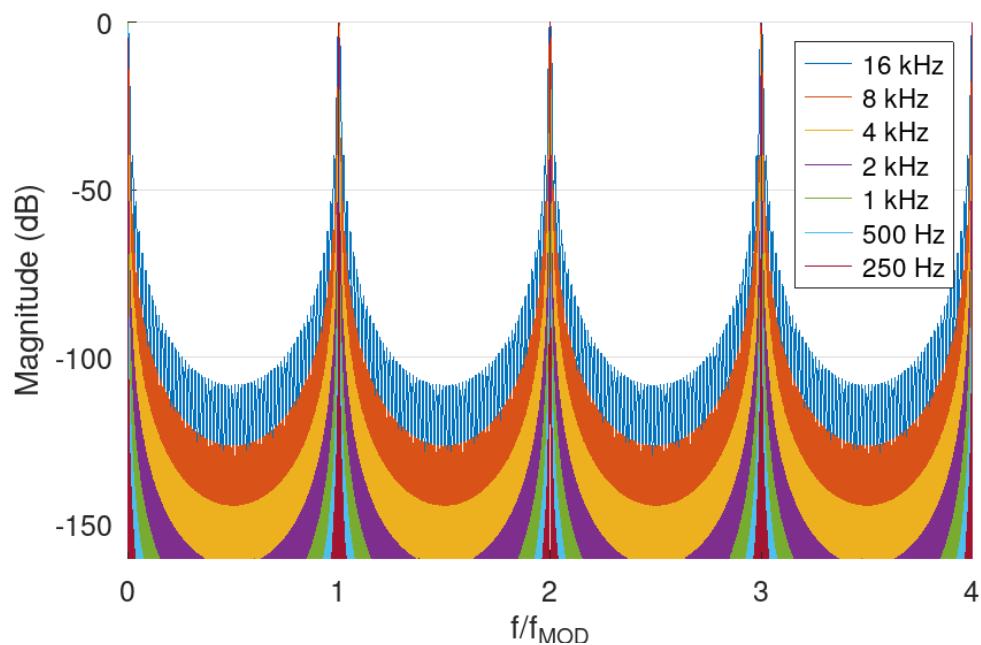
em que N é a taxa de decimação, definida de acordo com a frequência de amostragem final desejada f_{DR} ($N = f_{MOD}/f_{DR}$). Convertendo para o domínio da frequência ($z = e^{j2\pi f/f_{MOD}}$) (TEXAS INSTRUMENTS, 2017):

$$|H(f)| = \left| \frac{\text{sen} \left(N \cdot \frac{\pi f}{f_{MOD}} \right)}{N \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi f}{f_{MOD}} \right)} \right|^3 \quad (25)$$

Na Figura 32 são exibidas as funções de transferência do filtro decimador para diferentes valores de f_{DR} , com frequência normalizada em relação a f_{MOD} . É possível observar a periodicidade da função de transferência, que se repete a cada f_{MOD} . Devido a essa periodicidade, o filtro *anti-aliasing* analógico na entrada de cada canal deve ser projetado de forma a atenuar suficientemente interferências em frequências em torno de múltiplos de f_{MOD} , visto que nessas frequências a atenuação do filtro digital é nula (ganho de 0 dB). (TEXAS INSTRUMENTS, 2017)

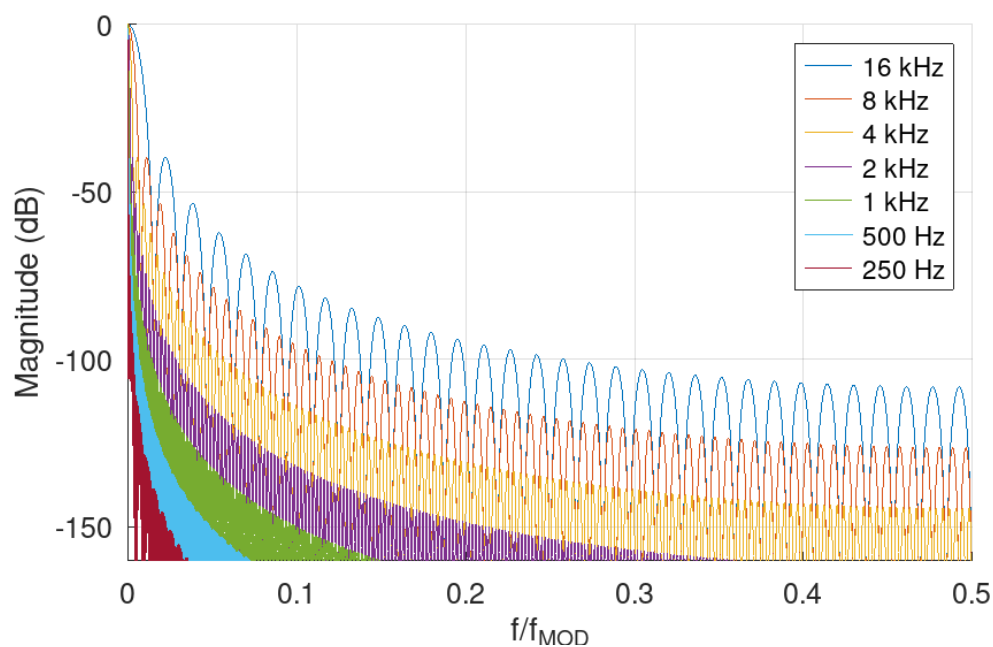
Na Figura 33 são exibidos os mesmos gráficos da Figura 32, mas apenas do trecho de frequência normalizada entre 0 e 0,5.

Figura 32 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{MOD} . Exibidos valores para frequência normalizada de 0 a 4.



Fonte: elaborado pelo autor.

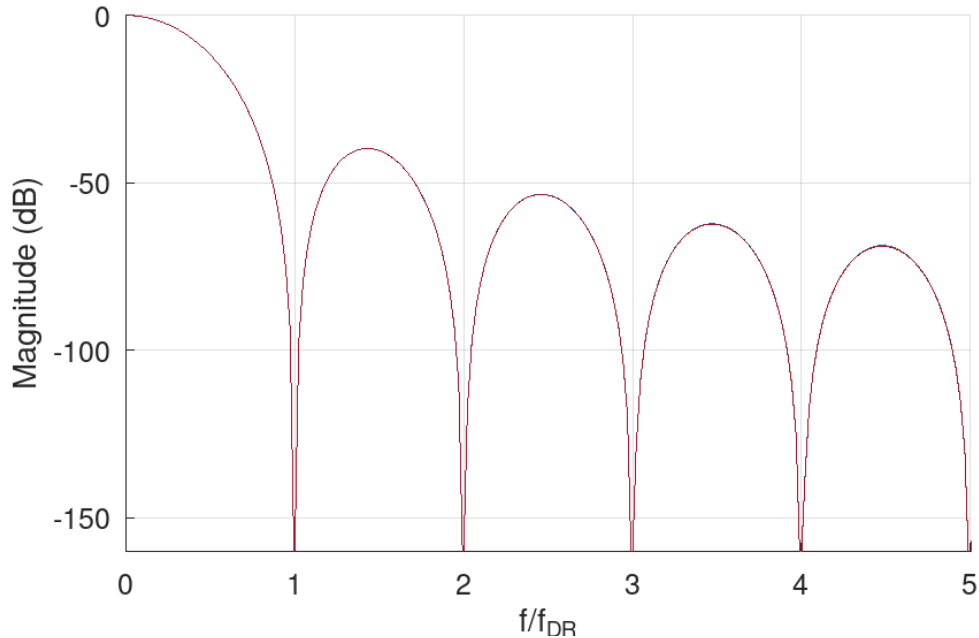
Figura 33 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{MOD} . Exibidos valores para frequência normalizada de 0 a 0,5.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 34 são exibidas as função de transferência do filtro decimador para diferentes frequências de amostragem desejadas f_{DR} , com o eixo das frequências normalizado em relação a f_{DR} .

Figura 34 – Gráfico de magnitude da função de transferência do filtro digital decimador do ADS1299 para diferentes valores de frequência de amostragem desejada f_{DR} . Eixo das frequências normalizado em relação a f_{DR} . Nota-se que todos os gráficos coincidem para os valores de $f \ll f_{MOD}$ exibidos.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para os valores de frequência $f \ll f_{MOD}$ exibidos, todos os gráficos, para diferentes valores de f_{DR} , praticamente coincidem. Isso pode ser deduzido notando-se que:

$$f \ll f_{MOD} \implies \frac{f}{f_{MOD}} \ll 1 \implies \operatorname{sen}\left(\frac{\pi f}{f_{MOD}}\right) \approx \frac{\pi f}{f_{MOD}} \quad (26)$$

em que é utilizada a aproximação $\operatorname{sen} x \approx x$ para $0 < x \ll 1$. Notando que $f_{MOD}/N = f_{DR}$ e substituindo (26) em (25):

$$|H(f)| \approx \left| \frac{\operatorname{sen}\left(N \cdot \frac{\pi f}{f_{MOD}}\right)}{N \cdot \frac{\pi f}{f_{MOD}}} \right|^3 = \left| \operatorname{sinc}\left(N \cdot \frac{f}{f_{MOD}}\right) \right|^3 = \left| \operatorname{sinc}\left(\frac{f}{f_{DR}}\right) \right|^3 \quad (27)$$

em que $\operatorname{sinc}(x) = \operatorname{sen}(\pi x)/(\pi x)$ é a função sinc normalizada.

Com essa aproximação, a magnitude da função de transferência do filtro decimador é dependente apenas da frequência normalizada em relação a f_{DR} , o que justifica a coincidência dos gráficos na Figura 34.

Utilizando a aproximação obtida em (27), é possível obter a frequência de corte do filtro decimador. Nota-se que, na frequência de corte f_c , tem-se $|H(f_c)| = 1/\sqrt{2}$, logo:

$$\begin{aligned}
|H(f_c)| = \frac{1}{\sqrt{2}} &\approx \left| \text{sinc} \left(\frac{f_c}{f_{DR}} \right) \right|^3 \implies \sqrt[3]{\frac{1}{\sqrt{2}}} \approx \text{sinc} \left(\frac{f_c}{f_{DR}} \right) \\
&\implies \text{sinc} \left(\frac{f_c}{f_{DR}} \right) \approx \frac{1}{\sqrt[6]{2}} \\
&\implies f_c \approx 0,2619 \cdot f_{DR}
\end{aligned} \tag{28}$$

sendo utilizado um solucionador numérico para obtenção da última expressão. Dessa forma, utilizando uma frequência de amostragem $f_{DR} = 2000$ Hz, por exemplo, é possível amostrar sinais com banda até $0,2619 \cdot 2000 \approx 524$ Hz.

2.3.4.3 Detecção de eletrodo solto

O ADS1299 é capaz de detectar eletrodos soltos (*lead-off*) por meio da injeção de corrente nos terminais positivo e negativo de cada canal. Uma corrente com amplitude configurável é injetada no terminal positivo do canal ao mesmo tempo em que uma corrente de mesma amplitude mas de sentido contrário é injetada no terminal negativo do canal. A tensão em cada terminal é comparada com limiares configurados pelo usuário. O eletrodo é considerado solto quando o valor de tensão obtida se encontra fora dos limiares configurados. O resultado da detecção de eletrodo solto é fornecido juntamente com as amostras dos canais, como será visto nas Seções a seguir.

É possível configurar a amplitude da corrente (6 nA, 24 nA, 6 μ A ou 24 μ), frequência (onda quadrada de 7,8 Hz, 31,2 Hz ou DC), limiares superior (70% a 95% de AVDD-AVSS) e inferior (5% a 30% de AVDD-AVSS) dos comparadores e polaridade da corrente, sendo possível utilizar a polaridade padrão ou inverter a ligação entre as fontes de corrente e os terminais do canal (fonte conectada por padrão ao terminal positivo é conectada ao terminal negativo e vice-versa).

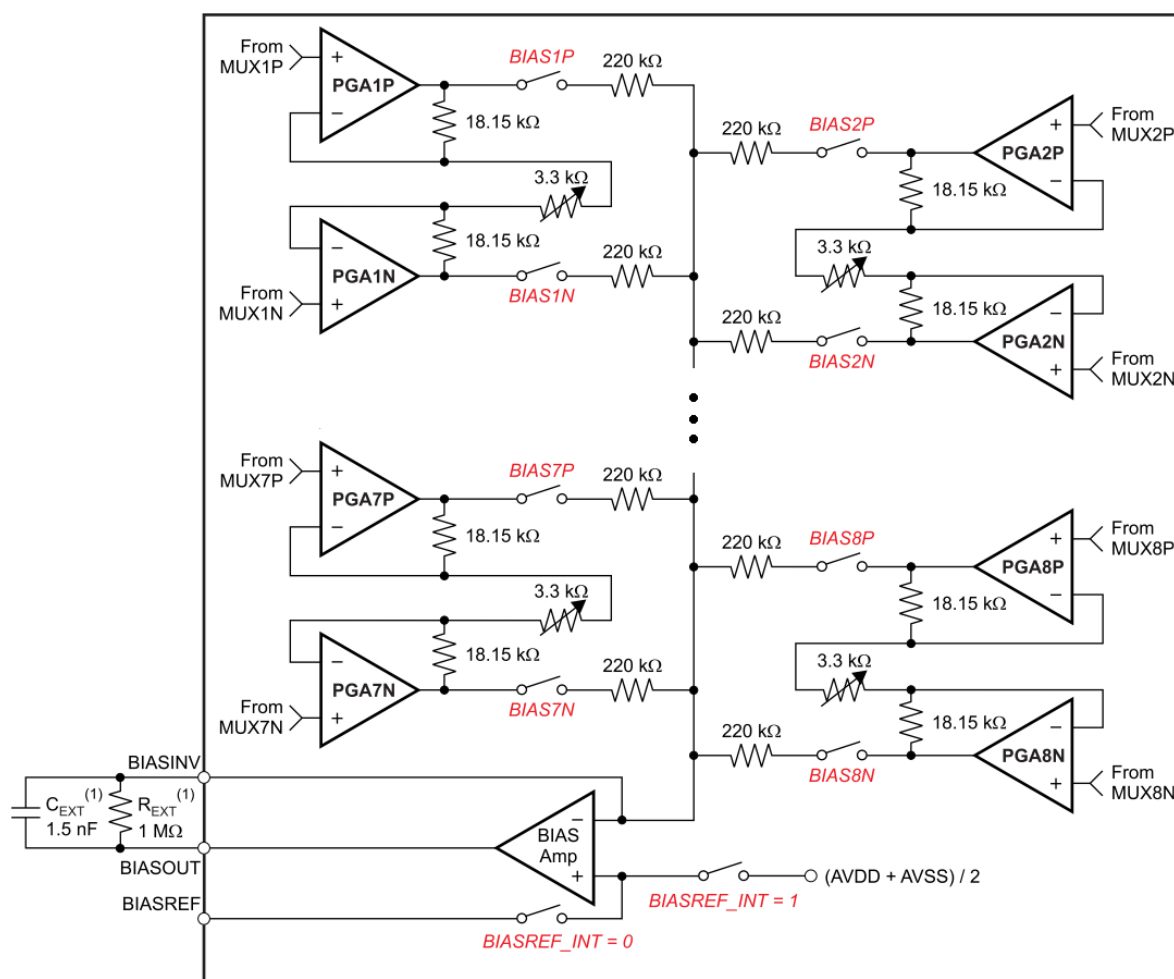
2.3.4.4 Geração de sinal de *bias*

O ADS1299 possui um circuito gerador de sinal de *bias* (Figura 35) para contrabalancear interferências de modo comum nos canais. Um amplificador operacional integrado recebe a tensão de modo comum V_{CM} de um conjunto selecionado de eletrodos, uma tensão de referência $V_{BIASREF}$ e gera um sinal no pino BIASOUT, que deve ser conectado ao eletrodo de *bias*, proporcional e com a mesma polaridade da diferença $V_{BIASREF} - V_{CM}$. Este sinal, ao ser aplicado ao paciente, age no sentido de anular o sinal de modo comum, fixando o potencial do paciente em $V_{BIASREF}$.

O laço de realimentação negativa do amplificador é fechado por meio da conexão de um circuito RC paralelo entre os pinos BIASOUT e BIASINV. A tensão de referência pode ser selecionada como o meio da faixa de alimentação analógica ou

pode ser utilizada uma tensão aplicada ao pino BIASREF do *chip*. Os terminais positivo e negativo de cada um dos canais podem ser seleccionados individualmente para serem utilizados na geração do sinal de *bias*.

Figura 35 – Circuito de geração de sinal de *bias* do ADS1299.



(1) Valores típicos.

Fonte: adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.3.4.5 Comunicação

A comunicação com o ADS1299 ocorre via SPI, por meio dos pinos \overline{CS} , SCLK, DIN e DOUT. O pino \overline{CS} (*chip select*) é um pino de entrada, responsável por iniciar uma transação SPI. Este pino deve ser colocado em nível lógico baixo antes da transação e deve se manter em nível baixo durante toda a transação, retornando ao nível alto após o fim da transação. O pino SCLK (*serial clock*) é um pino de entrada que recebe o sinal de *clock* para a comunicação durante uma transação. A cada borda de descida de SCLK, o pino de entrada DIN (*data in*) é lido, sendo recebido um novo bit de dados, e a cada borda de subida de SCLK um novo bit de dados é enviado por meio do pino

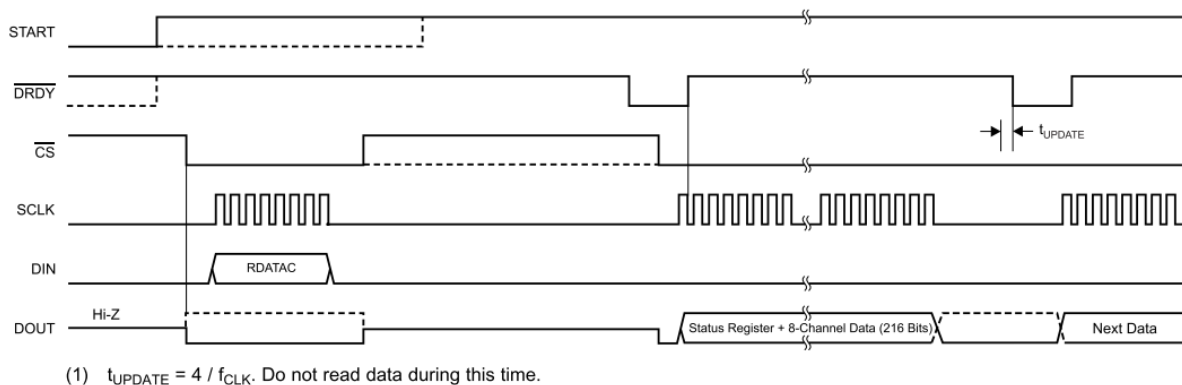
de saída DOUT (*data out*). Quando não há transações em andamento, SCLK deve se manter em nível lógico baixo. O controle do ADS1299 é realizado por meio do envio de comandos via SPI. Cada comando é uma palavra de 1 ou 2 bytes enviada pelo dispositivo que controla o ADS1299, como um microcontrolador. Dependendo do comando, ele pode ser sucedido pelo envio de bytes de resposta do ADS1299 ou pelo envio de mais bytes por parte do dispositivo que controla o ADS1299. Os comandos definidos, juntamente com seus bytes correspondentes são:

- Comandos do sistema
 - WAKEUP (0000 0010): acorda o ADS1299, retirando-o do modo de *standby*
 - STANDBY (0000 0100): coloca o ADS1299 no modo de *standby*
 - RESET (0000 0110): reseta o ADS1299
 - START (000 1000): inicia ou reinicia (sincroniza) conversões
 - STOP (0000 1010): encerra a conversão
- Leitura de dados
 - RDATA (0001 0000): habilita o modo de leitura contínua de dados
 - SDATA (0001 0001): desabilita o modo de leitura contínua de dados
 - RDATA (0001 0010): lê últimos dados disponíveis
- Leitura e escrita de registradores
 - RREG (001r rrrr 000n nnnn): Lê 000n nnnn + 1 registradores, iniciando no endereço 000r rrrr.
 - WREG (010r rrrr 000n nnnn): Escreve 000n nnnn + 1 registradores, iniciando no endereço 000r rrrr

Para iniciar uma nova conversão, é necessário configurar os registradores do ADS1299 de acordo com as configurações desejadas (frequência de amostragem, *mux* dos canais, etc.) e enviar o comando START, ou, equivalentemente, colocar o pino START do *chip* em nível lógico alto. Uma vez iniciada a conversão, o ADS1299 sinaliza ao dispositivo controlador a existência de novas amostras por meio de bordas de descida do pino $\overline{\text{DRDY}}$ (*data ready*). A cada borda de descida, o controlador deve enviar o comando RDATA e ler as amostras enviadas pelo ADS1299, com o pino $\overline{\text{DRDY}}$ retornando ao nível lógico alto na primeira borda de descida de SCLK. Opcionalmente, pode-se enviar o comando RDATA no início da conversão, logo após o comando de START, colocando ADS1299 no modo de leitura contínua. Neste modo, as amostras podem ser lidas diretamente após a borda de descida do pino $\overline{\text{DRDY}}$, sem necessidade de um comando prévio. Enquanto no modo de leitura contínua, nenhum outro comando

pode ser enviado ao ADS1299, a não ser o comando SDATAC, que encerra este modo (TEXAS INSTRUMENTS, 2017). O uso do modo de leitura contínua é ilustrado na Figura 36.

Figura 36 – Uso do comando RDATAAC, para leitura contínua de dados do ADS1299.

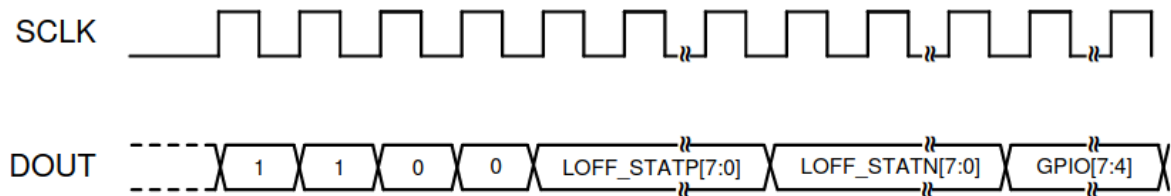


Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

Cada amostra de cada canal é uma palavra de 24 bits, representada no formato de complemento de 2. Uma variação de 1 unidade no código da amostra corresponde a uma variação de tensão na entrada do canal igual a $V_{FS}/(2^{23} - 1)$, com $V_{FS} = V_{REF}/G$ sendo a tensão de fundo de escala, em que V_{REF} é a tensão de referência dos conversores AD e G o ganho selecionado para o canal. Quando utilizada a tensão de referência interna, $V_{REF} = 4,5$ V. Uma tensão de entrada igual ou maior a V_{FS} produzirá o código hexadecimal 0x7FFFFFFF enquanto uma tensão de entrada igual ou menor a $-V_{FS} \cdot 2^{23}/(2^{23} - 1)$ produzirá o código hexadecimal 0x800000.

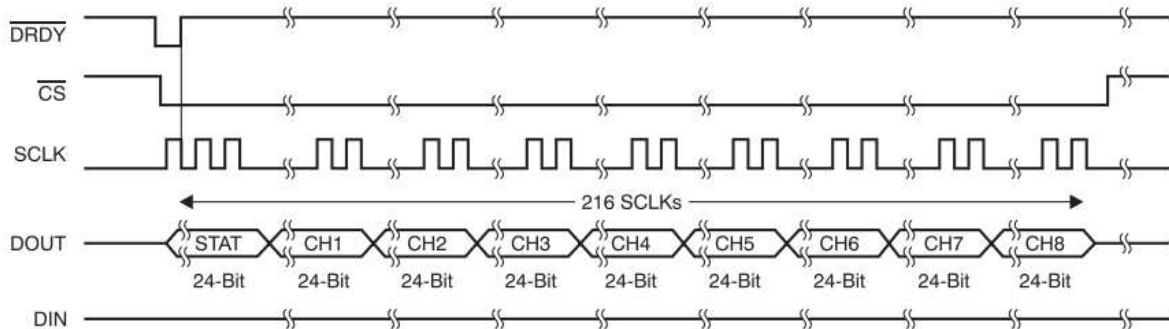
As amostras são enviadas via SPI com o bit mais significativo sendo enviado primeiro (*most significant bit first*). Também são enviados 24 bits de STATUS, que compreendem os resultados dos comparadores de detecção de eletrodo solto (conteúdo dos registradores LOFF_STATP - resultados para os terminais positivos de cada canal - e LOFF_STATN - resultados para os terminais negativos de cada canal), seguido dos valores presentes nos quatro pinos de entrada e saída de uso geral existentes no ADS1299. O formato dos bytes de STATUS enviados é exibido na Figura 37. A leitura de um quadro completo de amostras (STATUS + amostras dos oito canais) no modo de leitura contínua é ilustrada na Figura 38.

Figura 37 – Formato do campo de STATUS enviado juntamente com as amostras do ADS1299.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2015a).

Figura 38 – Leitura de um quadro de amostras do ADS1299 no modo de leitura contínua.

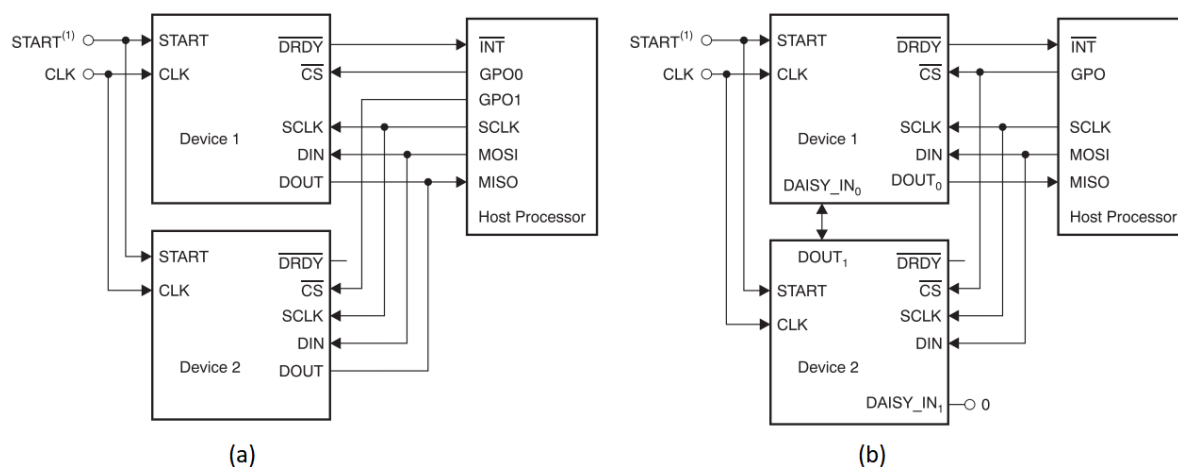


Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.3.4.6 Interligação de diversos dispositivos

É possível conectar diversos ADS1299 entre si para a obtenção de sistemas de aquisição com maiores quantidades de canais. Entre as formas existentes, duas se destacam pelo uso de uma pequena quantidade de pinos para interface: o modo em cascata e o modo *daisy-chain*. Uma ilustração de ambos os modos é exibida na Figura 39.

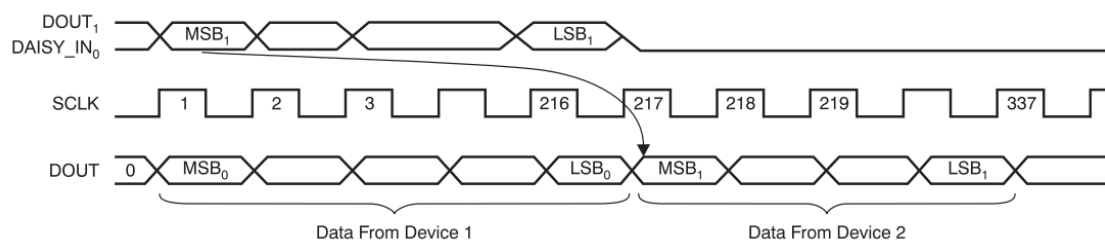
Figura 39 – Modos de interligação de múltiplos ADS1299: a) modo em cascata, b) modo *daisy-chain*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

No modo em cascata, os pinos DOUT, SCLK e DIN da interface SPI são compartilhados entre todos os ADS1299, com cada dispositivo mantendo seu próprio \overline{CS} . Enquanto um dispositivo não for selecionado por meio de seu respectivo \overline{CS} , sua saída DOUT se mantém em alta impedância, permitindo que outro dispositivo tome o controle da linha de DOUT. Esta configuração permite a comunicação com cada um dos ADS1299 de forma isolada. Por outro lado, exige que seja feita uma transação para cada dispositivo para a leitura de novas amostras.

No modo *daisy-chain*, os pinos SCLK, DIN e \overline{CS} são compartilhados entre todos os ADS1299. O DOUT do segundo dispositivo é conectado ao pino DAISY_IN do primeiro, o DOUT do terceiro ao DAISY_IN do segundo e assim sucessivamente, criando uma cadeia, e o DOUT do primeiro dispositivo é conectado ao dispositivo *host* que controla os diversos ADS1299. Durante a leitura de um novo quadro de amostras, cada ADS1299 recebe, por meio de sua entrada DAISY_IN, os dados do dispositivo anterior na cadeia ao mesmo tempo em que repassa seus dados para o próximo dispositivo da cadeia, por meio de sua saída DOUT. Ao terminar o envio de seus próprios dados, são repassados os dados que foram recebidos do dispositivo anterior, e assim sucessivamente. Desta forma, o primeiro dispositivo da cadeia envia ao *host* seu quadro de amostras, seguido do quadro de amostras do segundo dispositivo e assim sucessivamente, até serem transferidos os dados de todos os dispositivos, conforme ilustrado na Figura 40. No modo *daisy-chain*, a transferência de novas amostras de todos os ADS1299 pode ser feita por meio de uma única transação SPI. Por outro lado, não é possível comunicar-se individualmente com cada um dos ADS1299, de forma que todos os dispositivos receberão os mesmos comandos e se manterão com configurações idênticas.

Figura 40 – Envio de quadro de amostras de diversos ADS1299 no modo *daisy-chain*.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

2.4 TÓPICOS PARA DESENVOLVIMENTO DE *FIRMWARE*

Nesta seção são apresentados os conceitos básicos de um *glSRTOS*, utilizado no projeto de *firmware* do equipamento desenvolvido, sendo abordadas as suas principais características e estruturas básicas.

2.4.1 Sistema operacional de tempo real

Um *RTOS* é um sistema operacional que possui comportamento temporal determinístico, ou seja, em que é possível prever o tempo máximo que o sistema irá levar para atender a requisições realizadas (AMOS, 2020). Como contraste, em sistemas operacionais que não são de tempo real, os serviços do sistema interrompem a aplicação e acrescentam atrasos aleatórios em sua execução, resultando em um comportamento temporal não-determinístico, podendo causar baixa responsividade em momentos inesperados (SINGH *et al.*, 2012).

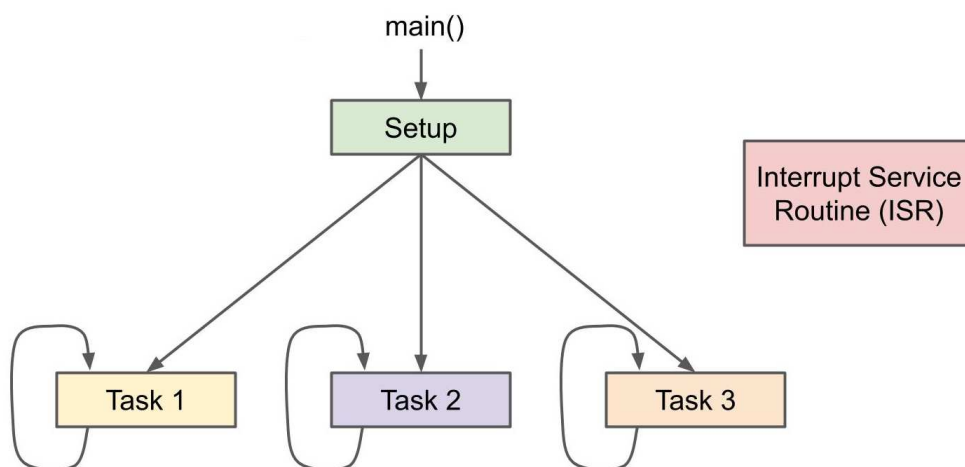
Devido ao seu comportamento temporal determinístico, os *RTOSs* são empregados em sistemas que possuem requisições que devem ser atendidas dentro de um limite máximo de tempo, gerando consequências inaceitáveis caso esse limite não seja respeitado (LAPLANTE; OVASKA, 2011). Entretanto, o uso de *RTOSs* não é a única forma de atender a restrições temporais, e deve ser empregado apenas quando soluções mais simples, como o uso de interrupções, não forem suficientes. Exemplos em que o uso de um *RTOS* é favorável são aplicações que possuem diversas tarefas com diferentes prioridades que necessitem ser realizadas simultaneamente. Nessas situações, o uso de um *RTOS* garante que tarefas menos críticas de maior complexidade não interfiram nas tarefas que possuem prazos críticos para sua execução (AMOS, 2020).

Os *RTOSs* fornecem três funções essenciais com respeito às tarefas: agendamento (*scheduling*), designação (*dispatching*), bem como comunicação e sincronização entre tarefas. O agendador (*scheduler*) determina qual tarefa será a próxima a ser executada, enquanto o designador (*dispatcher*) realiza os processamentos necessários

para iniciar essa tarefa. Já a comunicação e sincronização entre tarefas garante a cooperação eficiente de tarefas em paralelo. (LAPLANTE; OVASKA, 2011)

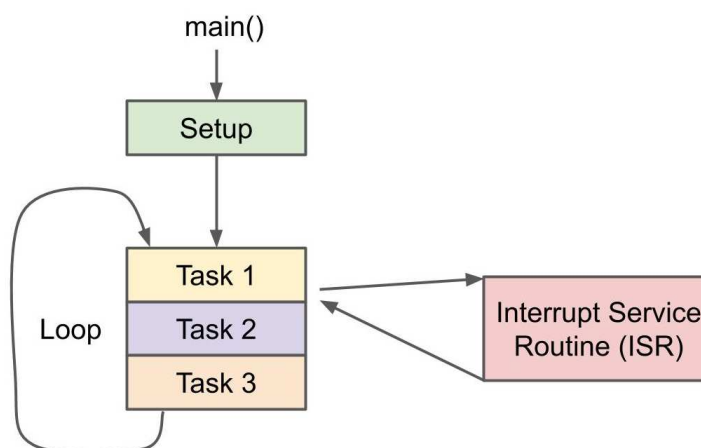
Cada tarefa em um RTOS (*task*) pode ser entendida como um outro laço principal do programa, isolado das demais tarefas existentes. Todos esses laços são executados de forma a criar a percepção de paralelismo (Figura 41). Essas características de isolamento e paralelismo são alguns dos benefícios de utilizar um RTOS, diminuindo o grau de complexidade com que o programador precisa lidar ao desenvolver a aplicação (AMOS, 2020). Em contraste, em *firmwares bare-metal*, isto é, que não utilizam nenhum tipo de sistema operacional, as diversas tarefas necessárias são geralmente executadas uma após a outra, dentro de um mesmo *loop* infinito, com uma tarefa iniciando sua execução somente após a tarefa anterior ser finalizada (Figura 42). Com isso, atrasos na execução de uma tarefa interferem na execução de todas as demais, tornando necessário analisar o programa como um todo, levando em conta as interações entre as tarefas.

Figura 41 – Estrutura de programa com o uso de RTOS, com cada tarefa sendo executada de forma isolada, concorrentemente com as demais.



Fonte: adaptado de (SHAWNHYMEL, 2022a)

Figura 42 – Estrutura de programa sem o uso de RTOS, com todas tarefas sendo executadas sequencialmente, em um mesmo laço infinito.



Fonte: adaptado de (SHAWNHYMEL, 2022a)

Para criar a percepção de paralelismo, o tempo do processador é dividido entre as diversas tarefas existentes. Duas filosofias de agendamento podem ser utilizadas para essa divisão: cooperativa ou preemptiva. No agendamento cooperativo, cada tarefa tem a responsabilidade de se colocar em estado de espera, desocupando o processador para que ele possa atender às demais tarefas existentes, isto é, as tarefas devem ser projetadas para cooperarem entre si pelo tempo do processador. Já no agendamento preemptivo, a divisão de tempo entre as tarefas é garantida pelo próprio sistema operacional, que as interrompe de acordo com determinados critérios, abrindo espaço para a execução das demais tarefas existentes. Nota-se que, em qualquer das situações, as interrupções de *hardware* possuem prioridade sobre qualquer tarefa, sendo imediatamente atendidas assim que ocorrem. (LAPLANTE; OVASKA, 2011)

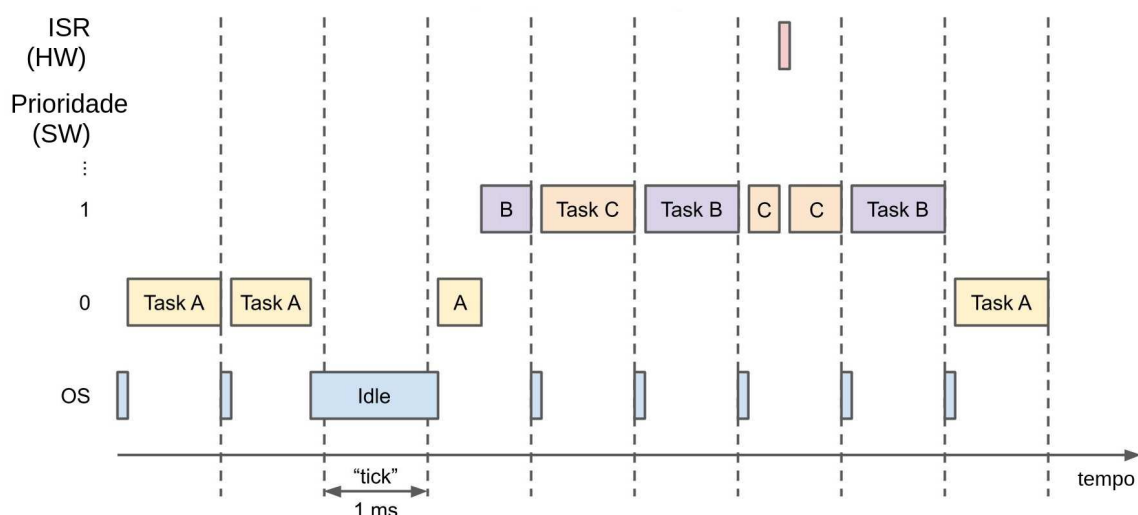
O conceito mais simples para a divisão de tempo preemptiva é o agendamento *round-robin*. Nesse agendamento, o tempo do processador é dividido em diversas fatias (*slots*) de mesma duração. Cada fatia de tempo é fornecida de forma intercalada a cada uma das tarefas que possuem processamentos a serem realizados. Tarefas que foram suspensas ou que aguardam a ocorrência de algum evento não demandam tempo de processamento, não sendo fornecida nenhuma fatia de tempo a elas. Quando uma tarefa chega ao final de sua fatia de tempo, o seu contexto, isto é, todas as informações necessárias para retomá-la futuramente, é salvo e o contexto da tarefa da fatia de tempo seguinte é carregado. Enquanto uma tarefa possuir processamentos a serem realizados, são fornecidas fatias de tempo a ela, até que ela seja finalizada, suspensa ou entre em estado de espera de algum evento. (LAPLANTE; OVASKA, 2011; AMOS, 2020)

Nos métodos preemptivos, podem ainda serem utilizados níveis de prioridade

para as tarefas. Neste caso, o tempo do processador é compartilhado apenas com as tarefas de mais alta prioridade que possuem processamentos serem realizados. Tarefas de mais baixa prioridade serão executadas apenas quando não houverem mais tarefas de alta prioridade requisitando tempo de processamento e serão imediatamente interrompidas sempre que alguma tarefa de mais alta prioridade solicitar tempo de processamento, como, por exemplo, quando uma tarefa de alta prioridade se encontra em espera de determinado evento e este evento ocorre.

Na Figura 43 é ilustrado o funcionamento do agendamento preemptivo *round-robin* com níveis de prioridade. O período de cada fatia de tempo é chamado de *tick period*, geralmente em torno de alguns milissegundos. A cada *tick*, o *kernel* do sistema operacional é executado, determinando a próxima *task* a ser executada. Inicialmente, apenas a *task A*, de prioridade 0, solicita tempo de processamento. Durante o quarto *tick*, ocorre um evento que desbloqueia as *tasks B* e *C*, que possuem ambas prioridade 1. Como possuem maior prioridade, a *task A* é imediatamente interrompida (*preempted*) e a *task B* é executada no período restante do *slot* de tempo. Nos *ticks* seguintes, as *tasks B* e *C* têm suas execuções intercaladas. Durante o sétimo *slot* de tempo, uma interrupção de *hardware* ocorre, interrompendo qualquer *task* que esteja em execução. Após a execução da *interrupt service routine* (ISR), as *tasks B* e *C* voltam a serem executadas de forma intercalada até finalizarem suas execuções, permitindo que a *task A*, de menor prioridade, volte a ser executada.

Figura 43 – Ilustração do agendamento preemptivo *round-robin* com níveis de prioridade



Fonte: adaptado de (SHAWNHYMEL, 2022b)

Entre os RTOSs existentes para microcontroladores, um dos mais populares

é o FreeRTOS¹, que possui código aberto e já foi portado para dezenas de plataformas (AMOS, 2020; BARRY, 2016). O FreeRTOS possui suporte tanto para operação preemptiva quanto cooperativa e fornece diversos mecanismos para comunicação e sincronismo entre tarefas e compartilhamento de recursos entre tarefas. Além disso, pode ser usado livremente em aplicações comerciais (BARRY, 2016).

Entre os mecanismos disponibilizados pelo FreeRTOS, destacam-se os *mutexes*, *semaphores* e *queues*.

Os *mutexes* são objetos utilizados para compartilhamento de recursos entre tarefas, a fim de evitar que duas ou mais *tasks* acessem um mesmo recurso simultaneamente, deixando-o em um estado incoerente (BARRY, 2016). São exemplos de recursos os periféricos do microcontrolador e variáveis globais. Quando uma *task* necessita de um recurso compartilhado, ela deve, primeiramente, tentar pegar (*take*) o *mutex*, utilizar o recurso caso o *mutex* seja fornecido a ela com sucesso e liberar o *mutex* (*give*) após o uso do recurso (BARRY, 2016). Dessa forma, o *mutex* permanece com a *task* que utiliza o recurso durante todo o seu uso. Demais *tasks* que solicitem o acesso a um recurso enquanto ele já se encontra em uso por outra *task* não receberão o *mutex*, podendo prosseguir para demais tarefas ou entrar em estado de espera, aguardando a liberação do *mutex* (BARRY, 2016). É possível fazer uma analogia do *mutex* com um cartão de acesso compartilhado: para utilizar um recurso, uma *task* deve solicitar o cartão de acesso desse recurso e devolvê-lo após o uso; já as demais *tasks* que desejem acessar o mesmo recurso devem aguardar até que o cartão de acesso esteja disponível. Nota-se que a *task* que pega (*take*) o *mutex* é sempre a mesma que o devolve (*give*) (BARRY, 2016).

Os *semaphores*, ou semáforos, são objetos utilizados para sincronismo entre *tasks* (BARRY, 2016). De forma geral, semáforos são utilizados com uma *task* tentando pegá-lo (*take*) e se colocando em espera até que o semáforo seja dado a ela (BARRY, 2016). Outra *task* fornece (*give*) o semáforo, desbloqueando a *task* que se encontrava em espera, que então inicia sua execução. Um contexto em que isso é útil é quando uma *task* precisa aguardar processamentos de dados de outra *task* para prosseguir. Neste caso, a primeira *task* aguarda a recepção do semáforo e a segunda *task* entrega o semáforo assim que finaliza seus processamentos, sinalizando à primeira *task* que ela pode prosseguir sua execução. Nota-se que, diferente dos *mutexes*, a *task* que entrega o semáforo é diferente da *task* que o pega (BARRY, 2016).

Em usos mais complexos de semáforos, diversas *tasks* distintas podem entregá-lo e diversas *tasks* distintas podem pegá-lo, sem que as *tasks* que o entregam precisem ter conhecimento das *tasks* que o pegam, interagindo apenas com o semáforo. Já em usos mais simples, em que a *task* que pega o semáforo é sempre a mesma, o semáforo pode ser eliminado e as entregas de semáforo podem ser substituídas por envios de

¹ <https://www.freertos.org/>

notificações (*task notifications*) diretamente à *task* receptora. Neste caso, as *tasks* que enviam a notificação interagem diretamente com a *task* receptora, sem o intermédio do semáforo, o que acaba tornando o processo mais rápido e com o uso de menos memória RAM (BARRY, 2016). Em situações mais simples de uso de notificações, em que apenas uma *task* as envia, é possível fazer uma analogia com a passagem de bastão em uma corrida de revezamento: um corredor (*task*) só dispara (inicia sua execução) após receber o bastão (notificação) diretamente de outro corredor (*task*).

As *queues*, ou filas, são objetos utilizados para transferência de dados entre *tasks*. Uma *queue* é uma fila *first in first out* (FIFO), isto é, o primeiro elemento inserido na fila é o primeiro elemento a ser retirado da fila, em que múltiplas *tasks* podem inserir ou retirar elementos. Ao criar uma *queue*, devem ser fornecidas a quantidade de elementos máxima e o tamanho, em *bytes*, de cada elemento. Dessa forma, todos os elementos de uma *queue* possuem o mesmo tamanho, configurado no momento de sua criação.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados os materiais e metodologias utilizadas no desenvolvimento da plataforma de aquisição.

Na Seção 3.1 são detalhados os critérios utilizados para a seleção do *front-end* analógico responsável pela aquisição dos sinais. Já na seção 3.2, são detalhados os critérios para a escolha do microcontrolador.

Na Seção 3.3 é apresentada a prova de conceito realizada para estudar a viabilidade do projeto, dados o *front-end* e microcontrolador selecionados.

Nas Seções 3.4, 3.5 e 3.6 são detalhados os desenvolvimentos de *hardware*, *firmware* e *software*, respectivamente.

Na Seção 3.7 é descrito o projeto das caixas existentes no equipamento.

Por fim, na Seção 3.8, é descrita a metodologia utilizada para a coleta dos sinais de HDsEMG de voluntários.

3.1 SELEÇÃO DO *FRONT-END* ANALÓGICO

Devido ao alto nível de integração, possibilitando a construção de sistemas de dimensões reduzidas com uma elevada quantidade de canais e com a necessidade de poucos componentes externos, foram utilizados AFEs para a captação dos sinais bioelétricos.

É desejado que o AFE utilizado possua baixo ruído de entrada, baixo consumo, largura de banda maior ou igual a 500 Hz, suporte à detecção de eletrodo solto, geração de sinal de *bias*, suporte a montagem referencial (i.e., medição de todos canais em relação a um mesmo eletrodo de referência), custo relativamente baixo e capacidade de amostrar 64 canais, utilizando um único AFE ou interligando diversos AFEs do mesmo tipo.

Bons resultados foram obtidos em trabalhos anteriores no IEB-UFSC (FAVRETTO, Mateus Andre *et al.*, 2018; COSSUL *et al.*, 2018) utilizando o AFE ADS1298, da empresa Texas Instruments. Considerando isso, foi escolhido um AFE semelhante, o ADS1299, também da empresa Texas Instruments, que é compatível pino a pino com o ADS1298 e atende a todos os requisitos procurados. Apesar do maior consumo, o ADS1299 possui como vantagens menores níveis de ruído e suporte nativo à montagem referencial. Esta última vantagem simplifica o projeto do *hardware*, já que as interligações necessárias entre os canais são realizadas internamente ao *chip*. A Tabela 6 mostra a comparação das características desses dois AFEs. Na Figura 44 é mostrada a comparação entre os níveis de ruído de ambos AFEs em função da largura de banda, para a mesma tensão de alimentação e sendo utilizadas as configurações com menor ruído disponíveis. Nota-se que a banda máxima (critério de -3 dB) do ADS1299 é de 4193 Hz, enquanto a banda máxima do ADS1298 é de 8398 Hz

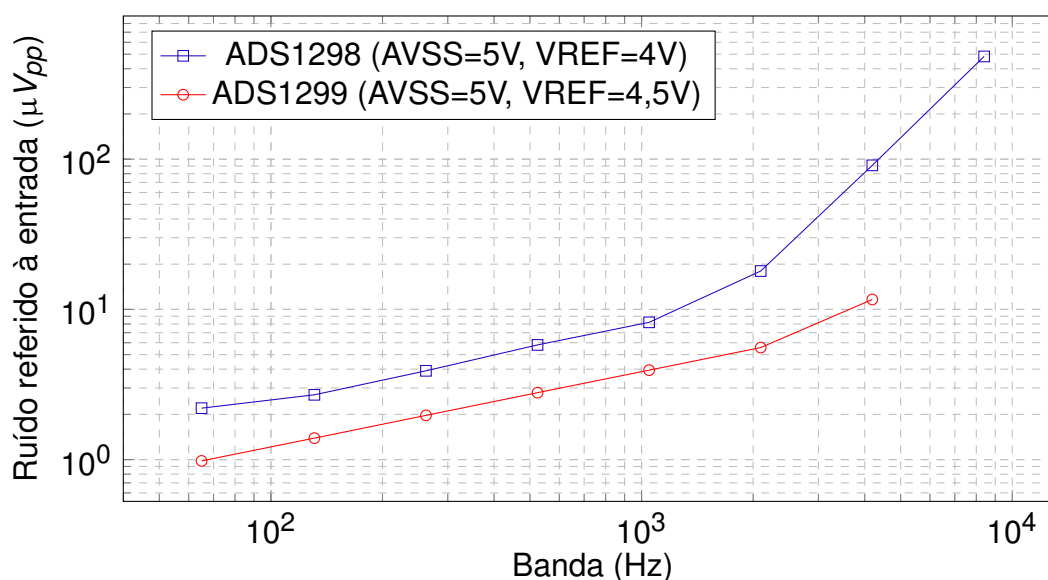
(TEXAS INSTRUMENTS, 2015a, 2017).

Tabela 6 – Comparação entre as características do ADS1298 e ADS1299. Quando não especificado, são exibidos os valores típicos.

Característica	ADS1298	ADS1299
Número de canais	8	8
Ruído referido à entrada (1048 Hz BW)	8,2 μV_{pp}	3,94 μV_{pp}
Corrente de bias (máx)	200 pA	300 pA
Frequência de amostragem	250 a 32000 SPS	250 a 16000 SPS
CMRR (50Hz e 60Hz)	-115 dB	-120 dB
PSRR (50Hz e 60Hz)	90 dB	96 dB
Ganho programável	1 a 12	1 a 24
Capacitância de entrada	20 pF	20 pF
Impedância de entrada DC	500 M Ω	500 M Ω
Resolução	24 bits	24 bits
Potência dissipada (250 SPS)	12.5 mW	39 mW
Circuito de bias	Sim	Sim
Detecção de eletrodo solto	Sim	Sim
Suporte nativo à montagem referencial	Não	Sim
Preço	USD 36,04	USD 61,25

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2015a, 2017)

Figura 44 – Comparação entre os níveis de ruído referido à entrada do ADS1298 e ADS1299 em função da banda amostrada (critério de -3 dB).



Fonte: elaborado pelo autor.

Como cada ADS1299 fornece oito canais, foram utilizados oito ADS1299 para a construção do dispositivo de 64 canais. A forma de interligação dos ADS1299 será detalhada na Seção 3.4.1.2.

A respeito da taxa de amostragem a ser utilizada, nota-se que cada um dos 8 ADS1299 fornece, a cada nova amostra, 3 bytes de *status* e 3 bytes por canal ($3 \times 8 = 24$), totalizando 27 bytes para cada ADS1299, o que resulta, considerando todos os 8 ADS1299, em um quadro de amostras de $27 \times 8 = 216$ bytes = $216 \times 8 = 1728$ bits. Considerando a frequência máxima de 20 MHz para o *clock* f_{SCLK} da comunicação SPI e notando que o quadro atual de amostras deve ser lido antes do início do próximo quadro para evitar perda de amostras, tem-se que:

$$f_{DR} \leq \frac{f_{SCLK}}{1728} = \frac{20 \text{ MHz}}{1728} \approx 11,57 \text{ kHz} \quad (29)$$

em que f_{DR} é a frequência de amostragem (*data rate*) por canal. Sendo assim, a maior taxa de aquisição disponível no ADS1299 que pode ser utilizada é de 8 kHz, não sendo possível utilizar a taxa máxima de 16 kHz.

Apesar de ser possível utilizar a taxa de 8 kHz, a banda de frequência amostrada com esta taxa (critério de -3dB) é de 2096 Hz de acordo com a folha de dados do ADS1299 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), quase quatro vezes a banda mínima de 500 Hz necessária para amostragem dos sinais de HDsEMG. Devido a isso, para obter uma maior margem de tempo para os processamentos necessários na recepção de dados, adotou-se como requisito de frequência de amostragem máxima do equipamento a taxa de 4 KHz, em que é possível amostrar sinais com banda de até 1048 Hz (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), sendo ainda adequada para a amostragem dos sinais de HDsEMG. Caso essa frequência ainda se mostre elevada para os processamentos necessários, é possível ainda reduzi-la para a taxa de 2 kHz, capaz de amostrar sinais com uma banda de até 524 Hz (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

3.2 SELEÇÃO DO MICROCONTROLADOR

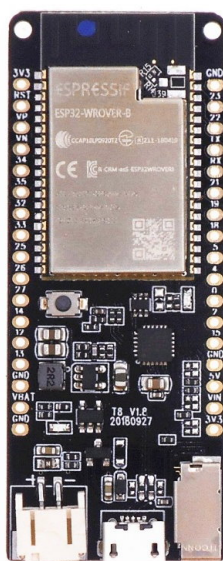
O sistema proposto deve ser alimentado por bateria e ser capaz de obter as amostras dos ADS1299 via comunicação SPI e transmiti-las em tempo real para um computador por rede *Wi-Fi*. Com base nesses requisitos, procurou-se opções de microcontroladores com alto poder de processamento, comunicação *Wi-Fi* integrada e eficiência energética, sendo escolhida a série de *Systems on Chip (SoCs)* ESP32, da empresa Espressif (ESPRESSIF SYSTEMS, 2022b).

A cada nova amostra, cada ADS1299 fornece 24 bits de *status* mais 24 bits por canal, referentes às amostras obtidas, totalizando $24 + 8 \times 24 = 216$ bits. Considerando uma frequência de amostragem de 4 kHz/canal, a taxa de transmissão mínima para a obtenção das amostras de todos os 8 ADS1299 (um quadro de amostras) é de $216 \text{ bits/front-end} \times 8 \text{ front-ends} \times 4000 \text{ Hz} = 6.912.000 \text{ bits/s} \approx 6,59 \text{ Mbits/s} \approx 843,75 \text{ kB/s}$ (1 B = 1 byte = 8 bits, 1 Mbit = 2^{20} bits, 1 kB = 2^{10} B). O ESP32 lê as amostras dos ADS1299 via comunicação SPI, utilizando um sinal de *clock* de

20MHz (taxa máxima de 20 Mbits/s), o que é mais do que suficiente para recepção dos dados. Após a recepção, esses dados devem ser enviados, em tempo real, para um computador via rede *Wi-Fi*. Apesar de redes *Wi-Fi* serem capazes de transmitir dados a uma taxa média maior do que a necessária para envio das amostras em tempo real, a taxa de transmissão pode não se manter estável, podendo chegar, em muitos momentos, a uma taxa menor do que a mínima necessária. Nessa situação, o ESP32 deve acumular as amostras recebidas via SPI em sua memória RAM até que a taxa de transmissão da rede *Wi-Fi* se estabilize novamente. Quanto maior a memória RAM disponível, maiores as instabilidades que podem ocorrer sem ocasionar perda de amostras, que são inaceitáveis para a aplicação desejada. Devido a isso, e levando em conta a praticidade para desenvolvimento do *hardware*, procurou-se por módulos que já possuíssem antena impressa e memória PSRAM externa. Entre as opções disponíveis, foi selecionado o módulo ESP32-WROVER-B, que possui o SoC ESP32-D0WD. O módulo conta com 4 MB de memória *flash* e 8 MB de PSRAM, ambas com comunicação por QSPI.

Para permitir a realização de testes preliminares sem necessidade de um projeto de *hardware*, procurou-se por placas de desenvolvimento que possuíssem esse mesmo módulo, que pudessem ser alimentadas diretamente por bateria e que possuíssem *slot* para cartão SD, que poderia vir a ser usado caso a transmissão em tempo real via *Wi-Fi* se mostrasse inviável. Com base nesses requisitos, foi selecionada a placa de desenvolvimento TTGO T8 V1.8 (Figura 45). Posteriormente, esta mesma placa foi utilizada no *hardware* final do equipamento, sendo soldada diretamente à PCI desenvolvida.

Figura 45 – Placa de desenvolvimento ESP32 TTGO T8 V1.8.



Fonte: (AKERMANN, 2020)

3.3 PROVA DE CONCEITO

Apesar de, teoricamente, o ESP32 ter capacidade de leitura das amostras via SPI e envio dessas amostras em tempo real via soquete *TCP* sobre rede *Wi-Fi* para um computador, fatores como a eficiência das implementações das bibliotecas utilizadas para comunicação SPI e *Wi-Fi*, qualidade da rede *Wi-Fi* (intensidade do sinal, interferência de outras redes) e a própria eficiência do *firmware* implementado para realizar essas tarefas afetam a velocidade de transferência capaz de ser atingida pelo ESP32, não sendo possível afirmar, em um primeiro momento, que o ESP32 seja capaz de atingir taxas de transmissão suficientes para envio dos dados em tempo real.

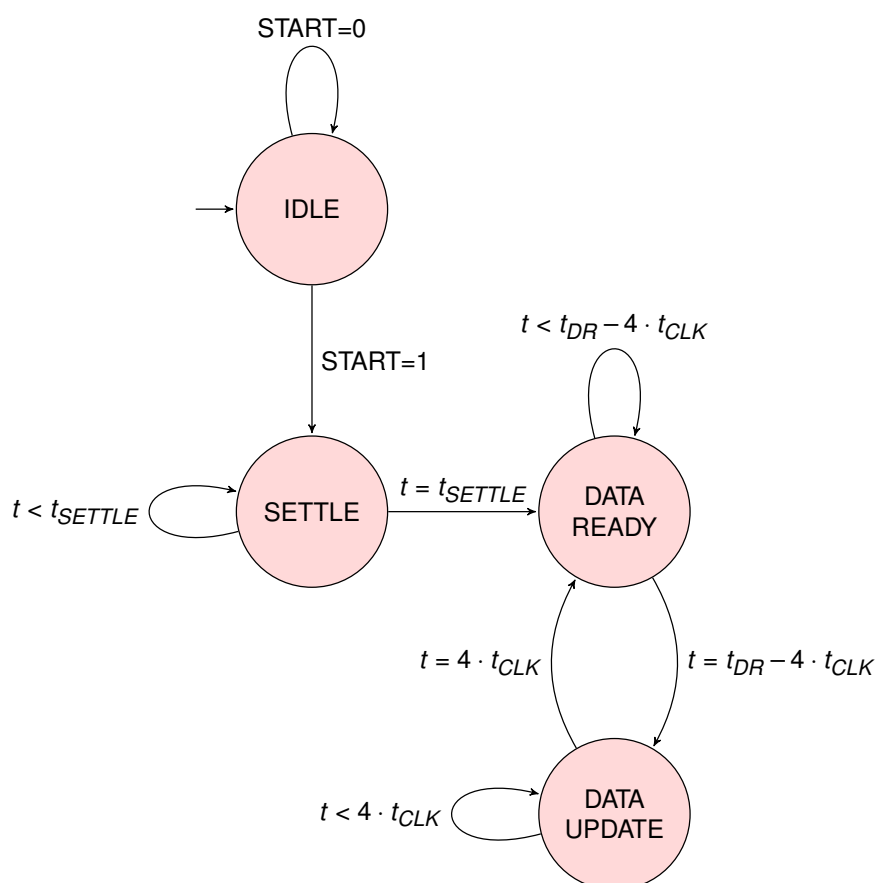
Para testar a viabilidade do esquema proposto, a abordagem usual seria a compra de 8 AFEs ADS1299 e o projeto de uma placa de testes para validar capacidade de transferência de dados, juntamente com o *kit* de desenvolvimento TTGO T8 V1.8. Entretanto, este processo envolveria um custo elevado. Devido a isso, optou-se por utilizar um *field programmable gate array* (FPGA) para emular a comunicação SPI entre os 8 ADS1299 conectados em *daisy-chain* e o ESP32 durante uma aquisição. O componente que emula essa comunicação no FPGA foi desenvolvido no *software* Quartus Prime Lite Edition, versão 19.1.0, utilizando a linguagem VHDL. Foi utilizado o FPGA EP4CE6E22C8, da família *Cyclone IV E*, fabricado pela Intel. O código do componente encontra-se no Apêndice A.

O componente desenvolvido possui os pinos de CLK, START, DOUT, SCLK e $\overline{\text{DRDY}}$ usuais do ADS1299 e um pino ERR adicional, para indicar perdas de amostras. O pino $\overline{\text{CS}}$ foi omitido, sendo considerado que ele encontra-se fixo em nível lógico baixo. O pino DIN também foi omitido, já que é emulada apenas o envio de amostras dos ADS1299 para o microcontrolador, sem envio de dados do microcontrolador para os ADS1299. O pino de CLK recebe um *clock* de 2,048 MHz gerado por um *phase locked loop* (PLL) integrado ao FPGA. A taxa de aquisição desejada e a quantidade de ADS1299 interligados em *daisy-chain* são configuradas no próprio código VHDL, por meio de entradas *generic*, que permitem parametrizar o componente.

O fluxograma da máquina de estados implementada em VHDL pode ser visto na Figura 46, em que t_{DR} é o período de aquisição configurado e $t_{CLK} = 1/(2,048 \text{ MHz}) \approx 0,488 \mu\text{s}$ é o período do *clock* do ADS1299. Enquanto o pino START do componente estiver em nível lógico baixo, permanece-se no estado IDLE. Ao colocar o pino de START em nível lógico alto, inicia-se a emulação da aquisição, com o pino $\overline{\text{DRDY}}$ seguindo o comportamento descrito na folha de dados do ADS1299 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017) e apresentado na Seção 2.3.4.5. O sinal $\overline{\text{DRDY}}$ sobe para nível lógico alto junto com o sinal de START e permanece em nível lógico alto durante um período $t_{SETTLE} = t_{CLK} \cdot (9 + 2^{13} \cdot 1000/t_{DR})$ (estado SETTLE). Após este período, são geradas bordas de descida em $\overline{\text{DRDY}}$ a cada período t_{DR} , indicando novas amostras disponíveis. O sinal $\overline{\text{DRDY}}$ sobe para nível lógico alto na primeira borda de subida de SCLK,

caso o microcontrolador forneça sinal em SCLK para leitura das novas amostras, ou no tempo $4 \cdot t_{CLK}$ antes do fim do período de amostragem, caso o microcontrolador não realize a leitura das amostras. O período de $t_{DR} - 4 \cdot t_{CLK}$ após a borda de descida de \overline{DRDY} é o período no qual as amostras podem ser lidas pelo microcontrolador (estado **DATA READY**). Já os $4 \cdot t_{CLK}$ finais do período de amostragem é o período no qual ocorre a atualização dos valores das amostras, não devendo ser realizadas leituras neste período (estado **DATA UPDATE**). Como forma de gerar dados variáveis durante a aquisição, o componente criado envia pelo pino MISO, quando fornecido um sinal de *clock* no pino SCLK, os bytes 0x00, 0x01, 0x02, e assim sucessivamente, até 0xFF, reiniciando a contagem. Caso o quadro de amostras não tenha sido lido completamente ao entrar no estado **DATA UPDATE**, o pino que indica perda de amostras fica em nível lógico alto durante um período t_{DR} .

Figura 46 – Diagrama de estados do componente desenvolvido em VHDL para emulação de diversos ADS1299 conectados em *daisy-chain*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os testes realizados com a placa de desenvolvimento ESP32 TTGO T8 V1.8 e o componente desenvolvido em VHDL foram bem sucedidos, mostrando ser possível a leitura das amostras dos ADS1299 via SPI pelo ESP32 e transmissão dessas amostras via Wi-Fi em tempo real para um computador, dispensando o uso do cartão SD

presente na placa de desenvolvimento. Com esses resultados, prosseguiu-se com o projeto do *hardware*.

3.4 PROJETO DE *HARDWARE*

O projeto de *hardware* foi realizado no *software* KiCad, versão 5.1.12. O equipamento foi desenvolvido em uma única placa de circuito impresso, que será chamada de placa principal. Também foram projetadas uma matriz de eletrodos e uma placa adaptadora. A placa adaptadora permite a conexão da matriz de eletrodos, além de possibilitar a ligação de uma célula de carga ao equipamento, para medição da força aplicada pelo paciente. Cada um desses itens é detalhado neste Capítulo.

3.4.1 Placa principal

O *hardware* da placa principal compreende, entre outros componentes, oito AFEs ADS1299, circuito carregador e monitor de bateria, conversor *booster* e dois reguladores *low dropout regulator* (LDO).

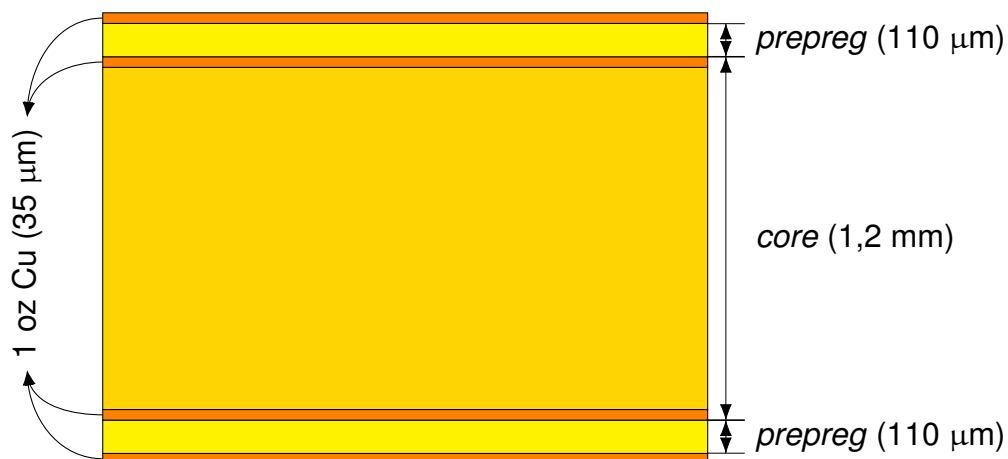
Devido à baixa amplitude dos sinais a serem amostrados, é importante garantir baixos níveis de ruído e boa imunidade a interferências eletromagnéticas. Para isso, foram seguidas as boas práticas de desenvolvimento de *hardware* apresentadas na Seção 2.3.

A placa projetada possui quatro camadas, com espessura total de $1,6 \text{ mm} \pm 10\%$. A espessura de cada camada de cobre é usualmente expressa como a quantidade de massa de cobre, em onças ($1 \text{ oz} = 28,3495 \text{ g}$), presente em 1 pé quadrado de área ($1 \text{ ft}^2 = 0,092903 \text{ m}^2$). Para a placa fabricada, tanto as camadas de cobre internas quanto as externas são de 1 oz, o que produz camadas com espessura de aproximadamente $35 \mu\text{m}$. As duas camadas isolantes mais externas são fabricadas com o material *prepreg* (fibra de vidro impregnada com resina), tipo 2116, com espessura de $110 \mu\text{m}$ e constante dielétrica de aproximadamente 4,29. A parte central da placa (duas camadas de cobre internas de 1 oz e a camada isolante entre elas) é constituída por um *core* (peça pré-fabricada, com uma camada de material isolante mais espessa e mais rígida que o *prepreg* e com camadas de cobre em ambos os lados) com espessura total de $1,2 \text{ mm}$. Um esquema exibindo o empilhamento das camadas (*stackup*), com as espessuras em escala, pode ser visto na Figura 47. As camadas mais externas foram destinadas ao roteamento de sinais. Uma das camadas internas foi destinada ao plano de terra e a outra destinada aos planos de alimentação.

Para os resistores e capacitores presentes na placa, foi escolhido o encapsulamento 0805 ($0,08 \times 0,05$ polegadas), para permitir uma fácil substituição desses componentes caso necessário.

A fabricação da placa e a montagem dos componentes foram realizadas pela empresa PCBWay¹.

Figura 47 – Camadas da placa principal. Dimensões representadas na mesma escala.



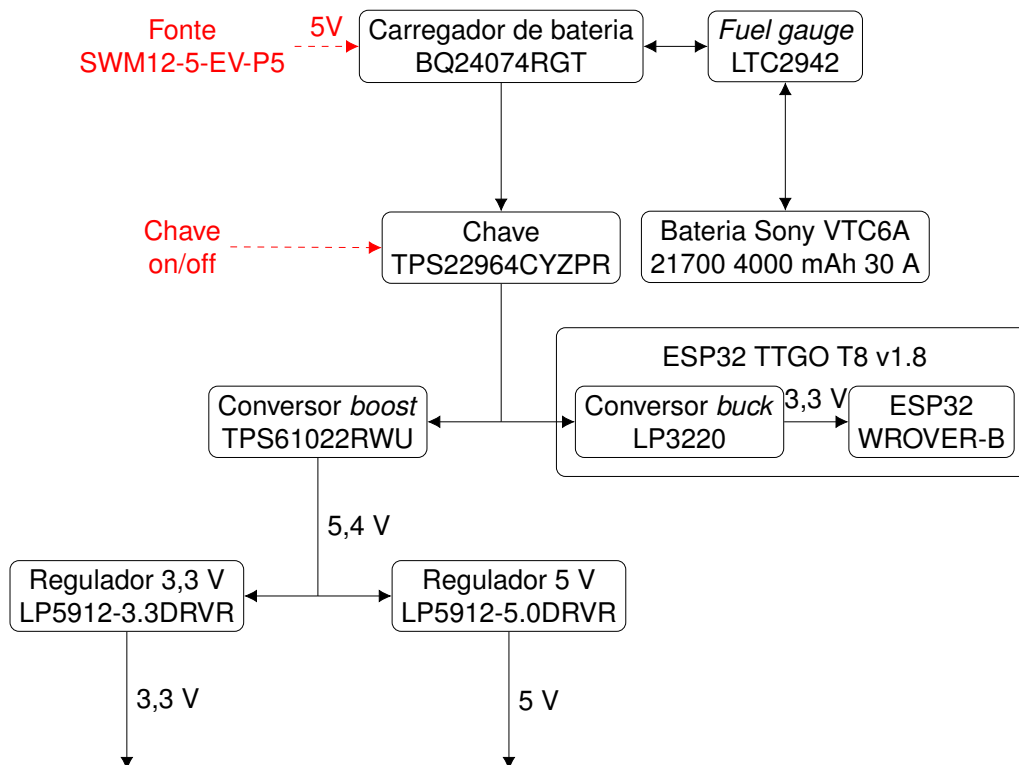
Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.1.1 Alimentação

Um diagrama de blocos do esquema de alimentação utilizado pode ser visto na Figura 48.

¹ <https://www.pcbway.com/>

Figura 48 – Diagrama de blocos da alimentação da placa principal.



Fonte: elaborado pelo autor.

A alimentação foi realizada por meio de bateria de íons de lítio, modelo US21700-VTC6A, fabricada pela empresa Murata. Esta bateria possui 4000 mAh de capacidade, corrente de descarga máxima de 40 A, corrente de carga máxima de 9 A, tensão máxima de carga de 4,25 V e tensão mínima recomendada de descarga de 2,5 V (MURATA MANUFACTURING CO., LTD., 2019). Para carga da bateria, foi utilizado o circuito integrado (CI) BQ24074RGT. A fonte de alimentação escolhida para carga da bateria foi a SWM12-5-EV-P5, que possui certificação pela norma IEC 60601-1. Esta fonte suporta tensões de entrada na faixa de 90 a 264 V em tensão alternada e fornece uma tensão de saída contínua de 5 V, com potência de 12 W. Ao conectar a fonte de alimentação, o CI BQ24074RGT inicia a carga da bateria e fornece para o circuito a tensão da fonte de alimentação (5 V). Quanto a fonte de alimentação é desconectada, o BQ24074RGT alterna automaticamente para a bateria como fonte de energia para o circuito.

Para o monitoramento da bateria foi utilizado o CI LTC2942, que fornece, por meio de comunicação *inter-integrated circuit* (I²C), a tensão e carga consumida da bateria, além de fornecer medições de temperatura por meio de um sensor de temperatura interno. Este CI é alimentado diretamente pela bateria, mantendo-se em funcionamento mesmo quando o equipamento é desligado. Toda a corrente consumida da bateria ou fornecida para a bateria passa pelo LTC2942, que a contabiliza e atualiza

o valor de carga consumida.

Para ligar e desligar a alimentação da placa, foi utilizado o CI TPS22964CZYPR, que possui, internamente, um MOSFET tipo N. O chaveamento desse MOSFET é controlado por meio de um sinal de tensão aplicado no pino ON deste CI. Quando uma tensão acima de 1,3 V é aplicada neste pino, o MOSFET entra em condução, alimentando o restante do circuito. Já ao aplicar 0 V neste pino, o MOSFET para de conduzir, desligando a alimentação. Para fornecer o sinal de controle ao pino ON, foi utilizada uma chave *on-off* do tipo gangorra, montada no exterior do equipamento. Em teoria, a chave gangorra poderia ligar ou desligar o sistema diretamente, sem o intermédio do MOSFET. Entretanto, nesta situação, a corrente de todo o sistema percorreria os fios que conectam a chave gangorra à placa, elevando o nível de radiação eletromagnética do equipamento (só o ESP32 pode produzir picos de corrente na ordem de 500 mA). Já utilizando o MOSFET, os fios que conectam a chave gangorra à placa são percorridos por uma corrente praticamente constante, na ordem de alguns poucos microampères.

Para elevar a tensão da bateria, possibilitando a obtenção dos níveis de tensão necessários para o funcionamento dos circuitos, é utilizado um conversor *boost* TPS61022RWU, configurado para gerar uma tensão em sua saída de aproximadamente 5,4 V. Este valor foi escolhido para possibilitar um *dropout* razoável, de 400 mV, para posterior geração da tensão analógica de 5 V. Apesar de possuir característica ruidosa, como será explicado a seguir, o uso de um conversor *boost* ao invés de um regulador linear de tensão permite que o equipamento funcione com uma única bateria de íon-lítio, facilmente encontrada nos dias de hoje, e atinja uma maior eficiência no uso da bateria, aumentando a autonomia do equipamento. Além disso, como será visto a seguir, o ruído gerado pelo conversor *boost* escolhido pode ser filtrado utilizando componentes passivos, não trazendo maiores complexidades ao circuito.

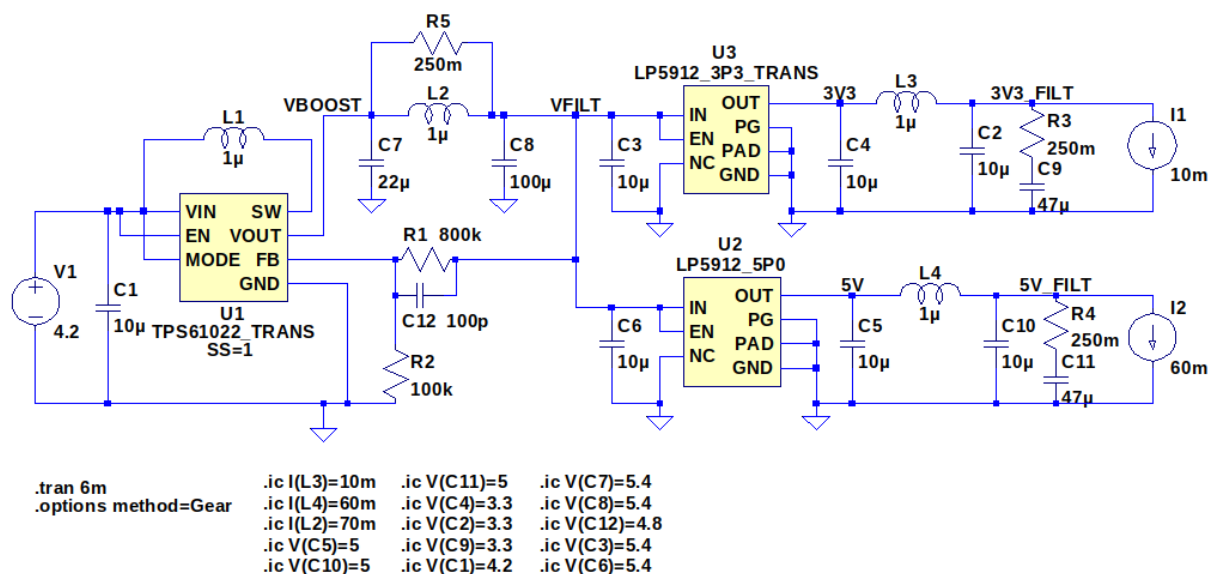
Conversores *boost*, de forma simplificada, utilizam o chaveamento de um indutor para elevar a tensão fornecida em sua entrada. Devido a isso, esses componentes são naturalmente ruidosos e, dada a aplicação desejada, que envolve a captação de sinais de baixa amplitude, é importante que o ruído gerado seja filtrado adequadamente. Alguns conversores *boost* possuem frequência de chaveamento variável em situações de baixa carga, com o objetivo de manter sua eficiência. Entretanto, isso dificulta a filtragem do ruído gerado pelo chaveamento, já que não há uma frequência alvo bem determinada a ser filtrada. Devido a isso, foi selecionado um conversor *boost* em que fosse possível manter sua frequência de chaveamento fixa. Para o conversor *boost* selecionado, foi utilizado o modo *PWM* forçado, com frequência de chaveamento de 1 MHz. A filtragem da tensão de saída foi realizada por meio de um filtro pi. Após a filtragem, a tensão de 5,4 V obtida é aplicada em dois reguladores LDO de baixo ruído da família LP5912, gerando a tensão digital de 3,3 V e a tensão analógica de 5 V. Na saída de ambos os reguladores também foram colocados filtros pi para filtragem

adicional do ruído de chaveamento do conversor *boost*. Essa filtragem adicional foi motivada pelo fato de que a frequência de chaveamento do conversor *boost* é bem próxima de 1,024 MHz, frequência na qual os filtros digitais dos ADS1299 não possuem nenhuma atenuação (ganho 1), o que poderia fazer com que surgissem componentes de ruído em baixas frequências nos sinais amostrados devido a *aliasing*. Para o projeto dos filtros pi, foram utilizados capacitores cerâmicos.

O projeto e simulação dos filtros pi foram realizados por meio do *software* LTSpice IV, versão 4.23. O circuito simulado, pode ser visto na Figura 49. Foram utilizados os modelos *spice* dos reguladores LDO e do conversor *boost*. Os capacitores foram considerados ideais e, para os indutores, foram incluídos os valores de suas resistências série, obtidas de suas respectivas folhas de dados (4,75 mΩ para L1 e 36 mΩ para L2, L3 e L4). O consumo da parte analógica (5 V) e digital (3,3 V) foi modelado por fontes de corrente. Os valores de corrente em mA utilizados correspondem ao consumo dos oito ADS1299, arredondado para a dezena seguinte: 1 mA para a parte digital e 7,14 mA para a parte analógica, para cada um dos ADS1299 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), resultando, com o arredondamento, em 10 mA para a parte digital e 60 mA para a parte analógica. Os demais circuitos presentes na placa possuem corrente insignificante comparado ao consumo dos ADS1299. Nota-se que o ESP32, que possui consumo significativo, é alimentado diretamente pela bateria. São exibidos também na Figura 49 os comandos *spice* utilizados, que realizam uma simulação de transitório com duração de 6ms (*.tran 6m*), utilizando o método de integração *Gear* (*.options method=Gear*). A modificação do método de integração se fez necessária porque o método padrão utilizado pelo simulador não atingiu convergência. Os demais comandos fixam as correntes iniciais nos indutores e tensões iniciais nos capacitores, sendo utilizados os valores aproximados esperados em regime permanente. Isso foi feito para facilitar a convergência da simulação para a situação de regime permanente.

Nota-se que, apesar dos valores elevados de alguns capacitores exibidos na Figura 49, os filtros foram implementados na prática utilizando apenas capacitores cerâmicos. Para a obtenção de valores de capacitância mais elevados, foram utilizadas associações em paralelo.

Figura 49 – Circuito de alimentação da placa principal simulado no LTSpice IV.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para alimentação da placa de desenvolvimento ESP32 TTGO T8 v1.8 foram previstos *jumpers* para seleção da alimentação diretamente pela bateria ou pela tensão de saída do conversor *booster*. Como abordagem inicial, foi selecionada a opção de alimentação diretamente pela bateria, com o objetivo de reduzir possíveis ruídos na alimentação digital e analógica dos ASD1299 devido ao funcionamento do ESP32, principalmente durante uma aquisição, em que o consumo do ESP32 é mais elevado devido à transmissão de dados via *Wi-Fi*. A placa de desenvolvimento ESP32 TTGO T8 v1.8 possui um conversor *buck* LP3220, que rebaixa a tensão da bateria para 3,3 V caso ela seja maior do que 3,3 V ou funciona como um *bypass* (aplica em sua saída a mesma tensão existente na sua entrada) caso a tensão da bateria seja inferior a 3,3 V. A tensão da saída do conversor *buck* alimenta o módulo ESP32-WROVER-B presente na placa de desenvolvimento.

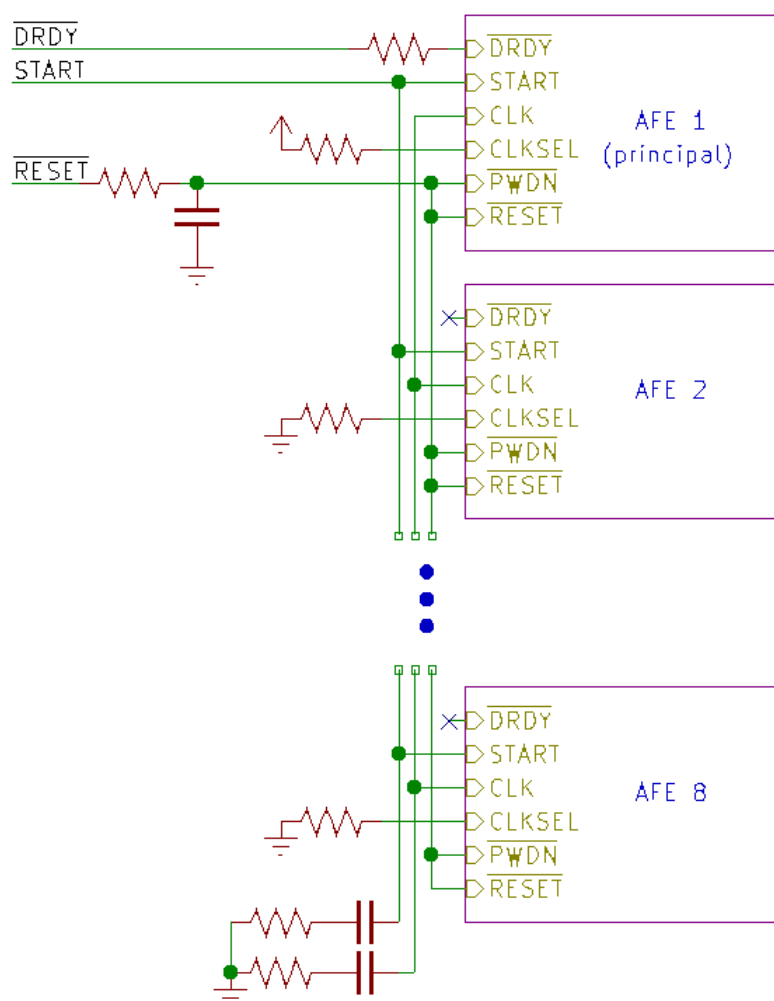
Em testes realizados após a fabricação da placa, notou-se que, ao ligar o equipamento, o ESP32 nem sempre inicializava corretamente devido a flutuações na tensão de alimentação. Para solução deste problema, foi adicionado um CI supervisor de tensão STM1816RWX7F, utilizando uma placa de prototipagem e soldando-a nos pinos de alimentação e de *reset* do ESP32. Este CI monitora a tensão de alimentação e, caso identifique flutuações abaixo de 2,55 V, reinicializa o microcontrolador por meio do sinal de *reset*. O ESP32 funciona com alimentação entre 2,3 V a 3,6 V, logo o limiar de 2,55 V utilizado é adequado para garantir que o ESP32 sempre funcione dentro de suas margens de tensão. Após adicionar o supervisor de tensão, não foram observados mais problemas de má inicialização.

3.4.1.2 Interligação dos ADS1299

Para garantir o sincronismo entre os AFEs ADS1299, é necessário que todos recebam um mesmo sinal de *clock* em seus pinos CLK. O sinal de *clock* pode ser gerado por meio de um CI dedicado ou utilizando o oscilador integrado de um dos AFEs. Para evitar o uso de um CI adicional, optou-se por utilizar esta última configuração. O AFE responsável por gerar o sinal de *clock* será chamado, no restante do texto, de AFE principal. A configuração da fonte de *clock* do ADS1299 é feita aplicando o nível lógico adequado no pino CLKSEL, com o nível alto correspondendo ao uso do oscilador interno e nível baixo correspondendo ao uso de fonte de *clock* externa, por meio do pino *CLK*. Desta forma, foi colocado um resistor de *pull-up* no pino CLKSEL do AFE principal e resistores de *pull-down* nos demais AFEs. Durante a inicialização, o AFE principal deve ser configurado, por meio de escrita em seus registradores, para fornecer o sinal de *clock* no seu pino CLK, de forma a disponibilizá-lo para os demais AFEs. O fornecimento do sinal de *clock* para os demais AFEs foi feito utilizando a topologia de barramento, interligando os pinos CLK de todos os AFEs, e utilizando terminação AC, como ilustrado na Figura 50.

Conforme foi apresentado na Seção 2.3.4.6, existem dois modos para interligar múltiplos AFEs ADS1299 de forma a obter uma quantidade ótima de pinos para interface: modo cascata ou modo *daisy-chain*. O modo cascata permite a escrita nos registradores de cada um dos AFEs de forma independente, mas traz a desvantagem de ser necessário realizar, a cada período de amostragem, transações SPI distintas para obtenção das amostras de cada um dos AFEs. A realização de múltiplas transações ao invés de apenas uma acaba exigindo mais tempo devido aos processamentos necessários para iniciar e encerrar cada uma das transações adicionais. Já o modo *daisy-chain* possui a desvantagem de não ser possível realizar escritas nos registradores de apenas um dos AFEs, já que todos eles compartilham o mesmo sinal \overline{CS} . Desta forma, um registrador específico sempre terá o mesmo valor em todos os AFEs. Por outro lado, o modo *daisy-chain* permite a leitura das novas amostras de todos os AFEs com apenas uma transação no barramento SPI, tornando essa leitura mais eficiente, o que é de grande importância em um sistema que possua muitos AFEs interligados.

Figura 50 – Esquema de ligação dos sinais dos ADS1299. À esquerda, são exibidos os sinais conectados diretamente aos pinos do ESP32.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para o sistema desenvolvido, duas características são importantes: manter o laço de aquisição o mais rápido possível, devido à quantidade elevada de canais, e permitir, pelo menos, a configuração individual do AFEs principal, que será responsável por gerar o sinal de *clock* para os demais. Para atender a essas duas características, os AFEs foram interligados utilizando um modo híbrido entre o modo em cascata e o *daisy-chain*: foi realizada uma ligação *daisy-chain*, mas com os sinais \overline{CS} de cada AFE sendo mantido separado dos demais, tal qual no modo em cascata. Dessa forma, é possível selecionar apenas um AFE e configurá-lo individualmente bem como, durante uma aquisição de sinais, selecionar todos os AFEs simultaneamente e obter as novas amostras em apenas uma transação SPI. Como não haviam mais pinos disponíveis no ESP32 para controle individual dos sinais de \overline{CS} , foi utilizado o expensor I/O TCA9534APWR, controlado pelo ESP32 por meio de barramento I²C. Com esta configuração, obtêm-se eficiência durante a aquisição e versatilidade para configuração

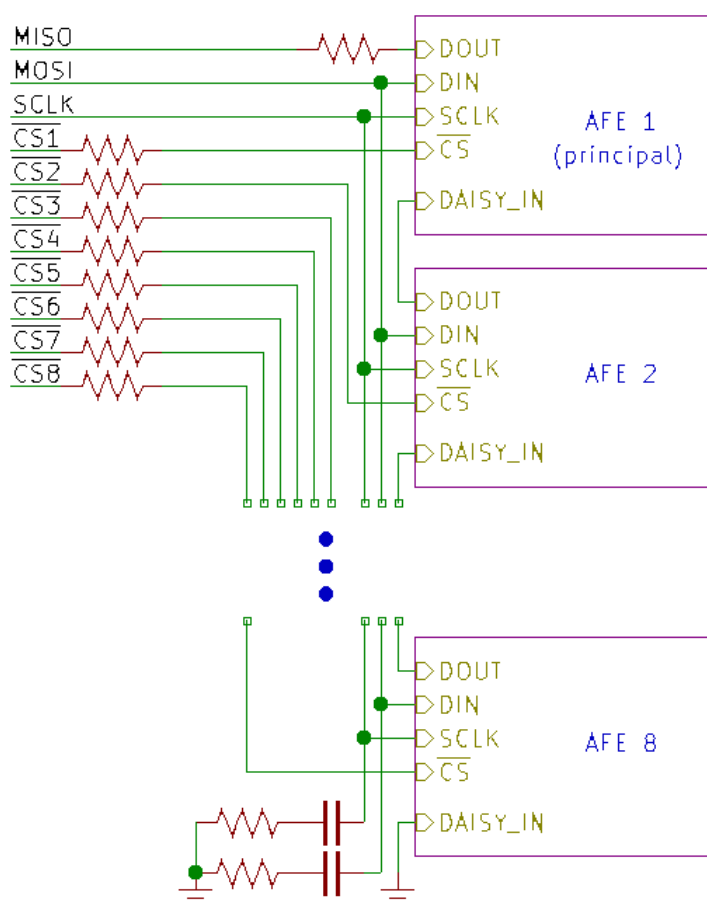
de cada um dos AFEs individualmente.

Os sinais de SCLK, DIN (ou MOSI) e START, controlados pelo ESP32, foram roteados a todos os AFEs utilizando a topologia de barramento, com terminação AC em suas extremidades. Os sinais de DOUT (ou MISO) e $\overline{\text{DRDY}}$ do AFE principal foram conectados ao ESP32, utilizando terminação série. Os sinais DOUT dos demais AFEs foram conectados ao pino DAISY_IN do AFE seguinte sem ser utilizado nenhum tipo de terminação, devido ao pequeno comprimento das trilhas utilizadas. Para roteamento dos sinais de $\overline{\text{CS}}$ de cada AFE, com origem no expensor I/O, foi utilizada terminação série. Por fim, um sinal de $\overline{\text{PWDN}}$ comandado pelo ESP32 foi roteado a todos os pinos $\overline{\text{PWDN}}$ e $\overline{\text{RESET}}$ de todos os AFEs, sem nenhum cuidado a respeito da topologia utilizada mas adicionando um filtro RC próximo à saída do pino do ESP32, para tornar as transições desse sinal mais lentas, reduzindo possíveis reflexões.

Para a tensão de referência de cada AFE, foi utilizada a própria tensão de referência gerada internamente por cada um deles.

Um diagrama geral ilustrando a ligação dos sinais SPI é exibido na Figura 51. Na Figura 50 são ilustradas as ligações dos demais sinais.

Figura 51 – Esquema de ligação dos sinais do barramento SPI dos ADS1299. À esquerda, são exibidos os sinais conectados diretamente aos pinos do ESP32 ou ao expensor I/O.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.1.3 Filtros *anti-aliasing*

Os filtros de *anti-aliasing* na entrada de cada canal analógico foram projetados de forma a fornecer uma atenuação mínima de 20 dB na frequência de modulação dos conversores AD delta-sigma presentes nos AFEs ADS1299 ($f = 1,024$ MHz). Devido à grande banda de transição disponível, foi selecionada a topologia de filtro RC passivo de primeira ordem.

Para seleção dos resistores, levou-se em conta o fato de que resistores com valores muito baixos fornecem menor proteção ao paciente na ocorrência de falta no equipamento. Por outro lado, resistores com valores mais elevados possuem maior ruído térmico.

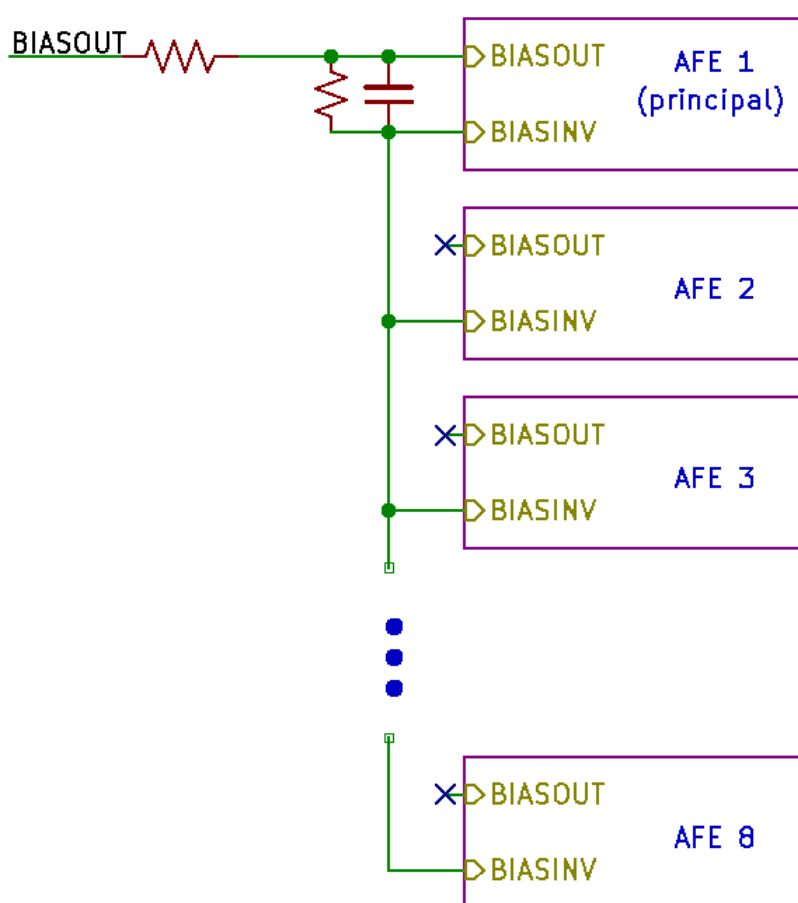
Levando em conta os fatores citados, foram escolhidos resistores de $33k\Omega$ e capacitores de $47pF$ para os filtros RC, resultando em uma frequência de corte de aproximadamente 102,6 kHz, cerca de uma década abaixo da frequência de modulação dos conversores delta-sigma, garantindo atenuação próxima de 20 dB nesta

frequência.

3.4.1.4 Eletrodo de *bias*

Para geração do sinal de *bias*, foram seguidas as recomendações da folha de dados do ADS1299 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), conectando entre si todos os pinos BIASINV dos AFEs. O AFE principal, responsável por gerar o sinal de *clock* aos demais, ficou responsável pela geração do sinal de *bias*, tendo seu pino de BIASOUT conectado à interconexão dos pinos BIASINV por meio de uma associação RC paralelo, que determina a largura de banda do sinal de *bias* gerado. Foi considerada uma banda de 500 Hz ($R = 316 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$) para permitir que o sinal de *bias* seja capaz de compensar interferências de modo comum para toda a banda dos sinais de EMG. O sinal presente no pino BIASOUT é conectado à saída para o eletrodo de *bias* com um resistor de $33 \text{ k}\Omega$ em série, mesmo valor utilizado nos filtros RC *anti-aliasing*, para proteção do paciente. O esquema geral das ligações é apresentado na Figura 52.

Figura 52 – Esquema de ligações dos pinos dos ADS1299 para geração do sinal de *bias*. À esquerda, é exibido o sinal conectado diretamente à saída para o eletrodo de *bias*.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.1.5 Eletrodo de referência

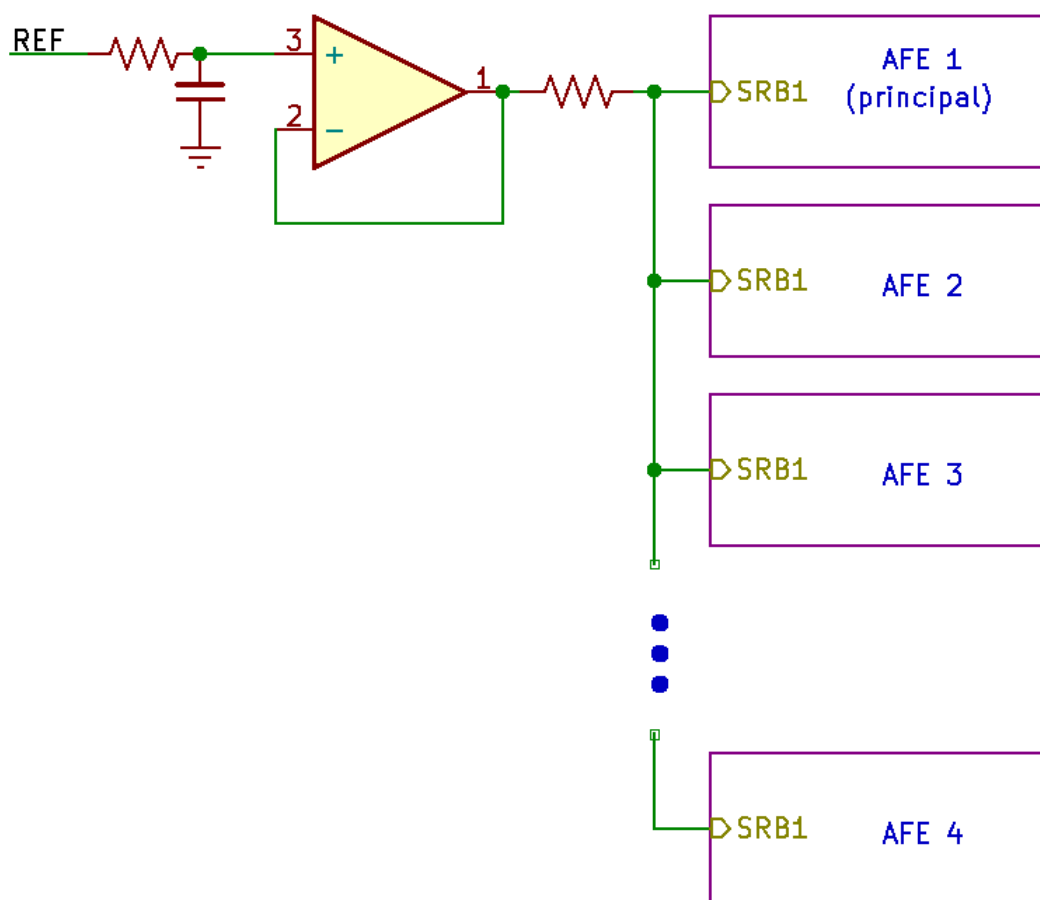
Por meio da configuração dos registradores do ADS1299, todos os terminais negativos dos canais podem ser conectados internamente ao pino SRB1 do AFE, possibilitando uma montagem referencial. Para estender esta montagem à situação de vários AFEs em paralelo, com todos os canais de todos AFEs fornecendo uma tensão em relação a um mesmo ponto em comum (referência), os pinos SRB1 de todos os AFEs foram conectados entre si.

Prosseguindo com as conexões, a abordagem usual seria conectar o sinal vindo do eletrodo de referência diretamente na interconexão dos pinos SRB1. Entretanto, nota-se que, neste caso, o sinal captado pelo eletrodo de referência seria diretamente aplicado aos 64 canais, o que resultaria em uma impedância de entrada 64 vezes menor do que a impedância típica de $1\text{ G}\Omega$ em cada canal (quando não utilizada detecção de eletrodo solto), o que resulta em uma impedância de entrada de $15,6\text{ M}\Omega$. Com o objetivo de elevar a impedância de entrada vista pelo eletrodo de referência, foi utilizado um dos dois amplificadores operacionais presentes no CI OPA2376AID, no modo seguidor de tensão. Este amplificador possui corrente de *bias* típica de $0,2\text{ pA}$, ruído de $0,8\text{ }\mu\text{V}_{\text{pp}}$ considerando uma banda de $0,1\text{ Hz}$ a 10 Hz e densidade espectral de ruído de $7,5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ em 1 kHz .

Após o sinal do eletrodo de referência ser filtrado pelo filtro RC *anti-aliasing*, o mesmo é aplicado à entrada do amplificador. De acordo com sua folha de dados (TEXAS INSTRUMENTS, 2015b), o OPA2376AID no modo seguidor de tensão pode alimentar diretamente uma carga capacitiva de até 250 pF , devendo ser acrescentado um resistor com valor entre 10 e $20\text{ }\Omega$ em série com sua saída caso a carga possua maior capacitância. Como cada canal dos ADS1299 possui capacitância típica na ordem de 20 pF (TEXAS INSTRUMENTS, 2017), a saída do amplificador atenderá a uma capacitância de $64 \times 20\text{ pF} = 1,28\text{ nF}$. Devido a isso, a saída do amplificador foi conectada à interconexão dos SRB1 com um resistor de $10\text{ }\Omega$ em série. Deve-se observar que o uso de um amplificador operacional envolve um *trade-off*: apesar de melhorar a impedância de entrada vista pelo eletrodo de referência, o amplificador operacional aumenta o nível de ruído do sinal.

O esquema geral das ligações é mostrado na Figura 53.

Figura 53 – Esquema de ligações para o sinal de referência. À esquerda, é exibido o sinal conectado diretamente à entrada para o eletrodo de referência.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.4.1.6 Eletrodo auxiliar

Foi projetada no equipamento uma entrada para eletrodo auxiliar, que pode ser utilizado, por exemplo, para amostrar sinais de eletrocardiografia (ECG) com o objetivo de compensar, em uma etapa de pós-processamento, interferências do ECG nos sinais de HDsEMG captados. É possível, também, utilizar o sinal do eletrodo auxiliar como fonte para geração do sinal de *bias*. Desta forma, o sinal de *bias* será gerado de forma a tentar cancelar o sinal captado pelo eletrodo auxiliar. Esta última aplicação vem a ser útil em situações em que há a presença de um mesmo sinal interferente nos sinais de HDsEMG e em que exista alguma região na qual seja possível captar apenas o sinal interferente, sem a presença de componentes devido à atividade mioelétrica. Ao posicionar o eletrodo auxiliar nesta região e utilizá-lo como fonte para geração do sinal de *bias*, o sinal interferente será, idealmente, cancelado pelo sinal aplicado por meio do eletrodo de *bias*.

O sinal do eletrodo auxiliar, após filtragem *anti-aliasing* pelo filtro RC, é aplicado

ao pino SRB2 do AFE principal. Por meio da configuração de registradores, o sinal captado pode ser roteado para qualquer um dos oito canais desse AFE, sendo medido em relação ao eletrodo de referência.

3.4.1.7 Sinal de blindagem

Para fornecer um sinal de blindagem aos cabos, de forma a reduzir interferências eletromagnéticas nos sinais captados, principalmente devido à rede elétrica, o sinal no pino BIASINV foi aplicado na entrada do amplificador operacional restante do CI OPA2376AID, no modo seguidor de tensão. Sob condições normais, isto é, sem saturação do amplificador de *bias* do AFE principal, o sinal presente no pino BIASINV se mantém em aproximadamente 2,5V, no meio da faixa da alimentação analógica.

A saída do amplificador foi conectada à blindagem dos cabos de eletrodos com um resistor de 33 k Ω em série, para proteção do paciente em caso de curto entre a blindagem e o interior do cabo.

3.4.1.8 Conectores

Para o conector principal, no qual é conectado o sensor com 64 canais, foi utilizado o conector 71430-0101 para cabos *VHDCI*, da empresa Molex. O conector é destinado para cabos com 68 canais. Nos quatro canais que restaram, foi disponibilizada a tensão de alimentação analógica (dois canais para GND e dois para 5 V), que foi utilizada para alimentar a célula de carga para medição de força aplicada pelo paciente. Mais detalhes são dados Subseção 3.4.5.

Para os eletrodos de canal auxiliar, referência e *bias* foram utilizados conectores MJ-2523-SMT, destinados a *plugs jack* de áudio com 2,5 mm de diâmetro e dois polos.

O sinal de *shield* foi conectado aos respectivos pinos de blindagem do conector principal e dos conectores para os eletrodos.

Por fim, para a conexão da fonte SWM12-5-EV-P5 para carregamento da bateria foi utilizado o conector PJ-102AH.

3.4.1.9 Interface com o usuário

Para proporcionar meios de sinalização do *status* do equipamento, foram previstos quatro LEDs que indicam: plataforma ligada (verde), bateria fraca (vermelho), conectado ao carregador (verde) e carregamento em andamento (verde).

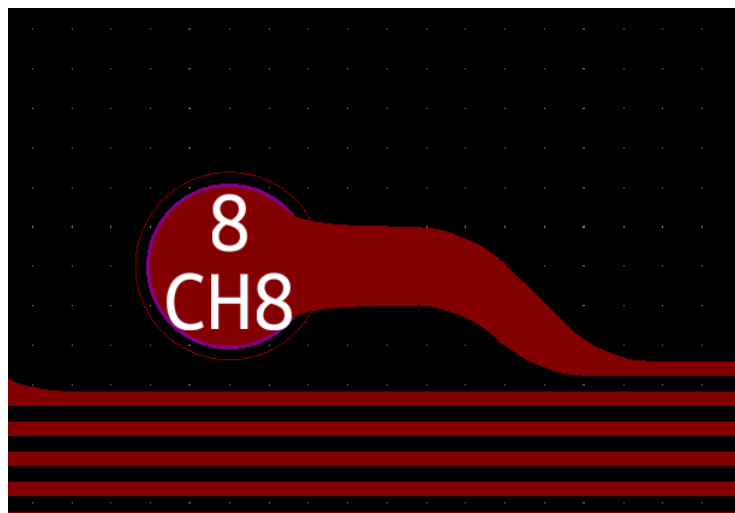
Uma chave gangorra foi utilizada para ligar e desligar o equipamento. Já para possibilitar que as configurações de rede *Wi-Fi* retornem às configurações de nome e senha padrão, foi disponibilizada uma chave tátil (*push button*).

3.4.2 Matriz de eletrodos

Além da placa principal, também foi desenvolvida uma matriz de eletrodos de 64 canais utilizada para captação dos sinais de HDsEMG. Com o objetivo de dar prosseguimento aos trabalhos já realizados no IEB-UFSC, que utilizam sinais de HDsEMG coletados do músculo tibial anterior para avaliação de neuropatia diabética (FAVRETTO, Mateus André, 2017), a matriz de eletrodos foi projetada com dimensões adequadas para a análise desse músculo, sendo fabricada como uma PCI flexível, com 16 linhas e 4 colunas, distância inter-eletrodos de 8 mm e contatos dos eletrodos com 2mm de diâmetro. Essas dimensões estão dentro da faixa observada em matrizes de eletrodos comerciais utilizadas em estudos de HDsEMG (DEL VECCHIO *et al.*, 2020; YOKOYAMA *et al.*, 2021) e a quantidade de linhas e colunas utilizadas se mostrou adequada para a análise do músculo tibial anterior, de acordo com a experiência adquirida na pesquisa em andamento no IEB-UFSC (FAVRETTO, Mateus André, 2017).

A matriz de eletrodos foi fabricada em poliimida flexível e a superfície dos eletrodos foi banhada a ouro utilizando o acabamento *electroless nickel immersion gold* (ENIG). Este acabamento deposita uma camada de níquel sobre o cobre exposto, seguida por uma fina camada de ouro, protegendo os eletrodos de sofrerem oxidação, garantindo maior durabilidade à matriz. Além disso, a conexão das trilhas com os contatos dos eletrodos foi feita aumentando gradativamente a espessura das trilhas e usando curvas suaves, como pode ser observado na Figura 54, com o objetivo de dificultar a ruptura das trilhas na junção com os eletrodos devido à mudança abrupta de espessura, que causa uma concentração de tensão mecânica, fenômeno que foi observado em trabalhos anteriores com matrizes de eletrodos comerciais.

Figura 54 – Conexão das trilhas aos contatos da matriz de eletrodos aumentando-se gradativamente a espessura das trilhas e utilizando-se curvas suaves para evitar pontos de concentração de tensão mecânica que facilitem a ruptura das trilhas.



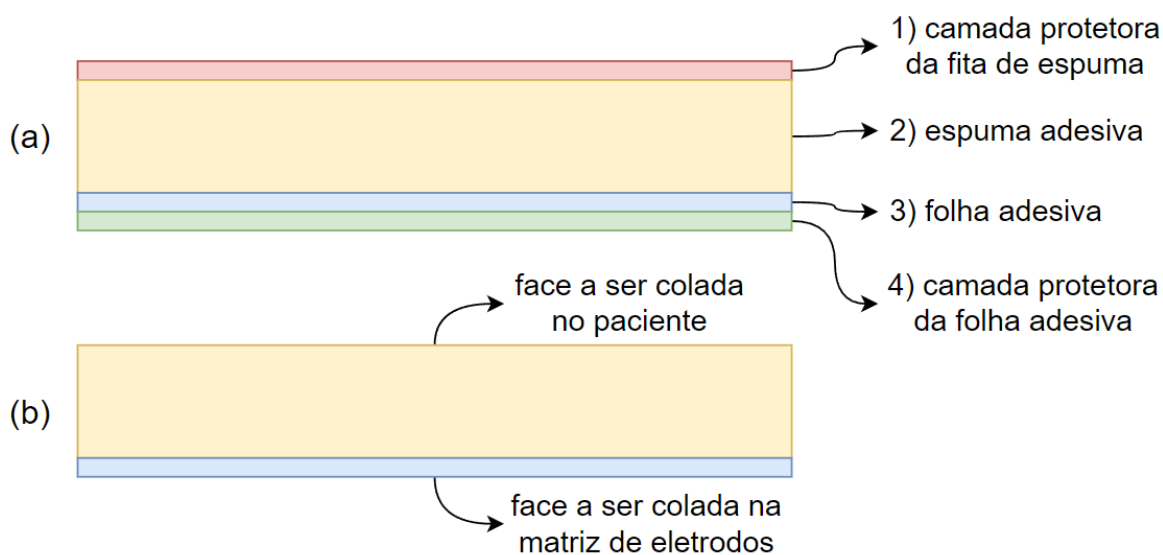
Fonte: elaborado pelo autor.

A matriz de eletrodos projetada possui o conector 52885-0774, da empresa Molex, para conexão à placa adaptadora. A fabricação da matriz de eletrodos e soldagem do conector foram realizados pela empresa PCBWay.

Para fixação da matriz de eletrodos no paciente, foi utilizada fita adesiva de espuma dupla face, com 5 cm de largura e 2 mm de espessura e folhas adesivas no formato Carta (279,4 x 215,9 mm). Em cada folha, foram impressos em seu verso (camada protetora da folha adesiva) 8 máscaras de 139 x 50 mm cada, dispostas em 4 colunas de 2 máscaras. Cada máscara possui as marcações das furações para os contatos da matriz de eletrodos. Após a impressão das máscaras, foram coladas, na parte frontal da folha adesiva, quatro trechos de fita adesiva de espuma dupla face, ao longo de cada uma das quatro colunas de máscaras impressas no verso. Em seguida, as 8 máscaras foram recortadas e furadas com alicate furador para papel com furos circulares de 3 mm de diâmetro. Ao final do processo, foram produzidos 8 adesivos para a matriz de eletrodos, cada um com 4 camadas, na seguinte sequência: (1) camada protetora da fita de espuma dupla face, (2) fita de espuma dupla face, (3) folha adesiva, (4) camada protetora da folha adesiva. As camadas do adesivo produzido são ilustradas na Figura 55a.

O adesivo é fixado à matriz de eletrodos utilizando a face com cola da folha adesiva (camada 3, após remover a camada 4 protetora) e ao paciente utilizando a cola da fita de espuma (camada 2, após remover a camada 1 protetora), como ilustrado na Figura 55b. Esta configuração se mostrou adequada na prática, utilizando uma cola mais intensa (cola da fita de espuma) para fixação à pele do paciente e uma cola

Figura 55 – a) Camadas do adesivo produzido. b) Adesivo preparado para a aplicação, após remoção das camadas de proteção das faces adesivas.



Fonte: elaborado pelo autor.

menos intensa (cola da folha adesiva) para fixação à matriz de eletrodos. O uso de uma cola mais intensa para fixação ao paciente é importante para garantir que o adesivo e, por consequência, a própria matriz de eletrodos se conformem à curvatura do corpo do paciente na região de aplicação. Já o uso de uma cola menos intensa na fixação do adesivo à matriz de eletrodos facilita a remoção do adesivo após o uso da matriz e diminui os riscos de danificá-la durante esta remoção.

3.4.3 Placa adaptadora

Para a conexão da placa principal à matriz de eletrodos foi projetada uma placa adaptadora, fabricada em uma PCB de duas camadas. A placa adaptadora possui um conector 55091-0774, para conexão com a matriz de eletrodos, e um conector 71430-0101, para conexão do cabo *very-high-density cable interconnect* (VHDCI) vindo da placa principal. Ambos os conectores são da empresa Molex. A fabricação da placa adaptadora e soldagem dos conectores foram realizados pela empresa PCBWay.

Para possibilitar a conexão da célula de carga para medição da força aplicada ao paciente, foi utilizado um cabo de quatro fios, que foram soldados às trilhas dos canais 1 e 2, 5 V e GND presentes na placa adaptadora. Este cabo possui, em sua extremidade, um conector fêmea P3 de quatro polos para conexão da célula de carga. Mais detalhes são dados na Subseção 3.4.5.

3.4.4 Cabos e eletrodos

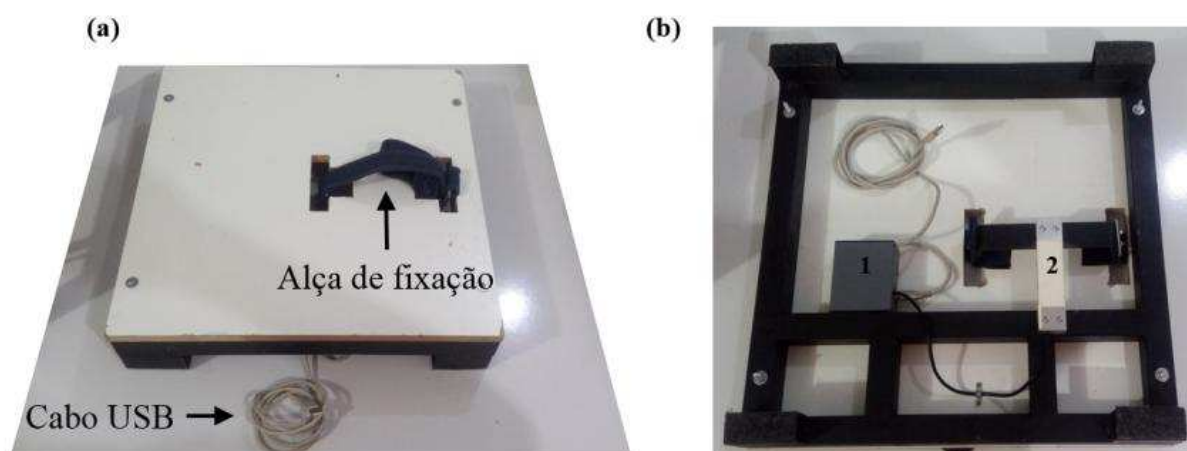
Para o cabo que conecta a placa principal à placa adaptadora foi usado um cabo VHDCI de 1,8 m.

Os cabos para os eletrodos auxiliar, de referência e de *bias* foram feitos utilizando cabo emborrachado com malha espiral e condutor central com $0,32\text{mm}^2$ de seção transversal, garra jacaré de 30 mm para conexão com os eletrodos e *plug* P1 para conexão com a placa principal. Cada um dos cabos possui comprimento de aproximadamente 1,5 m.

3.4.5 Plataforma para medição de força

Para obtenção da força aplicada pelo paciente foi utilizado um dinamômetro portátil desenvolvido em trabalhos anteriores do IEB-UFSC (FAVRETTO, Mateus André, 2017), que é exibido na Figura 56. Este sistema possui uma célula de carga e um *hardware* que realiza a leitura da célula de carga e envia as amostras por meio de um cabo USB. Para este trabalho, foi utilizada somente a célula de carga presente na plataforma. Os 4 terminais da célula de carga foram conectados aos fios de um conector P3 macho de 4 polos. Por meio deste conector, a célula de carga é conectada ao conector fêmea presente na placa adaptadora, obtendo a alimentação necessária para o seu funcionamento e fornecendo seu sinal diferencial, que representa a força aplicada, diretamente aos canais monopolares 1 (terminal positivo) e 2 (terminal negativo) de um dos ADS1299.

Figura 56 – Vista superior (a) e inferior (b) do dinamômetro portátil para medição da força aplicada pelo paciente. Na vista inferior, são exibidas a caixa plástica com o *hardware* de condicionamento do sinal da célula de carga (1), não utilizado neste trabalho, e a célula de carga (2).



Fonte: (FAVRETTO, Mateus André, 2017).

3.5 FIRMWARE

Nesta seção são apresentadas as ferramentas e abordagens utilizadas no desenvolvimento do *firmware*, sendo descrito o ambiente de desenvolvimento utilizado, detalhado como se dá a comunicação com o equipamento e apresentada a arquitetura do *firmware* desenvolvido.

3.5.1 Ambiente de desenvolvimento

Existem diversas opções para o desenvolvimento de aplicações para o ESP32. Entre elas, destacam-se o *add-on* para o Arduino IDE, o ambiente Python, utilizando o MicroPython, e a plataforma nativa *Espressif IoT Development Framework* (ESP-IDF)², na qual todas as demais opções são baseadas. Neste trabalho, foi escolhido o ESP-IDF v4.1 para o desenvolvimento do *firmware*. Apesar de possuir uma curva de aprendizado maior do que nas outras opções, o ESP-IDF é a alternativa mais robusta para o desenvolvimento de aplicações mais complexas (BABIUCH *et al.*, 2019).

O ESP-IDF é o *framework* oficial para desenvolvimento de aplicações em linguagem C para o ESP32. É um projeto *open-source*, disponível no GitHub³, que fornece um *kit* de desenvolvimento de *software* (SDK) autossuficiente para qualquer aplicação genérica desenvolvida para o ESP32, contando com suporte a RTOS, *drivers* para os periféricos e implementações de diversos protocolos de comunicação. Além disso, são disponibilizados vários exemplos básicos de uso das diversas funcionalidades oferecidas por este *framework*. Por ser o *framework* oficial para o desenvolvimento de aplicações para o ESP32, as bibliotecas presentes no ESP-IDF são mais completas, estáveis e livres de *bugs* em relação às outras opções existentes (HOANG *et al.*, 2019). Além disso, é possível integrá-lo ao Eclipse IDE, o que facilita o desenvolvimento de aplicações mais complexas e os processos de compilação e gravação dessas aplicações.

Com base no que foi exposto, o *firmware* foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o *framework* ESP-IDF v4.1 integrado ao Eclipse IDE 4.12.0, no sistema operacional Ubuntu 20.04.2 LTS e com o sistema de controle de versões Git.

3.5.2 Comunicação com o equipamento

Para a comunicação com o equipamento foi utilizado o protocolo TCP/IP sobre rede Wi-Fi. A escolha de uma comunicação por meio sem fio permite, aliado ao uso de bateria, que o equipamento funcione totalmente desconectado de equipamentos que possam estar conectados à rede elétrica, trazendo uma maior segurança ao paciente quanto ao risco de choques elétricos e reduzindo o acoplamento do paciente com a

² <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/latest/esp32/>

³ <https://github.com/espressif/esp-idf>

rede elétrica, o que diminui, por consequência, a interferência da rede elétrica nos sinais amostrados.

O protocolo *transmission control protocol* (TCP) foi escolhido devido à sua confiabilidade, possuindo verificação de erros dos pacotes de dados recebidos, retransmissão de pacotes não recebidos ou que foram recebidos com dados corrompidos e reordenação dos pacotes na recepção, garantindo que os dados sejam recebidos de forma íntegra e na mesma ordem em que foram enviados, o que é indispensável durante a transmissão dos sinais amostrados. Para implementar este protocolo, o ESP-IDF utiliza a biblioteca de código aberto lwIP⁴ ⁵.

O ESP32 foi configurado como um ponto de acesso Wi-Fi, com nome (SSID) *HDsEMG* e senha *ieb-ufsc*. Além disso, foi criado um *socket* TCP no endereço IP 192.168.4.1 (endereço padrão do ESP32) e porta 3333, no qual o cliente, uma vez conectado à rede Wi-Fi gerada pelo ESP32, deve se conectar para iniciar a comunicação com o equipamento.

A comunicação com o equipamento ocorre por meio de comandos de texto, podendo ser realizada por uma interface de linha de comando (CLI), o que dispensa o uso de um *software* específico de terceiros na máquina do cliente para o uso do equipamento. Para o processamento dos comandos recebidos, foi utilizada a biblioteca *Argtable3*^{6,7}, já incluída no ESP-IDF. Foram definidos comandos para obtenção de informações da bateria, leitura e escrita dos registradores dos ADS1299, iniciar e parar aquisição de sinais, configuração do nome (SSID) e senha da rede Wi-Fi criada pelo ESP32 e obtenção de estatísticas de uso de memória do ESP32 durante uma aquisição. Além disso, foram criados comandos para *debug* do *hardware*, fornecendo acesso aos barramentos SPI, I²C e entradas/saídas de propósito geral (GPIOs), e comandos para testes do próprio *firmware*, fornecendo informações a respeito das *tasks* existentes e velocidade de transferência de dados. A criação de todos esses comandos tem o objetivo de permitir o controle total do equipamento pelo usuário, sem a dependência de *softwares* de terceiros, o que traz flexibilidade no seu uso e liberdade para a criação de *softwares* personalizados que melhor se adéquem ao uso pretendido do equipamento.

Ao enviar um comando, o cliente recebe as informações solicitadas ou, caso o comando não solicite informações, é retornado 0 para sucesso e -1 para erro.

Os comandos implementados dividem-se em dois grupos: comandos auxiliares, apenas para fins de teste do equipamento e auxílio no desenvolvimento, e comandos principais, a serem utilizados no fluxo normal de funcionamento do equipamento.

⁴ <https://github.com/espressif/esp-lwip>

⁵ <https://savannah.nongnu.org/projects/lwip/>

⁶ <https://www.argtable.org/>

⁷ <https://github.com/argtable/argtable3>

3.5.2.1 Comandos auxiliares

Foram definidos comandos auxiliares para a etapa de desenvolvimento, que não devem ser utilizados no uso comum do equipamento.

Para a validação do *hardware*, foram criados comandos para leitura e escrita nos pinos de GPIO (comandos *gpior* e *gpiow*), no barramento I²C (*i2cr* e *i2cw*) e SPI (*spir*, *spiw* e *spix*) do ESP32.

Para testes durante a própria implementação do *firmware*, foram criados comandos para obter informações das *tasks* sendo executadas (*taskinfo*) e para teste da velocidade de transferência de dados via Wi-Fi (*test wifi*) e de escrita no cartão SD, tanto no modo de arquivo FAT (*test sdfat*) como diretamente nos setores do cartão (*test sdsectors*).

Ao ser enviado algum comando de teste de velocidade, o equipamento passa, dependendo da opção selecionada, a enviar *bytes* aleatórios da forma mais rápida possível via Wi-Fi, pelo mesmo *socket* TCP em que o comando foi enviado, ou a gravá-los no cartão SD. Mensagens indicando a velocidade média a cada 1 segundo e a velocidade média total ao fim do teste são enviados pela porta serial do ESP32, que pode ser acessada pelo conector USB disponível no kit de desenvolvimento. As configurações para conexão com a porta serial são: 115200 *baud*, 8 bits de dados, 1 bit de parada, sem paridade e sem controle de fluxo.

Por último, foi criado também um comando para ler a tensão presente no pino VBAT do módulo do ESP32 (comando *vbat*), onde conecta-se a alimentação da bateria. No módulo utilizado, a tensão no pino VBAT é aplicada em um divisor de tensão, que a divide pela metade e a aplica em um dos GPIOs do ESP32. Ao enviar o comando *vbat*, a tensão neste pino é lida por meio do conversor AD do ESP32 e multiplicada por 2, com o valor sendo retornado para o usuário.

A sintaxe dos comandos auxiliares pode ser vista na Figura 57.

Figura 57 – Sintaxe dos comandos auxiliares do *firmware*.

```

test <component> [-b <bytes>] [-p <priority >]
  Test SD writes and wifi transfers. SD writes can be with FAT filesystem (
    sdfat) or sector writes (sdsectors);
  <component> Component to test (wifi, sdfat, sdsectors)
  -b, --bytes=<bytes> block size in bytes (default 16KB)
  -p, --priority=<priority> test task priority (default 5)

taskinfo
  Prints tasks information.

vbat
  Prints VBAT pin voltage.

i2cr -a <address> [-r <register>] [-n <count>]
  Read data from I2C device or device's register. If count not specified,
  reads one byte
  -a, --address=<address> device address
  -r, --register=<register> register address
  -n, --count=<count> number of bytes

i2cw -a <address> [-r <register>] <bytes> [<bytes >]...
  Write data to I2C device or device's register
  -a, --address=<address> device address
  -r, --register=<register> register address
  <bytes> bytes to send

spiw <bytes> [<bytes >]...
  Write data SPI bus
  <bytes> bytes to send

spir -n <count>
  Read data from SPI bus
  -n, --count=<count> number of bytes

spix <bytes> [<bytes >]...
  Write and read data from SPI bus
  <bytes> bytes to send

gpiow -n <number> -l <level>
  Write to GPIO
  -n, --number=<number> GPIO number
  -l, --level=<level> logic level

gpior -n <number>
  Read GPIO
  -n, --number=<number> gpio number

```

Fonte: elaborado pelo autor.

3.5.2.2 Comandos principais

Para comunicação com o monitor de bateria presente no *hardware*, foram definidos comandos para obter informações de tensão (*batvolt*), temperatura (*battemp*),

carga consumida (*batdischrg*), reiniciar o contador de carga consumida (*batrst*) e um comando que retorna todas as informações de tensão, temperatura e carga consumida em conjunto (*batinfo*).

Para comunicação com os ADS1299, foram definidos comandos para leitura (*adsrreg*) e escrita (*adswreg*) de seus registradores, sendo possível comunicar-se com cada um dos 8 ADS1299 separadamente.

Foi definido também um comando para modificar o SSID e senha da rede Wi-Fi gerada pelo equipamento (*apconfig*). Caso se deseje retornar aos valores padrão (SSID *HDsEMG* e senha *ieb-ufsc*), basta pressionar o botão de *reset* (chave táctil do equipamento) por 5 segundos.

Para a aquisição, foram definidos comandos para iniciar a aquisição (*sample*), especificando sua duração em segundos, abortá-la (*stop*) e um comando para monitoramento do *buffer* de memória do ESP32 utilizado para armazenar temporariamente os dados recebidos dos ADS1299 durante a aquisição (comando *memuse*).

Durante uma aquisição, as amostras são enviadas em tempo real para o cliente, no mesmo formato em que são recebidas dos ADS1299. Caso as amostras fossem enviadas por meio do mesmo *socket* utilizado para envio dos comandos, os comandos enviados pelo cliente durante uma aquisição teriam suas repostas recebidas misturadas às amostras recebidas, o que tornaria impossível a obtenção de informações sobre o equipamento durante uma aquisição. Para contornar isso, o comando de iniciar uma aquisição possui uma particularidade: ao receber este comando, o ESP32 retorna o valor 0 ou -1, indicando sucesso ou falha no processamento do pedido, abre um novo *socket* TCP no mesmo endereço e porta que o anterior (192.160.4.1:3333) e aguarda por uma nova conexão. Quando o usuário conecta-se a este segundo *socket*, sem desconectar-se do *socket* anterior, a aquisição é iniciada e os *bytes* de amostras e *status* dos ADS1299 recebidos pelo ESP32 via SPI são enviados ao usuário por meio desse segundo *socket*. Ao mesmo tempo, o primeiro *socket* é mantido ativo e livre para comunicação durante a aquisição. Com isso é possível, por exemplo, obter informações sobre a bateria ou sobre a ocupação do *buffer* de memória do ESP32 que armazena temporariamente as amostras a serem enviadas. Uma aumento da ocupação desse *buffer* indica que a velocidade com que estão sendo recebidas amostras dos ADS1299 via SPI é maior do que a velocidade de transferência dessas amostras ao cliente, via *socket* TCP, o que irá causar perda de amostras caso o *buffer* seja totalmente ocupado. Ao ocorrer a perda de alguma amostra, a aquisição é automaticamente finalizada pelo ESP32, garantindo que os dados recebidos pelo cliente até o momento em que ocorreu a perda de amostras sejam íntegros e sem amostras faltantes. Ao final da aquisição ou quando for enviado, por meio do primeiro *socket*, um comando de parar a aquisição em andamento, o segundo *socket* é fechado pelo ESP32.

A sintaxe dos comandos principais é apresentada na Figura 58.

Figura 58 – Sintaxe dos comandos principais do *firmware*.

```

batinfo
  Battery information

batvolt
  Battery voltage in volts.

battemp
  Battery temperature in Celsius.

batdischrg
  Battery consumed charge in mAh since last coulomb counter reset.

batrst
  Reset battery charge to maximum value (discharge = 0)

adsrreg [-r <register>] [-d <device>]
  Read ADS1299 register. If device not specified, registers of all devices
  are sent. If register not specified, all registers are sent. Same
  registers of different devices are sent sequentially.
  -r, --reg=<register> register to be read (0x00 - 0x17)
  -d, --device=<device> device to read registers from (1-8)

adswreg -r <register> [-d <device>] <byte>
  Write to ADS1299 register. If device not specified, write the same value
  in all devices.
  -r, --reg=<register> register to be read (0x00 - 0x17)
  -d, --device=<device> device to read registers from (1-8)
  <byte> value

sample -t <time>
  Starts ADS1299 acquisition and create new socket to transfer the data.
  -t, --time=<time> period of acquisition in seconds

stop
  Stop current acquisition.

apconfig --ssid=<string> [--pass=<string>]
  Configure Wi-Fi access point
  --ssid=<string> Wi-Fi SSID
  --pass=<string> Wi-Fi password

memuse
  Memory usage of the queue that stores the acquired data before sending
  via TCP socket.

```

Fonte: elaborado pelo autor.

3.5.3 Arquitetura do *firmware*

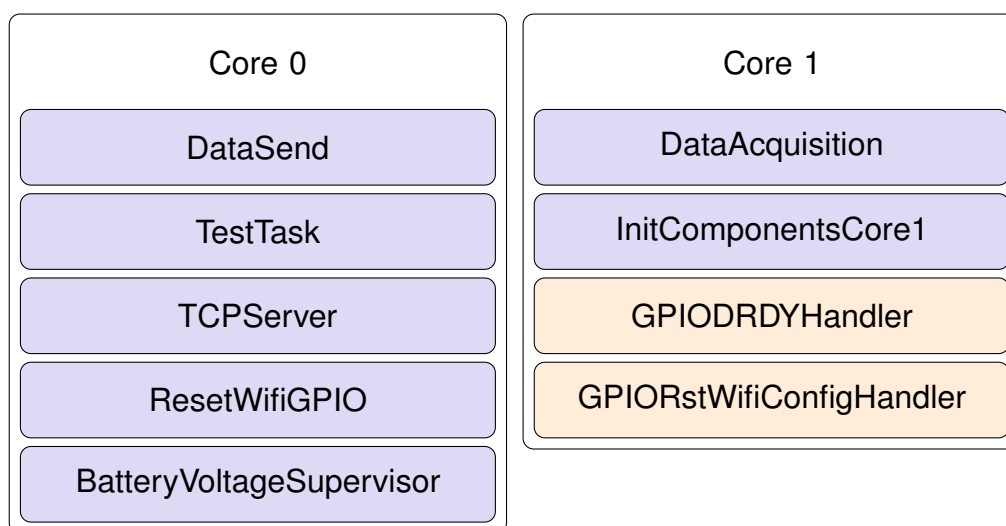
Para desenvolvimento do *firmware* foi utilizado o sistema operacional de tempo real FreeRTOS⁸, disponibilizado no ESP-IDF. Cada tarefa distinta a ser executada foi

⁸ <https://www.freertos.org/>

implementada como uma tarefa do FreeRTOS (*task*). Além das *tasks*, foram utilizadas também funções para tratamento de interrupções (*interrupt handlers*) geradas por GPIOs.

Como o ESP32 possui dois núcleos de processamento, as *tasks* e *handlers* de interrupções foram distribuídas de forma a dedicar um dos núcleos (*core 1*) apenas para tarefas críticas, relacionadas à leitura das amostras dos ADS1299, e o outro núcleo (*core 0*) para as demais tarefas. A distribuição das *tasks* e *handlers* de interrupção entre os dois núcleos pode ser vista na Figura 59. Cada uma das *tasks* e *handlers* indicados serão explicados com mais detalhes ao longo do texto.

Figura 59 – Distribuição das *tasks* e *handlers* criados entre os núcleos do processador do ESP32. O núcleo 1 é responsável pelas tarefas críticas, relacionadas à aquisição das amostras, já o núcleo 0 é responsável pelas demais tarefas.



Fonte: elaborado pelo autor.

A respeito dos *handlers* de interrupção de GPIOs, ambos são chamados a partir de uma mesma ISR, que é a função executada quando é gerada uma interrupção por qualquer um dos GPIOs configurados como fonte de interrupção. Dentro dessa ISR, é identificado qual GPIO gerou a interrupção e chamado o *handler* específico que foi configurado para o GPIO identificado. Devido a isso, ambos os *handlers* acabam sendo executados pelo mesmo núcleo, que é o núcleo que executa a ISR. De acordo com a documentação do ESP-IDF, o núcleo que executa a *ISR* é implicitamente definido como o mesmo núcleo que a habilitou, isto é, o núcleo responsável pela *task* em que é habilitada a ISR dos GPIOs.

Foram definidos dois *handlers* de interrupção: o *GPIORstWifiConfigHandler*, executado ao identificar uma borda de descida no pino conectado à chave táctil responsável pelo *reset* das configurações Wi-Fi, e o *GPIODRDYHandler*, executado ao identificar uma borda de descida no pino \overline{DRDY} do ADS1299 principal, que sinaliza

novas amostras disponíveis durante a aquisição. Apesar do *GPiORstWifiConfigHandler* não ser uma tarefa crítica, o *GPiODRDYHandler* é. Devido a isso, e ao fato de que ambos os *handlers* acabam sendo executados pelo mesmo núcleo, a execução de ambos foi delegada ao núcleo responsável pelas tarefas críticas. Ambos os *handlers* foram declarados utilizando o conceito de *deferred interrupt handling*, que consiste em utilizar o *handler* apenas para sinalizar a ocorrência da interrupção para uma *task* do sistema, que então executa os processamentos necessários devido à ocorrência da interrupção. Dessa forma, os códigos de ambos *handlers* são extremamente curtos, consistindo apenas no envio de uma notificação para uma *task* do sistema. Com isso, apesar de o *GPiORstWifiConfigHandler* ocupar indevidamente o núcleo crítico, sua chamada ocupa um tempo insignificante para as demais tarefas críticas, não afetando a performance do sistema.

Ao inicializar o ESP32, é executada uma *task* inicial (*main*). Essa *task* é alocada por padrão no *core* 0. No *firmware* desenvolvido, ela é responsável por inicializar o Wi-Fi, registrar os comandos de CLI definidos e criar as *tasks* *InitComponentsCore1* e *TCPServer*, encerrando sua execução após executar essas tarefas.

A *task* *InitComponentsCore1* é responsável pelo restante da inicialização, inicializando os periféricos de GPIO, I²C e SPI, configurando o monitor de bateria e criando as *tasks* *BatteryVoltageSupervisor* e *ResetWifiGPIO*. Essa *task* é executada pelo núcleo de tarefas críticas (*core* 1), pois ela é responsável pela inicialização dos GPIOs e configuração de sua ISR. Portanto, conforme explicado anteriormente, o núcleo que executa essa *task* será responsável pela execução do *handler* *GPiODRDYHandler*, que é crítico.

A *task* *TCPServer* é responsável pela comunicação via *socket* TCP com o cliente. Inicialmente, o *socket* é criado e aguarda-se pela conexão do cliente. Ao estabelecer a conexão, entra-se em um *loop* infinito, que aguarda o recebimento de comandos do cliente e os processa utilizando a biblioteca *Argtable3*. Caso o cliente se desconecte do *socket*, a *task* entra novamente em estado de espera por uma nova conexão.

A *task* *BatteryVoltageSupervisor* é responsável por se comunicar com o monitor de bateria a cada 10 segundos, verificando seus níveis de tensão. Quando a tensão estiver abaixo de 3,5 V, entra-se no modo de bateria baixa, ligando o LED de bateria baixa e mantendo o equipamento funcionando normalmente. Caso a tensão esteja abaixo de 3,4 V, entra-se no modo de bateria crítica. Neste modo, o LED de bateria baixa pisca três vezes, o ESP32 desliga o conversor *boost* e entra em *deep sleep*, tornando o equipamento inoperante. É recomendável desligar a chave *on-off* quando isso ocorrer, para evitar uma maior descarga da bateria.

Ao carregar a bateria, é utilizada uma histerese de 0,1 V para retornar aos níveis normais de tensão, isto é, se o equipamento estiver em um nível de bateria baixa,

retorna-se ao nível de bateria normal quando a tensão fica acima de $3,5 + 0,1 = 3,6$ V. Se o equipamento encontra-se em um nível crítico de bateria, sua tensão não é mais monitorada, já que ele se encontra inoperante. Neste caso, o equipamento deve ser reinicializado por meio da chave *on-off* para que o nível de tensão da bateria seja verificado durante a inicialização, devendo estar acima de 3,4 V para que o equipamento permaneça em funcionamento e não entre novamente no modo de bateria crítica. Os limites de tensão utilizados para os níveis de bateria, apesar de relativamente altos em relação à tensão mínima de funcionamento da bateria (2,5 V) e à tensão mínima para alimentação do módulo ESP32-WROVER-B (2,3 V), foram necessários devido ao fato observado de que há uma queda momentânea da tensão da bateria quando o ESP32 habilita o conversor *boost*, que alimenta o restante da placa. Isso se deve à corrente inicial elevada necessária para carregar as capacitâncias na saída do conversor *boost*, chamada de corrente de *inrush*. Devido a isso, foi necessário utilizar uma margem mais elevada para a tensão da bateria, que mantivesse o ESP32 funcionando mesmo com a queda gerada pela inicialização do conversor *boost*, evitando que o ESP32 entrasse em um *loop* infinito de *reset*.

A *task ResetWifiGPIO* aguarda uma notificação do *handler GPIORstWifiConfigHandler*, que é executado quando a chave tátil é pressionada, provocando uma borda de descida no GPIO conectado ao terminal da chave. Após receber a notificação, essa *task* aguarda a chave ser liberada e, caso seja detectado que a chave foi pressionada por mais de 5 segundos, redefine as configurações de Wi-Fi para a configuração padrão (SSID *HDsEMG* e senha *ieb-ufsc*). Essa *task* realiza também um *debounce* do sinal vindo da chave tátil, desconsiderando pulsos espúrios com duração menor do que 100 ms.

As *tasks DataSend* e *DataAcquisition* e o *handler GPIODRDYHandler* trabalham em conjunto durante a aquisição. De maneira resumida, a *task DataAcquisition* é responsável pelas leituras via SPI dos quadros de amostras vindos dos ADS1299 durante a aquisição e envio desses quadros para uma *queue*, enquanto a *task DataSend* é responsável por receber os quadros dessa *queue*, agrupá-los em pacotes de 64 quadros e enviar cada pacote para o cliente via *socket* TCP. O *handler GPIODRDYHandler*, executado nas bordas de descida do pino $\overline{\text{DRDY}}$, é responsável por notificar a *task DataSend* que existem novas amostras dos ADS1299 a serem recebidas. O uso de um RTOS facilita a coordenação dessas tarefas e otimiza o uso do processador, permitindo que as *tasks* não consumam tempo de processamento enquanto aguardam por novos dados.

O agrupamento de vários quadros de amostras em um mesmo pacote TCP/IP tem o objetivo de melhorar a performance do sistema: é necessário incluir, em cada pacote, dados adicionais (cabeçalhos) relacionados ao protocolo TCP/IP. Os cabeçalhos possuem tamanho fixo, independente da quantidade de dados úteis enviados. Quanto

menor a quantidade de quadros de amostras por pacote, maior a quantidade de pacotes e, conseqüentemente, maior a quantidade de cabeçalhos a serem transferidos, o que pode acabar sobrecarregando o canal de comunicação e reduzindo a taxa de transmissão dos dados úteis (quadros de amostras).

Descrevendo de maneira mais detalhada o funcionamento do sistema, quando o cliente envia o comando para iniciar uma nova aquisição (*start*), a *task TCPServer*, responsável pela execução dos comandos recebidos, cria a *task DataAcquisition*. A *task DataAcquisition*, por sua vez, habilita a interrupção no pino $\overline{\text{DRDY}}$, cria a *task DataSend* e fica aguardando por notificações de novos quadros de amostras disponíveis, vindas do *GPIODRDYHandler*. A *task DataSend* cria um novo *socket*, pelo qual serão enviadas as amostras ao cliente, e aguarda pela conexão do cliente a esse *socket*. Ao identificar a conexão, *task DataSend* coloca nível lógico 1 no pino START dos ADS1299, dando início à aquisição, e aguarda a recepção de dados de uma *queue*, que serve como comunicação entre as *tasks DataSend* e *DataAcquisition*. Durante a aquisição, a cada novo quadro de amostras disponíveis, o ADS1299 principal gera uma borda de descida no pino $\overline{\text{DRDY}}$, que gera uma interrupção no ESP32, fazendo ser executado o *handler GPIODRDYHandler*. Esse *handler* envia uma notificação para a *task DataAcquisition*, que, ao receber essa notificação, realiza uma transferência SPI para obter o novo quadro de amostras dos ADS1299 e envia esse quadro para a *queue*. Ao identificar um novo quadro disponível na *queue*, a *task DataSend* faz a leitura desse quadro e o armazena em um *buffer* auxiliar. Esse processo se repete até que sejam armazenados 64 quadros de amostras no *buffer* auxiliar. Quando isso ocorre, a *task DataSend* envia os 64 quadros para o cliente, pelo *socket* TCP criado no início da aquisição. Caso, em algum momento, a *task DataAcquisition* identifique que existe mais do que uma notificação pendente vinda do *GPIODRDYHandler*, isso significa que as notificações não foram atendidas rápido o suficiente e ocorreu perda de amostras. Nessa situação, a aquisição é encerrada.

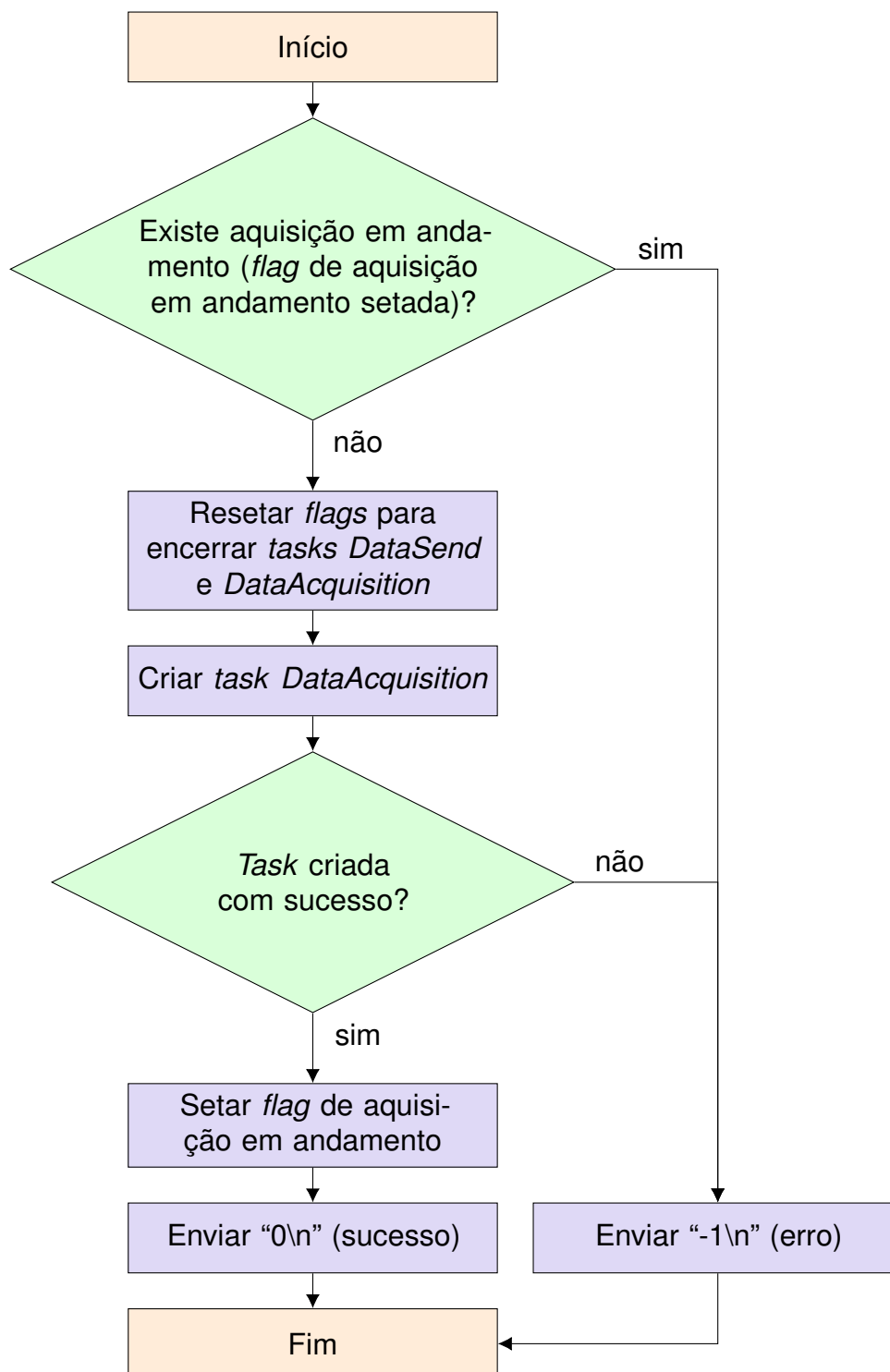
O fluxograma das etapas executadas pela *task TCPServer* ao receber o comando de iniciar nova aquisição (*start*) é exibido na Figura 60. Já o fluxograma para encerrar a aquisição (comando *stop*) é exibido na Figura 61. Para sinalizar às *tasks DataAcquisition* e *DataSend* a solicitação de encerramento da aquisição, são utilizadas variáveis booleanas (*flags*) globais. Também é utilizada uma *flag* global para indicar se existe aquisição em andamento. Para encerramento correto da aquisição, é importante que a *task DataSend* seja encerrada antes da *task DataAcquisition*, já que *DataSend* possui uma etapa de aguardar receber dados de *DataAcquisition*, por meio da *queue*. Caso *DataAcquisition* fosse encerrada antes, *DataSend* poderia ficar aguardando os dados indefinidamente.

O fluxograma da *task DataAcquisition* é apresentado nas Figuras 62 e 63, já o fluxograma da *task DataSend* é apresentado nas Figuras 64 e 65.

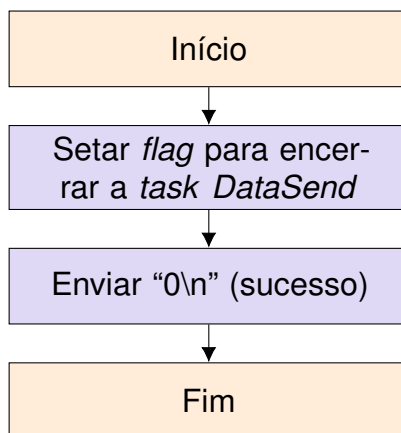
A interação entre as diversas *tasks* envolvidas na aquisição, a *queue* e o *handler* de interrupção do pino $\overline{\text{DRDY}}$ são exemplificadas na Figura 66. Já o fluxo de dados é exemplificado na Figura 67.

A *queue* utilizada para comunicação entre as *tasks* *DataSend* e *DataAcquisition* é alocada na PSRAM do ESP32 e é capaz de armazenar 16.384 quadros de amostras, totalizando $16.384 \times 216 = 3.538.944$ bytes = 3,375 MB de memória. Esta *queue* funciona como um *buffer* das amostras a serem enviadas via TCP, de forma que o seu tamanho é crítico para o correto funcionamento do sistema. Quanto mais memória disponível, maiores as oscilações que podem ser suportadas na velocidade de transferência das amostras via TCP sem que ocorram perdas de amostras. Quando a velocidade de transferência de dados via TCP se torna menor do que a velocidade com que os dados estão sendo recebidos dos ADS1299, a taxa de ocupação da *queue* começa a aumentar e, caso a velocidade de transmissão via TCP não se eleve novamente, a *queue* será completamente preenchida e as amostras seguintes serão perdidas. Nesta situação a aquisição em andamento é abortada, garantindo que os dados enviados via TCP até o momento em que ocorreu a perda de amostras sejam íntegros e sem amostras faltantes. A taxa de ocupação da *queue* pode ser obtida pelo cliente por meio do comando *memuse*.

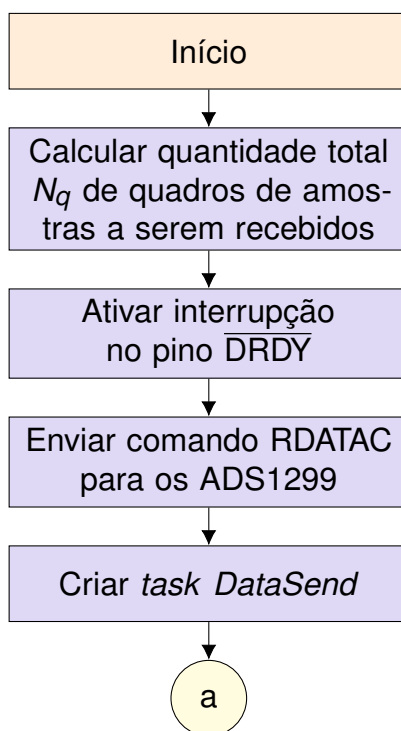
Figura 60 – Fluxograma das etapas executadas pela *task TCPServer* ao receber o comando *start*.



Fonte: elaborado pelo autor.

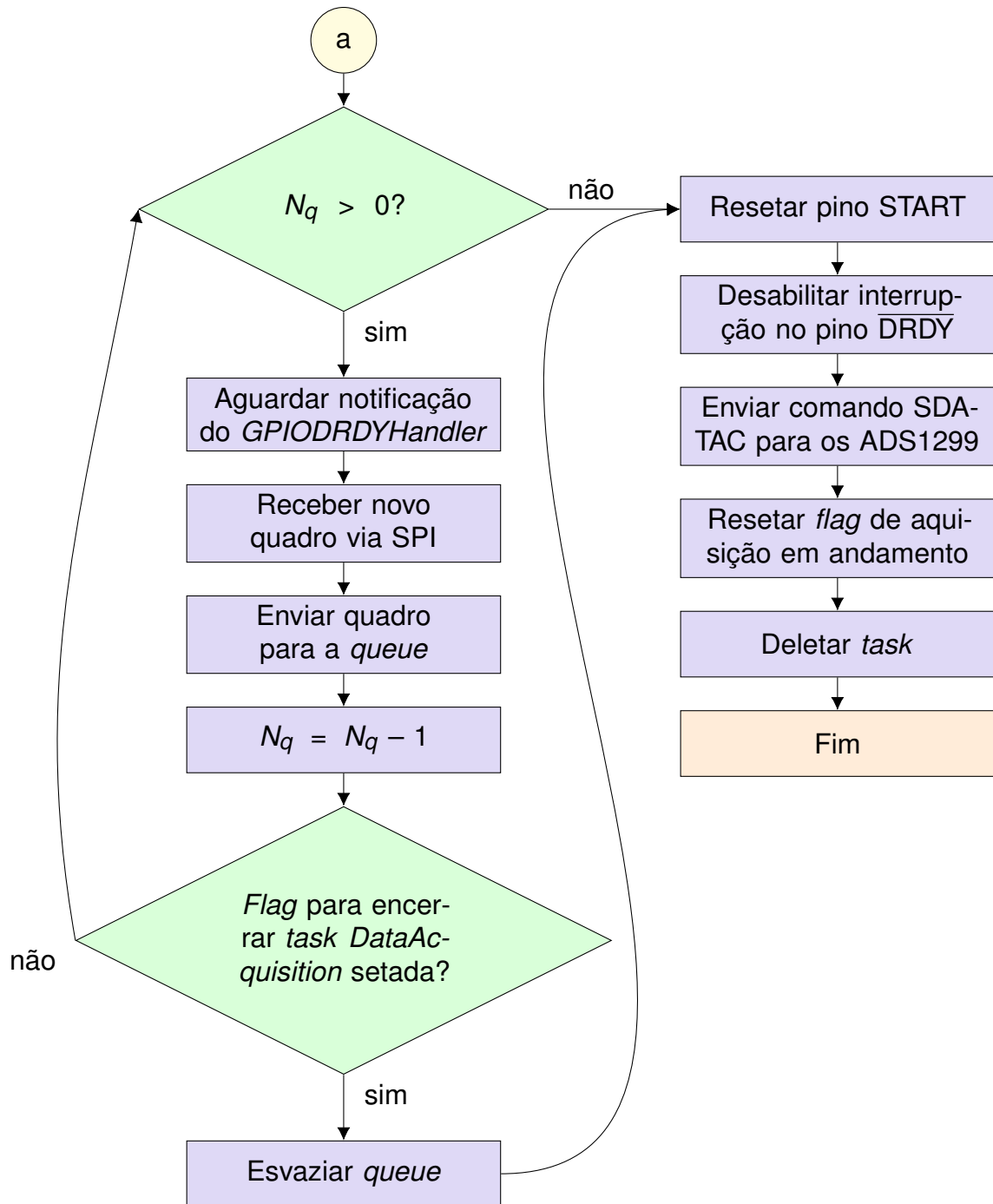
Figura 61 – Fluxograma das etapas executadas pela *task TCPServer* ao receber o comando *stop*.

Fonte: elaborado pelo autor.

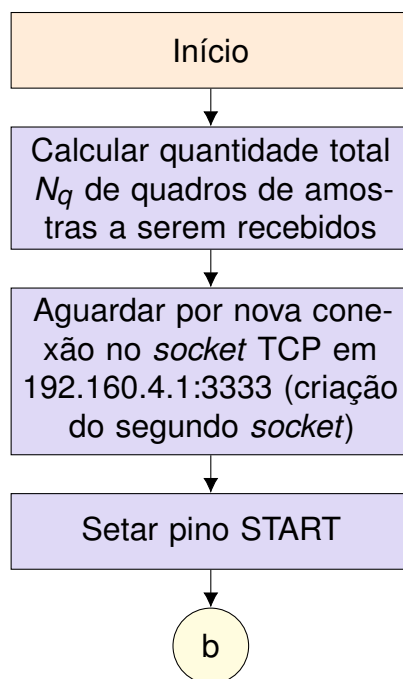
Figura 62 – Fluxograma da *task DataAcquisition* parte 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 63 – Fluxograma da *task DataAcquisition* parte 2.

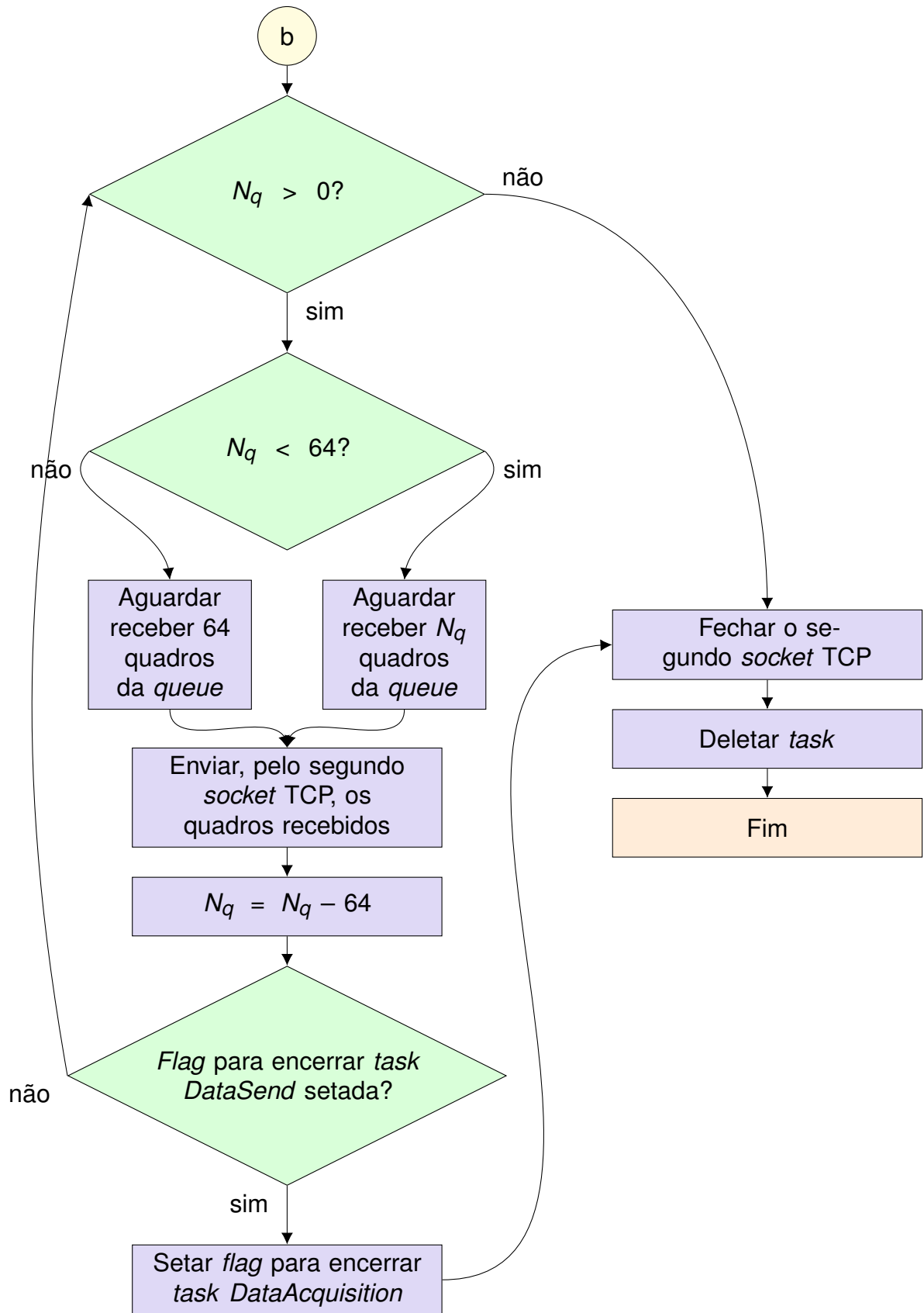


Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 64 – Fluxograma da *task DataSend* parte 1.

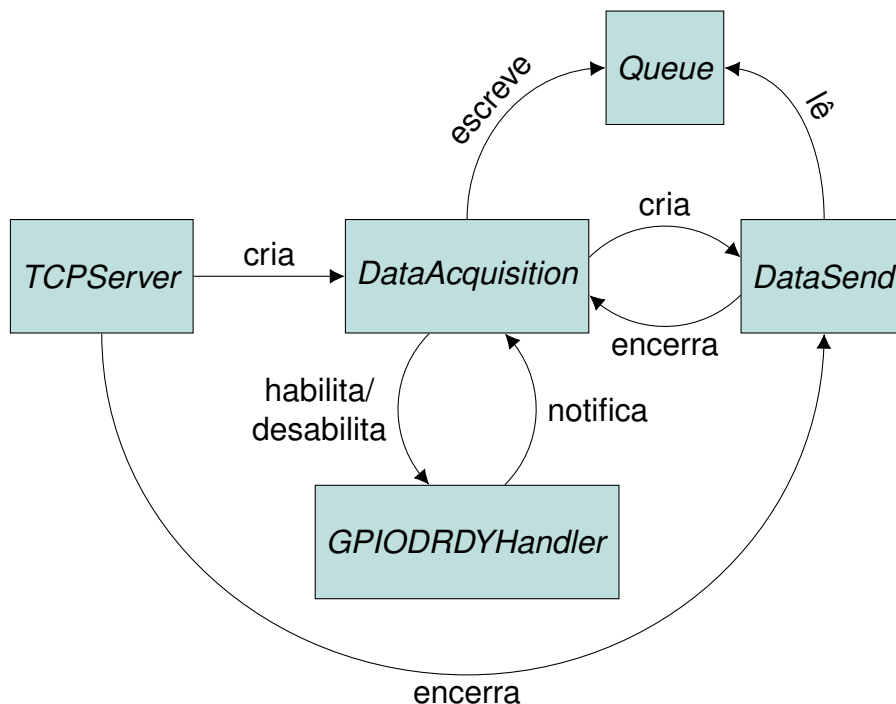
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 65 – Fluxograma da *task DataSend* parte 2.



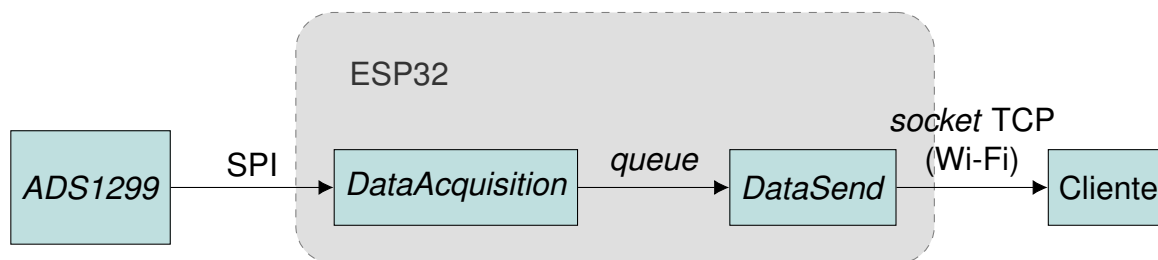
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 66 – Diagrama de interações entre *tasks*, *handler* de interrupção e *queue* durante aquisição.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 67 – Diagrama do fluxo de dados durante uma aquisição.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.6 SOFTWARE

Para comunicação com o equipamento, foi desenvolvido um *software* em C++ utilizando o *framework* Qt⁹. Para isso, foi utilizada a *integrated development environment* (IDE) Qt Creator 4.14.2 no sistema operacional Ubuntu 20.04.2 LTS.

O *software* foi desenvolvido de forma a possibilitar o registro de pacientes, calibração de células de carga, coleta de sinais de HDsEMG juntamente com sinais de força, além da visualização em tempo real desses sinais, do estado de conexão dos eletrodos, do nível de carga da bateria e do nível de ocupação da *queue* do ESP32.

⁹ <https://www.qt.io/>

Foram disponibilizadas também opções avançadas para configuração dos registradores dos ADS1299 existentes no equipamento, exibição do estado detalhado da bateria (tensão, carga consumida e temperatura) e exibição dos valores dos registradores de todos os ADS1299.

Nas seções seguintes são detalhadas as principais características desenvolvidas.

3.6.1 Banco de dados

Para armazenar as informações a respeito dos pacientes e dos sinais coletados foi utilizado um banco de dados SQLite3¹⁰. Este formato foi utilizado devido à sua simplicidade, sendo possível armazenar todo o banco de dados em um único arquivo.

No banco de dados são armazenadas todas as informações relacionadas ao paciente, como nome, data de nascimento, peso, altura e sexo. Além disso, são armazenadas também informações a respeito de doenças existentes, uso de medicamentos e resultados de exames. A tabela de resultados de exames também pode ser utilizada para armazenar informações variadas, como medidas antropométricas realizadas no momento da coleta de sinais.

Cada aquisição gera um arquivo binário (.bin) que contém os bytes enviados pelos ADS1299 durante a aquisição, descartando-se os bytes de *status*. Esses arquivos são armazenados na pasta *records*, no mesmo diretório em que se encontra o arquivo do banco de dados. No banco de dados são armazenadas todas as informações referentes a cada uma dessas aquisições. Entre elas, o nome do arquivo binário com os sinais amostrados, nome do paciente, quantidade de canais, frequência de amostragem, quantidade de amostras em cada canal, descrição do sinal, *timestamp* do início da aquisição, sensor principal utilizado (neste trabalho, a matriz de eletrodos), *hash* SHA256 do arquivo binário que contém os sinais amostrados, codificação utilizada para armazenar as amostras no arquivo binário, unidade a ser considerada para conversão das amostras para valores de tensão (V, mV ou submúltiplos) e ganho a ser utilizado para essa conversão (variação observada no valor das amostras caso ocorresse uma variação de 1 unidade de tensão no sinal amostrado). As informações armazenadas no banco de dados foram inspiradas no formato MIT, um dos formatos do padrão *Waveform Database* (WFDB), utilizado nas bases de sinais disponibilizadas na PhysioNet^{11,12}. Para indicar a codificação das amostras no arquivo binário, são utilizados os mesmos formatos definidos no MIT. Neste trabalho, é utilizado o formato 24, que corresponde a amostras de 24 bits, codificadas como complemento de 2 e armazenadas *LSB-first*, que é o formato padrão em que as amostras são enviadas pelos

¹⁰ <https://www.sqlite.org/index.html>

¹¹ <https://physionet.org/>

¹² <https://www.physionet.org/physiotools/wag/header-5.htm>

ADS1299, dispensando processamentos adicionais para geração do arquivo binário, além do descarte dos bytes de *status*.

Caso a aquisição realizada tenha envolvido a coleta de sinal de força, as informações referentes a esse sinal também são armazenadas no banco de dados, como a célula de carga e calibração utilizada no momento da aquisição, os canais em que foram conectados os terminais positivo e negativo da célula de carga (neste trabalho sempre fixos nos canais 1 e 2, respectivamente) e, se aplicável, informações a respeito do protocolo de força utilizado.

3.6.2 Exportação de aquisição

No *software* desenvolvido, foi incluída a capacidade de exportar uma aquisição realizada como um único arquivo contendo tanto as principais informações referentes à aquisição, armazenadas no banco de dados, quanto as amostras dos sinais captados, armazenadas no arquivo binário referente à aquisição. De forma simplificada, o arquivo exportado é gerado copiando-se o arquivo binário e adicionando um cabeçalho contendo uma estrutura no formato *JavaScript Object Notation* (JSON)¹³ com as informações da aquisição. As informações incluídas permitem a reconstrução da aquisição realizada. Entre essas informações, são incluídos o protocolo de força, ganho, calibração da célula de carga e frequência de amostragem utilizada, tornando possível converter as amostras dos sinais de HDsEMG para valores de tensão e as amostras do sinal da célula de carga para valores de força, bem como obter o sinal de força alvo que o paciente seguiu durante a aplicação do protocolo. Com isso, concentra-se todas as informações em um único arquivo, que pode ser processado pelo usuário utilizando *scripts* de sua própria autoria, na linguagem que preferir, como em MATLAB ou Python.

Foi definida a extensão *.sig* para o formato de arquivo de exportação criado. Na primeira linha do arquivo exportado encontra-se, codificado em ASCII, a quantidade de bytes da estrutura em JSON que guarda as informações a respeito da aquisição. A linha é terminada pelo caractere “\n” e, na sequência, encontra-se a estrutura em JSON seguida do conteúdo do arquivo *.bin* referente à aquisição. Para leitura do arquivo *.sig*, deve-se ler sua primeira linha, obtendo a quantidade *N* de bytes da estrutura em JSON, ler os próximos *N* bytes, obtendo esta estrutura, e ler o restante do arquivo, obtendo o conteúdo binário que representa as amostras dos sinais. Com base nas informações da estrutura em JSON, deve ser realizada uma conversão adequada do conteúdo binário, obtendo-se as formas de onda dos sinais amostrados.

¹³ <https://www.json.org/>

3.6.3 Configuração da aquisição

No *software* desenvolvido é possível configurar a duração, taxa de aquisição entre 250 a 4000 amostras/canal e ganho de 1 a 24 vezes. Também são disponibilizadas configurações para geração do sinal de *bias* e detecção de *lead-off*.

Além dessas configurações, são disponibilizadas configurações avançadas, que permitem a configuração do *mux* de entrada de cada um dos canais, seleção individual dos canais a serem usados para gerar o sinal de *bias* e configuração individual do sentido da corrente de *lead-off* aplicada.

Opcionalmente, é possível selecionar o paciente, o modelo da matriz de eletrodos e da célula de carga utilizados. Ao salvar a aquisição realizada, essas informações são salvas no banco de dados juntamente com as demais informações da aquisição.

3.6.4 Visualização dos sinais

Ao iniciar uma aquisição, os sinais amostrados e o *status* de *lead-off*, quando habilitado, são exibidos em tempo real. Para atender à performance necessária para exibição de uma grande quantidade de amostras em tempo real devido à elevada quantidade de canais, foi desenvolvido um componente visual (*widget*) baseado no *widget* QwtPlot, para exibição de gráficos 2D. O QwtPlot faz parte da biblioteca Qwt¹⁴, que contém diversos *widgets* Qt para exibição de gráficos técnicos. A plotagem direta das amostras utilizando o QwtPlot se mostrou lenta para as taxas de aquisição mais elevadas, provocando travamentos do *software*. Devido a isso, desenvolveu-se um *widget*, derivado do QwtPlot, que plota as amostras utilizando a decimação *max-min*. Essa decimação é utilizada em *softwares* como o LABView, que possui capacidade de exibir gráficos com milhões de pontos (NATIONAL INSTRUMENTS, 2018).

A decimação *max-min* consiste em agrupar todos os pontos que seriam plotados em uma mesma coluna de pixels da tela e plotar apenas quatro desses pontos, interligando-os por linhas, na seguinte ordem: o ponto com menor coordenada horizontal, o com menor (ou maior) coordenada vertical, o com maior (ou menor) coordenada vertical e o com maior coordenada horizontal. É possível plotar menos do que quatro pontos em situações em que um mesmo ponto seja referenciado duas ou mais vezes, como, por exemplo, se o ponto de menor coordenada horizontal do conjunto também possuir a menor coordenada vertical. Essa decimação reduz drasticamente a quantidade de pontos plotados em situações em que uma grande quantidade de pontos ocupam a mesma coluna de pixels da tela ao mesmo tempo em que produz um resultado visual idêntico ao produzido caso fossem plotados todos os pontos. Uma característica importante é que essa decimação preserva os picos e vales dos sinais, que são muitas vezes atenuados ou distorcidos em outros métodos de decimação.

¹⁴ <https://qwt.sourceforge.io/>

O *widget* desenvolvido também possui suporte a *zoom* utilizando o mouse e aplicação de filtragem digital para exibição dos sinais. Esta última característica foi utilizada para possibilitar uma filtragem passa-altas nos sinais, de forma a remover seus níveis DC e variações lentas de suas linhas de base que dificultam a visualização por causar sobreposição de sinais e fuga de sinais para regiões fora da área de plotagem exibida. Para a filtragem passa-altas foi utilizado um filtro *notch* de primeira ordem em 0 Hz, com equação no domínio Z dada por:

$$H(z) = \frac{1+r}{2} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-r \cdot z^{-1}} \quad (30)$$

$$r = \tan\left(\frac{\pi}{4} - \pi \cdot \frac{f_c}{f_s}\right), \quad 0 < f_c < \frac{f_s}{4}$$

em que f_c é a frequência de corte desejada (critério de -3 dB) e f_s é a frequência de amostragem. A dedução desta equação encontra-se no Anexo A. Nota-se que esta filtragem é apenas para visualização dos sinais. Quando uma aquisição é salva, os valores armazenados das amostras continuam sendo os valores originais recebidos do ESP32, sem a aplicação da filtragem.

3.6.5 **Feedback do sinal de força**

Quando a aquisição envolver a amostragem de sinais de força e uso de protocolos de força, é exibido, por meio de janela específica, o sinal de força aplicada pelo paciente, além de *feedback* visual para que o paciente aplique níveis adequados de força de acordo com o protocolo utilizado.

Dois modos de *feedback* foram previstos. Em um deles, o gráfico da força ideal (força alvo) a ser aplicada pelo paciente é sobreposto ao gráfico da força real aplicada. Já o outro *feedback* consiste em uma barra de progresso, disposta verticalmente. O nível da barra é determinado pela força instantânea aplicada pelo paciente e uma linha horizontal marca o nível de força instantânea ideal a ser aplicada. Nota-se que o sinal de força ideal é variável no tempo, possuindo uma rampa de subida, manutenção da força em um nível constante e rampa de descida. Devido a isso, a linha de marcação de força ideal na barra de *feedback* não é fixa, movimentando-se ao longo do tempo.

3.6.6 **Calibração de célula de carga**

Foi desenvolvida, no *software*, uma interface para calibração de células de carga. Nesta interface, o usuário insere a força que está sendo aplicada na célula de carga e inicia uma aquisição com intervalo de tempo configurável. Ao final da aquisição, é exibida a média do sinal amostrado, já convertida para valores de tensão.

É possível salvar o ponto de calibração obtido (força \times tensão elétrica) e prosseguir com a realização de novas aquisições com diferentes níveis de força. Conforme mais pontos são salvos, é calculada automaticamente a reta de calibração que melhor interpola esses pontos, minimizando o erro médio quadrático). Ao final do processo, a calibração pode ser salva e ficará associada à célula de carga selecionada no momento de início da calibração. Ao selecionar uma célula de carga para adquirir o sinal de força do paciente, sua última calibração será automaticamente carregada do banco de dados e utilizada para converter os sinais obtidos em unidades de força.

Devido ao ruído inerente ao ADS1299, os valores médios de tensão obtidos durante a calibração também serão ruidosos. Sendo σ o desvio padrão do sinal amostrado, o desvio padrão da média amostral $\bar{\mu}$ utilizando N amostras é dada por:

$$\sigma_{\bar{\mu}} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} \quad (31)$$

Para obter uma calibração mais precisa, é desejável que $\sigma_{\bar{\mu}}$ seja o menor possível. Notando que $N = f_s \cdot T$, com f_s sendo a frequência de amostragem e T o período de amostragem, e que o sinal da célula de carga é obtido como a diferença entre os canais 1 e 2, em que se encontram conectados os terminais positivo e negativo, respectivamente, o desvio padrão para a média amostral obtida é dado por:

$$\sigma_{\bar{\mu}} = \frac{\sigma}{\sqrt{f_s \cdot T}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sigma_{ADS}(f_s, G)}{\sqrt{f_s \cdot T}} \quad (32)$$

em que $\sigma_{ADS}(f_s, G)$ é valor RMS do ruído referido à entrada do ADS1299 para um ganho G e frequência de amostragem f_s , que pode ser extraído da folha de dados do ADS1299 (TI, 1996).

Fixando $T = 1$ s e calculando $\sigma_{\bar{\mu}}$ para todos os valores de f_s e G , é obtida a Tabela 7, na qual são exibidos os valores obtidos em nV . Para obter o desvio padrão para outros valores de T , basta dividir os valores da tabela por \sqrt{T} .

É possível observar que não há vantagem em se utilizar frequências de amostragem mais elevadas pois, apesar de N se tornar maior para um mesmo período T , o ruído inerente ao ADS1299 também aumenta. Entre 250 e 4000 Hz, por exemplo, o desvio padrão do ruído é aproximadamente proporcional a $\sqrt{f_s}$, o que mantém o desvio padrão da média amostral aproximadamente constante para um mesmo ganho, como pode ser observado em (32). Já para frequências acima de 4000 Hz, o ruído cresce mais rápido do que $\sqrt{f_s}$, piorando a situação. Sendo assim, o melhor desempenho será obtido para qualquer frequência de amostragem entre 250 e 4000 Hz.

Em relação ao ganho, nota-se, conforme esperado, uma melhora quanto maior o seu valor. É desejável, portanto, utilizar o maior ganho possível, de 24 vezes. Entretanto, um ganho elevado pode levar, em algumas situações, à saturação do sinal.

Tabela 7 – Desvio padrão, em nV, da média amostral do sinal de calibração da célula de carga para $T = 1$ s em função do ganho e da frequência de amostragem f_s configurados nos ADS1299.

f_s (Hz)	Ganho						
	1	2	4	6	8	12	24
16000	242,6	121,3	62,6	43,3	34,1	25,4	18,6
8000	109,6	57,7	31,3	20,7	17,6	14,5	12,6
4000	96,8	51,0	27,7	20,8	17,7	14,5	12,5
2000	96,8	50,9	27,8	20,9	17,7	14,5	12,6
1000	97,0	51,0	27,7	20,6	17,4	14,3	12,5
500	96,8	51,2	27,8	20,9	17,7	14,5	12,6
250	96,6	51,0	27,7	20,6	17,9	14,3	12,5

Fonte: elaborado pelo autor.

Devido às observações feitas, a frequência de amostragem para a calibração é fixada em 250 Hz, o que exige menos processamento ao mesmo tempo em que não piora o desvio padrão da média obtida. Para o ganho, é utilizado o valor de 24 vezes, que pode vir a ser reduzido na própria janela de calibração caso seja observada saturação do sinal.

3.6.7 Exibição de informações do equipamento

Na tela principal do *software* é exibida a porcentagem de carga da bateria. A porcentagem é calculada obtendo-se a tensão da bateria, pelo comando *batvolt*, e mapeando linearmente o intervalo de tensão 3,4 - 4,2 V no intervalo de 0 - 100%, de forma que uma tensão de 3,4 V corresponderá a uma carga de 0% e uma tensão de 4,2 V corresponderá a uma carga de 100%. Apesar da relação entre tensão e porcentagem de carga não ser linear, a abordagem utilizada é razoável para a finalidade desejada, não requerendo uma maior exatidão.

Também na tela principal, durante uma aquisição, é exibida a taxa de ocupação da *queue* do ESP32, obtida por meio do comando *memuse*. A taxa de ocupação é atualizada a cada 1 segundo e indica a máxima ocupação da *queue* desde a última chamada do comando *memuse*, neste caso, no último segundo decorrido.

3.6.8 Autonomia da bateria

Quando conectado ao equipamento de aquisição, o *software* envia o comando *batinfo* a cada 5 segundos, em média, e escreve as informações de carga e tensão recebidas, junto com o *timestamp*, em um arquivo *.csv*.

O arquivo *.csv* gerado pelo *software* ao longo de todos os testes e coletas realizados neste trabalho foi processado por um script no Octave para obtenção da autonomia da bateria. Inicialmente, foram descartados 42 de um total de 21.218 pontos

(aproximadamente 0,2%) por apresentarem valores espúrios, como tensões extremamente baixas ($< 1V$), variações de tempo nulas ou carga consumida nula.

Como o *software* obtêm as informações a cada 5 segundos, aproximadamente, foram descartados intervalos com mais do que 10 segundos (5 segundos acrescidos de margem de tolerância), considerando-os como intervalos em que o equipamento estava desligado. Para os intervalos restantes, foram descartados aqueles em que a variação de carga consumida foi negativa, indicando momentos em que a bateria estava sendo carregada.

Prosseguindo com o processamento, foi calculada corrente média I enquanto o equipamento estava ligado, obtida como a razão entre o somatório das variações de carga Δq_k e o somatório das variações de tempo Δt_k de cada intervalo $k = 1, \dots, N$, conforme mostrado em (33).

$$I = \frac{\sum_{k=1}^N \Delta q_k}{\sum_{k=1}^N \Delta t_k} \quad (33)$$

Uma vez obtida a corrente média do equipamento, foi calculado o valor de carga máxima e mínima da bateria nos intervalos considerados. Ao longo dos experimentos, o equipamento foi utilizado tanto na situação de carga completa quanto na situação de indicação de bateria baixa, portanto a diferença entre esses valores representa a carga útil da bateria dentro dos limites definidos para funcionamento do equipamento. Por fim, a autonomia da bateria foi obtida como a razão entre a carga útil e a corrente média.

3.7 PROJETO DE CAIXAS

Foram projetadas caixas para a placa principal e placa adaptadora utilizando o *software* FreeCAD¹⁵. O FreeCAD é um modelador *Computer Aided Design* (CAD) paramétrico 3D. Modeladores paramétricos permitem, como o nome sugere, que as medidas das peças desenhadas sejam definidas por meio de parâmetros. Uma vez finalizado o projeto, a peça pode ser facilmente modificada ao variar esses parâmetros, como espessura da parede, altura da caixa, tamanho das aberturas para os conectores, entre outros.

Ambas as caixas foram fabricadas por empresas especializadas em impressão 3D.

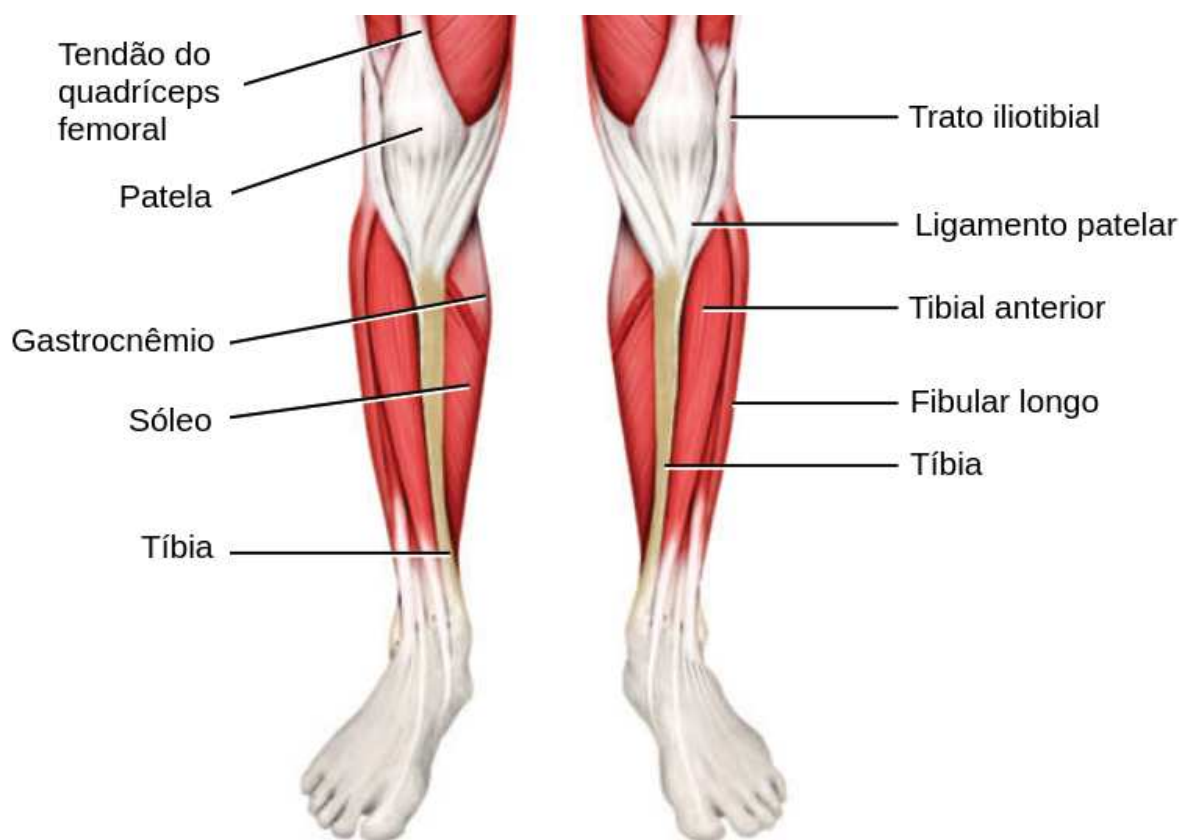
3.8 COLETA DE SINAIS DE HDSEMG

Foram realizadas coletas de sinais de HDsEMG em 4 voluntários para demonstração do funcionamento da plataforma desenvolvida. De forma a contribuir para a

¹⁵ <https://www.freecadweb.org/>

pesquisa já em andamento no IEB-UFSC, que busca métodos para o diagnóstico precoce de neuropatia periférica diabética utilizando características dos sinais de HD-sEMG, seguiu-se uma metodologia semelhante à utilizada em (FAVRETTO, Mateus André, 2017), sendo amostrados sinais de HDsEMG e de força durante contrações isométricas do músculo tibial anterior (Figura 68), ao realizar o movimento de dorsiflexão do pé (Figura 69). Os procedimentos foram aprovados pelo Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos da Universidade Federal de Santa Catarina (Protocolo 2.390.994)

Figura 68 – Principais músculos da perna.



Fonte: adaptado de (TORTORA; DERRICKSON, 2021).

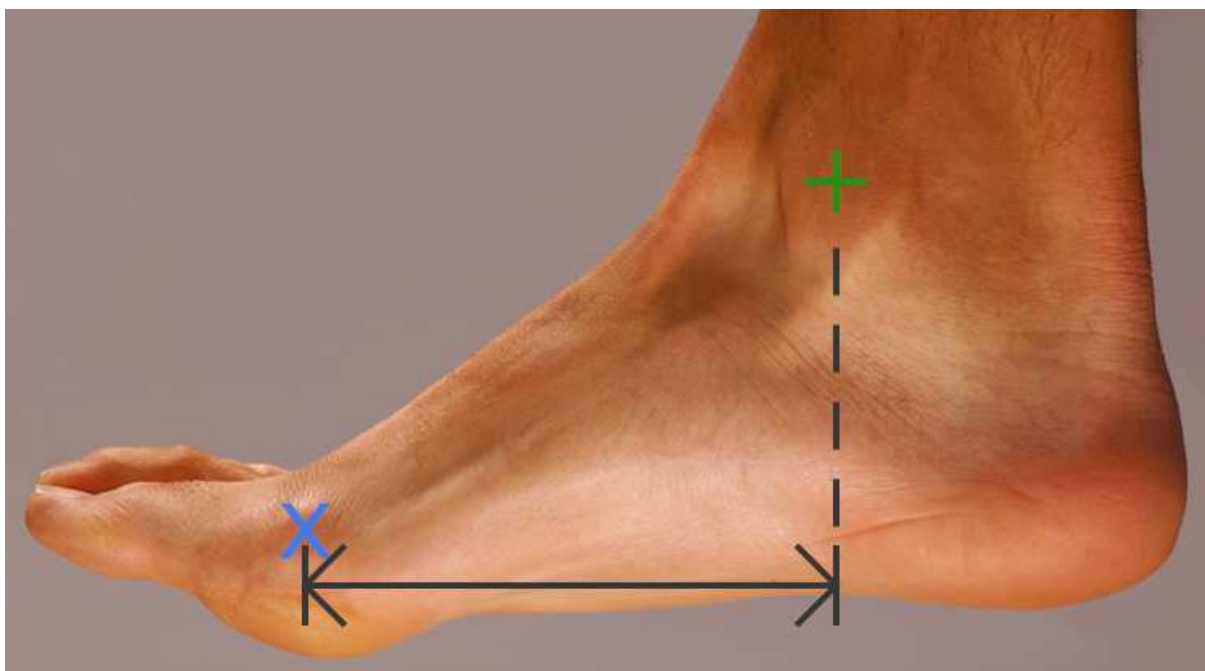
Figura 69 – Ilustração do movimento de dorsiflexão do pé.



Fonte: adaptado de (CROSSFIT, 2019).

Antes de iniciar a coleta de sinais, o voluntário leu e assinou o *Termo de Consentimento Livre e Esclarecido* (TCLE), que encontra-se no Apêndice C. Após a assinatura, prosseguiu-se com a preparação para a coleta. O voluntário informou qual a sua perna dominante e foi realizada a tricotomia (remoção dos pelos) nessa perna, na região sobre o músculo tibial anterior. Em seguida, foram realizadas medidas antropométricas a serem utilizadas no estudo desenvolvido no IEB-UFSC: medição, utilizando um adipômetro, da espessura da dobra cutânea na região sobre o músculo tibial anterior e medição da distância entre o maléolo medial da tibia e a articulação metatarsofalangiana do hálux (vulgarmente chamada de articulação do dedão) projetada ortogonalmente no plano do solo (Figura 70). A primeira das medidas serve para ajuste dos estimadores de amplitude do sinal de HDsEMG, já que maiores espessuras de tecido subcutâneo causam maiores atenuações no sinal. A segunda medida serve para obtenção do braço de alavanca formado no pé do voluntário ao realizar a contração isométrica na plataforma de força. Com essa medida, é possível, a partir da força, obter o torque aplicado.

Figura 70 – Medida do pé realizada nos voluntários. Distância entre o maléolo medial da tibia (indicado com +) e a articulação metatarsofalangeana do hálux (indicada com x) projetada ortogonalmente no plano do solo.



Fonte: adaptado de (MOORE *et al.*, 2013).

Após as medidas, o voluntário foi registrado no banco de dados, utilizando a interface do *software* desenvolvido, sendo incluídos seu nome completo, data de nascimento, sexo, massa corporal, altura, doenças pré-existentes, medicamentos de uso contínuo, hemoglobina glicada (HbA1c) (quando portador de *diabetes mellitus*) e as medidas antropométricas realizadas. Em seguida, a matriz de eletrodos foi preparada, sendo feita sua higienização utilizando álcool isopropílico e cobertura, com fita isolante, dos contatos de eletrodos referentes aos canais 1 e 2. A cobertura desses contatos foi realizada para evitar a captação de sinais mioelétricos nesses canais, já que eles estão ligados ao conector para a célula de carga. Em seguida, o adesivo foi fixado na matriz de eletrodos, e suas cavidades foram preenchidas com pasta condutora Carbofix, da empresa Carbogel, espalhando a pasta com o auxílio de um cartão de material rígido.

Após preparar a matriz de eletrodos, foi feita a tricotomia (remoção dos pelos) da perna dominante do voluntário, na região sobre o músculo tibial anterior, onde será posicionada a matriz de eletrodos. Após a tricotomia, a região foi higienizada utilizando algodão com álcool isopropílico, sendo aplicada força moderada durante o procedimento para remoção das camadas mais superficiais de pele morta.

A região a ser posicionada a matriz de eletrodos foi delimitada baseando-se nas recomendações do Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment

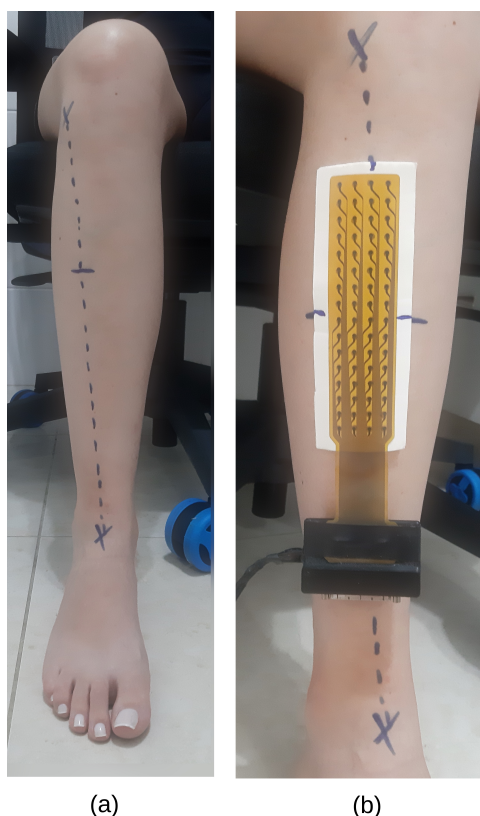
of Muscles (SENIAM)¹⁶ (STEGEMAN, D.; HERMENS, 2007) e de (BARBERO *et al.*, 2012). Foi traçada, na perna dominante do voluntário, uma linha reta partindo do côndilo lateral da tíbia até a linha intermaleolar. Em seguida, foi marcado 1/3 dessa linha, a partir do côndilo lateral. As marcações descritas são ilustradas na Figura 71a.

A matriz de eletrodos foi posicionada alinhando sua segunda coluna (ao posicionar na perna do voluntário, a segunda coluna da direita para a esquerda) com a linha traçada na perna do voluntário, fazendo o centro dessa coluna coincidir com o ponto de 1/3 marcado, e foi disposta de forma que seu conector ficasse na porção mais distal da perna. O aspecto final do posicionamento da matriz de eletrodos é exibido na Figura 71b.

Com respeito aos eletrodos de referência e *bias*, muitos sistemas de aquisição os combinam em um único eletrodo. Isso poderia ser obtido, no sistema desenvolvido, conectando os cabos de *bias* e de referência em um mesmo eletrodo fixado no paciente. Entretanto, o uso de eletrodos separados para referência e *bias* se aproveita do CMRR de cada amplificador e é menos sensível a tensões de modo comum, como interferências da rede elétrica (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). Devido a isso, os eletrodos foram mantidos separados, com o eletrodo de referência fixado no maléolo lateral da perna dominante, mesma perna onde foi posicionada a matriz de eletrodos, e o eletrodo de *bias* fixado no maléolo lateral da perna não-dominante.

¹⁶ <http://www.seniam.org/>

Figura 71 – Posicionamento da matriz de eletrodos: (a) marcação da posição do côndilo lateral da tíbia, região intermaleolar e 1/3 da da distância entre esses dois pontos; (b) alinhamento da matriz de eletrodos, centralizando-a verticalmente na marcação de 1/3 da distância entre os pontos e alinhando sua segunda coluna da direita para a esquerda com a linha traçada entre os pontos marcados.



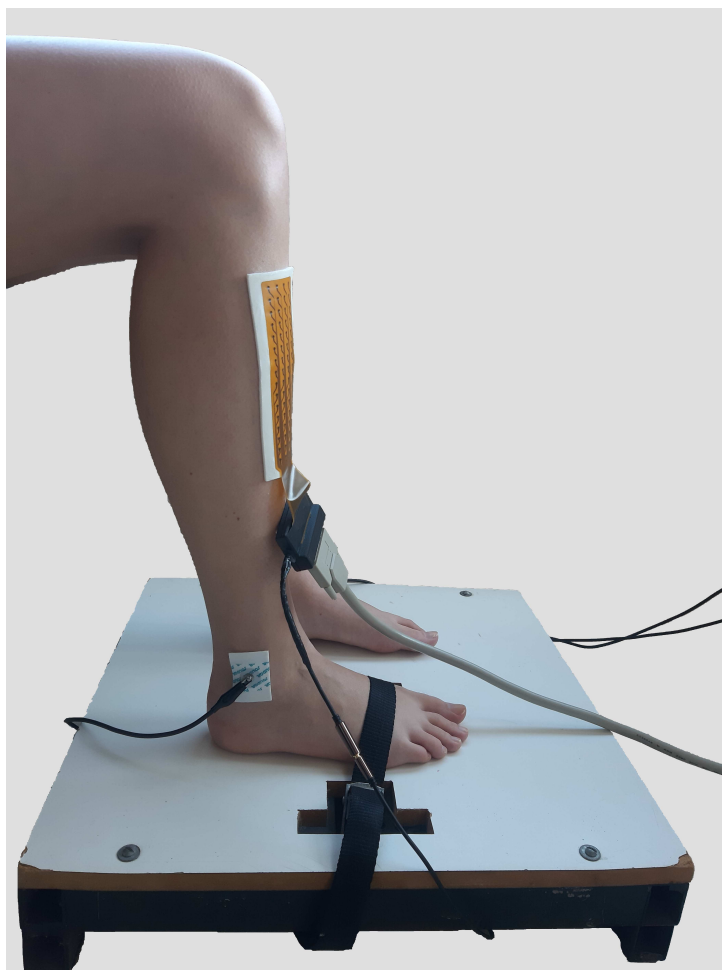
Fonte: elaborado pelo autor.

Por fim, a célula de carga foi conectada ao adaptador e os demais cabos conectados ao equipamento. O aspecto final da conexão de todos os elementos na perna do voluntário é exibido na Figura 72.

Após ligar o equipamento, conectou-se à rede Wi-Fi gerada por ele e, por meio do *software*, ao *socket* TCP para comunicação. O sistema foi configurado para uso de sensor de HDsEMG (matriz de eletrodos) e de sensor de força (célula de carga). Para a célula de carga utilizada, foi inserida, no banco de dados, a reta da calibração realizada em (FAVRETTO, Mateus André, 2017).

Inicialmente, sem o voluntário ter posicionado o pé na plataforma de força, foi feita uma aquisição para ajuste de desvio de zero da célula de carga. Após o ajuste, o pé do voluntário foi posicionado na plataforma de força, com a cinta da plataforma sendo colocada sobre a linha da articulação metatarsofalangiana do hálux, mesmo ponto utilizado para medição do braço de alavanca, conforme é exibido na Figura 72. Em seguida foi informado ao voluntário que o mesmo deveria fazer uma

Figura 72 – Aspecto final do posicionamento da perna do voluntário com todos os elementos do sistema conectados.



Fonte: elaborado pelo autor.

contração máxima assim que solicitado. Iniciou-se uma aquisição de 15 s e, ao chegar em $t = 5$ s, foi solicitado que o voluntário realizasse a contração máxima, incentivando-o verbalmente a manter essa contração até $t = 10$ s. Esse processo foi repetido 3 vezes, com 3 minutos de descanso entre as aquisições. Cada uma dessas aquisições foi salva, sendo adicionado, no campo de descrição, a máxima força aplicada, calculada pelo próprio *software* ao finalizar a aquisição. Após finalizar as três aquisições, determinou-se a MVIC como sendo a maior força obtida entre as três aquisições realizadas.

Após 5 minutos de descanso, foram aplicados os protocolos de força. Cada protocolo consiste em uma rampa de subida até o nível desejado de força, manutenção da força por determinado período de tempo e rampa de descida até o repouso. Foram aplicados um total de 5 protocolos, com níveis de força de 10%, 30%, 50% e 70% da MVIC, nesta respectiva ordem. Todos os protocolos, exceto o de 70%, possuem 5 s de rampa de subida, 20 s de manutenção da força no nível especificado e 5 s de rampa de descida. Para o protocolo de 70% da MVIC, o período de manutenção

da força também foi de 20 s, mas os tempos de subida e descida de 5 s produziram rampas muito íngremes, de difícil acompanhamento por parte do voluntário. Devido a isso, as velocidades de subida e descida para o protocolo de 70% foram fixadas em 10% MVIC/s, resultando em rampas de subida e descida de 7 s.

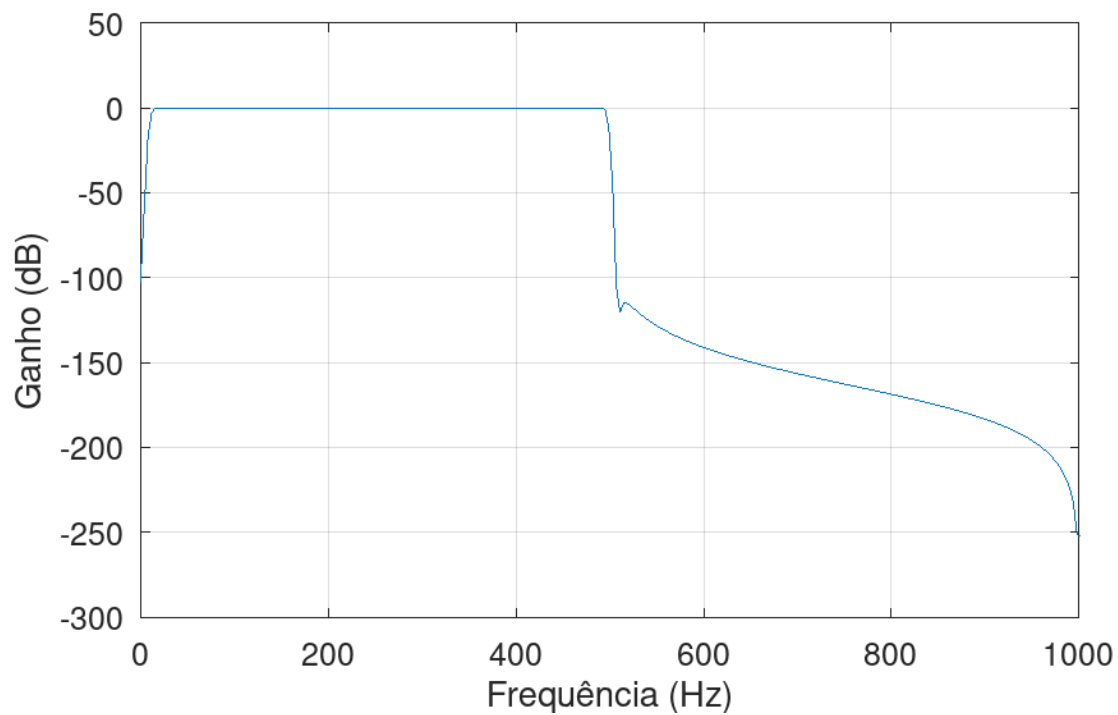
Antes da aplicação de cada protocolo, foi disponibilizado um período para o voluntário se habituar com os *feedbacks* visuais e com os níveis de força a serem seguidos, sendo ensaiada a rampa de subida do protocolo a ser aplicado. Após a habituação, foi dado 1 minuto de descanso e aplicou-se o protocolo completo, com rampa de subida, manutenção de força e rampa de descida. Ao final da aplicação de cada protocolo, foi dado um intervalo de descanso de 1 minuto até a aplicação do próximo protocolo de força. Esses períodos de descanso visam eliminar efeitos de fadiga muscular.

Apesar de ser possível realizar aquisições com frequência de amostragem de 4000 amostras/s/canal, foram observados pequenos travamentos na plotagem dos sinais no *software*. Isso faz com que os sinais não sejam exibidos de forma fluida, o que prejudica de forma inaceitável o *feedback* de força para o voluntário. Devido a isso, em todas as aquisições de sinais de *HDsEMG* foi utilizada uma frequência de amostragem de 2000 amostras/s/canal, em que não foram observados travamentos na plotagem dos sinais.

Após realizadas as coletas, os arquivos foram exportados para arquivos *.sig* e processados por meio de *scripts* no Octave¹⁷. A rotina básica utilizada encontra-se no Apêndice B. Os sinais monopolares de *HDsEMG* obtidos foram filtrados por um filtro *finite impulse response* (FIR) passa-banda de ordem 500, com banda entre 10 e 500 Hz. Para filtragem, foi utilizada a função *filtfilt*, que filtra o sinal, reverte temporalmente a resposta obtida, aplica novamente a mesma filtragem e, por fim, reverte novamente o sinal no tempo. Como resultado desse processo, é obtida uma filtragem equivalente com ganhos em dB iguais ao dobro dos ganhos do filtro original e com fase nula, pois a segunda filtragem, no sinal reverso no tempo, acaba por eliminar as distorções de fase do filtro. A resposta em frequência do filtro equivalente obtido ao aplicar a função *filtfilt* é exibida na Figura 73.

¹⁷ <https://octave.org/>

Figura 73 – Resposta em frequência da filtragem aplicada aos sinais de HDsEMG para processamento. Foi utilizado filtro FIR passa-banda de ordem 500, com banda de 10 a 500 Hz, aplicado por meio da função *filtfilt*, que elimina distorções de fase e duplica os ganhos em dB.



Fonte: elaborado pelo autor.

4 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos no desenvolvimento deste trabalho.

Nas Seções 4.1, 4.2 e 4.3 são apresentados os resultados obtidos a nível de *hardware*, *firmware* e *software*, respectivamente.

Na Seção 4.4 são apresentados os resultados da coleta de diversos sinais de teste, para avaliação da plataforma.

Por último, na Seção 4.5, são apresentados os resultados da coleta de sinais de voluntários.

4.1 HARDWARE

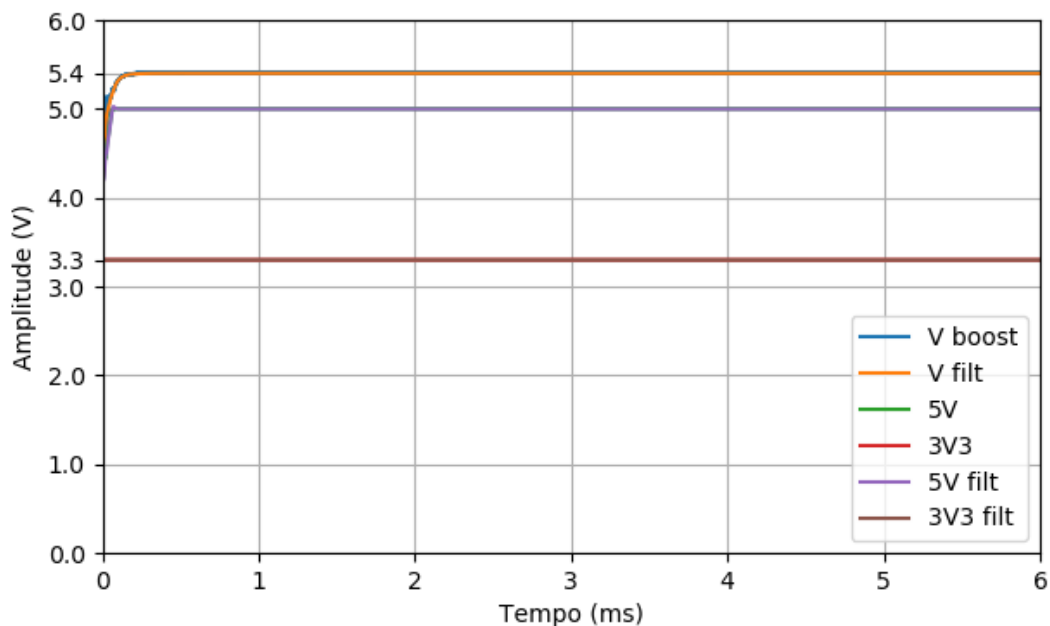
Nesta seção são apresentados os resultados obtidos no projeto de *hardware*. Inicialmente, são apresentados os resultados da simulação dos filtros da alimentação, para filtragem do ruído gerado pelo conversor *boost*. Na sequência, são exibidos os *hardwares* desenvolvidos: módulo principal, módulo adaptador e matriz de eletrodos. Prosseguindo, são exibidas as interconexões entre todos os elementos do sistema. Por fim, são apresentados os resultados de autonomia da bateria.

4.1.1 Simulação de filtros da alimentação

O resultado da simulação é exibido na Figura 74. Para análise em frequência, foi descartado o trecho de 1 ms inicial, devido ao transiente exibido, e foi realizada a Transformada Rápida de Fourier (FFT) dos 5 ms restantes no próprio *software* LTSpice IV. O resultado é exibido na Figura 75, sendo possível observar os picos de amplitude nas frequências harmônicas da frequência de chaveamento do conversor *boost* (múltiplos de 1MHz). As amplitudes são normalizadas para coincidir com o valor RMS em Volts no tempo.

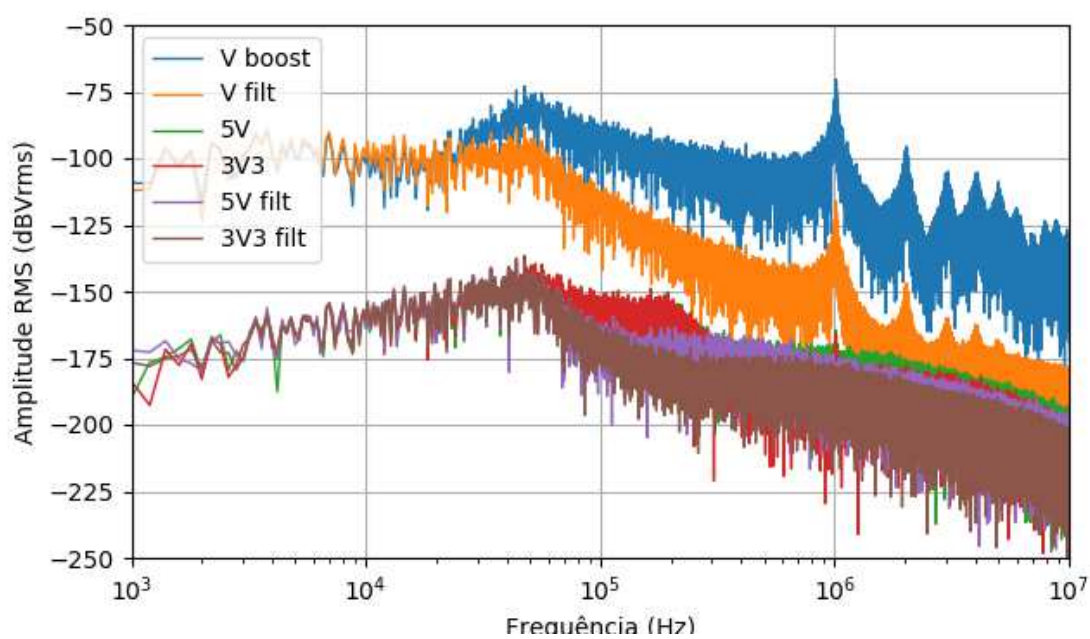
Na Figura 76 é exibido o mesmo gráfico da Figura 75, limitado ao intervalo de 900kHz a 1,1 MHz. É possível observar que, na saída do conversor *boost* (V_{boost}), a amplitude de sinal na frequência de chaveamento do conversor, próxima a 1 MHz, é de, aproximadamente, -75 dB, o que corresponde, no tempo, a uma amplitude pico a pico de $10^{-75/20} \cdot \sqrt{2} \approx 251,5 \mu V$. Após a primeira filtragem, a amplitude é reduzida para aproximadamente -120 dB (sinal V_{filt}), correspondendo a uma amplitude pico a pico de $10^{-120/20} \cdot \sqrt{2} \approx 1,41 \mu V$. Os reguladores LDO reduzem a amplitude dessa componente de frequência para cerca de -170 dB (4,47 nV pico a pico - sinais 3V3 e 5V). As filtrações na saída de cada um dos LDOs reduz ainda mais a amplitude ($3V3_{filt}$ e $5V_{filt}$), chegando ao nível base de ruído, próximo a -180 dB (1,41 nV pico a pico).

Figura 74 – Sinais no domínio do tempo obtidos na simulação do circuito de alimentação.



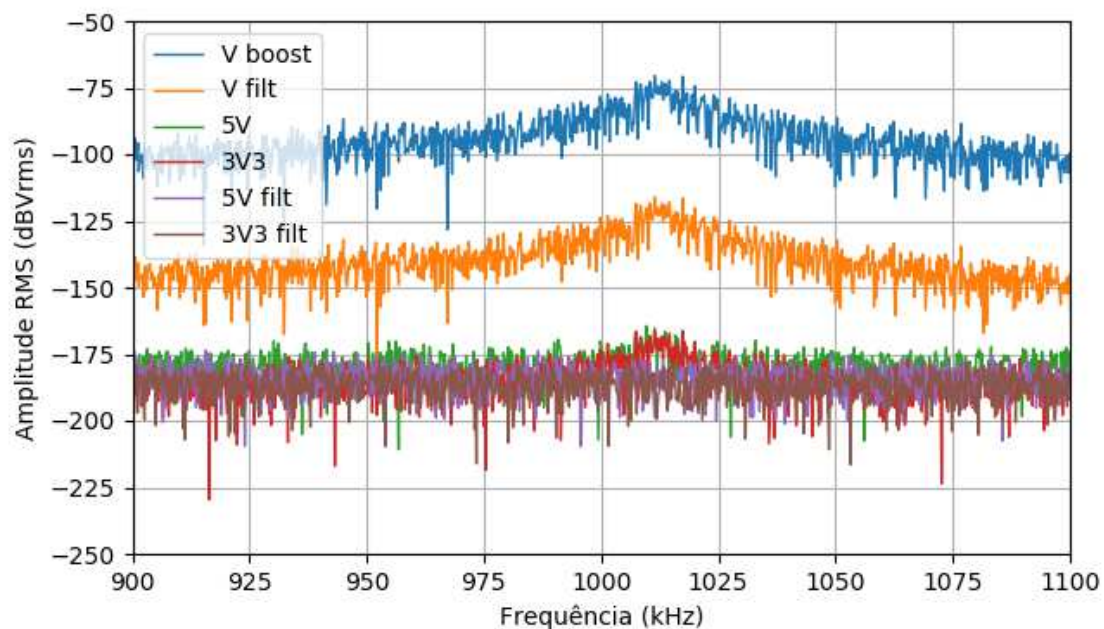
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 75 – Sinais no domínio da frequência obtidos na simulação do circuito de alimentação.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 76 – Sinais no domínio da frequência obtidos na simulação do circuito de alimentação. Exibidas frequências em torno da frequência de modulação do conversor *boost*.

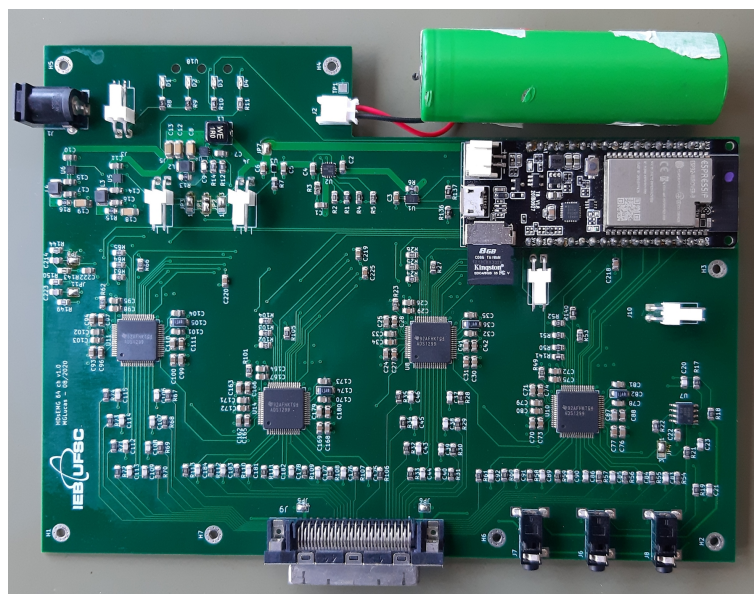


Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.2 Módulo principal

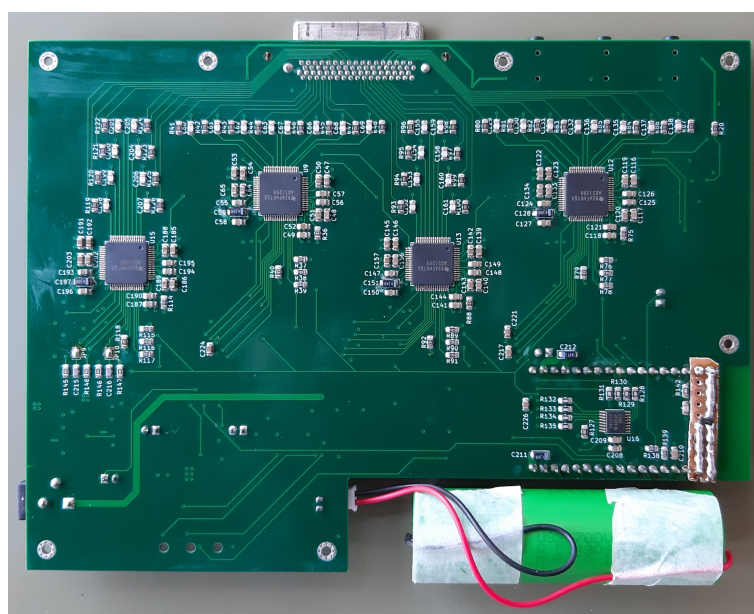
Nas Figuras 77 e 78 são exibidas, respectivamente, as vistas superior e inferior da placa principal.

Figura 77 – Vista superior da placa principal.



Fonte: elaborado pelo autor.

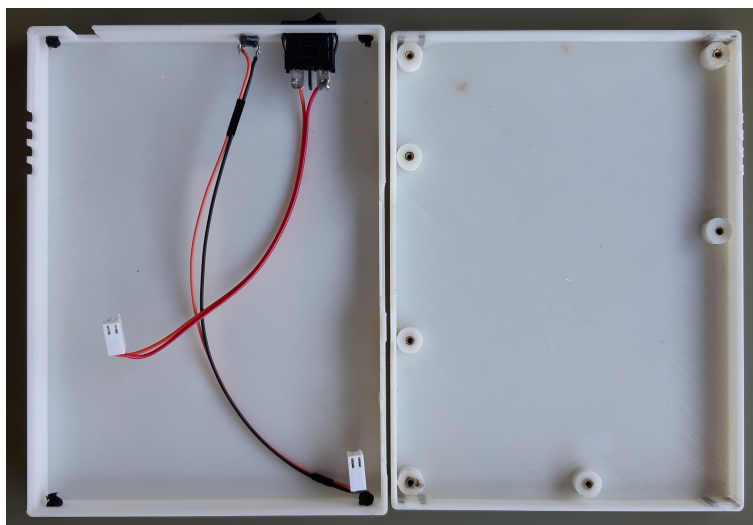
Figura 78 – Vista inferior da placa principal.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 79 são exibidas as vistas internas das tampas superior e inferior da caixa principal, sendo exibidos também os cabos para conexão na placa principal do botão *on/off* e do botão para *reset* das configurações da rede *Wi-Fi*. Além disso, é possível observar na tampa inferior os inserts metálicos para fixação da placa principal por meio de parafusos.

Figura 79 – Vista interna das metades superior (à esquerda) e inferior (à direita) da caixa principal.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 80 é exibida a caixa principal aberta, com a placa principal em seu interior.

Figura 80 – Caixa principal aberta, com a placa principal posicionada em seu interior.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 81 é exibida a vista lateral esquerda do equipamento.

Figura 81 – Vista lateral esquerda do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o conector para carregamento da bateria, botão para *reset* das configurações da rede *Wi-Fi* e botão *on-off*.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 82 é exibida a vista frontal do equipamento, sendo exibidos os conectores para o cabo de 64 canais e demais eletrodos.

Figura 82 – Vista frontal do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o conector de 64 canais, conector para eletrodo de *bias*, conector para eletrodo auxiliar e conector para eletrodo de referência.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 83 é exibida a vista traseira do equipamento, sendo exibidos os LEDs para indicação de *status*.

Figura 83 – Vista traseira do equipamento, sendo exibidos, da esquerda para a direita, o LED indicador de *on-off* (verde), LED de bateria baixa (vermelho), LED indicando carregador conectado (verde) e LED indicando carga em andamento (verde).



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 84 mostra uma visão em perspectiva do equipamento. As dimensões finais do equipamento foram 130,20 x 177,80 x 27,00 mm.

Figura 84 – Vista em perspectiva do equipamento.

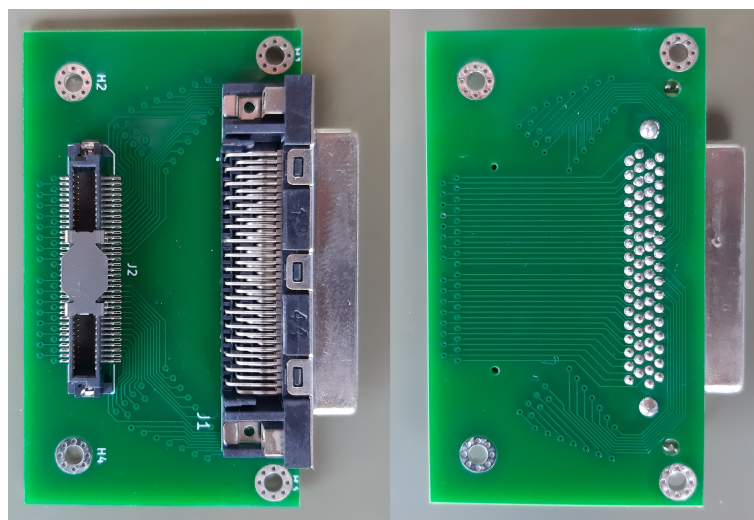


Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.3 Módulo adaptador

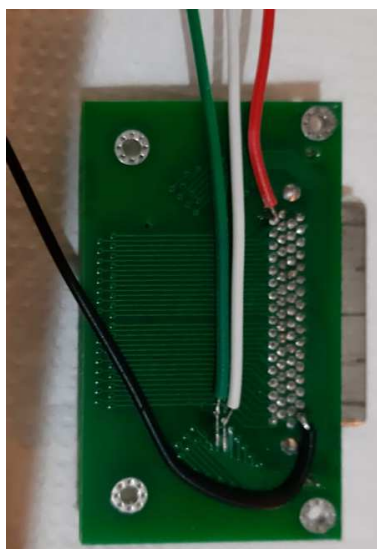
Na Figura 85 são exibidas a vista superior e inferior da placa adaptadora. Já na figura 86 é exibida a adaptação feita para derivação dos cabos para conexão da célula de carga.

Figura 85 – Vista superior (esquerda) e inferior (direita) da placa adaptadora.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 86 – Adaptação realizada para conexão da célula de carga aos canais 1 (fio verde), 2 (fio branco), e alimentação (5V - fio vermelho, GND - fio preto).



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 87 é exibida a vista interior das tampas superior e inferior da caixa adaptadora.

Figura 87 – Vistas interiores da tampa superior (à esquerda) e inferior (à direita) da caixa adaptadora.



Fonte: elaborado pelo autor.

Após a derivação dos fios para conexão da célula de carga, os mesmos foram fixados com cola quente e a caixa adaptadora foi fechada. Os fios derivados foram unidos com fita isolante e ligados ao conector para a célula de carga. O aspecto final do adaptador é exibido na Figura 88.

Figura 88 – Aspecto final do adaptador para conexão da matriz de eletrodos e célula de carga.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.4 Matriz de eletrodos

Na Figura 89 é exibida a matriz de eletrodos. Na Figura 90 é exibido um dos contatos da matriz em detalhe, sendo possível observar o uso de curvas suaves e aumento gradativo da espessura da trilha na conexão entre a trilha e o contato.

Figura 89 – Matriz de eletrodos de 16 linhas por 4 colunas, com 8mm de espaçamento entre eletrodos e contatos com 2mm de diâmetro.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 90 – Detalhe de um dos contatos da matriz de eletrodos, exibindo a conexão entre o contato e a trilha, com aumento gradativo da espessura da trilha e uso de curvas suaves, de forma a evitar pontos de esforço mecânico.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.5 Interconexões

Na Figura 91 é exibido o adaptador conectado à matriz de eletrodos. Para reforçar a conexão e evitar esforço sobre os pinos do conector da matriz, a ligação foi reforçada com fita isolante (Figura 92).

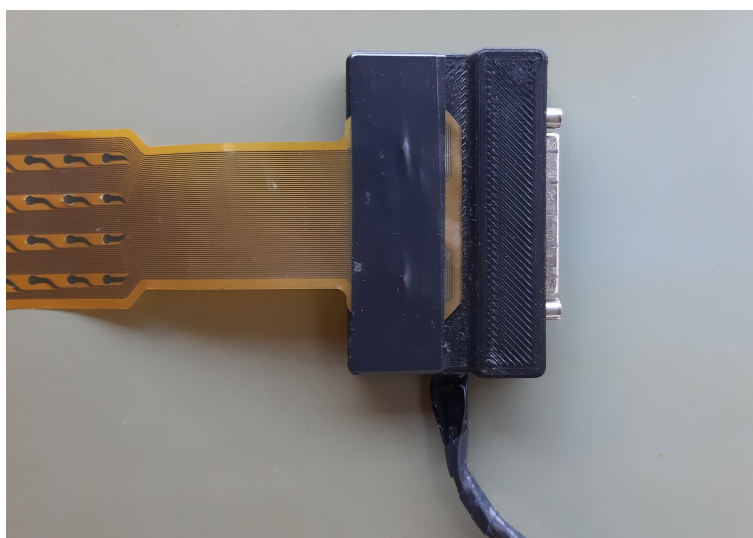
Na Figura 93 são exibidos dois cabos confeccionados para conexão dos eletrodos ao equipamento, na Figura 94 é exibido um dos adesivo confeccionados e na Figura 95 são exibidos todos o itens interligados.

Figura 91 – Adaptador conectado à matriz de eletrodos.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 92 – Reforço com fita isolante da conexão entre o adaptador e a matriz de eletrodos.



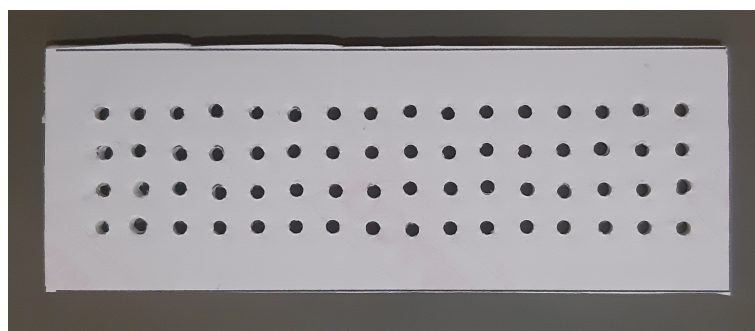
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 93 – Cabos confeccionados para conexão dos eletrodos ao equipamento.



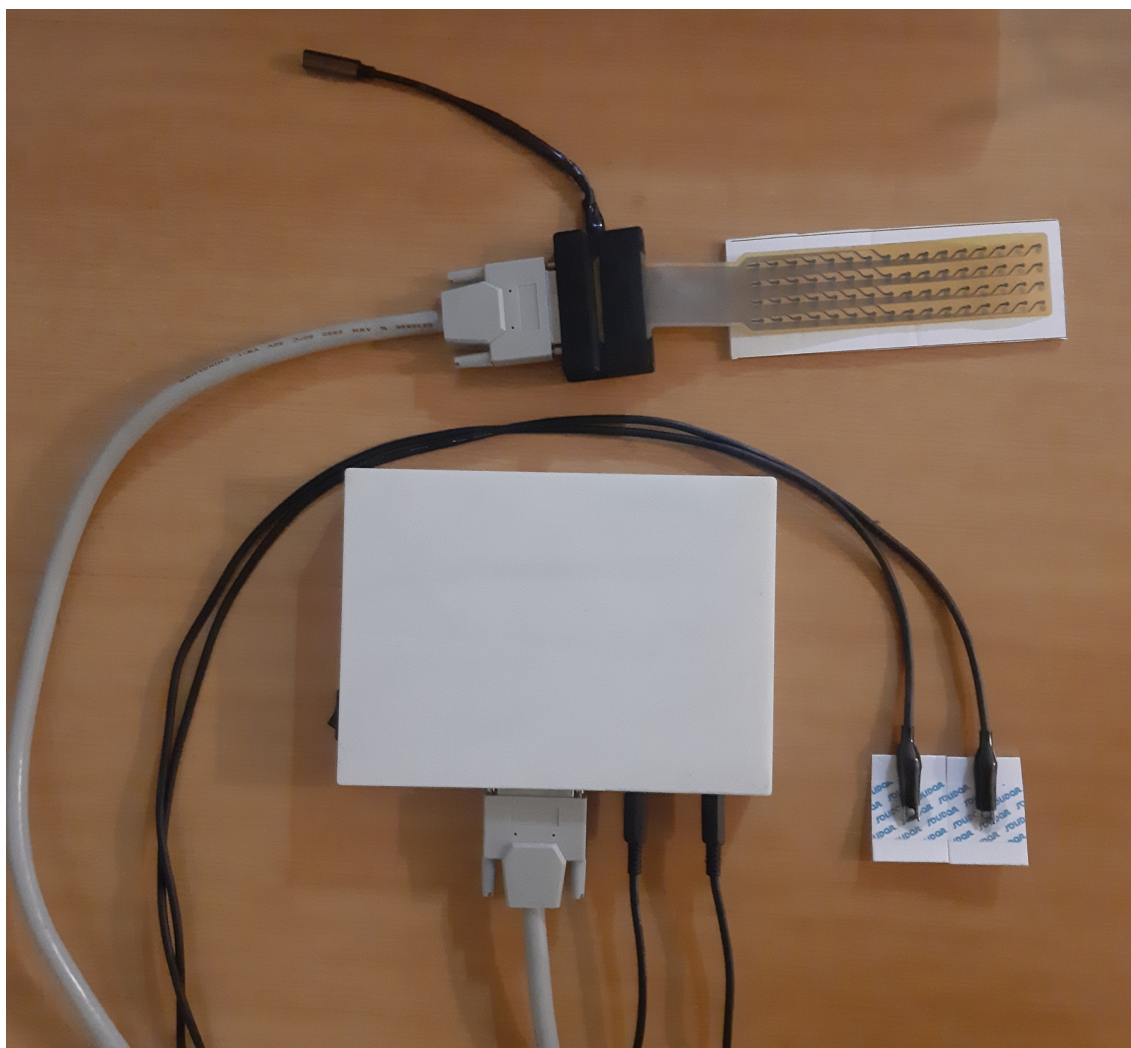
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 94 – Adesivo confeccionado para fixação da matriz de eletrodos no paciente.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 95 – Aspecto geral da ligação entre todos os itens do equipamento.

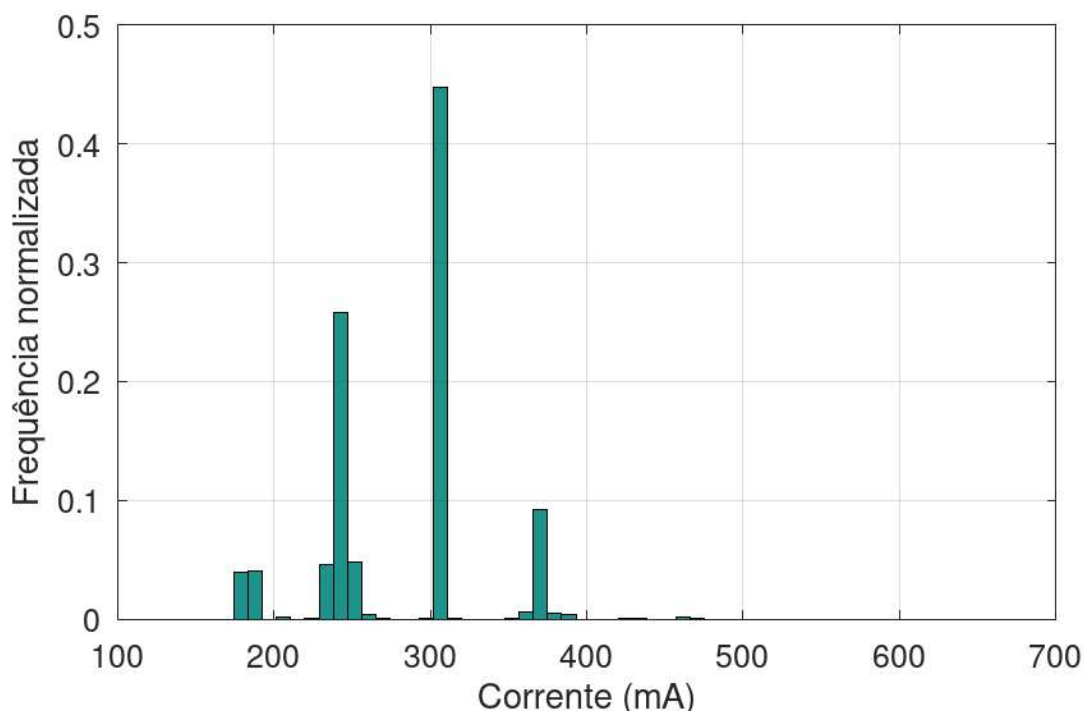


Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.6 Autonomia da bateria

Pelo processamento do arquivo .csv gerado pelo *software*, foi obtida uma corrente média do equipamento igual a 281 mA, carga útil de 2257,7 mAh e autonomia de 8 horas e 1 minuto. Na Figura 96 é exibido o histograma obtido para a corrente.

Figura 96 – Histograma da corrente consumida pelo equipamento.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.2 FIRMWARE

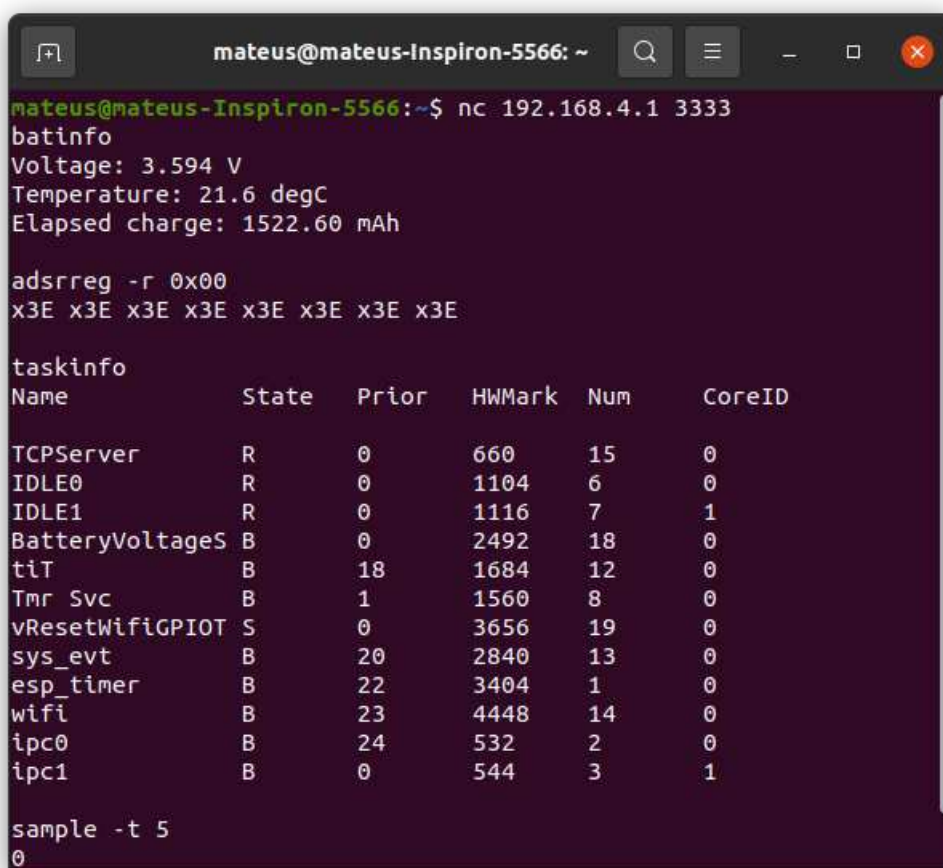
Nesta seção são apresentados os resultados relativos ao projeto *firmware*. A comunicação com o equipamento por meio de uma interface de linha de comando é exemplificada, exibindo os comandos e respostas obtidas do equipamento. Além disso, é apresentado o teste de velocidade de transmissão de dados via *Wi-Fi* e exibidos alguns dos sinais envolvidos na comunicação SPI com os *frontends* ADS1299, captados com o auxílio de um analisador lógico.

4.2.1 Comunicação por interface de linha de comando

Todos os comandos implementados foram testados, produzindo os resultados esperados. Na Figura 97 é mostrada a conexão com a plataforma utilizando *socket* TCP, utilizando o comando *nc* do Linux. Após a conexão, foram enviados os comandos *batinfo*, *adsrref -r 0x00*, *taskinfo* e *sample -t 5*, sendo recebidas as respostas esperadas logo após o envio de cada um dos comandos. Após o envio do comando *sample*, a plataforma abre um novo *socket* no mesmo endereço e porta do *socket* inicial e fica aguardando uma nova conexão. Abrindo um outro terminal no Linux, mantendo o anterior aberto, realizou-se uma nova conexão utilizando o comando *nc*, redirecionando sua saída para um arquivo *sample.bin* (Figura 98). No momento em que essa segunda

conexão é feita, a plataforma inicia a amostragem, enviando por meio deste segundo *socket* os *bytes* recebidos dos ADS1299, que serão salvos automaticamente no arquivo *sample.bin* para o qual o fluxo de saída foi redirecionado. Enquanto isso, o *socket* aberto no primeiro terminal permanece responsivo, sendo possível, por exemplo, enviar comandos para parar a amostragem em andamento, obter informações da bateria e do uso de memória do ESP32 durante a amostragem. Ao final da amostragem, o arquivo *sample.bin* pode ser processado pelo usuário utilizando, por exemplo, *scripts* em MATLAB ou Python.

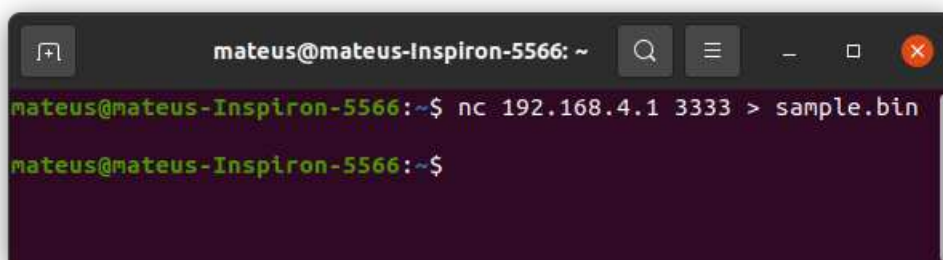
Figura 97 – Abertura do primeiro *socket* e respostas dos comandos *batinfo*, *adsrreg*, *taskinfo* e *sample*.



```
mateus@mateus-Inspiron-5566: ~  
mateus@mateus-Inspiron-5566:~$ nc 192.168.4.1 3333  
batinfo  
Voltage: 3.594 V  
Temperature: 21.6 degC  
Elapsed charge: 1522.60 mAh  
  
adsrreg -r 0x00  
x3E x3E x3E x3E x3E x3E x3E x3E  
  
taskinfo  
Name          State  Prior  HWMark  Num   CoreID  
TCPServer     R      0      660     15    0  
IDLE0         R      0      1104    6     0  
IDLE1         R      0      1116    7     1  
BatteryVoltageS B      0      2492    18    0  
tiT           B      18     1684    12    0  
Tmr Svc       B      1      1560    8     0  
vResetWifiGPIO T      0      3656    19    0  
sys_evt       B      20     2840    13    0  
esp_timer     B      22     3404    1     0  
wifi          B      23     4448    14    0  
ipc0          B      24     532     2     0  
ipc1          B      0      544     3     1  
  
sample -t 5  
0
```

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 98 – Abertura de segundo *socket* para recebimento das amostras dos ADS1299.



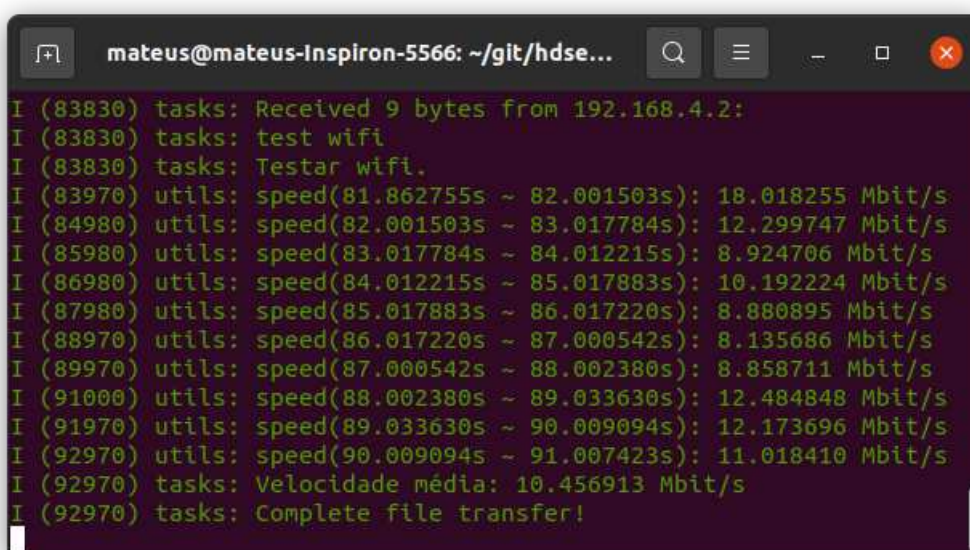
```
mateus@mateus-Inspiron-5566: ~  
mateus@mateus-Inspiron-5566:~$ nc 192.168.4.1 3333 > sample.bin  
mateus@mateus-Inspiron-5566:~$
```

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.2 Teste de velocidade

Para teste de velocidade de transmissão máxima, foi enviado o comando *test wifi* via *socket* e a resposta lida pela porta serial do kit de desenvolvimento via conexão USB com o computador. Os resultados são exibidos na Figura 99. Considerando a taxa de amostragem máxima de 4kHz e lembrando que cada AFE possui 8 canais mais um canal de *status*, é necessário uma velocidade de transferência mínima de $4000 \text{ amostras/s/canal} \times (8+1 \text{ canais})/\text{AFE} \times 8 \text{ AFEs} \times 24 \text{ bits/amostra} \approx 6,59 \text{ Mbits/s}$ (1 Mbit = 1024×1024 bits).

Figura 99 – Resultados do teste de velocidade de transferência *Wi-Fi* realizado por meio do comando *test wifi*.



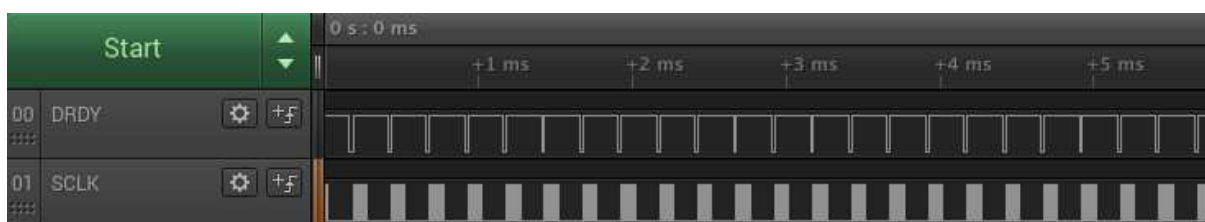
```
mateus@mateus-Inspiron-5566: ~/git/hdse...  
I (83830) tasks: Received 9 bytes from 192.168.4.2:  
I (83830) tasks: test wifi  
I (83830) tasks: Testar wifi.  
I (83970) utils: speed(81.862755s ~ 82.001503s): 18.018255 Mbit/s  
I (84980) utils: speed(82.001503s ~ 83.017784s): 12.299747 Mbit/s  
I (85980) utils: speed(83.017784s ~ 84.012215s): 8.924706 Mbit/s  
I (86980) utils: speed(84.012215s ~ 85.017883s): 10.192224 Mbit/s  
I (87980) utils: speed(85.017883s ~ 86.017220s): 8.880895 Mbit/s  
I (88970) utils: speed(86.017220s ~ 87.000542s): 8.135686 Mbit/s  
I (89970) utils: speed(87.000542s ~ 88.002380s): 8.858711 Mbit/s  
I (91000) utils: speed(88.002380s ~ 89.033630s): 12.484848 Mbit/s  
I (91970) utils: speed(89.033630s ~ 90.009094s): 12.173696 Mbit/s  
I (92970) utils: speed(90.009094s ~ 91.007423s): 11.018410 Mbit/s  
I (92970) tasks: Velocidade média: 10.456913 Mbit/s  
I (92970) tasks: Complete file transfer!
```

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.3 Análise da comunicação SPI

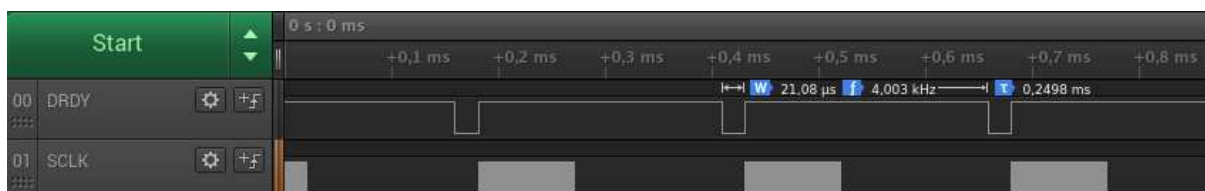
Na Figura 100 é possível observar os sinais DRDY e SCLK durante uma aquisição com frequência de amostragem de 4kHz, obtidos utilizando um analisador lógico. Observa-se que a transferência das amostras, representada por oscilações em SCLK, é finalizada com folga antes da próxima borda de descida do DRDY, que indica novas amostras disponíveis. Na Figura 101 o sinal é exibido com mais detalhes em um trecho de cerca de 1 ms.

Figura 100 – Visualização dos sinais nos pinos DRDY e SCLK durante uma aquisição a 4kHz.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 101 – Visualização detalhada dos sinais nos pinos DRDY e SCLK durante uma aquisição a 4kHz.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.3 SOFTWARE

Na Figura 102 é apresentada uma visão geral da interface desenvolvida, exibindo a barra de menus (1), barra de ações (2), barra de configurações (3), indicador de bateria (4), indicador de eletrodo solto (5), área do gráfico (6), ajuste de escala vertical (7), configuração de filtro passa-altas (8), barra de progresso (9) e barra de uso de memória (10).

O funcionamento dos itens (3), (4), (7) e (9) é intuitivo, dispensando uma descrição mais detalhada.

O indicador de eletrodo solto (5) indica o estado da conexão do eletrodo para cada canal durante a gravação, utilizando as cores verde (conectado), vermelho (em aberto) ou cinza (detecção desabilitada).

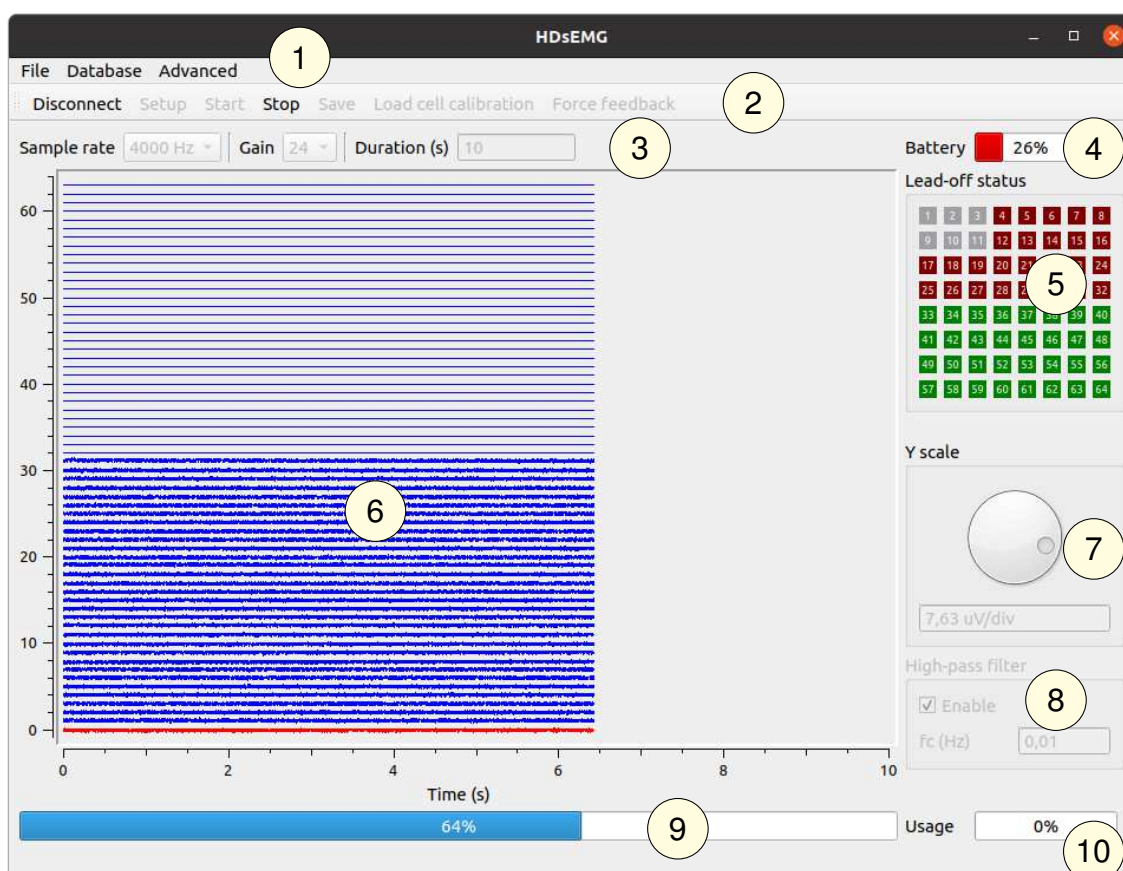
Na área do gráfico (6), são exibidos, em tempo real, os sinais dos 64 canais, cada um centralizado em torno de $y = n - 1$, em que $n = 1, 2, \dots, 64$ é o número do canal.

Na configuração de filtro passa-altas (8) é possível configurar a frequência de corte do filtro passa-altas *notch* a ser aplicado para visualização dos sinais. Este filtro remove o nível DC dos sinais, possibilitando que sejam aplicados ganhos elevados no eixo y por meio do ajuste de escala vertical (7), sem que o sinal de cada canal n se desloque de sua respectiva coordenada $y = n - 1$.

A barra de uso de memória (10) indica a taxa de ocupação da *queue* de envio de amostras no ESP32 durante a aquisição. Valores elevados de uso de memória indicam que a transferência de amostras para o computador não está sendo rápida o suficiente, podendo ocasionar perda de amostras. Caso isso ocorra, a gravação é finalizada imediatamente, sendo garantido que os dados que foram recebidos até o momento não possuam amostras perdidas.

A barra de menus (1) e a barra de ações (2) serão detalhadas nas seções seguintes.

Figura 102 – Tela inicial



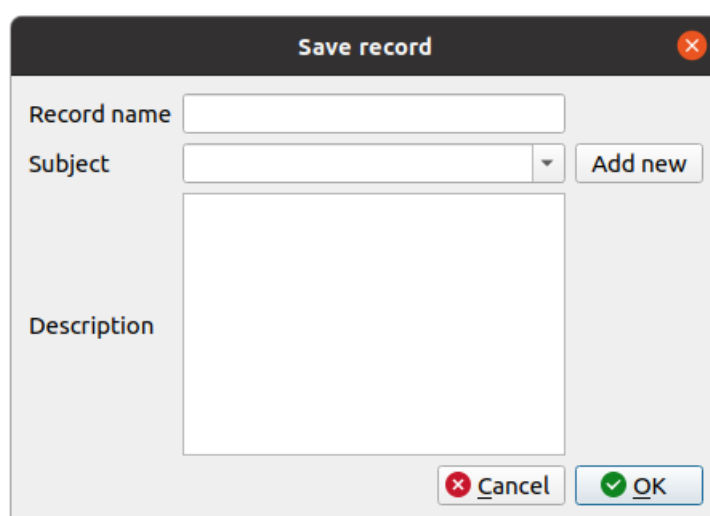
Fonte: elaborado pelo autor.

4.3.1 Barra de menus

Na barra de menus são encontrados os menus *File*, *Database* e *Advanced*.

No menu *File* encontra-se a opção para salvar a gravação atual, em que é exibida uma janela que permite a inclusão do nome da gravação, nome do paciente (opcional) e descrição (opcional) (Figura 103). Ao salvar uma gravação, também são salvas informações dos sensores que foram utilizados e, caso exista sinal de força, são salvas as informações da calibração da célula de carga e o protocolo de força utilizados.

Figura 103 – Janela para salvar gravação.



The image shows a software dialog box titled "Save record". It features a standard window title bar with a close button (red 'X'). The dialog contains three main input areas: a text field for "Record name", a dropdown menu for "Subject" with an "Add new" button to its right, and a large text area for "Description". At the bottom right, there are two buttons: "Cancel" with a red 'X' icon and "OK" with a green checkmark icon.

Fonte: elaborado pelo autor.

No menu *Database* são encontradas opções relacionadas ao banco de dados: adicionar novo paciente, adicionar novo sensor principal (sensor ligado ao conector VHDCI do equipamento, utilizado para captar os potenciais elétricos), adicionar nova célula de carga e exportar gravação. Para adição de novo paciente, é utilizada a janela exibida na Figura 104, sendo possível adicionar, além das informações básicas de nome, data de nascimento, altura, peso e sexo, informações a respeito de doenças, medicamentos em uso e resultados de exames ou medidas gerais (por exemplo, medidas antropométricas que venham a ser úteis no estudo). Para as opções de adição de novos sensores principais ou células de carga, é exibida uma janela contendo um campo para inserir o nome do sensor. Por último, na opção de exportar gravações, é exibida uma janela com a lista de todas gravações existentes. Após selecionar a gravação desejada, é possível exportá-la como um arquivo no formato .sig.

Figura 104 – Janela para adição de novo paciente.

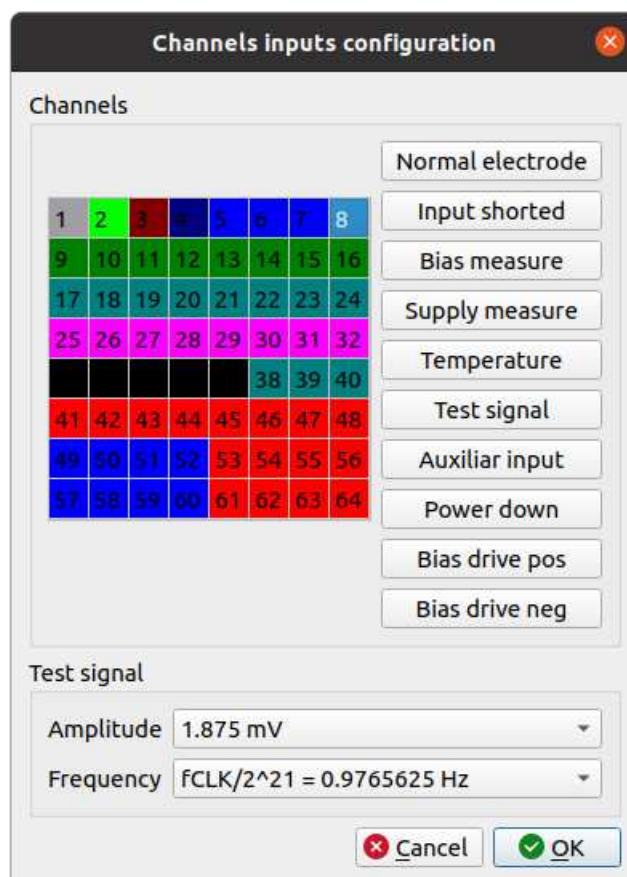
The image shows a software window titled "New subject". It has a "Personal information" section with the following fields: Name (text input), Birthdate (01/01/2000), Height (cm) (0,00), Weight (kg) (0,00), and Sex (dropdown menu). Below this is a section with three tabs: "Diseases", "Medications", and "Exams/Measures". The "Diseases" tab is selected and shows a table with two columns: "Disease" and "Year of diagnosis (optional)". There are "+" and "-" buttons to the right of the table. At the bottom of the window are "Cancel" and "OK" buttons.

Fonte: elaborado pelo autor.

No menu *Advanced* são encontradas opções avançadas de configuração da entrada dos canais, detecção de eletrodo solto e geração de sinal de *bias*, além de opções para exibir o valor de todos os registradores dos ADS1299 e estado da bateria.

Para a configuração avançada da entrada dos canais, é exibida uma janela para configuração da entrada de cada um dos canais (Figura 105). São disponibilizadas todas as opções do *mux* de entrada do ADS1299, além das opções de desligar o canal (opção *power down*) e rotear o canal para a entrada auxiliar (opção *auxiliar input*). Devido à topologia utilizada no circuito da placa principal, as opções *bias measure* e *auxiliar input* só podem ser aplicadas nos canais de 1 a 8. A configuração selecionada para cada canal é indicada por meio de colorações distintas. Além da configuração de entrada dos canais, nesta janela também é possível configurar o sinal de teste, selecionando sua amplitude e frequência.

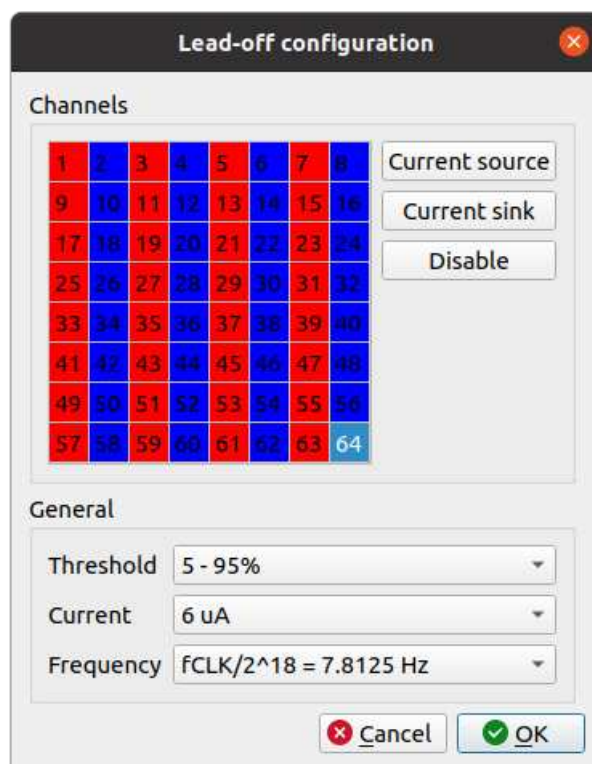
Figura 105 – Janela para configuração avançada de entrada dos canais.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para a configuração avançada de detecção de eletrodo solto é exibida a janela apresentada na Figura 106. Para cada um dos canais, é possível configurar a direção da corrente utilizada para detecção de eletrodo solto ou desabilitá-la. Além disso, nesta janela é possível configurar os limiares utilizados, intensidade da corrente aplicada e sua frequência. A detecção de eletrodo solto é aplicada apenas aos terminais positivos de cada canal, conectados aos pinos INxP dos ADS1299. Os pinos INxN correspondentes aos terminais negativos de todos canais não são utilizados e se encontram conectados diretamente ao GND, já que os terminais negativos dos canais são roteados internamente para os pinos SRB1 de cada ADS1299.

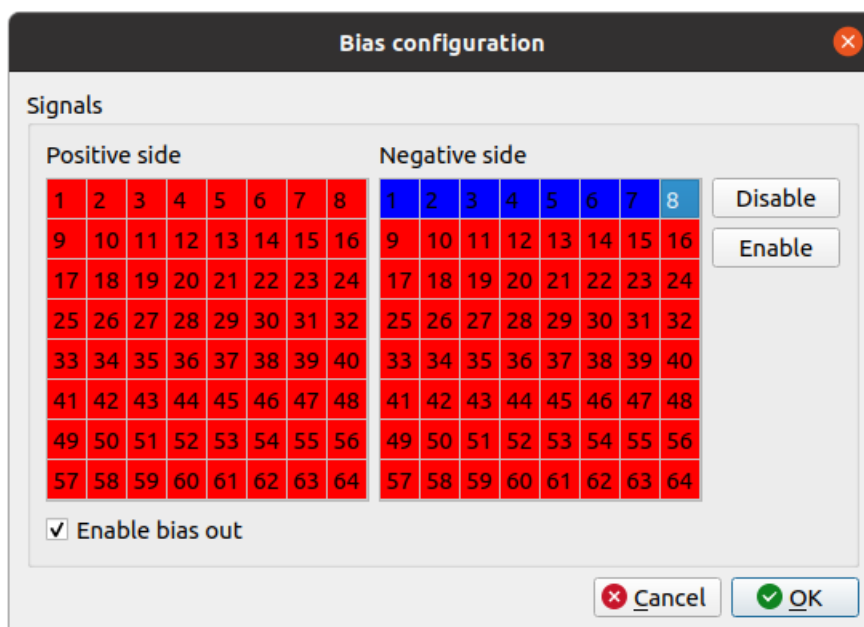
Figura 106 – Janela para configuração avançada de detecção de eletrodo solto.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na janela de configuração avançada do sinal de *bias* (Figura 107) é possível selecionar quais entradas serão utilizados para geração desse sinal. É possível selecionar tanto as entradas positivas quanto negativas de cada canal, observando-se que, na topologia utilizada na plataforma, todas as entradas negativas recebem o sinal do eletrodo de referência. Dessa forma, ao selecionar n entradas negativas, dá-se peso n ao sinal do eletrodo de referência em relação às entradas positivas, já que este sinal se repetirá em cada uma da n entradas negativas selecionadas. É possível também habilitar e desabilitar a geração do sinal de *bias*.

Se nenhuma entrada for selecionada e o sinal de *bias* for habilitado, o eletrodo de *bias* irá fornecer o meio da faixa de alimentação analógica dos ADS1299.

Figura 107 – Janela para configuração avançada do sinal de *bias*.

Fonte: elaborado pelo autor.

Ainda nas opções avançadas, é possível visualizar os valores de todos os registradores de todos os ADS1299 (Figura 108) e o estado detalhado da bateria (Figura 109), sendo exibida sua tensão, temperatura e carga consumida. O valor de carga consumida pode ser reiniciado quando desejado (por exemplo, ao carregar completamente a bateria) por meio do botão *Reset*.

Figura 108 – Janela exibindo os valores dos registradores dos ADS1299.

	DEV1	DEV2	DEV3	DEV4	DEV5	DEV6	DEV7	DEV8
ID	x3E	x3E	x3E	x3E	x3E	x3E	x3E	x3E
CONFIG1	xB6	x96	x96	x96	x96	x96	x96	x96
CONFIG2	xC0	xC0	xC0	xC0	xC0	xC0	xC0	xC0
CONFIG3	xEC	xE0	xE0	xE0	xE0	xE0	xE0	xE0
LOFF	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
CH1SET	x00	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH2SET	x60	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH3SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH4SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH5SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH6SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH7SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
CH8SET	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81	x81
BIAS SENSP	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
BIAS SENSN	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
LOFF SENSP	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
LOFF SENSN	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
LOFF FLIP	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
LOFF STATP	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00
LOFF STATN	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00	x00

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 109 – Janela exibindo o estado detalhado da bateria.

Voltage	3.869 V	
Temperature	26.9 °C	
Discharge	1033.94 mAh	Reset
Charge	67%	

Fonte: elaborado pelo autor.

4.3.2 Barra de ações

Na barra de ações são encontrados os seguintes botões:

- *Connect/Disconnect*: realiza a conexão com a plataforma, via *socket* TCP, ou encerra a conexão existente. É necessário estar conectado à rede Wi-fi gerada pela plataforma para realizar a conexão.

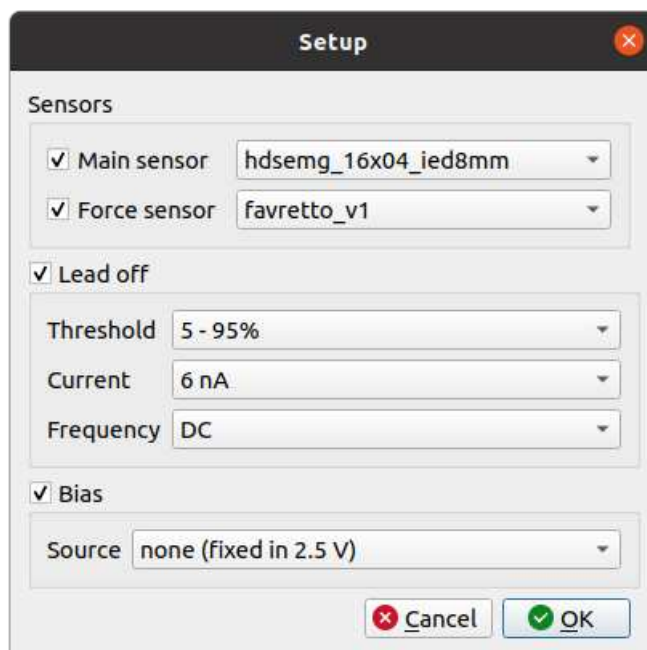
- *Setup*: abre a janela para configurar a plataforma.
- *Start*: inicia uma nova aquisição.
- *Stop*: encerra a aquisição em andamento.
- *Save*: abre a janela para salvar última aquisição realizada (Figura 103).
- *Load cell calibration*: abre a janela para calibração de célula de carga.
- *Force feedback*: abre a janela para *feedback* de força para o paciente.

A configuração da plataforma, calibração de célula de carga e *feedback* de força para o paciente são detalhados nas seções seguintes.

4.3.2.1 Configuração da plataforma

A janela de configuração da plataforma (botão *Setup*) é exibido na Figura 110. Nela é possível selecionar os sensores principal e de força que serão utilizados, dentro dos que foram registrados no banco de dados, além das configurações de detecção de eletrodo solto e de sinal de *bias*. Quando selecionado o uso de um sensor de força, é considerado por padrão que ele se encontra conectado nos canais 1 (terminal positivo) e 2 (terminal negativo).

Figura 110 – Janela para configuração da plataforma.



Fonte: elaborado pelo autor.

A seleção dos sensores não é obrigatória, podendo ser desabilitada por meio de *checkboxes*. Isso é útil para aquisições que não envolvem o uso de sensores, como, por exemplo, aquisição dos sinais de teste internos ou com os canais curto-circuitados internamente.

Quando a detecção de eletrodo solto é habilitada, é aplicada a configuração de injetar correntes positivas (ou em fase para o caso AC) nos canais pares e correntes negativas (ou 180° defasadas para o caso AC) nos canais ímpares. Isso foi feito para que as correntes injetadas em metade dos canais sejam absorvidas localmente pela outra metade, anulando possíveis perturbações de nível DC na região em que a matriz de eletrodos é aplicada. Por exemplo, se fossem injetadas apenas correntes positivas em todos os canais, toda a corrente injetada em cada um dos 64 canais precisaria ser absorvida pelo eletrodo de *bias*. Dependendo da impedância entre o eletrodo de *bias* e o local de aplicação da matriz de eletrodos, isso poderia levar à saturação dos canais. Por fim, caso se utilize sensor de força, a detecção de eletrodo solto nos canais 1 e 2, onde o sensor está conectado, é desabilitada.

Quando utilizada a geração do sinal de *bias*, é possível configurar para que o eletrodo de *bias* permaneça fixo na metade da faixa de alimentação analógica dos ADS1299 ou que seja utilizado o sinal presente no eletrodo de referência ou no eletrodo auxiliar para compensação do nível DC. Nestes dois últimos casos, o sinal de *bias* gerado é um sinal proporcional à diferença entre o meio da faixa de tensão analógica e o sinal selecionado.

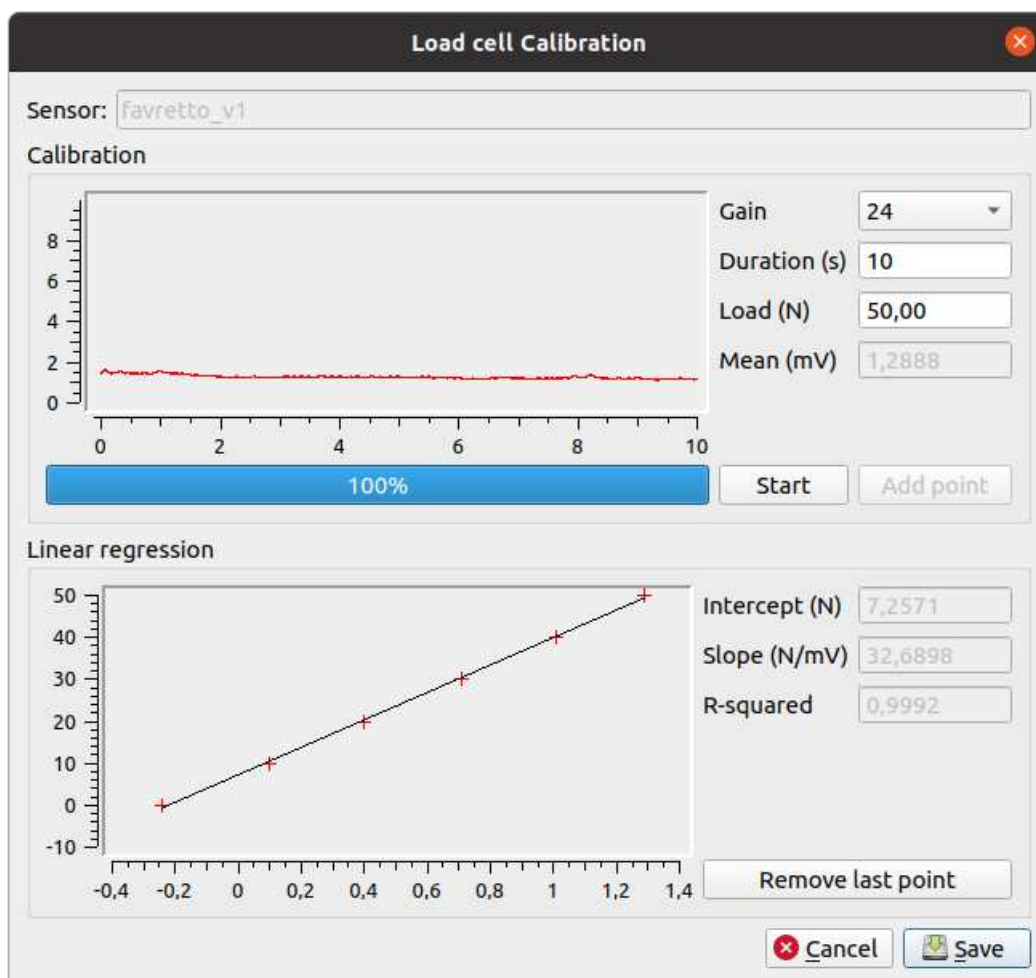
Todas as configurações realizadas por esta janela podem ser modificadas ou configuradas com maior flexibilidade utilizando a janela de configurações avançadas.

4.3.2.2 Calibração de célula de carga

Ao pressionar o botão de calibração de célula de carga, é exibida uma janela para seleção da célula de carga a ser calibrada, que deve ter sido previamente adicionada no banco de dados. Uma vez selecionada, é exibida a janela mostrada na Figura 111. Nesta tela, insere-se a duração de cada amostragem, a carga aplicada na célula e o ganho a ser utilizado nos canais em que a célula está aplicada. Em seguida, pressiona-se o botão *Start*, dando início à amostragem. Ao final da amostragem, o valor médio do sinal é calculado pelo *software* e o ponto de calibração pode ser adicionado. Conforme pontos para diferentes cargas são adicionados, é exibida a reta obtida por regressão linear pelo método dos mínimos desvios quadrados, juntamente com sua intercepção, inclinação e o coeficiente de determinação R^2 . Caso ocorra saturação do sinal da célula de carga, o ganho pode ser reduzido por meio da caixa de opções presente na janela.

Quando finalizada a calibração, basta pressionar o botão *Save*, armazenando a nova calibração na base de dados, que irá ser usada automaticamente nas próximas gravações que venham a utilizar esta célula de carga. As calibrações antigas permanecem salvas no banco de dados, já que as mesmas podem ter sido utilizadas em gravações anteriores.

Figura 111 – Janela para calibração de célula de carga.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.3.2.3 *Feedback* de força para o paciente

Quando um sensor de força (célula de carga) é selecionado na janela de *Setup*, o botão *Force feedback* é habilitado na tela principal. Ao clicar neste botão é aberta a janela que fornece *feedback* de força para o paciente (Figura 112). Na caixa *Info* são exibidas as informações da última calibração da célula de carga selecionada, que será utilizada para converter os sinais de tensão em sinais de força.

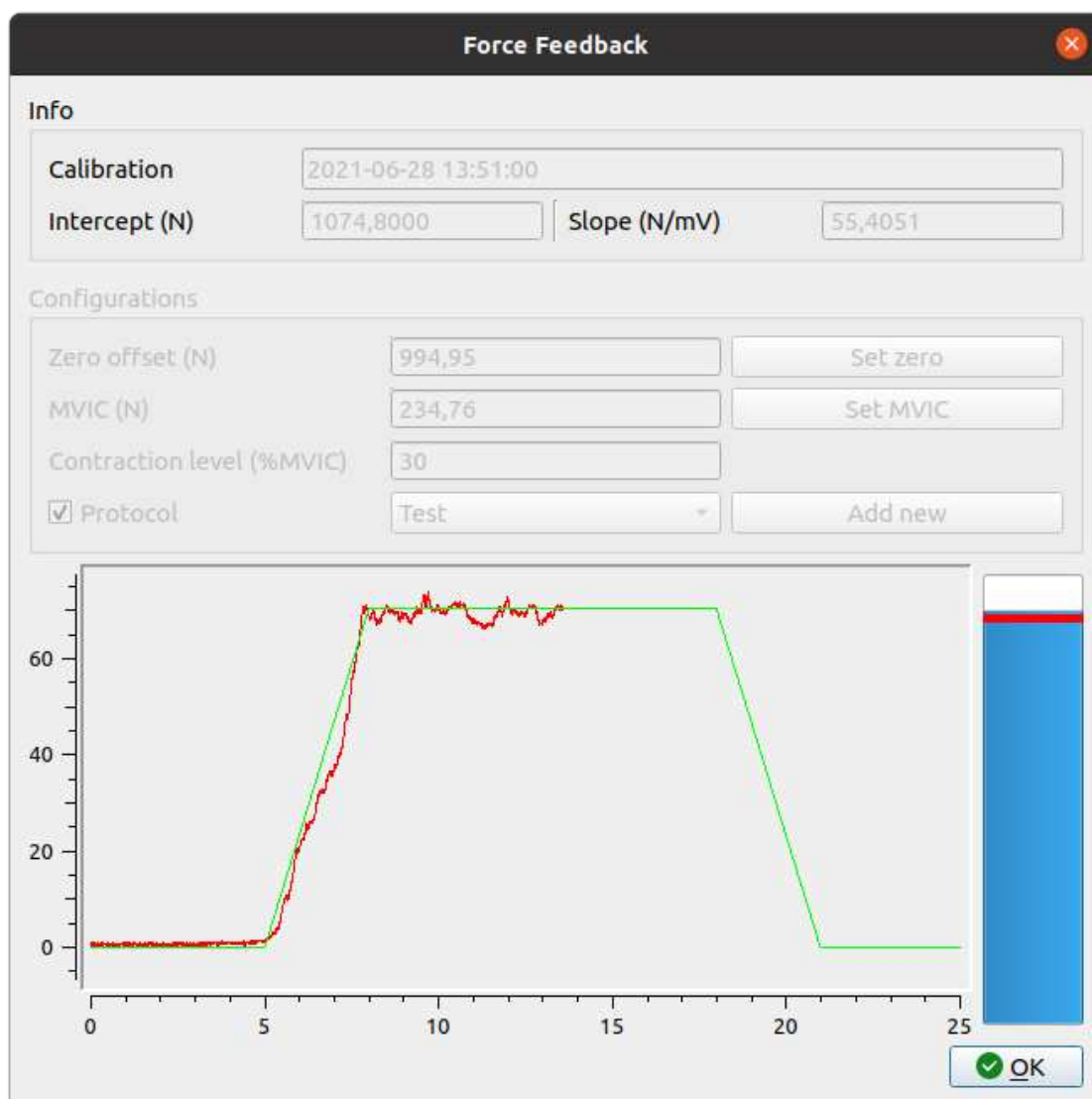
Na caixa *Configurations*, o botão *Set zero* serve para correção de desvio de zero da célula de carga. Ao iniciar uma nova coleta de sinais de um paciente, deve-se, inicialmente, fazer uma aquisição com alguns segundos de duração sem que o mesmo posicione o pé na plataforma de aquisição de força. Ao final da aquisição, pressionando-se o botão *Set zero*, é calculada a média do sinal de força amostrado, que corresponde a um nível de força nulo. Este valor será automaticamente subtraído das aquisições de força subsequentes, corrigindo possíveis desvios de zero da célula de carga. Essa compensação de zero deve ser repetida também caso o ganho de

aquisição seja modificado. Isso se deve ao fato de que o desvio de zero observado tem uma parcela que ocorre antes da aplicação do ganho (por exemplo, o desvio da própria célula de carga), e outra parcela que ocorre após a aplicação do ganho (por exemplo, o desvio dos conversores AD internos aos ADS1299). Ao amostrar um sinal e referi-lo à entrada, para obter o real valor de tensão medido, o primeiro tipo de desvio de zero torna-se independente do ganho selecionado, já o segundo tipo torna-se dependente, fazendo com que o desvio de zero total varie de acordo com o ganho selecionado.

Ainda na caixa *Configurations*, há botões e caixas que auxiliam o processo de aplicação de um protocolo de força, isto é, determinação do sinal de força alvo que o paciente deve aplicar ao longo do tempo. Utilizando o botão *Set MVIC* é possível obter, após realizar uma MVIC, o nível de força máximo alcançado durante a aquisição. Caso já se conheça esse nível de força, de coletas anteriores com o mesmo paciente, também é possível inseri-lo manualmente. Na caixa *Contraction level* é possível inserir o nível de força que deseja-se que o paciente aplique, em porcentagem da MVIC. O uso de um protocolo de força pode ser habilitado marcando-se a caixa de seleção *Protocol* e selecionando-se algum dos protocolos disponíveis na caixa de opções, criados anteriormente pelo usuário. Caso se deseje criar um novo protocolo, basta clicar no botão *Add new*, sendo aberta a janela exibida na Figura 113. Nesta janela, insere-se o nome desejado para o protocolo e é possível configurar o período inicial em repouso (*Init. rest period*), a taxa de subida da intensidade de força (*Rise rate*), em porcentagem do MVIC por segundo, o período em que a força desejada (produto entre MVIC e nível de contração) deve ser mantida (*Hold period*) e a taxa de descida da intensidade de força (*Fall rate*), em porcentagem do MVIC por segundo. Taxas de subida ou descida declaradas como zero são consideradas como sendo infinitas (subidas ou descidas instantâneas).

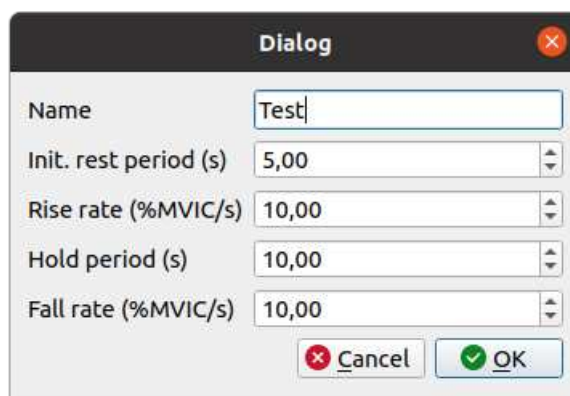
Uma vez selecionado o protocolo de força e inseridos os valores de nível de contração e de g sMVIC, é exibido automaticamente na área do gráfico, em verde, o alvo de força a ser seguido pelo paciente ao longo do tempo. Ao iniciar uma aquisição, o sinal adquirido é exibido em tempo real em vermelho, sobreposto ao sinal-alvo em verde, fornecendo *feedback* visual ao paciente. Além disso, foi incluído um segundo *feedback* visual, à esquerda do gráfico, em que o nível da barra azul indica o valor instantâneo de força aplicada pelo paciente e a faixa vermelha indica a força alvo instantânea.

Figura 112 – Janela para *feedback* visual de força para o paciente.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 113 – Janela para criação de protocolo de força.



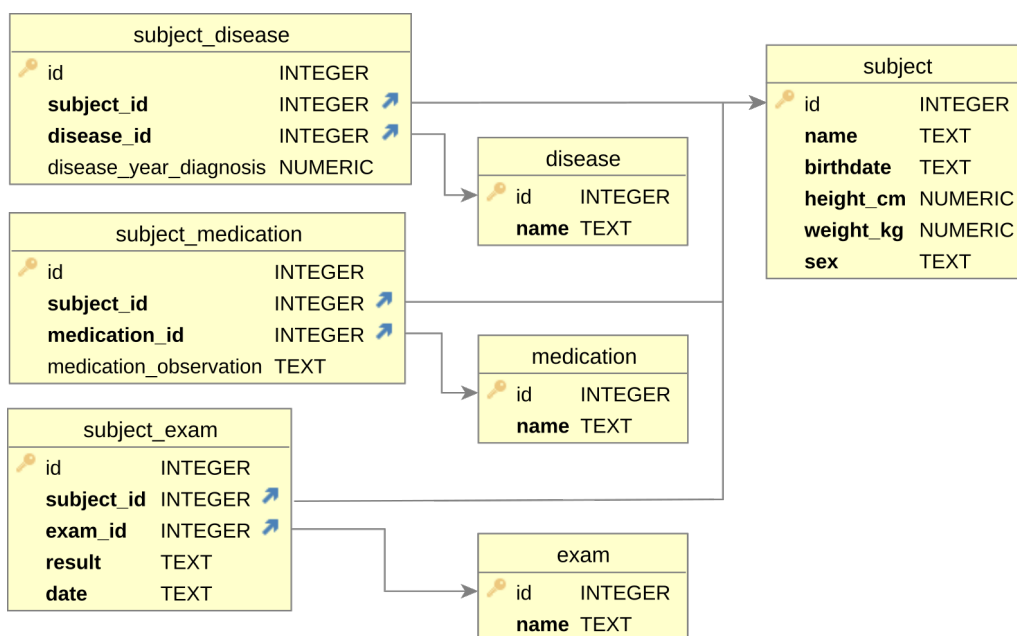
Fonte: elaborado pelo autor.

4.3.3 Banco de dados

O diagrama relacional das tabelas criadas para armazenar as informações dos pacientes é apresentado na Figura 114, já as tabelas para armazenar informações a respeito dos sinais coletados são exibidas no diagrama relacional da Figura 115. Nota-se que a tabela *subject* está presente em ambas as figuras.

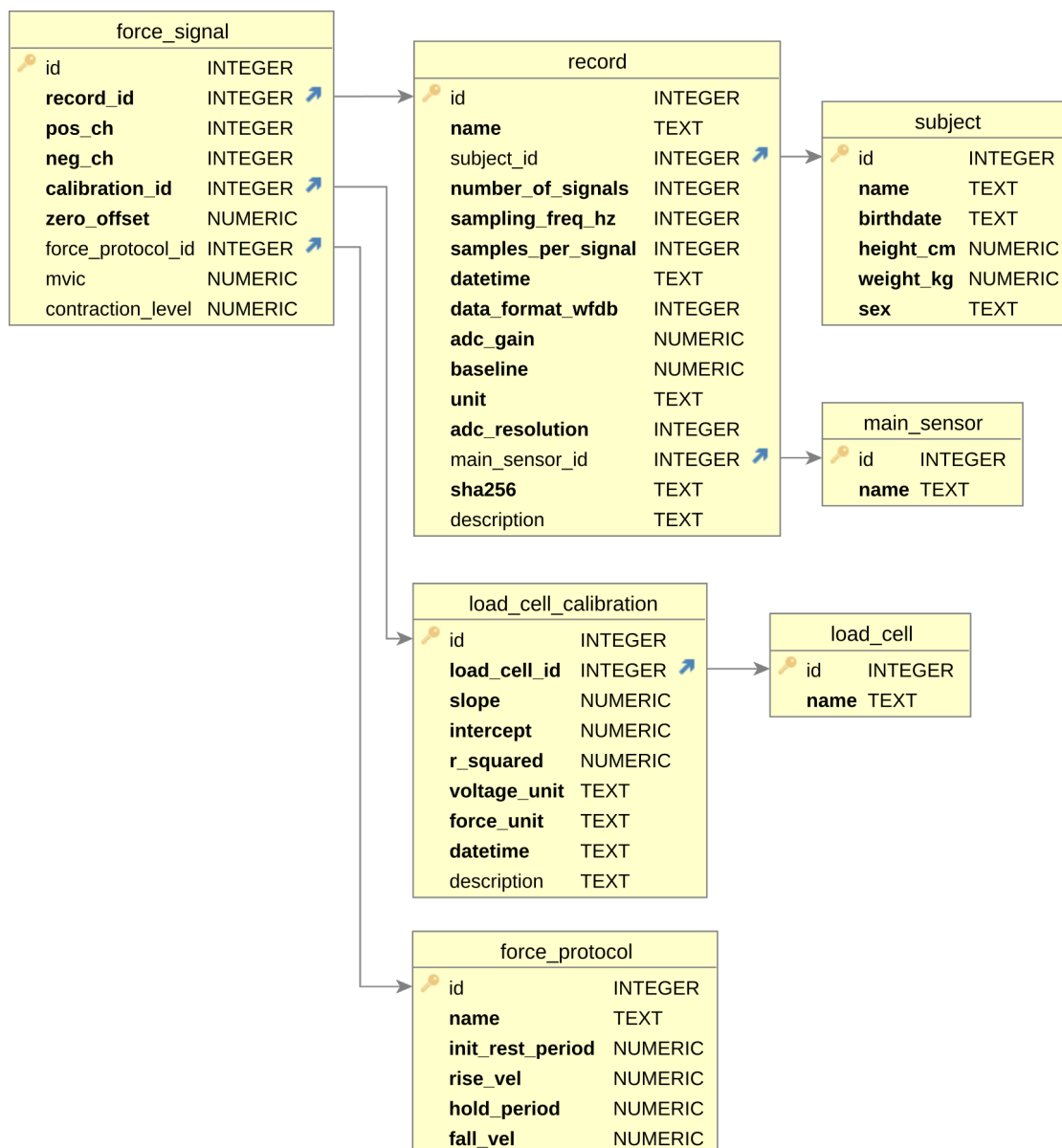
Como pode ser observado, o banco de dados foi criado buscando uma estrutura generalista, que possa ser utilizada, sem modificações, para armazenar informações a respeito de sinais coletados em geral, até mesmo utilizando outros AFEs que utilizem codificações diferentes para suas amostras.

Figura 114 – Tabelas com informações do paciente.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 115 – Tabelas com informações dos sinais amostrados.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.4 SINAIS ADQUIRIDOS PARA AVALIAÇÃO DA PLATAFORMA

Nesta seção são apresentados diversos sinais que foram adquiridos para diferentes configurações dos multiplexadores presentes nos canais dos ADS1299, com o objetivo de avaliar a plataforma desenvolvida, observando se os sinais obtidos apresentam as características esperadas. São exibidos sinais de ruído interno, sinais relacionados às tensões de alimentação, sinais de teste gerados internamente aos *frontends* e um sinal externo para avaliar o ruído resultante de toda a cadeia de aquisição do sistema.

4.4.1 Sinais de ruído interno

Na Tabela 8 são exibidos os valores RMS (após remoção da média) dos sinais de ruído referidos à entrada obtidos com os canais na configuração *input shorted*. Como comparativo, na Tabela 9 são exibidos os níveis de ruído apresentados na folha de dados do ADS1299 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017). Na Tabela 10 é exibido o erro relativo, em porcentagem, dos valores RMS obtidos em relação aos valores apresentados na folha de dados. Foram observados, em média, valores RMS de ruído cerca de 8% menores dos apresentados na folha de dados.

Tabela 8 – Valores RMS, em μV , do ruído referido à entrada, obtido com os canais na configuração *input shorted*, para diferentes valores de ganho G e frequência de amostragem f_s . Foram utilizados sinais com 10 s de duração. O valor RMS de cada sinal foi calculado após a subtração de sua média.

f_s	$G = 1$	$G = 2$	$G = 4$	$G = 6$	$G = 8$	$G = 12$	$G = 24$
250	0.97	0.51	0.29	0.22	0.18	0.16	0.13
500	1.35	0.71	0.40	0.30	0.26	0.22	0.19
1000	1.89	0.99	0.56	0.43	0.37	0.31	0.27
2000	2.66	1.41	0.79	0.60	0.52	0.44	0.38
4000	3.79	2.00	1.12	0.86	0.73	0.63	0.54

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 9 – Valor RMS, em μV , do ruído referido à entrada informado na folha de dados do ADS1299 para diferentes valores de ganho G e frequência de amostragem f_s .

f_s	$G = 1$	$G = 2$	$G = 4$	$G = 6$	$G = 8$	$G = 12$	$G = 24$
250	1.08	0.57	0.31	0.23	0.20	0.16	0.14
500	1.53	0.81	0.44	0.33	0.28	0.23	0.20
1000	2.17	1.14	0.62	0.46	0.39	0.32	0.28
2000	3.06	1.61	0.88	0.66	0.56	0.46	0.40
4000	4.33	2.28	1.24	0.93	0.79	0.65	0.56

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

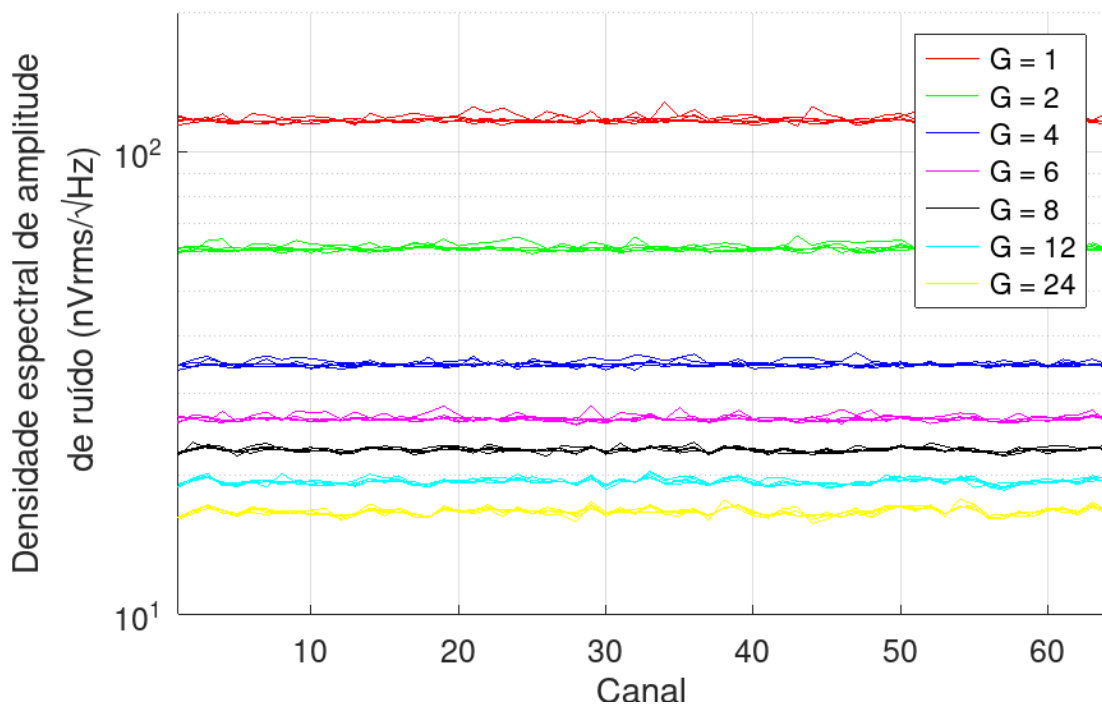
Tabela 10 – Erro percentual dos valores RMS observados para o ruído referido à entrada em relação aos valores apresentados na folha de dados do ADS1299.

f_s	$G = 1$	$G = 2$	$G = 4$	$G = 6$	$G = 8$	$G = 12$	$G = 24$
250	-10.4	-10.4	-8.1	-5.7	-7.7	-1.7	-3.6
500	-12.0	-12.5	-9.5	-8.1	-7.4	-3.7	-4.8
1000	-12.9	-12.8	-9.8	-7.3	-6.0	-2.2	-3.7
2000	-13.2	-12.7	-10.3	-8.8	-7.5	-4.0	-4.6
4000	-12.5	-12.2	-9.5	-8.0	-7.1	-3.6	-3.6

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

Na Figura 116 são exibidas as densidades espectrais de amplitude médias do ruído referido à entrada (valor RMS dividido pela raiz da largura de banda do sinal) para cada canal nas diversas configurações de ganho e frequência de amostragem utilizadas. Para o ADS1299, a largura de banda para uma frequência de amostragem f_s é de, aproximadamente, $0,262 \times f_s$ (TEXAS INSTRUMENTS, 2017). Nota-se, como esperado, que as densidades espectrais de amplitude do ruído são semelhantes para configurações que utilizam o mesmo ganho, independentemente da frequência de amostragem utilizada.

Figura 116 – Densidade espectral de amplitude do ruído referido à entrada observada em cada um dos canais na configuração *input shorted* para diferentes configurações de ganho e frequência de amostragem. Observa-se que gráficos relativos a um mesmo ganho sobrepõem-se para as diferentes frequências de amostragem.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.4.2 Sinais de alimentação

Na Tabela 11 são exibidas a média, valor mínimo e máximo das estimativas, realizadas para cada canal, das tensões de alimentação utilizando os sinais adquiridos com os canais na configuração *supply measurement*. Foi utilizada frequência de amostragem de 4000 amostras/s e ganho 1.

Tabela 11 – Valores médio, mínimo e máximo das estimativas das tensões de alimentação obtidas para cada canal utilizando a configuração *supply measurement*.

Valor nominal	Média	Min.	Máx.
5	5,0165	5,0107	5,0212
3,3	3,2998	3,2904	3,3095

Fonte: elaborado pelo autor.

4.4.3 Sinais de teste

Na Tabela 12 são exibidas a média, valor máximo e mínimo das estimativas, realizadas para cada canal, da amplitude dos sinais de teste gerados internamente nos ADS1299 (canais na configuração *test signal*). Foi utilizada frequência de amostragem de 4000 amostras/s e ganho 24. São exibidos os valores referidos à entrada para cada configuração de frequência do sinal f e amplitude A utilizadas. Os resultados estão dentro dos valores esperados considerando a margem de erro de $\pm 2\%$ para a amplitude desses sinais (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

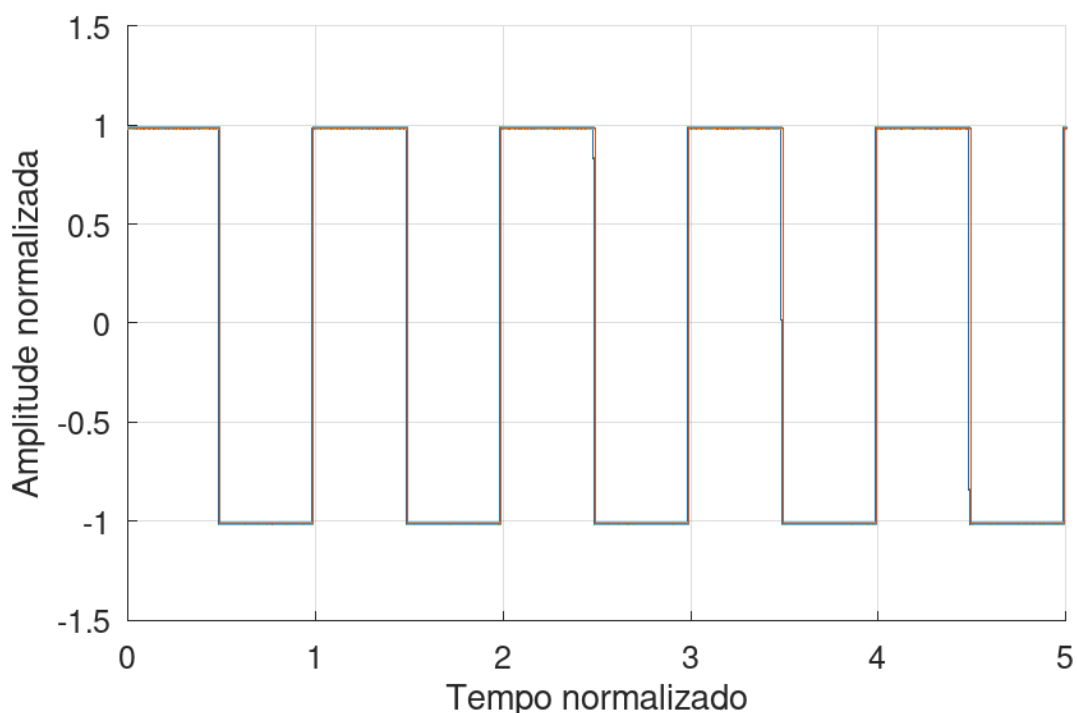
Tabela 12 – Valores médio, mínimo e máximo das estimativas de amplitude dos sinais de teste em cada canal para os diferentes valores de amplitude A e frequência f configurados. Os sinais foram obtidos utilizando a configuração *test signal*.

	$A = 1,875 \text{ mV}$		$A = 3,75 \text{ mV}$	
	$f = 1000/512\text{Hz}$	$f = 1000/1024\text{Hz}$	$f = 1000/512\text{Hz}$	$f = 1000/1024\text{Hz}$
Média	1,8697	1,8703	3,7387	3,7400
Mínimo	1,8659	1,8665	3,7309	3,7322
Máximo	1,8725	1,8731	3,7433	3,7446

Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 117 são exibidos todos os sinais de teste adquiridos em todas as configurações (4 configurações \times 64 canais = 256 sinais). Os gráficos foram normalizados em amplitude e no tempo em relação aos valores de amplitude e período configurados para o sinal de teste, respectivamente. Como esperado, todos os sinais possuem amplitude normalizada e período normalizado aproximadamente unitários.

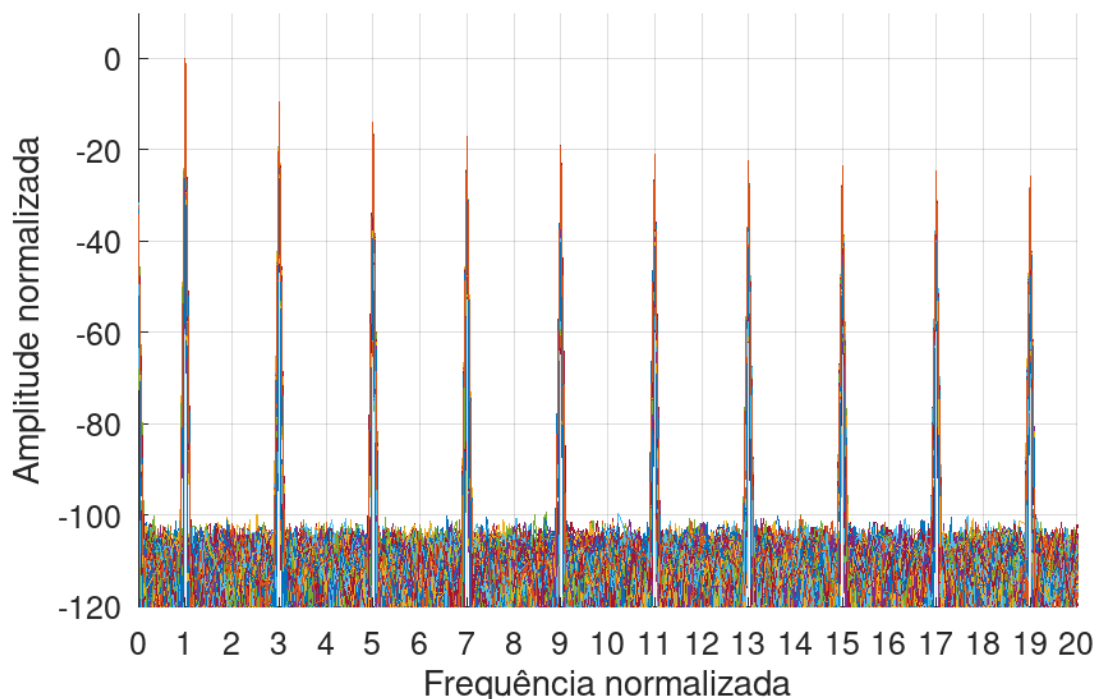
Figura 117 – Sinais de teste obtidos em cada canal para todas as configurações de frequência e amplitude utilizadas (4 configurações \times 64 canais = 256 sinais). Os sinais foram normalizados em amplitude e no tempo pelos valores de amplitude e período configurados em cada caso.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 118 são exibidas as FFTs dos sinais de teste. Cada FFT foi normalizada de forma a possuir amplitude 1 na primeira harmônica exibida. O eixo das frequências foi normalizado de acordo com a frequência configurada para o sinal de teste. Como esperado, a FFT apresenta picos apenas nas harmônicas ímpares da frequência do sinal, devido à onda quadrada possuir simetria de meia onda, isto é, $f(t + T/2) = -f(t)$, com T sendo o período do sinal.

Figura 118 – Transformada rápida de Fourier dos sinais de teste obtidos em cada canal para todas as configurações de frequência e amplitude utilizadas (4 configurações \times 64 canais = 256 sinais). A amplitude foi normalizada em relação à amplitude máxima da Transformada e a frequência foi normalizada pela frequência do sinal de teste configurada em cada caso.

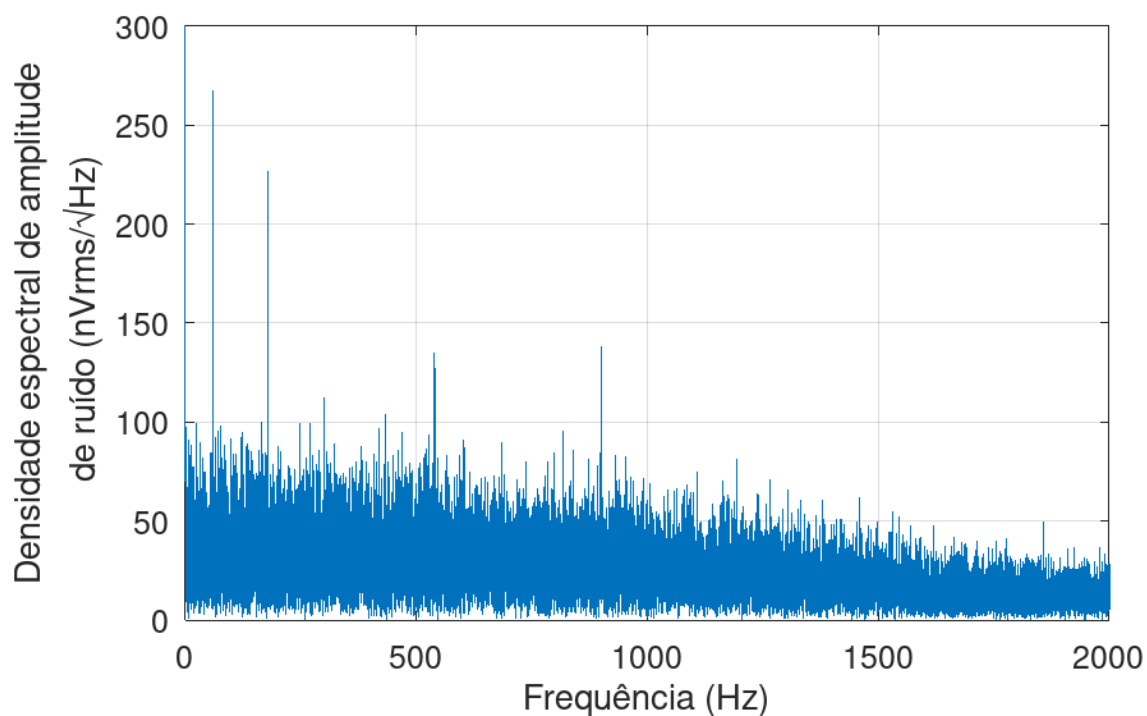


Fonte: elaborado pelo autor.

4.4.4 Canal auxiliar curto-circuitado externamente

Na Figura 119 é exibida a FFT do sinal obtido pelo canal auxiliar, ao curto-circuitar os eletrodos auxiliar, de referência e de *bias*. É possível observar picos na frequência da rede de alimentação (60Hz) e em algumas harmônicas, principalmente em 180 Hz, 540 Hz, 900 Hz. O sinal foi amostrado com frequência de aquisição de 4000 amostras/s e ganho 24. O ruído referido à entrada obtido possui valor médio de $-34,60 \mu\text{V}$ e valor RMS (após subtração da média) de $1,31 \mu\text{V}$. Considerando a banda do sinal ($0,262 \times f_s = 0,262 \times 4000 = 1048 \text{ Hz}$), a média da densidade espectral de amplitude é de, aproximadamente, $1,31 \mu\text{V}/\sqrt{1048 \text{ Hz}} = 40,58 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Figura 119 – Densidade espectral de amplitude do ruído referido à entrada, obtida utilizando o canal auxiliar. Foram curto-circuitados os eletrodos auxiliar, de referência e de *bias*. Foi utilizada frequência de amostragem de 4000 amostras/s, ganho 24 e o sinal de *bias* foi fixado em 2,5 V.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.5 COLETA DE SINAIS DE VOLUNTÁRIOS

Na Tabela 13 são exibidas as informações dos voluntários que participaram das coletas. Já na tabela 14 são exibidas as forças máximas obtidas pelos voluntários para cada uma das três MVICs realizadas. O maior valor entre os três foi utilizado para posterior determinação das forças alvo de acordo com os níveis de contração.

Tabela 13 – Tabela com as informações dos voluntários. (a) A medida do pé exibida é a medida entre o maléolo medial da tíbia e a articulação metatarsofalangi-ana do hálux (vulgarmente chamada de articulação do dedão) projetada ortogonalmente no plano do solo.

#	Idade (anos)	Altura (cm)	Massa (kg)	Sexo	Espessura do tecido subcutâneo (mm)	Medida do pé ^a (cm)	Doença pré-existente
1	27	164	56	fem	30	11,0	-
2	27	175	63	masc	4	13,5	DM tipo 1
3	19	163	53	fem	16	11,5	-
4	54	166	63	fem	28	11,5	-

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 14 – Forças máximas obtidas por cada voluntário em cada uma das três MVICs realizadas.

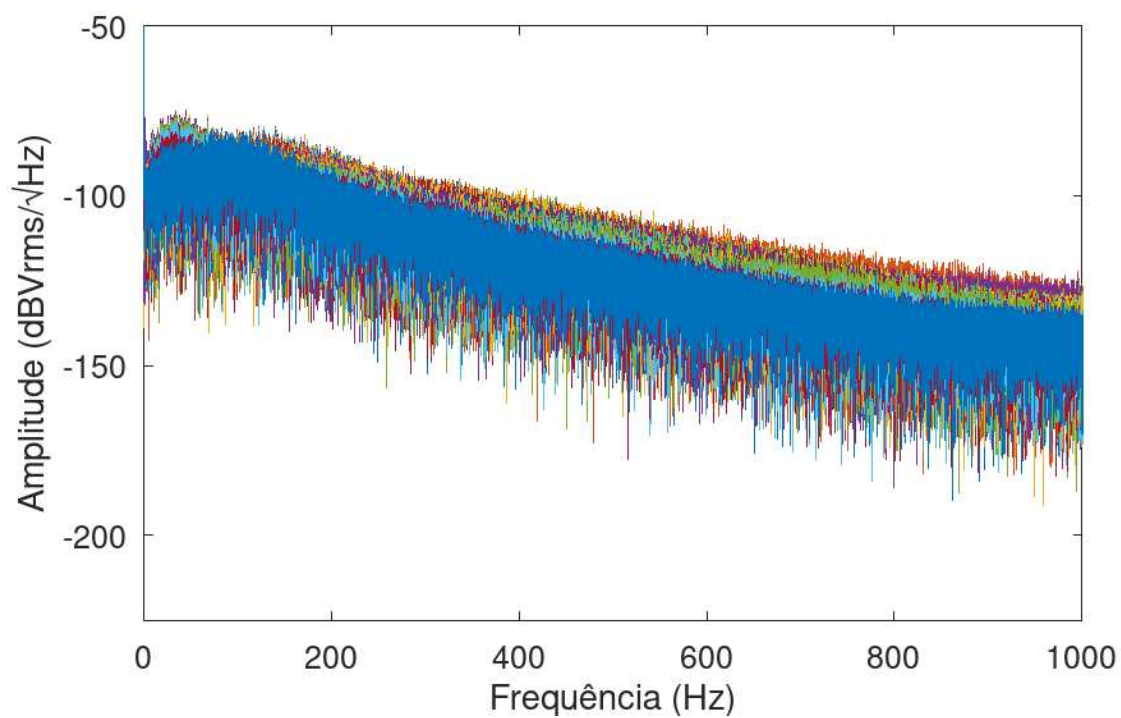
#	MVIC 1 (N)	MVIC 2 (N)	MVIC 3 (N)
1	153,67	157,88	167,11
2	267,35	274,71	289,02
3	171,39	190,82	207,53
4	198,87	219,93	234,24

Fonte: elaborado pelo autor.

4.5.1 Sinais de força e HDsEMG

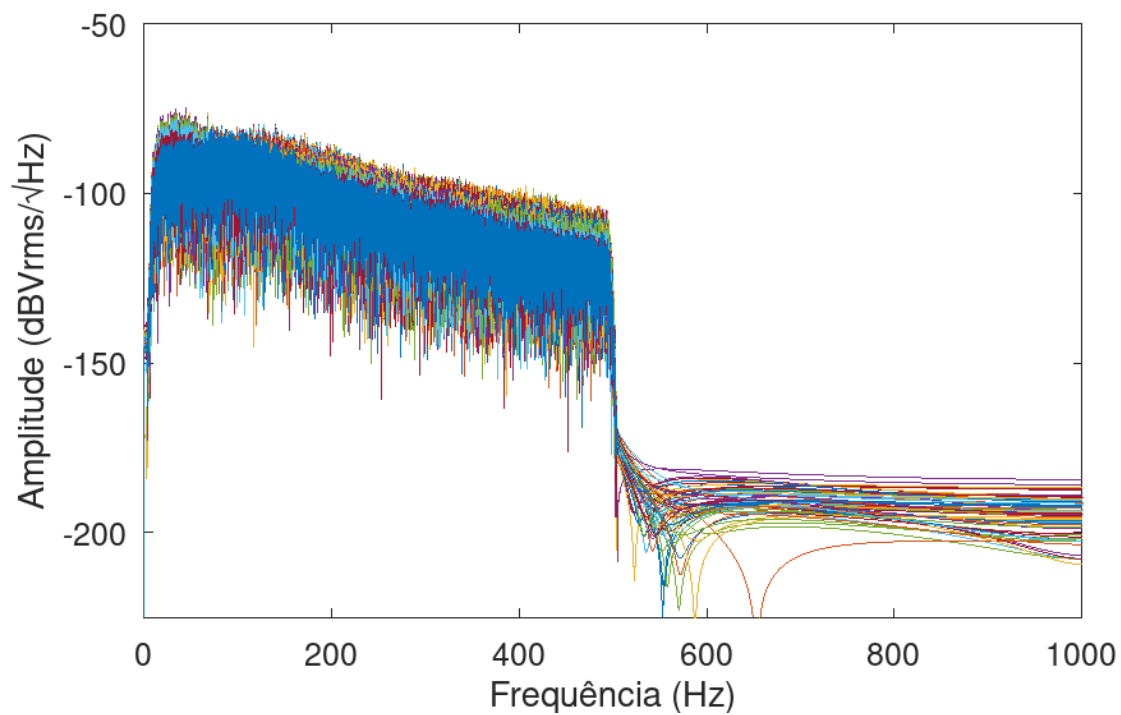
Na Figura 120 são exibidas as FFTs dos sinais monopulares adquiridos de um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. Nota-se que, mesmo sem nenhuma filtragem específica para remoção de interferências da rede elétrica, não foram observados picos significativos na frequência da rede elétrica (60Hz) e harmônicas. Na Figura 121 são exibidas as FFTs dos sinais monopulares filtrados. Já na Figura 122 são exibidas as FFTs dos sinais diferenciais obtidos a partir dos sinais monopulares filtrados.

Figura 120 – Densidades espectrais de amplitude para os sinais monopolares adquiridos de um dos voluntários.



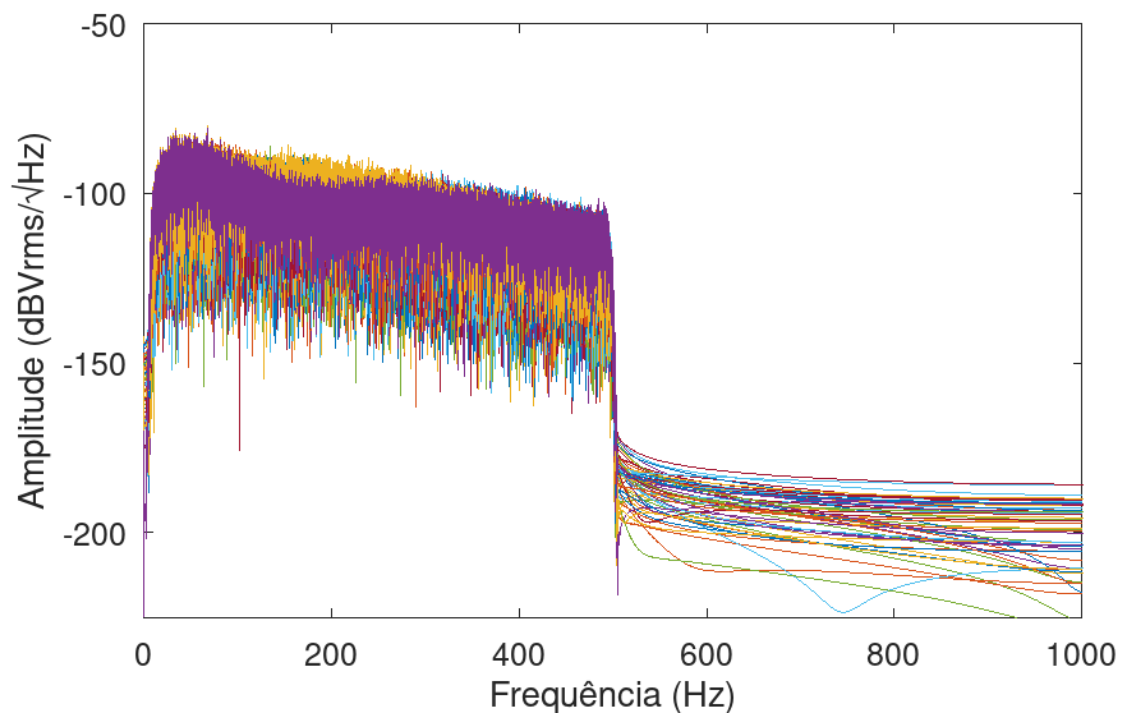
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 121 – Densidades espectrais de amplitude para os sinais monopulares adquiridos de um dos voluntários após filtragem por filtro FIR passa-banda de 10 a 500 Hz, utilizando a função *filtfilt*.



Fonte: elaborado pelo autor.

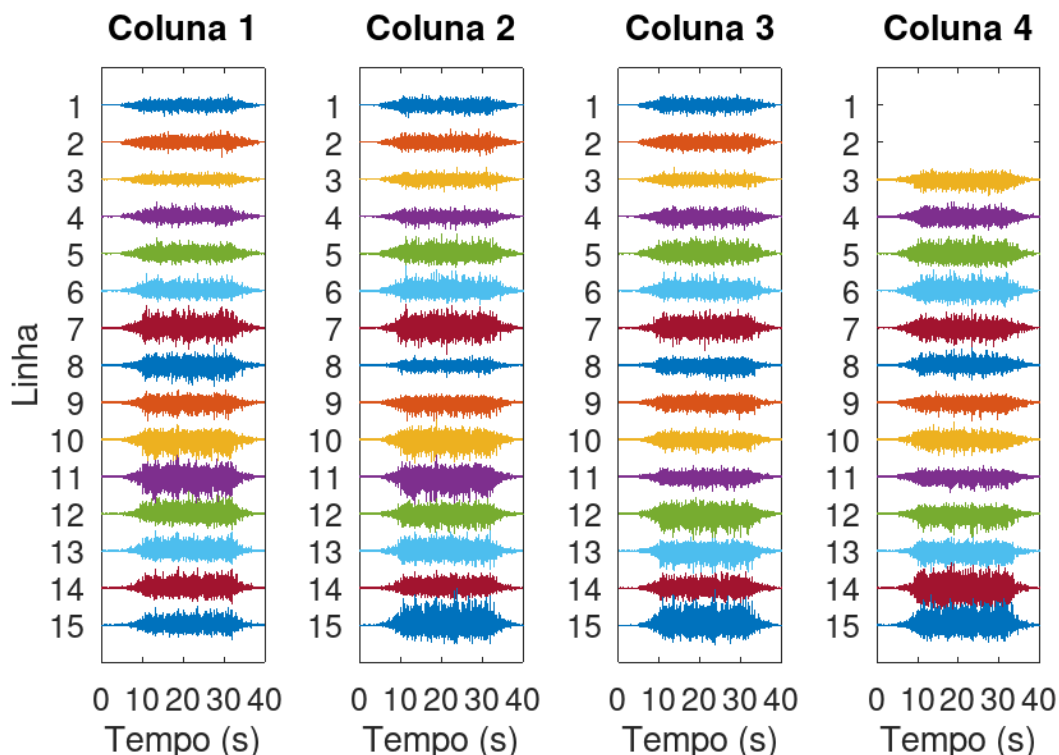
Figura 122 – Densidades espectrais de amplitude para os sinais diferenciais de um dos voluntários, obtidos como diferenças, ao longo das colunas, dos sinais monopulares filtrados.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 123 é exibida uma visão geral dos sinais HDsEMG diferenciais no tempo. Observa-se que os canais 1 e 2 são utilizados para leitura da célula de carga, portanto os sinais diferenciais relacionados a esses canais não são exibidos (linhas 1 e 2 da coluna 4).

Figura 123 – Sinais HDsEMG diferenciais obtidos de um dos voluntários. Os canais 1 e 2 do ADS1299 são utilizados para captação da força aplicada, sendo omitidos os sinais diferenciais que envolvem esses canais (canais nas linhas 1 e 2 da coluna 4).

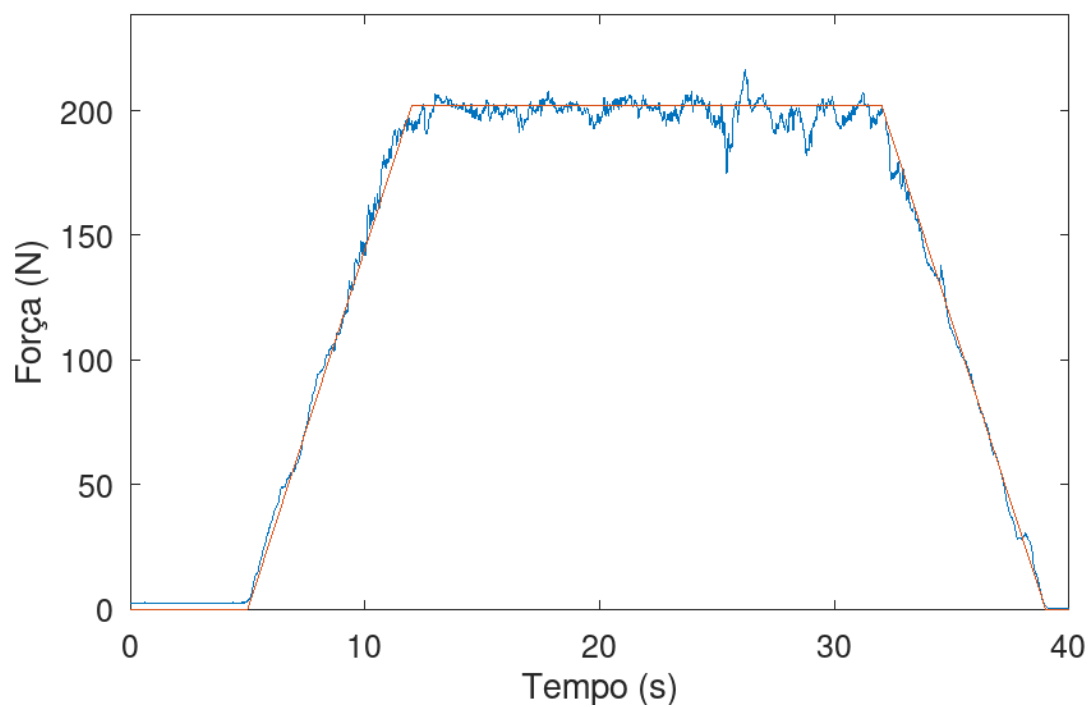


Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 124 é exibido o sinal de força aplicada pelo voluntário, juntamente com o sinal ideal a ser seguido. Na Figura 125 é exibido o sinal de força aplicado juntamente com o valor RMS global dos sinais de HDsEMG diferenciais, calculados em janelas deslizantes de 500 ms. Em cada janela, o valor RMS global foi obtido calculando-se o valor RMS do conjunto de todas as amostras de todos os sinais.

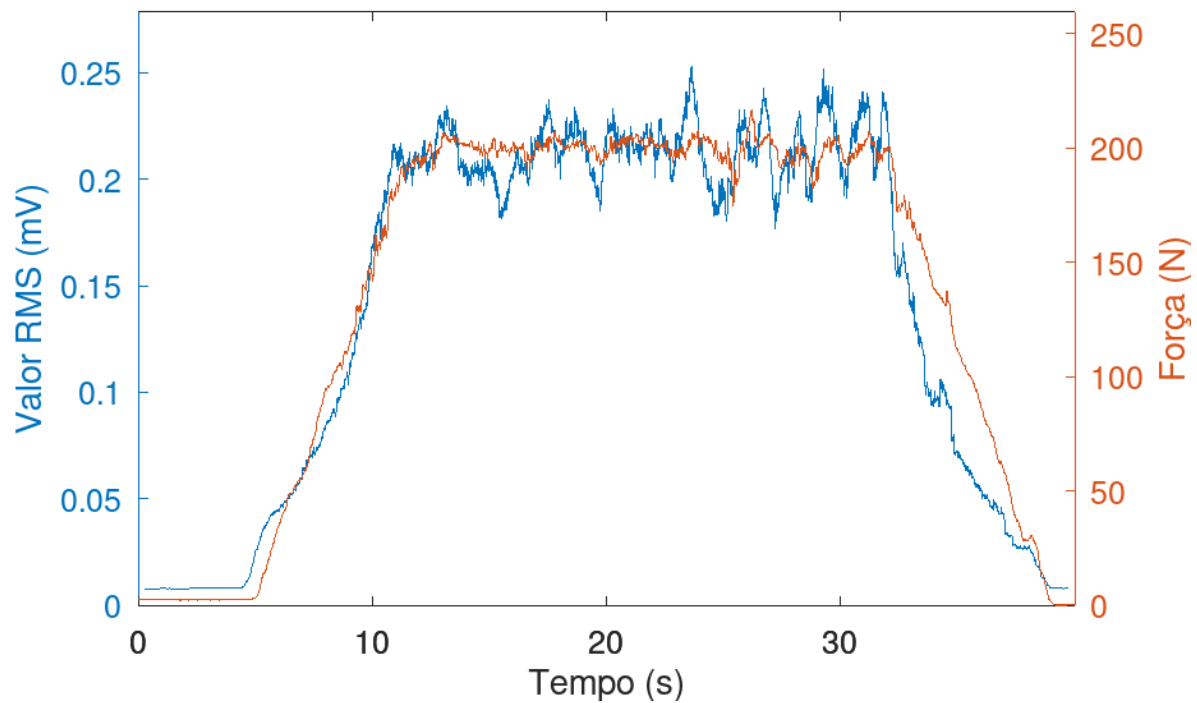
Nas Figuras 126 e 127 são exibidas, respectivamente, as frequências média e mediana globais dos sinais de HDsEMG diferenciais, juntamente com o sinal de força aplicada. Os parâmetros foram calculados em janelas de 500ms, sem sobreposição. Em cada janela, foi calculado o espectro de potência de cada um dos sinais e feita a soma desses espectros, sendo obtido um espectro de potência global, o qual foi utilizado para o cálculo das variáveis espectrais globais. É possível observar, devido ao elevado nível de contração (70% da MVIC), uma diminuição das frequências média e mediana ao longo do intervalo de força constante, evidenciando a ocorrência de fadiga muscular.

Figura 124 – Força alvo (vermelho) e força aplicada (azul) por um dos voluntários, com nível de contração de 70% da MVIC.



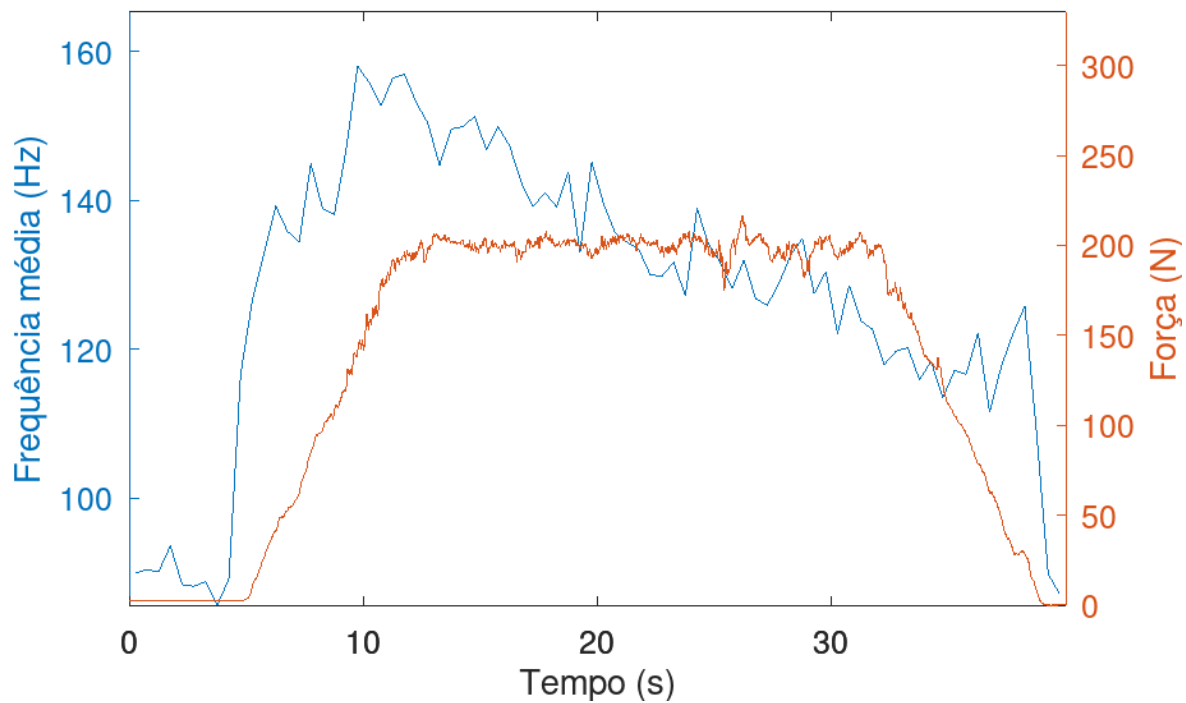
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 125 – Valor RMS do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. O valor RMS foi calculado em janelas deslizantes de 500ms.



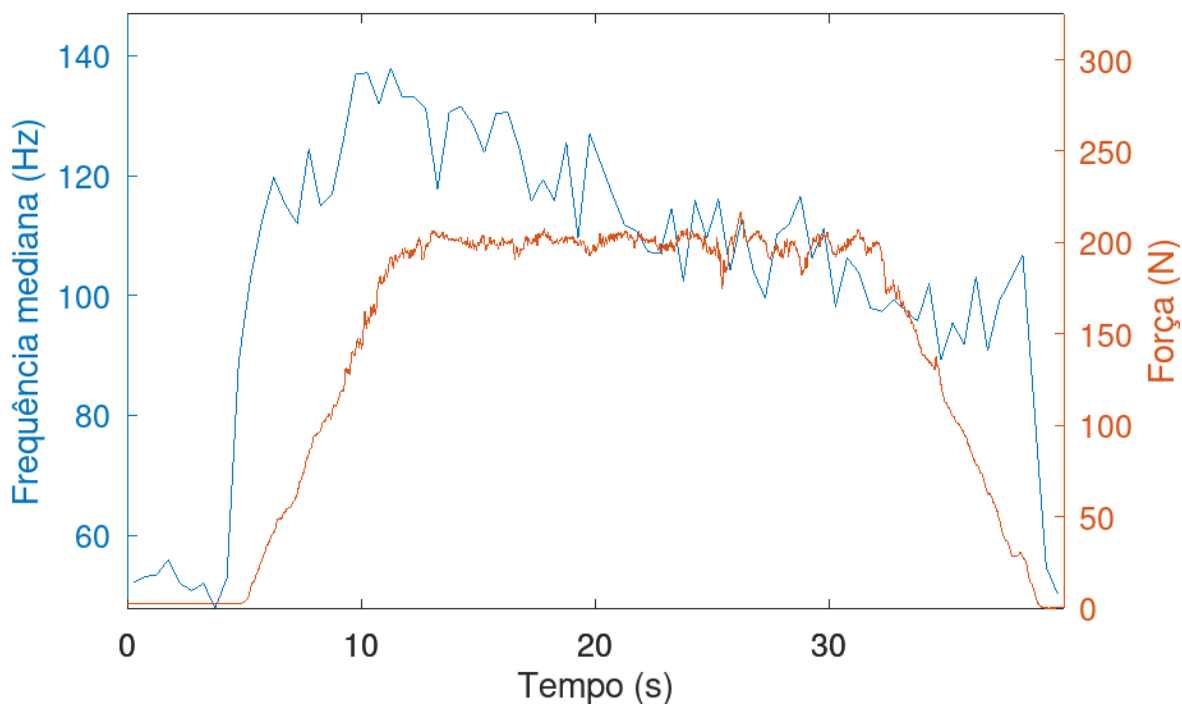
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 126 – Frequência média do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. A frequência média foi calculado em janelas de 500ms, sem sobreposição.



Fonte: elaborado pelo autor.

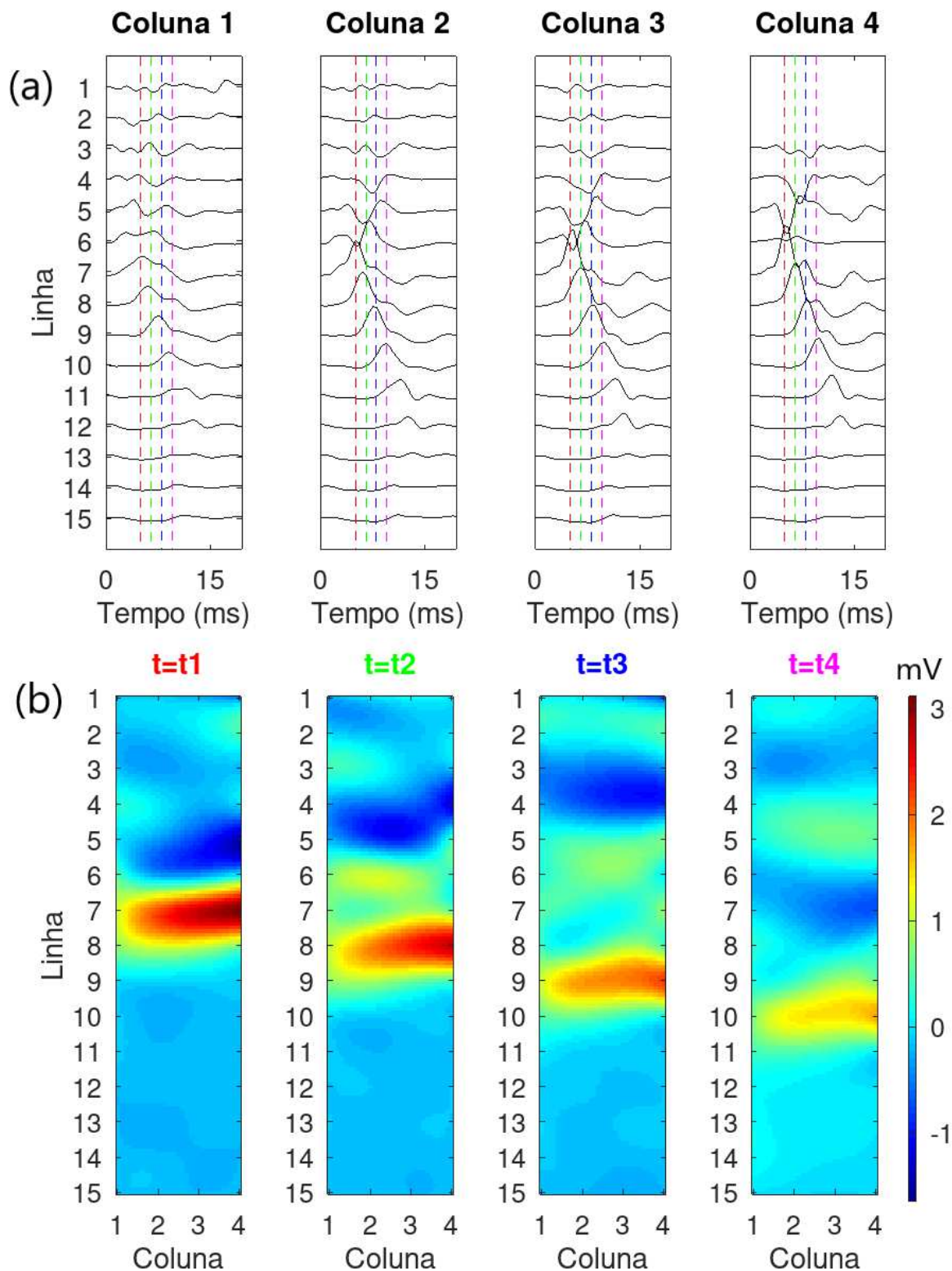
Figura 127 – Frequência mediana do sinal de HDsEMG (azul) e força aplicada (vermelho) para um dos voluntários, para um nível de contração de 70% da MVIC. A frequência mediana foi calculado em janelas de 500ms, sem sobreposição.



Fonte: elaborado pelo autor.

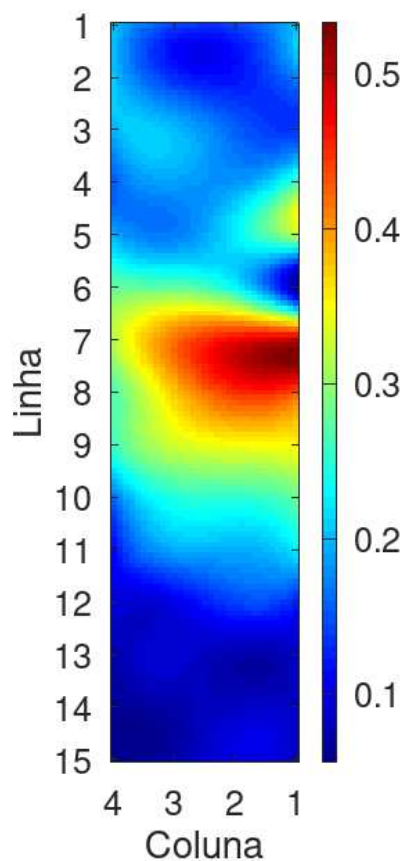
Na Figura 128 é exibido um trecho de sinal de um dos voluntários em que é possível observar a propagação de uma MUAP. São exibidos também os mapas instantâneos da distribuição do potencial elétrico para cada um dos quatro instantes de tempo indicados. É possível observar também a região aproximada da zona de inervação, em que ocorre uma baixa atividade elétrica, e a propagação de cada um desses MUAPs viajando da zona de inervação, nas linhas mais centrais da malha, para as extremidades da malha de eletrodos. Na Figura 129 é exibido o mapa dos valores RMS desse mesmo sinal, calculados em uma janela de 500 ms centrada na metade do tempo total do sinal. É possível observar um baixo valor RMS no eletrodo da coluna 1 e linha 6, o que está de acordo com a posição da zona de inervação observada no mapa instantâneo.

Figura 128 – (a) Trecho de sinal de HDsEMG em que é possível observar a propagação de um MUAP e (b) mapas instantâneos da distribuições de potencial elétrico para cada um dos quatro instantes de tempo indicados pelas linhas tracejadas. Mapas interpolados 10 vezes utilizando *splines*.



Fonte: elaborado pelo autor.

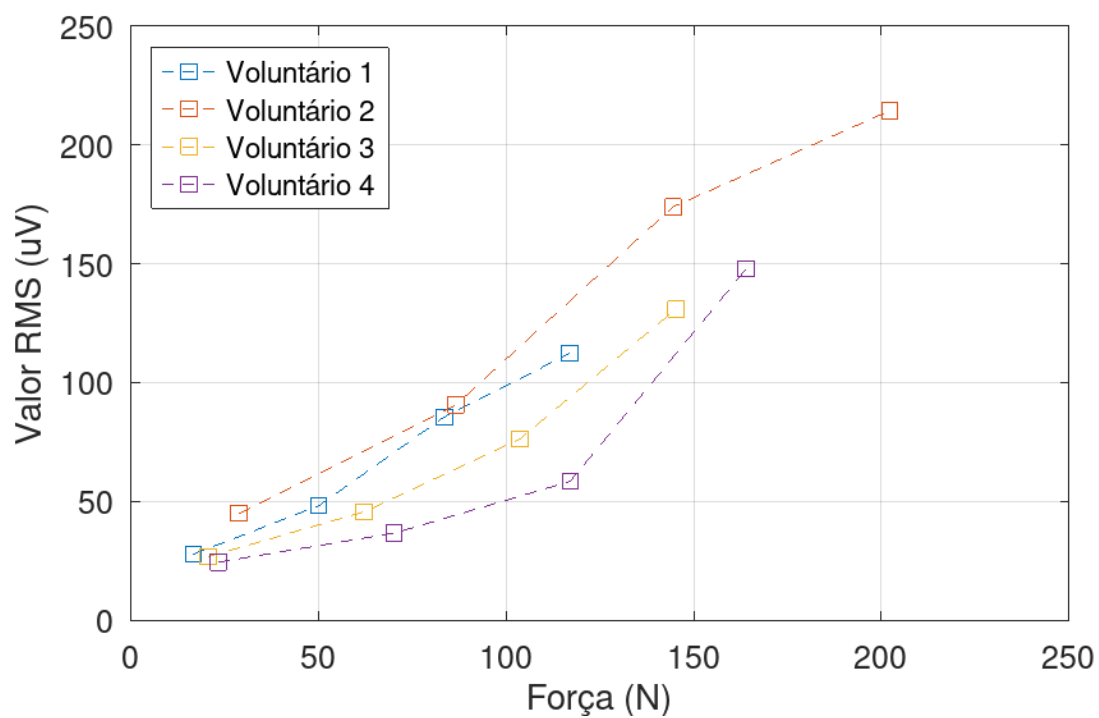
Figura 129 – Mapa do valor RMS do sinal de HDsEMG de um dos voluntários, calculado em uma janela de 500 ms centralizada na metade da duração total do sinal.



Fonte: elaborado pelo autor.

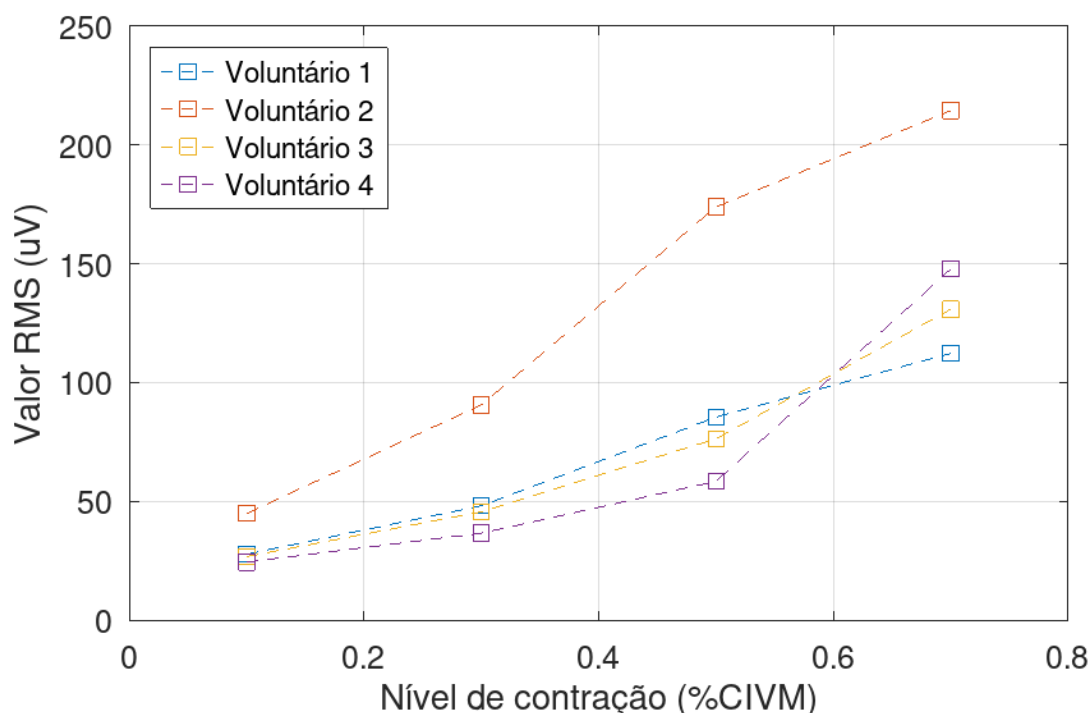
Na Figura 130 são exibidas as relações entre os valores RMS globais dos sinais de HDsEMG de cada indivíduo e a força alvo. O valor RMS foi calculado considerando toda a janela de aplicação de força constante (fase de manutenção da força, após a fases de subida e antes da fase de descida). Já na Figura 131 é exibida essa mesma relação, mas considerando, ao invés da força, o nível de contração alvo.

Figura 130 – Relação entre força alvo e valor RMS do sinal de HDsEMG durante fase de força constante para cada um dos voluntários.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 131 – Relação entre nível de contração alvo e valor RMS do sinal de HDsEMG durante fase de força constante para cada um dos voluntários.

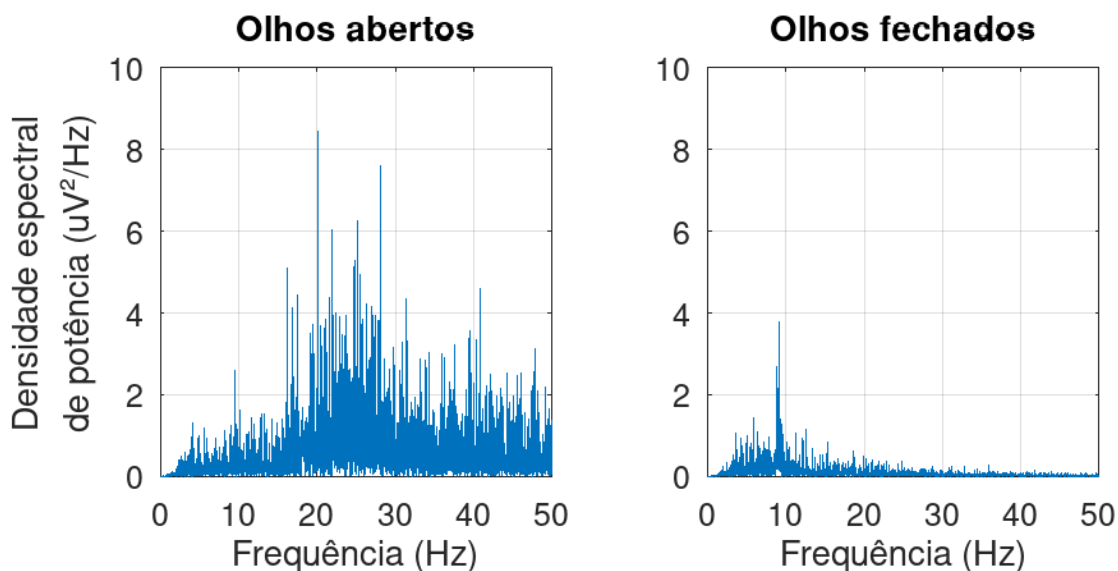


Fonte: elaborado pelo autor.

4.5.2 Outros biopotenciais

Na Figura 132 é exibido densidade espectral de potência dos sinais de EEG captados de um dos voluntários com os olhos abertos e, em sequência, com os olhos fechados. Nota-se, na situação de olhos abertos, uma maior concentração de potência entre 15 e 30 Hz, dentro da região pertencente à chamada banda beta (14 a 30 Hz), relacionada a um estado mental ativo (TORTORA; DERRICKSON, 2021). Já na situação de olhos fechados, nota-se uma maior concentração de potência próxima aos 10 Hz, observando-se um pico próximo a 9 Hz, na região pertencente à chamada banda alfa (8 a 13 Hz) (TORTORA; DERRICKSON, 2021). Este achado é conhecido como ritmo dominante posterior e está presente em praticamente todos os indivíduos quando acordados e em repouso com os olhos fechados (BRITTON *et al.*, 2016), sendo atenuado ou completamente suprimido quando o indivíduo está de olhos abertos.

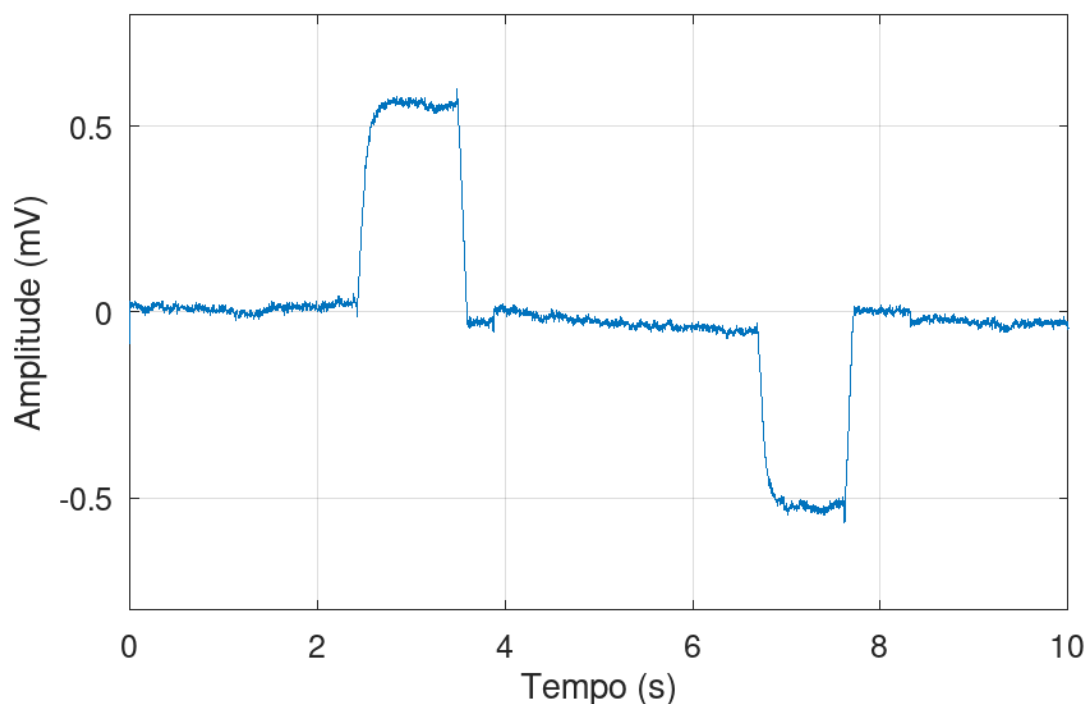
Figura 132 – Densidade espectral de potência de sinais de EEG obtidos de um dos voluntários com os olhos abertos e com os olhos fechados. Cada sinal possui duração de 1 minuto. Eletrodos positivo e negativo posicionados nas localizações Fp1 e Fp2 e eletrodo de *bias* posicionado na mastoide esquerda.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 133 é exibido um sinal de eletro-oculografia (EOG) captado de um dos voluntários. No trecho entre 2 e 4 segundos, o voluntário realizou um movimento dos olhos para o lado esquerdo e retornou à posição de repouso. Já no trecho entre 6 e 8 segundos, o voluntário realizou o mesmo procedimento para o lado direito.

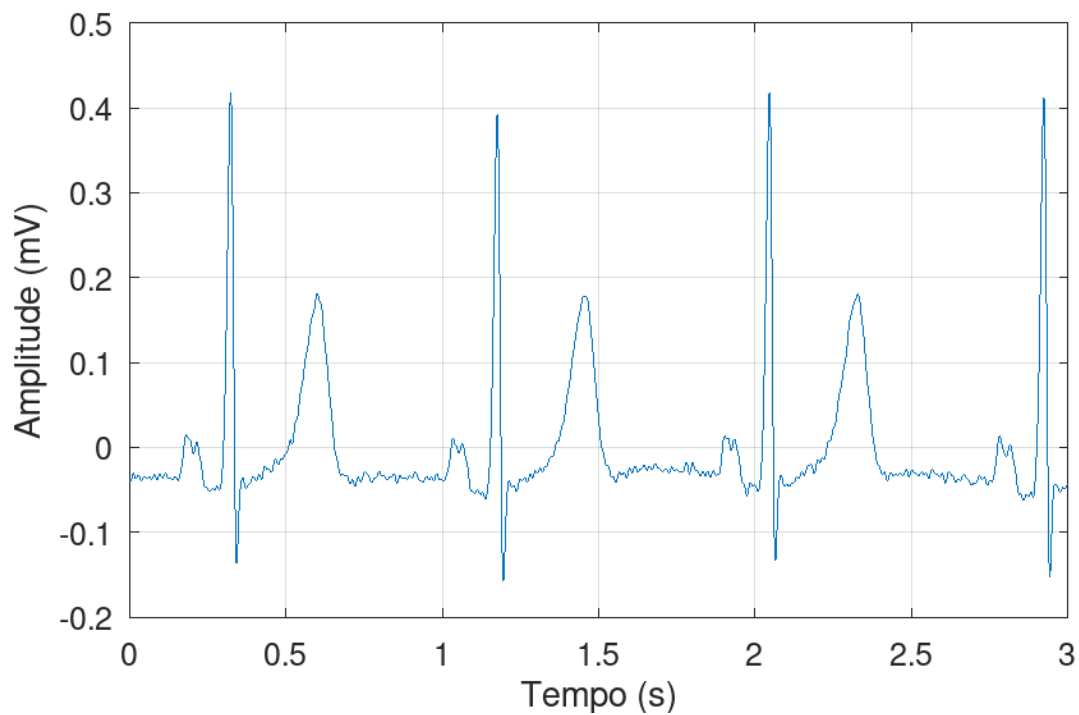
Figura 133 – Sinal de EOG obtido de um dos voluntários. Entre 2 e 4 segundos o voluntário realizou um movimento dos olhos para a esquerda e, em seguida, retornou à posição de repouso. Entre 6 e 8 segundos foi realizado o mesmo procedimento para o lado direito. O eletrodo positivo foi posicionado à esquerda do olho esquerdo e o negativo à direita do olho direito. O eletrodo de *bias* foi posicionado na mastoide esquerda.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na Figura 134 é exibido um sinal de ECG (derivação I) de um dos voluntários em repouso, sendo possível identificar a onda P, o complexo QRS e a onda T (TORTORA; DERRICKSON, 2021).

Figura 134 – Sinal de ECG (derivação I) obtido de um dos voluntários durante repouso. Eletrodos positivo e negativo posicionados nas fossas infraclaviculares esquerda e direita, respectivamente. Eletrodo de *bias* posicionado inferiormente à direita do umbigo.



Fonte: elaborado pelo autor.

5 DISCUSSÃO

Neste trabalho, foi descrito o desenvolvimento de uma plataforma para avaliação neuromuscular, formada por um equipamento para aquisição de sinais de HDsEMG e de força e um *software* para interface do usuário com o equipamento. Além disso, foi desenvolvida uma matriz de eletrodos com formato adequado para a avaliação do músculo tibial anterior.

O equipamento de aquisição desenvolvido possui, como principais características, até 64 canais de entrada amostrados simultaneamente (neste trabalho utilizados como 62 canais monopolares de HDsEMG e 1 canal bipolar de força), frequência de amostragem programável de 250 a 4 kHz, 24 bits de resolução, ganho de entrada configurável de 1 a 24 vezes, densidade espectral de amplitude de ruído referido à entrada de 40,58 nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (média calculada para uma banda de 1048 Hz e ganho de entrada de 24 vezes), comunicação Wi-Fi e alimentação por bateria com autonomia de cerca de 8 horas. O AFE ADS1299 utilizado no equipamento possui ainda erro integral de não-linearidade (INL) de 8 partes por milhão (ppm), desvio de ganho entre canais de 0,2%, tensão de referência interna com acurácia de 0,2%, 500 M Ω de impedância de entrada DC, -110 dB de CMRR e 96 dB de taxa de rejeição da fonte de alimentação (PSRR). Com exceção da acurácia da tensão de referência interna (0,2% *versus* 0,05% desejados), as características apresentadas satisfazem a todas as características desejadas para um sistema de aquisição de sinais de sEMG, apresentadas por (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). A acurácia da tensão de referência pode ser melhorada em versões futuras do equipamento com o uso de uma tensão de referência externa ao invés da interna presente no ADS1299.

Além das características apresentadas, o equipamento possui ainda detecção de eletrodo solto e geração de sinal de *bias*. Outra característica importante é seu funcionamento sem necessidade de conexão por fios para comunicação ou alimentação. Com isso, além de ser obtido um menor acoplamento com o sinal elétrico da rede de alimentação, aumentando a qualidade dos sinais captados, obtêm-se uma maior segurança para o paciente.

Os custos para fabricação do equipamento, o que inclui a fabricação e montagem de componentes da placa principal, compra de cabos, kit ESP32, bateria e fabricação da caixa principal, totalizaram cerca de US\$ 1.100,00 por unidade. Para uma comparação mais justa com outros dispositivos com diferentes quantidades de canais, uma métrica comumente utilizada é o preço por canal, que foi de aproximadamente US\$ 17,19 por canal. Os custos da matriz de eletrodos, incluindo sua fabricação e montagem do conector, totalizaram cerca de US\$ 30,00 e o custo da placa adaptadora, incluindo a fabricação e montagem dos conectores e fabricação da caixa adaptadora, totalizaram cerca de US\$ 50,00.

Na Tabela 15 é apresentada uma comparação das características do equipamento desenvolvido neste trabalho com equipamentos similares.

Tabela 15 – Comparação de características entre equipamentos para registro de sinais eletromiográficos.

	Este trabalho	Cerone et al. (2019)	Koutsoftidis et al. (2022)	OTBioelettronica Quattrocento	TMSI SAGA 32/64+	Biosemi Active-Two
Freq. de amostragem (kHz)	0,25-4	2	1-8	0,5-10	4	2-16
Banda máxima (Hz)	0-1048	10-500	23-2096	0,7-4400	0-800	0-3200
Resolução (bits)	24	16	24	16	24	24
Faixa dinâmica (mV _{pp})	4500	10	42	33	300	524
Ruído referido à entrada (nV _{RMS} /√Hz)	41	81	17	179	80	40
Quantidade de canais	64	32	32-128	96-384	32-64	32-256
Comunicação	Wi-Fi	Wi-Fi	USB	Ethernet	USB Ethernet	fibra óptica
Alimentação	bateria	bateria	USB bateria	adaptador AC USB bateria	adaptador AC bateria	bateria
Autonomia (horas)	8	5	curtos períodos	-	10	-
Custo/canal (US\$)	17	-	-	-	-	312

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

Para captação de sinais de força do paciente durante as contrações isométricas voluntárias, integrou-se ao equipamento o dinamômetro desenvolvido em (FAVRETTO, Mateus André, 2017). Além dos sinais de HDsEMG e de força captados durante os testes, foi demonstrado o uso do equipamento na captação de outros biossinais, como ECG, EOG e até mesmo EEG. Isso amplia o uso do equipamento em outras áreas de pesquisa, como, por exemplo, ECG de alta densidade (ZHU *et al.*, 2008), interface cérebro-computador (BCI) (APELGREN *et al.*, 2019; TARIQ *et al.*, 2018; TORRES P. *et al.*, 2020) e mapeamento de potenciais da superfície corporal (SALINET *et al.*, 2017). Equipamentos baseados no *front-end* ADS1299, como o desenvolvido neste trabalho, podem ser uma alternativa a equipamentos de EEG tradicionais, que podem possuir preços na faixa de US\$ 20.000,00 para equipamentos com apenas 16 canais (US\$ 1.250,00 por canal) (FREY, 2016).

Quanto à captação de sinais de força e HDsEMG de voluntários, foi possível observar fenômenos como a propagação do potencial de ação ao longo da fibra muscular e redução dos parâmetros espectrais MDF e MNF durante contrações mais intensas, fato que é coerente com a ocorrência de fadiga muscular (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016). A matriz de eletrodos desenvolvida neste trabalho, utilizada na captação dos sinais de HDsEMG, apresentou, além de seu baixo custo, uma boa durabilidade, sendo utilizada uma única matriz, com higienização adequada, em todos os testes realizados.

O *firmware* desenvolvido para o ESP32 apresentou desempenho satisfatório, sendo capaz de ler e enviar via WiFi, em tempo real, as amostras de 64 canais de sinal e 8 canais de *status* a uma taxa de até 4 kHz por canal, o que corresponde a uma taxa de transferência média de $(64 + 8) \text{ canais} \times 4000 \text{ amostras/s/canal} \times 3 \text{ bytes/amostra} = 843,75 \text{ kB/s}$. Além disso, o *firmware* comunica-se via *socket* TCP, utilizando um conjunto de comandos de texto legível para humanos, possibilitando o controle do equipamento por meio de uma interface de linha de comando simples, como, por exemplo, utilizando o comando Netcat (nc) no terminal de comandos do Linux. Com isso, fornece-se um método simples para que o usuário interaja com o equipamento, sem a dependência de *softwares* proprietários. Além disso, os comandos podem ser enviados por meio de *scripts* ou *softwares* desenvolvidos pelo usuário, que melhor atendam às suas necessidades.

O *software* desenvolvido, com foco no uso do equipamento para avaliação neuromuscular por meio da captação de sinais de força e de HDsEMG, possibilitou a visualização em tempo real dos sinais de HDsEMG e do estado de conexão dos eletrodos, bem como do sinal força aplicada pelo paciente. Para fornecer *feedback* visual do nível de força aplicada para o paciente, o gráfico de força alvo foi sobreposto ao gráfico em tempo real da força aplicada. Além desse *feedback*, um segundo *feedback* foi disponibilizado no formato de barra de progresso, indicando os níveis instantâneos

de força aplicada e força desejada. Sob uma análise qualitativa, esses *feedbacks* se mostraram suficientes para a obtenção de sinais de força próximos aos desejados.

Além das características citadas, o *software* também possibilitou a realização de procedimento de calibração de célula de carga, configurações avançadas dos AFEs ADS1299 presentes na placa, visualização do estado da bateria e o armazenamento de informações relevantes do paciente, dos sinais captados, sensores e células de carga. Para o armazenamento das informações, foi utilizado um banco de dados SQLite com uma estrutura de tabelas que atendeu às necessidades de uso.

6 CONCLUSÃO

O equipamento desenvolvido atendeu aos objetivos deste trabalho, mostrando um desempenho competitivo com as soluções existentes no mercado (15). Como características principais, destacam-se a comunicação Wi-Fi, alimentação por bateria com autonomia de cerca de 8 horas, 64 canais analógicos monopolares, frequência de aquisição de até 4 kHz/canal, detecção de eletrodo solto e densidade de amplitude de ruído referido à entrada de 40,58 nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Além da captação de sinais de HDsEMG, as características apresentadas tornam o dispositivo adequado para a captação de outros biossinais, como ECG, EOG e EEG. O protocolo de comunicação, por meio de comandos de texto legível documentados neste trabalho, fornece grande liberdade ao usuário para uso do equipamento nas mais variadas aplicações que envolvam a aquisição de biossinais, removendo limitações existentes em muitas soluções comerciais, nas quais a interface com o equipamento é realizada unicamente por meio de *software* proprietário.

Com respeito à matriz de eletrodos desenvolvida, a mesma demonstrou boa durabilidade, evidenciada pelo uso de apenas uma matriz em todas as coletas, e baixo custo, sendo uma opção promissora às opções existentes no mercado.

Em relação ao *software* desenvolvido, foi possível realizar, com as ferramentas implementadas, todos os procedimentos de configuração da plataforma, visualização dos sinais, monitoramento do estado de conexão dos eletrodos, fornecimento de *feedback* visual do nível de força para o paciente e calibração de célula de carga. Além disso, também foi possível armazenar, utilizando um banco de dados, informações relevantes relacionadas ao paciente, sinais, sensores e célula de carga. Com todas essas características, o *software* demonstrou ser uma solução completa para a etapa de coleta de sinais do paciente. Apesar de não contemplar a etapa de processamento, o *software* permite a exportação dos sinais em um formato desenvolvido neste trabalho, que contém, em um único arquivo, tanto as informações relacionadas a este sinal, presentes no banco de dados, quanto as amostras dos sinais, armazenadas em arquivo binário. O arquivo exportado pode ser lido e o sinal processado por *scripts* desenvolvidos pelo usuário, sendo exemplificado o caso de uso do Octave.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como melhorias futuras do trabalho desenvolvido, destacam-se:

- Uso de componentes passivos com menor encapsulamento e redistribuição dos componentes para redução das dimensões do equipamento
- Correção do projeto de *hardware*, adicionando circuito supervisor de tensão para correta sequência de *reset* do ESP32

- Uso de referência de tensão externa com precisão adequada, de forma a atender a todos os critérios desejados para equipamentos eletromiógrafos (MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario, 2016).
- Uso de oscilador externo para uma maior precisão da frequência de amostragem. Apesar de não serem observados efeitos adversos, o oscilador interno do ADS1299, utilizado neste trabalho, possui pouca estabilidade quando comparado às soluções existentes de osciladores externos.
- Inclusão de entradas digitais no equipamento, utilizando os GPIOs já disponibilizados nos ADS1299. Essas entradas podem vir a serem utilizadas em aplicações que necessitem a captação de sinais de sincronismo juntamente com a captação de biossinais.
- Possibilitar o uso de cartão SD para armazenagem dos sinais captados, ao invés de envio em tempo real via Wi-Fi. Com isso, permite-se o controle do equipamento por meio de dispositivos móveis, que nem sempre possuem a capacidade necessária para a recepção dos sinais em tempo real.
- Estudo de soluções mais eficientes para alimentação do ESP32, permitindo que a bateria possa ser utilizada até níveis menores de tensão e, conseqüentemente, aumentando a autonomia do equipamento.
- Melhoria da conexão da matriz de eletrodos com a placa adaptadora, dispensando o uso de reforços para evitar danos por esforço mecânico.
- Incluir no *software* ferramentas para processamento dos sinais captados.

REFERÊNCIAS

ADAMCZYK, Bogdan; TEUNE, Jim. **Alternative Paths of the Return Current**. 2017. Disponível em: <https://incompliancemag.com/article/alternative-paths-of-the-return-current/>. Acesso em: 28 abr. 2017.

AKERMANN, Pascal. **TTGO T8 ESP32 V1 8**. 2020. Disponível em: <https://github.com/Akisoft41/Documentations/wiki/TTGO-T8-ESP32-V1-8>. Acesso em: 2 jan. 2020.

AMOS, Brian. **Hands-On RTOS with Microcontrollers**. [S.l.: s.n.], 2020. ISBN 9781838826734.

ANDREASSEN, Steen; ARENDT-NIELSEN, Lars. Muscle fibre conduction velocity in motor units of the human anterior tibial muscle: a new size principle parameter. **The Journal of physiology**, Wiley Online Library, v. 391, n. 1, p. 561–571, 1987.

ANSI, C. **American National Standard Dictionary of Electromagnetic Compatibility (EMC) including Electromagnetic Environmental Effects (E3). ANSI C63. 14-2014 (Revision of ANSI C63. 14-2009)**. [S.l.]: IEEE, 2014.

APELGREN, Peter *et al.* A comprehensive review of EEG-based brain-computer interface paradigms. **Materials Today: Proceedings**, v. 27, n. 40, p. 0–31, 2019. ISSN 22147853. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1741-2552/aaf12e>.

ARCHAMBEAULT, Bruce. Resistive vs. Inductive Return Current Paths. **IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine**, n. 217, p. 81–83, 2008. ISSN 2162-2264. DOI: 10.1109/memc.2012.6347059.

ARENDT-NIELSEN, Lars; MILLS, Kerry R; FORSTER, Allan. Changes in muscle fiber conduction velocity, mean power frequency, and mean EMG voltage during prolonged submaximal contractions. **Muscle & Nerve: Official Journal of the American Association of Electrodiagnostic Medicine**, Wiley Online Library, v. 12, n. 6, p. 493–497, 1989.

ARENDT-NIELSEN, Lars; ZWARTS, Machiel. Measurement of muscle fiber conduction velocity in humans: techniques and applications. **Journal of clinical neurophysiology: official publication of the American Electroencephalographic Society**, v. 6, n. 2, p. 173–190, 1989.

BABIUCH, Marek; FOLTYNEK, Petr; SMUTNY, Pavel. Using the ESP32 microcontroller for data processing. **Proceedings of the 2019 20th International Carpathian Control Conference, ICC 2019**, IEEE, p. 1–6, 2019. DOI: 10.1109/CarpathianCC.2019.8765944.

BARBERO, Marco; MERLETTI, Roberto; RAINOLDI, Alberto. Atlas of Muscle Innervation Zones. **Atlas of Muscle Innervation Zones**, Springer Milan, 2012. DOI: 10.1007/978-88-470-2463-2.

BARRY, Richard. *Mastering the FreeRTOS™ Real Time Kernel*, 2016.

BERETTA-PICCOLI, Matteo; CESCONE, Corrado; BARBERO, Marco; D'ANTONA, Giuseppe. Reliability of surface electromyography in estimating muscle fiber conduction velocity: A systematic review. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, Elsevier, v. 48, May, p. 53–68, 2019. ISSN 18735711. DOI: 10.1016/j.jelekin.2019.06.005. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.jelekin.2019.06.005>.

BERETTA-PICCOLI, Matteo; NEGRO, Massimo; CALANNI, Luca; BERARDINELLI, Angela; SICILIANO, Gabriele; TUPLER, Rossella; SOLDINI, Emiliano; CESCONE, Corrado; D'ANTONA, Giuseppe. Muscle Fiber Conduction Velocity Correlates With the Age at Onset in Mild FSHD Cases. **Frontiers in Physiology**, Frontiers, p. 839, 2021.

BLOK, J. H.; VAN DIJK, J. P.; DROST, G.; ZWARTS, M. J.; STEGEMAN, D. F. A high-density multichannel surface electromyography system for the characterization of single motor units. **Review of Scientific Instruments**, v. 73, n. 4, p. 1887, 2002. ISSN 00346748. DOI: 10.1063/1.1455134.

BOCCIA, Gennaro; DARDANELLO, Davide; TAPERI, Cantor; ROSSO, Valeria; FESTA, Luca; LA TORRE, Antonio; PELLEGRINI, Barbara; SCHENA, Federico; RAINOLDI, Alberto. Decrease of muscle fiber conduction velocity correlates with strength loss after an endurance run. **Physiological Measurement**, IOP Publishing, v. 38, n. 2, p. 233, 2017.

BRENNAN, Chris; TUDOR, Cristian; SCHROETER, Eric; WUNSCHMANN, Heike; BOKHARI, Syed. Signal Integrity and PCB layout considerations for DDR2-800 Mb/s and DDR3 Memories. **CDNLIVE Silicon Valley: Cadence**, 2007.

BRITTON, Jeffrey W; FREY, Lauren C; HOPP, Jennifer L; KORB, Pearce; KOUBEISSI, Mohamad Z; LIEVENS, William E; PESTANA-KNIGHT, Elia M; ST LOUIS, EK. *Electroencephalography (EEG): an introductory text and atlas of normal and abnormal findings in adults, children, and infants*, 2016.

BRODY, LR; POLLOCK, MARK T; ROY, SERGE H; DE LUCA, CJ; CELLI, B. pH-induced effects on median frequency and conduction velocity of the myoelectric signal. **Journal of Applied Physiology**, v. 71, n. 5, p. 1878–1885, 1991.

CARTER, Bruce. Chapter 23 - Circuit Board Layout Techniques. *In*: MANCINI, Ron; CARTER, Bruce (Ed.). **Op Amps for Everyone (Third Edition)**. Third Edition. Boston: Newnes, 2009. P. 473–506. ISBN 978-1-85617-505-0. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-1-85617-505-0.00023-5>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781856175050000235>.

CATTARELLO, Paolo; MERLETTI, Roberto. Characterization of dry and wet Electrode-Skin interfaces on different skin treatments for HDsEMG. **2016 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications, MeMeA 2016 - Proceedings**, n. 1, p. 1–6, 2016. DOI: 10.1109/MeMeA.2016.7533808.

CHI, Yu Mike; JUNG, Tzyy-Ping; CAUWENBERGHS, Gert. Dry-contact and noncontact biopotential electrodes: Methodological review. **IEEE reviews in biomedical engineering**, IEEE, v. 3, p. 106–119, 2010.

CLANCY, Edward A.; HOGAN, Neville. Single Site Electromyograph Amplitude Estimation. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 41, n. 2, p. 159–167, 1994. ISSN 15582531. DOI: 10.1109/10.284927.

COSSUL, S.; A. FAVRETTO, M.; R. ANDREIS, F.; N. R. IWATA, D.; L. B. MARQUES, J. Proposta De Um Sistema Para Estudos De Condução Nervosa, p. 747–750, 2018. DOI: 10.29327/cobecseb.78957.

CROSSFIT. **Movement About Joints, Part 7: The Ankle**. 2019. Disponível em: <https://www.crossfit.com/essentials/movement-about-joints-part-7-the-ankle>. Acesso em: 26 abr. 2019.

CUI, Wei; YE, Xiaoning; ARCHAMBEAULT, B.; WHITE, D.; LI, Min; DREWNIK, J. L. EMI resulting from a signal via transition through DC power bus - effectiveness of local SMT decoupling. *In*: CEEM 2000 - 2nd Asia-Pacific Conference on Environmental

Electromagnetics, Proceedings. [S.l.]: Institute of Electrical e Electronics Engineers Inc., 2000. P. 91–95. DOI: 10.1109/CEEM.2000.853908.

CUTSEM, Michaël Van; FEIEREISEN, Patrick; DUCHATEAU, Jacques; HAINAUT, Karl. Mechanical properties and behaviour of motor units in the tibialis anterior during voluntary contractions. **Canadian journal of applied physiology**, NRC Research Press Ottawa, Canada, v. 22, n. 6, p. 585–597, 1997.

DE LUCA, Carlo. Electromyography. *In*: ENCYCLOPEDIA of Medical Devices and Instrumentation. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., abr. 2006. v. 170. P. 1016–1016. DOI: 10.1002/0471732877.emd097. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/0471732877.emd097>.

DE LUCA, Carlo J.; ADAM, Alexander; WOTIZ, Robert; GILMORE, L. Donald; NAWAB, S. Hamid. Decomposition of surface EMG signals. **Journal of Neurophysiology**, v. 96, n. 3, p. 1646–1657, 2006. ISSN 00223077. DOI: 10.1152/jn.00009.2006.

DE LUCA, Carlos J; BASMAJIAN, John V. Muscles Alive: Their Functions Revealed by Electromyography. **Williams & Wilkins: Philadelphia, PA, USA**, 1985.

DEL VECCHIO, A.; HOLOBAR, A.; FALLA, D.; FELICI, F.; ENOKA, R. M.; FARINA, D. Tutorial: Analysis of motor unit discharge characteristics from high-density surface EMG signals. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, Elsevier, v. 53, p. 102426, ago. 2020. ISSN 1050-6411. DOI: 10.1016/J.JELEKIN.2020.102426.

DEL VECCHIO, Alessandro; NEGRO, Francesco; FELICI, Francesco; FARINA, Dario. Distribution of muscle fibre conduction velocity for representative samples of motor units in the full recruitment range of the tibialis anterior muscle. **Acta Physiologica**, Wiley Online Library, v. 222, n. 2, e12930, 2018.

DZIUBIŃSKA, H; PASZEWSKI, A; TRĘBACZ, K; ZAWADZKI, T. Electrical activity of the liverwort *Conocephalum conicum*: The all-or-nothing law, strength-duration relation, refractory periods and intracellular potentials. **Physiologia plantarum**, Wiley Online Library, v. 57, n. 2, p. 279–284, 1983.

ERICKSON, Jonathan C.; HAYES, James A.; BUSTAMANTE, Mauricio; JOSHI, Rajwol; RWAGAJU, Alfred; PASKARANANDAVADIVEL, Niranchan; ANGELI, Timothy R. Intsy: A low-cost, open-source, wireless multi-channel bioamplifier

system. **Physiological Measurement**, Institute of Physics Publishing, v. 39, n. 3, p. 035008, mar. 2018. ISSN 13616579. DOI: 10.1088/1361-6579/aaad51. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1361-6579/aaad51%20https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1361-6579/aaad51/meta>.

ESP. ESP32 Series Datasheet. **Espressif Systems**, p. 1–65, 2021. Disponível em: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf.

ESPRESSIF SYSTEMS. ESP32 WROVER IE Datasheet, 2022a. Disponível em: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wrover-e_esp32-wrover-ie_datasheet_en.pdf.

ESPRESSIF SYSTEMS. **ESP32 Series Datasheet**. [S.l.], 2022b. Disponível em: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf.

FALLA, Deborah; FARINA, Dario. Muscle fiber conduction velocity of the upper trapezius muscle during dynamic contraction of the upper limb in patients with chronic neck pain. **Pain**, Elsevier, v. 116, n. 1-2, p. 138–145, 2005.

FAN, Jun; YE, Xiaoning; KIM, Jinguok; ARCHAMBEAULT, Bruce; ORLANDI, Antonio. Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 52, n. 2, p. 392–400, mai. 2010. ISSN 00189375. DOI: 10.1109/TEMC.2010.2045381.

FARINA, D. Advances in surface EMG signal detection, processing and interpretation in motor control studies. **Dept of Electronics Turin, Italy: Politecnico di Torino and Ecole Centrale de Nantes**, 2001.

FARINA, Dario; ARENDT-NIELSEN, Lars; MERLETTI, Roberto; GRAVEN-NIELSEN, Thomas. Effect of experimental muscle pain on motor unit firing rate and conduction velocity. **Journal of neurophysiology**, American Physiological Society, v. 91, n. 3, p. 1250–1259, 2004.

FARINA, Dario; ARENDT-NIELSEN, Lars; MERLETTI, Roberto; INDINO, Barbara; GRAVEN-NIELSEN, Thomas. Selectivity of spatial filters for surface EMG detection from the tibialis anterior muscle. **IEEE transactions on biomedical engineering**, IEEE, v. 50, n. 3, p. 354–364, 2003.

FARINA, Dario; MERLETTI, R. Methods for estimating muscle fibre conduction velocity from surface electromyographic signals. **Medical and Biological Engineering and Computing**, v. 42, n. 4, p. 432–445, 2004. ISSN 01400118. DOI:

10.1007/BF02350984.

FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto. Comparison of algorithms for estimation of EMG variables during voluntary isometric contractions. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, v. 10, n. 5, p. 337–349, 2000. ISSN 10506411. DOI:

10.1016/S1050-6411(00)00025-0.

FARINA, Dario; MERLETTI, Roberto. Estimation of average muscle fiber conduction velocity from two-dimensional surface EMG recordings. **Journal of Neuroscience Methods**, v. 134, n. 2, p. 199–208, 2004. ISSN 01650270. DOI:

10.1016/j.jneumeth.2003.12.002.

FAVRETTO, Mateus André. **Plataforma para avaliação neuromuscular baseada na eletromiografia de alta densidade com aplicações em indivíduos com diabetes mellitus**. 2017. F. 203. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

FAVRETTO, Mateus Andre; COSSUL, Sandra; ANDREIS, Felipe Rettore; BALOTIN, Amauri Fagundes; MARQUES, Jefferson Luiz Brum. High density surface EMG system based on ADS1298-front end. **IEEE Latin America Transactions**, v. 16, n. 6, p. 1616–1622, 2018. ISSN 15480992. DOI: 10.1109/TLA.2018.8444157.

FELICI, Francesco; DEL VECCHIO, Alessandro. Surface electromyography: what limits its use in exercise and sport physiology? **Frontiers in neurology**, Frontiers Media SA, v. 11, p. 578504, 2020.

FRANCIS, Johnson. ECG monitoring leads and special leads. **Indian Pacing and Electrophysiology Journal**, Elsevier Ltd, v. 16, n. 3, p. 92–95, 2016. ISSN 09726292.

DOI: 10.1016/j.ipej.2016.07.003. Disponível em:

<http://dx.doi.org/10.1016/j.ipej.2016.07.003>.

FREY, Jérémy. Comparison of an open-hardware electroencephalography amplifier with medical grade device in brain-computer interface applications. **PhyCS 2016 - Proceedings of the 3rd International Conference on Physiological Computing Systems**, p. 105–114, 2016. DOI: 10.5220/0005954501050114. arXiv: 1606.02438.

FUGLEVAND, Andrew J; WINTER, DAVID A; PATLA, AFTAB E. Models of recruitment and rate coding organization in motor-unit pools. **Journal of neurophysiology**, v. 70, n. 6, p. 2470–2488, 1993.

GALLINA, Alessio; BOTTER, Alberto. Spatial localization of electromyographic amplitude distributions associated to the activation of dorsal forearm muscles. **Frontiers in Physiology**, 4 DEC, December, p. 1–9, 2013. ISSN 1664042X. DOI: 10.3389/fphys.2013.00367.

GLASER, Vojko; HOLOBAR, Ales; ZAZULA, Damjan. Real-time motor unit identification from high-density surface EMG. **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, v. 21, n. 6, p. 949–958, 2013. ISSN 15344320. DOI: 10.1109/TNSRE.2013.2247631.

HECKMAN, CJ; ENOKA, Roger M. Physiology of the motor neuron and the motor unit. *In*: HANDBOOK of clinical neurophysiology. [S.l.]: Elsevier, 2004. v. 4. P. 119–147.

HENNEMAN, Elwood. Relation between size of neurons and their susceptibility to discharge. **Science**, American Association for the Advancement of Science, v. 126, n. 3287, p. 1345–1347, 1957.

HEWSON, DJ; HOGREL, J-Y; LANGERON, Yves; DUCHÊNE, Jacques. Evolution in impedance at the electrode-skin interface of two types of surface EMG electrodes during long-term recordings. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, Elsevier, v. 13, n. 3, p. 273–279, 2003.

HOANG, Tu Ngoc; VAN, Su Tran; NGUYEN, B. D. ESP-NOW Based Decentralized Low Cost Voice Communication Systems for Buildings. **Proceedings - 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEE 2019**, IEEE, p. 108–112, 2019. DOI: 10.1109/ISEE2.2019.8921062.

HOLOBAR, Ale; MINETTO, Marco Alessandro; BOTTER, Alberto; NEGRO, Francesco; FARINA, Dario. Experimental analysis of accuracy in the identification of motor unit spike trains from high-density surface EMG. **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, v. 18, n. 3, p. 221–229, 2010. ISSN 15344320. DOI: 10.1109/TNSRE.2010.2041593.

IBRAHIM, AFT; GANNAPATHY, VR; CHONG, LW; ISA, ISM. Analysis of electromyography (EMG) signal for human arm muscle: A review. **Advanced**

Computer and Communication Engineering Technology, Springer, p. 567–575, 2016.

KATRAI, Cameron. Clock Termination Techniques, 1999. Disponível em:
<http://www.pericom.com>.

KENNEDY, Brian; CANTRELL, Mark. **Recommendations for Control of Radiated Emissions with iCoupler Devices**. [S.l.]. Disponível em: www.analog.com.

KOUTSOFTIDIS, Simos; BARSACKIOGLU, Deren Y.; PETKOS, Konstantinos; FARINA, Dario; DRAKAKIS, E. M. Myolink: A 128-Channel, 18 nV/Hz, Embedded Recording System, Optimized for High-Density Surface Electromyogram Acquisition. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 69, n. 11, p. 3389–3396, 2022. ISSN 15582531. DOI: 10.1109/TBME.2022.3170025.

LAPLANTE, Phillip A.; OVASKA, Seppo J. **Real-Time Systems Design and Analysis: Tools for the Practitioner**. [S.l.: s.n.], 2011. DOI: 10.1002/9781118136607.

MANIKTALA, Sanjaya. Chapter 17 - Fixing EMI Across the Board and Input Filter Instability. *In*: MANIKTALA, Sanjaya (Ed.). **Switching Power Supplies A - Z (Second Edition)**. Second Edition. Oxford: Newnes, 2012. P. 645–662. ISBN 978-0-12-386533-5. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-386533-5.00017-6>. Disponível em:
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123865335000176>.

MASTINU, Enzo; ORTIZ-CATALAN, Max; HÅKANSSON, Bo. Analog front-ends comparison in the way of a portable, low-power and low-cost EMG controller based on pattern recognition. *In*: IEEE. 2015 37th annual international conference of the IEEE engineering in medicine and biology society (EMBC). [S.l.: s.n.], 2015. P. 2111–2114.

MERLETTI, R.; BALESTRA, G.; KNAFLITZ, M. Effect of FFT based algorithms on estimation of myoelectric signal spectral parameters. **Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings**, 11 pt 3, p. 1022–1023, 1989. ISSN 05891019. DOI: 10.1109/iembs.1989.96066.

MERLETTI, Roberto; AVENTAGGIATO, Matteo; BOTTER, Alberto; HOLOBAR, Ales; MARATEB, Hamid; VIEIRA, Taian M.M. Advances in surface EMG: Recent progress in detection and processing techniques. **Critical Reviews in Biomedical Engineering**,

v. 38, n. 4, p. 305–345, 2010. ISSN 0278940X. DOI:

10.1615/CritRevBiomedEng.v38.i4.10.

MERLETTI, Roberto; CAMPANINI, Isabella; RYMER, William Z.; DISSELHORST-KLUG, Catherine. Editorial: Surface Electromyography: Barriers Limiting Widespread Use of sEMG in Clinical Assessment and Neurorehabilitation. **Frontiers in Neurology**, v. 12, February, p. 10–13, 2021. ISSN 16642295. DOI: 10.3389/fneur.2021.642257.

MERLETTI, Roberto; FARINA, Dario. **Surface Electromyography: Physiology, Engineering and Applications**. [S./]: Wiley-IEEE Press, abr. 2016. P. 1–570. ISBN 9781119082934. DOI: 10.1002/9781119082934. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9781119082934>.

MERLETTI, Roberto; HOLOBAR, Aleš; FARINA, Dario. Analysis of motor units with high-density surface electromyography. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, v. 18, n. 6, p. 879–890, 2008. ISSN 10506411. DOI: 10.1016/j.jelekin.2008.09.002.

MERLETTI, Roberto; PARKER, Philip. **Electromyography: Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications**. [S./]: John Wiley & Sons, Inc., 2004. ISBN 0-471-67580-6.

MICHELL, Andrew W. **Descomplicando a EMG: A condução Nervosa e a EMG na Prática Clínica**. [S./]: Dilivros, 2013.

MOORE, Keith L; DALLEY, Arthur F; AGUR, Anne MR. **Clinically oriented anatomy**. [S./]: Lippincott Williams & Wilkins, 2013.

MURATA MANUFACTURING CO., LTD. **Cylindrical Lithium-ion Battery US21700VTC6A Product Specification**. [S./], 2019. Disponível em: https://www.imrbatteries.com/content/murata_us21700vtc6a.pdf.

NASRABADI, Razieh; IZANLOO, Zahra; SHARIFNEZAD, Ali; HAMEDINIA, Mohammad Reza; HEDAYATPOUR, Nosratollah. Muscle fiber conduction velocity of the vastus medialis and lateralis muscle after eccentric exercise induced-muscle damage. **Journal of Electromyography and Kinesiology**, Elsevier, v. 43, p. 118–126, 2018.

NATIONAL INSTRUMENTS. **Decimation Algorithm Used to Display Data on a Graph in LabVIEW**. 2018. Disponível em: <https://knowledge.ni.com/KnowledgeArticleDetails?id=kA00Z0000019YLKSA2&l=pt-BR>.

Acesso em: 29 set. 2022.

NAWAB, S. Hamid; CHANG, Shey Sheen; DE LUCA, Carlo J. High-yield decomposition of surface EMG signals. **Clinical Neurophysiology**, International Federation of Clinical Neurophysiology, v. 121, n. 10, p. 1602–1615, 2010. ISSN 13882457. DOI: 10.1016/j.clinph.2009.11.092. Disponível em:

<http://dx.doi.org/10.1016/j.clinph.2009.11.092>.

NEGRO, Francesco; MUCELI, Silvia; CASTRONOVO, Anna Margherita; HOLOBAR, Ales; FARINA, Dario. Multi-channel intramuscular and surface EMG decomposition by convolutive blind source separation, 2016. DOI:

10.1088/1741-2560/13/2/026027. Disponível em:

<http://iopscience.iop.org/1741-2552/13/2/026027>.

OTT, Henry W. Partitioning and layout of a mixed-signal PCB. **Printed Circuit Design**, v. 18, n. 6, p. 8–11, 2001. Disponível em:

<https://www.eetimes.com/partitioning-and-layout-of-a-mixed-signal-pcb-3/>.

PETERSON, Zachariah. **Routing Topology Configuration in PCB Design for Power, Data, and Peripherals**. 2021. Disponível em:

<https://resources.altium.com/p/routing-topologies-in-your-pcb-and-computer-peripherals>.

PIERVIRGILI, G.; PETRACCA, F.; MERLETTI, R. A new method to assess skin treatments for lowering the impedance and noise of individual gelled Ag–AgCl electrodes. **Physiological Measurement**, v. 35, n. 10, p. 2101–2118, out. 2014. ISSN 0967-3334. DOI: 10.1088/0967-3334/35/10/2101. Disponível em:

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0967-3334/35/10/2101>.

PIITULAINEN, Harri; BOTTER, Alberto; MERLETTI, Roberto; AVELA, Janne. Muscle fiber conduction velocity is more affected after eccentric than concentric exercise.

European journal of applied physiology, Springer, v. 111, n. 2, p. 261–273, 2011.

PITHADIA, Sanjay; MORE, Shridhar. Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 1. **Analog Applications Journal**, 1Q, p. 5–8, 2013a. Disponível em:

<http://www.ti.com/lit/an/slyt512/slyt512.pdf>.

PITHADIA, Sanjay; MORE, Shridhar. Grounding in mixed-signal systems demystified, Part 2. **Analog Applications Journal**, 2Q, p. 5–8, 2013b. Disponível em: www.ti.com/lit/an/slyt512/slyt512.pdf.

RAFAEL, Ana Sofia Simões Correia. Development of a prototype for EMG in telemedicine, 2019.

RASHID, Usman; NIAZI, Imran Khan; SIGNAL, Nada; TAYLOR, Denise. An EEG experimental study evaluating the performance of Texas instruments ADS1299. **Sensors**, MDPI, v. 18, n. 11, p. 3721, 2018.

REUCHER, Harald; RAU, Günter; SILNY, Jiri. Spatial Filtering of Noninvasive Multielectrode EMG: Part I—Introduction to Measuring Technique and Applications. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, BME-34, n. 2, p. 98–105, 1987a. ISSN 15582531. DOI: 10.1109/TBME.1987.326034.

REUCHER, Harald; SILNY, Jiri; RAU, Günter. Spatial Filtering of Noninvasive Multielectrode EMG: Part II—Filter Performance in Theory and Modeling. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, BME-34, n. 2, p. 106–113, 1987b. ISSN 15582531. DOI: 10.1109/TBME.1987.326035.

SALINET, João L; MARQUES, Victor G; MAZZETTO, Marcelo; CAMARGO, Erick DLB; PASTORE, Carlos A; CESTARI, Idágene A. A 64-lead body surface potential mapping system. *In*: IEEE. 2017 Computing in Cardiology (CinC). [S.l.: s.n.], 2017. P. 1–4.

SHARAWI, Mohammad S. Practical issues in high speed PCB design. **IEEE Potentials**, IEEE, v. 23, n. 2, p. 24–27, 2004.

SHAWNHYMEL. **Introduction to RTOS, Part 1: What is an RTOS?** Disponível em: <https://www.digikey.be/fr/maker/projects/what-is-a-realtime-operating-system-rtos/28d8087f53844decafa5000d89608016>. Acesso em: 29 set. 2022.

SHAWNHYMEL. **Introduction to RTOS, Solution to Part 3: Task Scheduling.** Disponível em: <https://www.digikey.com/en/maker/projects/introduction-to-rtos-solution-to-part-3-task-scheduling/8fbb9e0b0eed4279a2dd698f02ce125f>. Acesso em: 29 set. 2022.

SILVERTHORN, Dee Unglaub. **Human Physiology: an Integrated Approach.** 8th Global. [S.l.]: Pearson, 2018. P. 984. ISBN 9781292259543.

SINGH, Sanjay; TRIPATHI, Nishant; CHAUDHARY, Anil Kumar; SINGH, Mahesh Kumar. An Introduction to RTOS. **International Journal of Computer Science and Informatics**, v. 1, n. 4, p. 285–289, 2012. DOI: 10.47893/ijcsi.2012.1054.

STANFIELD, Cindy L. **Principles of human physiology**. [S.l.]: Pearson, 2016.

STEFANOU, Thekla; GUIRAUD, David; FATTAL, Charles; AZEVEDO-COSTE, Christine; FONSECA, Lucas. Frequency-Domain sEMG Classification Using a Single Sensor. **Sensors (Basel, Switzerland)**, v. 22, n. 5, p. 1–19, 2022. ISSN 14248220. DOI: 10.3390/s22051939.

STEGEMAN, Dick; HERMENS, Hermie. Standards for surface electromyography: The European project Surface EMG for non-invasive assessment of muscles (SENIAM). **Enschede: Roessingh Research and Development**, Citeseer, v. 10, p. 8–12, 2007.

STEGEMAN, Dick F.; KLEINE, Bert U.; LAPATKI, Bernd G.; VAN DIJK, Johannes P. High-density surface EMG: Techniques and applications at a motor unit level. **Biocybernetics and Biomedical Engineering**, Elsevier, v. 32, n. 3, p. 3–27, 2012. ISSN 02085216. DOI: 10.1016/s0208-5216(12)70039-6. Disponível em: [http://dx.doi.org/10.1016/S0208-5216\(12\)70039-6](http://dx.doi.org/10.1016/S0208-5216(12)70039-6).

TARIQ, Madiha; TRIVAILO, Pavel M.; SIMIC, Milan. EEG-Based BCI Control Schemes for Lower-Limb Assistive-Robots. **Frontiers in Human Neuroscience**, v. 12, August, 2018. ISSN 16625161. DOI: 10.3389/fnhum.2018.00312.

TEXAS INSTRUMENTS. **ADS1299-x Low-Noise, 4-, 6-, 8-Channel, 24-Bit, Analog-to-Digital Converter for EEG and Biopotential Measurements**. [S.l.], 2017. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1299.pdf>.

TEXAS INSTRUMENTS. **ADS129x Low-Power, 8-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements**. [S.l.], 2015a. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1296r.pdf>.

TEXAS INSTRUMENTS. **OPAx376 Low-Noise, Low Quiescent Current, Precision Operational Amplifier e-trim Series**. [S.l.], 2015b. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2376.pdf>.

TI. ADS1299 Datasheet. v. 4, p. 17–24, 1996.

TORRES P., Edgar P.; TORRES, Edgar A.; HERNÁNDEZ-ÁLVAREZ, Myriam; YOO, Sang Guun. EEG-based BCI emotion recognition: A survey. **Sensors (Switzerland)**, v. 20, n. 18, p. 1–36, 2020. ISSN 14248220. DOI: 10.3390/s20185083.

TORTORA, Gerard J.; DERRICKSON, Bryan H. **Principles of Anatomy and Physiology**. 16th. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2021. P. 1297. ISBN 9781119662792.

VOGT, TH; FRITZ, A. Computer-aided analysis of muscle fibre conduction velocity in neuromuscular diseases. **Neurological Sciences**, Springer, v. 27, n. 1, p. 51–57, 2006.

WEILER, Alexander; PAKOSTA, Alexander; VERMA, Ankur. High-Speed Layout Guidelines Application Report High-Speed Layout Guidelines. November 2006, p. 1–21, 2017. Disponível em: www.ti.com.

XIAO, Fengchao; NAKADA, Yohei; MURANO, Kimitoshi; KAMI, Yoshio. Crosstalk analysis model for traces crossing split ground plane and its reduction by stitching capacitor. **Electronics and Communications in Japan, Part II: Electronics (English translation of Denshi Tsushin Gakkai Ronbunshi)**, v. 90, n. 8, p. 26–34, 2007. ISSN 8756663X. DOI: 10.1002/ecjb.20338.

YOKOYAMA, Hikaru; SASAKI, Atsushi; KANEKO, Naotsugu; SAITO, Akira; NAKAZAWA, Kimitaka. Robust Identification of Motor Unit Discharges from High-Density Surface EMG in Dynamic Muscle Contractions of the Tibialis Anterior. **IEEE Access**, IEEE, v. 9, p. 123901–123911, 2021. ISSN 21693536. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3107283.

ZHANG, Hanqiao; KROOSWYK, Steven; OU, Jeff. Chapter 1 - Transmission line fundamentals. In: ZHANG, Hanqiao; KROOSWYK, Steven; OU, Jeff (Ed.). **High Speed Digital Design**. Boston: Morgan Kaufmann, 2015. P. 1–26. ISBN 978-0-12-418663-7. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-418663-7.00001-0>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780124186637000010>.

ZHU, Yi; SHAYAN, Amirali; ZHANG, Wanping; CHEN, Tong Lee; JUNG, Tzyy Ping; DUANN, Jeng Ren; MAKEIG, Scott; CHENG, Chung Kuan. Analyzing high-density ECG signals using ICA. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 55, n. 11, p. 2528–2537, 2008. ISSN 00189294. DOI: 10.1109/TBME.2008.2001262.

ZIA, Muneeb; CHUNG, Bryce; SOBER, Samuel J; BAKIR, Muhannad S. Fabrication and characterization of 3D multi-electrode array on flexible substrate for in vivo EMG recording from expiratory muscle of songbird. *In: IEEE. 2018 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*. [S.l.: s.n.], 2018. P. 29–4.

ZWARTS, Machiel J.; LAPATKI, Bernd G.; KLEINE, Bert U.; STEGEMAN, Dick F. Chapter 13 Surface EMG: how far can you go? **Supplements to Clinical Neurophysiology**, v. 57, n. 100, p. 111–119, 2004. ISSN 1567424X. DOI: 10.1016/S1567-424X(09)70349-6.

APÊNDICE A – CÓDIGO EM VHDL PARA EMULAÇÃO DE MÚLTIPLOS ADS1299 CONECTADOS EM *DAISY-CHAIN*

```

1  LIBRARY ieee;
2  USE ieee.std_logic_1164.all;
3  USE ieee.numeric_std.all;
4
5  -- Entidade que simula comportamento do ADS1299 durante amostragem
6  -- continua de dados.
7  -- Tem como saída um bit de erro, que a cada nova amostra recebida
8  -- indica se o quadro de amostras anterior foi corretamente recebida.
9  -- A quantidade de ADS conectados eh relevante apenas para o correto
10 -- funcionamento do sinal de saída que indica perda de amostras
11
12 ENTITY ads1299 IS
13   GENERIC
14   (
15     N : NATURAL:=8; -- quantidade de ADS conectados
16     DR : NATURAL:=4000 --taxa de amostragem em amostras/segundo
17   );
18   PORT
19   (
20     START : IN STD_LOGIC;
21     DOUT   : OUT STD_LOGIC:= '0';
22     SCLK   : IN STD_LOGIC; --clk serial
23     CLK    : IN STD_LOGIC; --clk de 2.048 MHz
24     err    : OUT STD_LOGIC:= '0'; --sinal que indicar perda de amostra
25     nDRDY  : OUT STD_LOGIC
26   );
27
28 END ads1299;
29
30 -- fclk = 2.048 MHz
31 -- Deixar START alto por ao menos 2*tclk.
32 -- nDRDY sobe junto com pino START e fica alto por um periodo tsettle.
33 -- tsettle = (2^13*1000/DR+9)*tclk
34 -- A queda de nDRDY apos tsettle indica dado disponivel.
35 -- Depois disso, as bordas de descida de nDRDY ocorrem a cada tDR.
36 -- Se os dados nao forem lidos e o registrador de DOUT necessitar ser
37 -- atualizado com nova amostra, nDRDY vai para nivel alto por 4*tclk
38 -- antes de cair novamente, indicando nova amostra.
39 -- Quando nDRDY cai, indicando nova amostra, os bits sao atualizados na
40 -- saída DOUT na borda de subida de SCLK e nDRDY sobe na primeira borda
41 -- de descida de SCLK.
42
43 ARCHITECTURE behavioral OF ads1299 IS
44   SIGNAL bit_cnt: NATURAL RANGE 0 TO 7:=0;

```

APÊNDICE A. Código em VHDL para emulação de múltiplos ADS1299 conectados em daisy-chain222

```
45 SIGNAL byte_val: UNSIGNED(0 TO 7):=(OTHERS=>'0');
46 SIGNAL byte_cnt: NATURAL RANGE 0 TO 9*3*N:=0;
47 SIGNAL t_cnt: NATURAL RANGE 0 TO 2**13*1000/DR+9-1:=0;
48
49 TYPE state_type IS (IDLE, SETTLE, DATAREADY, DATAUPDATE);
50 SIGNAL state : state_type:=IDLE;
51
52 -- indica que o estado nao eh DATAREADY
53 SIGNAL not_DATAREADY: STD_LOGIC:='1';
54
55 -- indica ocorrencia da primeira borda de descida do SCLK quando
56 -- state=DATAREADY
57 SIGNAL sclk_falling_edge: STD_LOGIC:='0';
58
59 BEGIN
60
61 nDRDY<='1' WHEN (state=SETTLE OR state=DATAUPDATE
62                OR sclk_falling_edge='1')
63                ELSE '0';
64 not_DATAREADY<='0' WHEN (state=DATAREADY) ELSE '1';
65
66 PROCESS(CLK, START)
67 BEGIN
68   IF(START='0') THEN
69     state<=IDLE;
70     err<='0';
71     t_cnt<=0;
72   ELSIF(RISING_EDGE(CLK)) THEN
73     CASE state IS
74
75     WHEN IDLE =>
76       IF(START='1') THEN
77         state<=SETTLE;
78         t_cnt<=0;
79       ELSE
80         state<=IDLE;
81       END IF;
82
83     WHEN SETTLE=>
84       IF(t_cnt=2**13*1000/DR+9-1) THEN
85         state<=DATAREADY;
86         t_cnt<=0;
87       ELSE
88         t_cnt<=t_cnt+1;
89         state<=SETTLE;
90       END IF;
91
```

```

92     WHEN DATAREADY =>
93         IF (t_cnt=2**11*1000/DR-1-4) THEN
94             state<=DATAUPDATE;
95             IF (byte_cnt=9*3*N) THEN
96                 err<='0';
97             ELSE
98                 err<='1';
99             END IF;
100            t_cnt<=0;
101        ELSE
102            state<=DATAREADY;
103            t_cnt<=t_cnt+1;
104        END IF;
105
106    WHEN DATAUPDATE =>
107        IF (t_cnt=4-1) THEN
108            state<=DATAREADY;
109            t_cnt<=0;
110        ELSE
111            state<=DATAUPDATE;
112            t_cnt<=t_cnt+1;
113        END IF;
114    END CASE;
115 END IF;
116 END PROCESS;
117
118 --processo para DOUT
119 PROCESS(SCLK,not_DATAREADY)
120 BEGIN
121     IF(not_DATAREADY='1') THEN
122         byte_cnt<=0;
123         bit_cnt<=0;
124         DOUT<='0';
125     ELSIF(RISING_EDGE(SCLK)) THEN
126         DOUT<=byte_val(bit_cnt);
127         IF(bit_cnt=7) THEN
128             byte_val<=byte_val+1;
129             byte_cnt<=byte_cnt+1;
130             bit_cnt<=0;
131         ELSE
132             bit_cnt<=bit_cnt+1;
133         END IF;
134     END IF;
135 END PROCESS;
136
137 -- processo para deixar nDRDY alto na primeira borda de descida de SCLK
138 PROCESS(SCLK,not_DATAREADY)

```



```
139 BEGIN
140   IF(not_DATAREADY='1') THEN
141     sclk_falling_edge<='0';
142   ELSIF(FALLING_EDGE(SCLK)) THEN
143     sclk_falling_edge<='1';
144   END IF;
145 END PROCESS;
146 END behavioral;
```

APÊNDICE B – ROTINA BÁSICA EM OCTAVE PARA PROCESSAMENTO E VISUALIZAÇÃO DOS SINAIS DE HDSEMG

```

1 % Rotina auxiliar para processamento de arquivos .sig exportados
2
3 clear all, close all, clc
4
5 pkg load io
6 pkg load control
7 pkg load signal
8
9 folder = "sinais"; % pasta onde encontra-se o arquivo .sig exportado
10 filename = "MGL_70p_CIVM"; % nome do arquivo .sig, sem extensão
11
12 % ler arquivo .sig
13 [signal,data] = ler_arquivo_sig([folder, '/', filename, '.sig']);
14
15 % disp(fieldnames(data))
16
17 %% PRINTAR INFORMAÇÕES
18
19 fprintf("Informações:\n\n");
20 fprintf("Nome: %s\n", data.record_name);
21 fprintf("ID do paciente: %d\n", data.subject_id);
22 fprintf("Data: %s\n", data.datetime);
23 fprintf("Descrição: %s\n", data.description);
24 fprintf("Sensor principal: %s\n", data.main_sensor_name);
25 fprintf("Unidade de tensão: %s\n", data.record_voltage_unit);
26 fprintf("Taxa de amostragem: %d Hz\n", data.sampling_freq_hz);
27 fprintf("Ganho do conversor AD: %f/%s\n", data.adc_gain, data.
    record_voltage_unit);
28 fprintf("sha256: %s\n", data.sha256)
29
30 if ismember("force_info", fieldnames(data))
31     fprintf("\nInformações sinal de força:\n\n");
32     force_info = data.force_info;
33     fprintf("Célula de carga: %s\n", force_info.load_cell_name);
34     force_unit = force_info.force_unit;
35     volt_unit = force_info.voltage_unit;
36     fprintf("Unidade de força (calibragem): %s\n", force_unit);
37     fprintf("Unidade de tensão (calibragem): %s\n", volt_unit);
38     fprintf("Interceptação (calibragem): %f %s\n", force_info.intercept,
        force_unit);
39     fprintf("Inclinação (calibragem): %f %s/%s\n", force_info.slope,
        force_unit, volt_unit);
40     fprintf("Desvio de zero: %f %s\n", force_info.zero_offset, force_unit)
41     fprintf("CIVM: %f %s\n", force_info.mvic, force_unit);

```

```

42 fprintf("Contraction level: %d%% CIVM\n", force_info.contraction_level
);
43 fprintf("Canal positivo: %d\n", force_info.pos_ch);
44 fprintf("Canal negativo: %d\n", force_info.neg_ch);
45
46 if ismember("protocol", fieldnames(force_info))
47     protocol_info = force_info.protocol;
48     fprintf("\nInformações protocolo:\n\n");
49     fprintf("Protocolo: %s\n", protocol_info.name);
50     fprintf("Período de repouso inicial: %f s\n", protocol_info.
init_rest_period);
51     fprintf("Velocidade de subida: %f%% CIVM/s\n", protocol_info.
rise_vel);
52     fprintf("Tempo mantendo força alvo: %f s\n", protocol_info.
hold_period);
53     fprintf("Velocidade de descida: %f%% CIVM/s\n", protocol_info.
fall_vel);
54 end
55
56 end
57
58 % converter sinais para data.record_voltage_unit
59 % data.adc_gain indica a razão entre variação do código na saída do ADC
e
60 % a variação da tensão de entrada no ADC (unidades do código/unidades de
tensão)
61 signal = signal/data.adc_gain; % sinal convertido para mV
62 mean_sig = mean(signal,2);
63 hdsemg = signal;
64
65 % matriz indicando o posicionamento de cada canal
66 ch_pos = flip(reshape(1:64,16,[]),2);
67
68 % máscara indicando quais sinais são de hdsemg (a princípio, todos)
69 mask_hdsemg = true(1, size(signal,2));
70
71 N = size(signal,1);
72 fs = data.sampling_freq_hz;
73 t = (0:N-1)/fs;
74 f = (0:N-1)/N*fs;
75
76 % se sinal contém sinal de força
77 if ismember("force_info", fieldnames(data))
78     force_info = data.force_info;
79     force_pos_ch = force_info.pos_ch;
80     force_neg_ch = force_info.neg_ch;
81

```

```

82  hdsemg(:,[force_pos_ch, force_neg_ch])=nan;
83  mask_hdsemg = 1:size(signal,2);
84  mask_hdsemg = (mask_hdsemg!=force_pos_ch) & (mask_hdsemg!=force_neg_ch
    );
85
86  % verificar se as unidades de tensão do sinal e da calibragem são as
    mesmas
87  % Por padrão, ambas são iguais a mV
88  if strcmp(data.record_voltage_unit,data.force_info.voltage_unit)
89      force_info = data.force_info;
90      force = signal(:, force_pos_ch) - signal(:, force_neg_ch);
91      force = force*force_info.slope + force_info.intercept - force_info.
        zero_offset;
92
93      if ismember("protocol", fieldnames(force_info))
94          protocol_info = force_info.protocol;
95          t_protocol = [0;
96                        protocol_info.init_rest_period;
97                        force_info.contraction_level/protocol_info.rise_vel;
98                        protocol_info.hold_period;
99                        force_info.contraction_level/protocol_info.fall_vel
    ];
100     t_protocol = [cumsum(t_protocol); t(end)];
101     f_protocol = [0;
102                  0;
103                  force_info.mvic*force_info.contraction_level/100;
104                  force_info.mvic*force_info.contraction_level/100;
105                  0;
106                  0];
107     end
108 else
109     fprintf("\nUNIDADES DE TENSÃO DO SINAL ADQUIRIDO E DA CALIBRAGEM SÃO
        DIFERENTES!\n\n")
110 end
111 end
112
113 %processar hdsemg
114 fc = [10,500];
115 b = fir1(500, fc/(fs/2), 'bandpass');
116
117 hdsemg_filt = filtfilt(b,1,hdsemg);
118 % retirar algum nível DC que tenha restado da filtragem
119 hdsemg_filt = hdsemg_filt-mean(hdsemg_filt,1);
120
121 % gerar sinais diferenciais ao longo de cada coluna.
122 % reenumera os canais de forma que o primeiro sinal diferencial
123 % é o ch_pos(2,1)-ch_pos(1,1) e assim sucessivamente

```

```

124 diff_order = 1; # single differential (1) ou double differential (2)
125
126 aux = hdsemg_filt(:,ch_pos(:));
127 aux = reshape(aux',size(ch_pos,1),size(ch_pos,2),[]);
128 hdsemg_diff = diff(aux,diff_order,1);
129 hdsemg_diff = reshape(hdsemg_diff,[],size(hdsemg_diff,3))';
130
131 % criar máscara indicando quais são os sinais válidos de hdsemg_diff
132 % (alguns dos canais são inválidos, por serem destinados à medição de
    força)
133 aux1 = mask_hdsemg(ch_pos);
134 aux = aux1(1:end-diff_order,:);
135 for i=1:diff_order
136     aux = aux&aux1(1+i:end-diff_order+i,:);
137 end
138 mask_hdsemg_diff = aux(:)';
139
140 % Quando existente, plotar sinal de força
141 if ismember("force_info", fieldnames(data))
142     figure, plot(t, force)
143     if ismember("protocol", fieldnames(force_info))
144         % Quando existente, plotar sinal de força alvo, de acordo com
            protocolo de
145         % força utilizado
146         hold on, plot(t_protocol, f_protocol)
147     end
148     xlabel('Tempo (s)')
149     ylabel(sprintf('Força (%s)',force_unit))
150 end
151
152 % Plotar sinais de HDsEMG monopolares originais
153 figure, plot(t, hdsemg)
154 xlabel('Tempo (s)')
155 ylabel(sprintf('Amplitude (%s)',data.record_voltage_unit))
156
157 % Plotar filtro FIR utilizado
158 figure;
159 f_filt = (0:length(b)-1)*fs/length(b);
160 plot(f_filt,2*20*log10(abs(fft(b)))); % 2x porque é usado filtfilt
161 ylabel('Ganho (dB)');
162 xlabel('Frequência (Hz)');
163 xlim([0,fs/2]);
164 grid on
165
166 % Plotar sinais de HDsEMG monopolares filtrados
167 figure, plot(t,hdsemg_filt)
168 xlabel('Tempo (s)')

```

```
169 ylabel(sprintf('Amplitude (%s)',data.record_voltage_unit))
170
171 % Plotar sinais de HDsEMG diferenciais filtrados
172 figure, plot(t, hdsemg_diff)
173 xlabel('Tempo (s)')
174 ylabel(sprintf('Amplitude (%s)',data.record_voltage_unit))
```

APÊNDICE C – TERMO DE CONSENTIMENTO LIVRE E ESCLARECIDO

TERMO DE CONSENTIMENTO LIVRE E ESCLARECIDO (TCLE)

Você está sendo convidado(a) como voluntário(a) a participar da pesquisa “Verificação de Alterações Precoces no Sistema Neuromotor em Indivíduos com Neuropatia Diabética Periférica”, que tem como objetivo avaliar se existem alterações no sistema motor, sensorial e autonômico em indivíduos com diabetes mellitus. Esta pesquisa está associada aos projetos de Mestrado dos alunos Heron Pereira, Mariana Ucker, Thiago Gomes Terra e Marcus Vinicius Barreto Franco e aos projetos de Doutorado dos alunos Mateus André Favretto, Sandra Cossul e Felipe Rettore Andreis, alunos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, subárea Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina. Este documento que você está lendo é chamado de Termo de Consentimento Livre e Esclarecido (TCLE). Ele contém explicações sobre o estudo que você está sendo convidado a participar. Antes de decidir se deseja participar de livre e espontânea vontade, você deverá ler e compreender todo o conteúdo.

Acreditamos que a pesquisa seja importante, porque visa investigar novos marcadores biológicos para o diagnóstico de neuropatia diabética, através da avaliação do sistema motor, sensorial e autonômico de uma forma não invasiva. Além disso, um diagnóstico precoce de disfunções motoras e sensoriais poderia evitar a grande perda de unidades motoras que ocasionam fraqueza muscular em pacientes com neuropatia diabética periférica e também identificar alterações sensoriais e autonômicas para avaliar o início da doença, contribuindo na identificação de pacientes em risco antes do aparecimento de complicações mais graves.

PARTICIPAÇÃO NO ESTUDO

A participação nesta pesquisa é voluntária, o que significa que você não é obrigado a aceitar. Caso decida participar, a pesquisa terá duração de 2 horas, na qual você será submetido aos seguintes procedimentos: Inicialmente você irá responder um questionário solicitando as informações como idade, sexo, dominância do membro inferior, atividades físicas, estilo de vida e dados clínicos, depois você irá responder um segundo questionário, no qual serão feitas perguntas para verificar se você possui sintomas de neuropatia diabética periférica, sendo que estará sempre acompanhado pelo pesquisador para sanar as eventuais dúvidas referentes aos questionários ou qualquer outro procedimento. Serão realizadas medidas da sua altura, peso, temperatura da pele e espessura do tecido subcutâneo da perna dominante, mais especificamente no músculo tibial anterior. O protocolo será dividido em cinco testes, na primeira serão registrados sinais de eletromiografia de superfície no tibial anterior, utilizando matrizes de eletrodos e no segundo teste será realizado um teste de condução nervosa nos nervos sural, peroneal, tibial e ulnar. No terceiro teste será realizado um teste de pressão plantar. No quarto teste serão registrados sinais de ECG e pressão arterial. No quinto teste serão gravadas imagens dos olhos.

Teste 1

Para a primeira parte do estudo, você passará pelos procedimentos de tricotomia (raspagem dos pelos no local apenas se for necessário), e limpeza da pele, e no local serão fixadas as matrizes de eletrodos utilizando adesivos de fixação. Depois desses procedimentos, você ficará sentado em uma cadeira confortável e o pé da perna dominante ficará fixado em uma cinta conectada a um dispositivo que mede a força de

contração exercida, será solicitado que você execute o movimento de flexão dorsal do pé no qual serão medidas as forças em 3 contrações voluntárias isométricas máximas (CIVM) (contração sem movimento com a maior força que você conseguir) será solicitado que você mantenha sustentada cada contração por 5 segundos; será dado um período de 3 minutos de descanso entre as contrações. A seguir, após aguardar 5 minutos de descanso, será solicitado que você execute contrações isométricas submáximas de 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%, 70%, 80% e 90% da CIVM (contração sem movimento com forças de 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%, 70%, 80% e 90% da maior força que você conseguiu exercer no protocolo anterior) e será solicitado que você mantenha cada contração por 20 segundos, com descanso de 5 minutos entre as contrações; enquanto você exercer as contrações submáximas serão adquiridos os sinais de eletromiografia de superfície.

Teste 2

A segunda parte do estudo é o teste de condução nervosa que avalia como os nervos estão funcionando, aplicando um estímulo sobre um nervo e verificando o quão rápido este estímulo é transmitido até outro ponto deste mesmo nervo. Os resultados do teste vão ajudar na identificação de anormalidades de alguns nervos da perna e do braço, o que pode levar a um diagnóstico precoce de neuropatia periférica, doença comum em pacientes com diabetes, e assim, evitar o aparecimento de complicações mais graves. Primeiro, você passará pelo processo de limpeza da pele com gaze e álcool nos locais de estudo. Então, a temperatura da pele nos pés e na mão/braço será medida pois é necessária que a pele esteja quente. Caso a pele não esteja na temperatura ideal, será colocada uma bolsa de água quente em temperatura agradável nos locais de coleta dos dados. Estes dois procedimentos ajudam a melhorar a qualidade das respostas dos nervos. Os nervos serão testados utilizando eletrodos em forma de anel nos dedos da mão e eletrodos de superfície em outras partes do corpo. Durante a aplicação do estímulo, por um período de tempo muito curto, será sentida uma sensação de puxada ou formigamento. Além disso, utilizando uma fita métrica e uma caneta de marcação, será necessário realizar algumas medições e marcações para o correto posicionamento dos eletrodos. Ao lavar com água e sabonete, estas marcações sairão facilmente da pele. Então, o eletrodo pulseira será fixo no tornozelo ou no pulso e os eletrodos de superfície serão colados na pele, em locais específicos da perna e pé e do braço e mão. A seguir, os nervos serão estimulados e os dados coletados para análise.

Teste 3

A terceira parte do estudo avalia características da marcha, pressão e distribuição plantar do indivíduo. Os estudos dessas características complementam os demais testes, avaliando a presença de anomalias sobre as mesmas. Uma plataforma será posicionada em um ambiente espaçado, não escorregadio, que permita realizar uma caminhada sobre a plataforma sem nenhuma complicação. Posteriormente a plataforma será calibrada colocando pesos sobre a mesma, para que seja possível obter valores de pressão corretos. Você então será solicitado para retirar seus calçados, podendo manter o uso de meias caso tenha preferência, e será solicitado para pisar sobre a plataforma com um dos pés, mantendo uma postura ereta, durante o período de coleta dos dados. Realizado a coleta, será solicitado para repetir o procedimento com o outro pé. Realizando estas etapas estará concluída a captura de distribuição estática. O próximo passo é realizar a coleta dinâmica. Você será solicitado para ficar dois (02) passos de distância da plataforma. Então será solicitado, partindo desta distância, que realize uma caminhada em frente, pisando sobre a plataforma e passando por ela. Esse procedimento será

repetido até que a plataforma esteja corretamente abaixo do segundo passo, sem a necessidade de alterações na caminhada. Uma vez correto será realizado a coleta dinâmica, encerrando o teste.

Teste 4

O quarto teste fará uma avaliação do sistema cardiovascular, para isso, será realizado um eletrocardiograma e medições da pressão arterial, durante a realização de alguns testes simples. O objetivo é verificar possíveis alterações nos batimentos cardíacos e na pressão arterial que podem ocorrer devido a diabetes e assim, evitar complicações mais graves. Inicialmente, serão colados três adesivos (eletrodos) no peito para o eletrocardiograma e também será colocada uma pulseira no braço para medir a pressão arterial. Então, você ficará deitado confortavelmente por 5 minutos enquanto o eletrocardiograma é registrado. Ainda deitado, será coletado o eletrocardiograma durante o controle da respiração. O ideal é que ocorram 6 respirações por minuto, para isso, o pesquisador vai dizer quando puxar e quando soltar o ar. Depois deste teste, será solicitado que você sopre em um tubo por 15 segundos continuamente enquanto o eletrocardiograma é coletado. Após, ainda deitado, será medida a pressão arterial e então, será solicitado que você fique em pé por 2 a 5 minutos e então é novamente medida a pressão arterial. O último teste é o mesmo que o teste 1, em que você será solicitado a sentar em uma cadeira e fazer o movimento de flexão dorsal do pé com uma força menor que a máxima (30 %) durante um tempo de 5 minutos. O eletrocardiograma é medido continuamente e a pressão arterial a cada minuto.

Teste 5

A quinta parte do estudo é o teste de pupilometria, que avalia as respostas dos sistemas nervoso simpático e parassimpático, aplicando um estímulo de luz no olho e avaliando as imagens registradas. Os resultados do teste vão ajudar na identificação de anormalidades do sistema nervoso, o que pode levar a um diagnóstico precoce de neuropatia autonômica, doença comum em pacientes com diabetes, e assim, evitar complicações mais graves no futuro. Primeiro será solicitado que você sente em frente ao equipamento desenvolvido, chamado de Pupilômetro. Então, será solicitado que posicione sua cabeça em frente ao equipamento para que seja feito o ajuste da posição apropriada do olho que será estimulado e registrado. Após o ajuste de posição, você ficará por dois minutos com os olhos abertos na posição correta e então um de seus olhos receberá um estímulo luminoso e serão registradas imagens durante cinco segundos. Depois, será solicitado novamente que permaneça por dois minutos com os olhos abertos na posição correta e então um de seus olhos receberá diversos estímulos luminosos com duração e intervalos controlados, enquanto são registradas imagens durante 30 segundos. Além disso, será solicitado que você tente não piscar durante o período de registro.

Durante os procedimentos, você estará sempre acompanhado pelo pesquisador, que lhe prestará toda a assistência necessária, bem como poderá sanar qualquer dúvida sobre os procedimentos. Os procedimentos serão realizados no Hospital Universitário Professor Polydoro Ernani de São Thiago, no ambulatório da endocrinologia.

RISCOS E BENEFÍCIOS

É importante destacar que você não deve esperar qualquer benefício pessoal proveniente da pesquisa e que toda pesquisa envolve riscos. Além disso, você não receberá nenhum retorno direto em relação aos resultados dos exames. No entanto, na eventualidade da identificação de resultados anormais nos testes, você será

encaminhado ao corpo clínico para análises complementares. O protocolo do presente estudo envolve o procedimento de tricotomia, ou seja, raspagem dos pelos que pode ocasionar irritação, alergia ou pequenas lesões na pele. O protocolo também envolve a utilização de eletrodos de ECG, que podem gerar um pequeno desconforto ou irritação a pele quando os mesmos forem removidos. O estudo envolve repetidas contrações isométricas o que poderá ocasionar desconforto e cansaço muscular temporário, além do aumento da frequência cardíaca. O estudo envolve a aplicação de estímulos na pele que podem ser desconfortáveis. O presente estudo envolve o processo de realizar uma caminhada sobre uma plataforma que envolve o risco de escorregar e sofrer uma queda, considerado um risco baixo. O estudo envolve a estimulação da pupila através de aplicação de pulsos de luz, e aplicação de luz infravermelha, que envolve o risco de danos na retina e na córnea, entretanto, este risco é quase nulo visto que o tempo de exposição a luz é controlado e o dispositivo atende às normas de segurança. Existem, também, os riscos de alterações na autoestima provocada pela evocação de memórias, o cansaço e/ou aborrecimento ao responder o questionário. Existe o risco de frustração de não poder participar de alguma das etapas da pesquisa e, neste caso, ser desligado da mesma, o risco de se sentir constrangido durante as realizações dos exames antropométricos, ou seja, medidas de peso, altura e tecido cutâneo da região de aquisição dos sinais, e o risco de quebra de sigilo dos dados pessoais.

Durante os procedimentos de coleta de dados você estará sempre acompanhado(a) por um dos pesquisadores, que lhe prestará toda a assistência necessária ou acionará pessoal competente para isso. Caso ocorram quaisquer intercorrências médicas, você será encaminhado para a emergência do Hospital Universitário Polydoro Ernani de São Thiago, localizado na R. Profa. Maria Flora Pausewang, S/N - Trindade, Florianópolis, telefone (48) 3721-9100. Pelos diversos riscos compostos, a participação nesta pesquisa pode ser considerada de risco médio.

Caso ocorram danos causados pela participação na pesquisa, devido aos riscos previstos e/ou não previstos, o participante da pesquisa terá direito a acompanhamento, indenização e reparo de acordo com a legislação vigente. As garantias serão asseguradas pelos pesquisadores, as instituições e/ou organizações envolvidas nas diferentes fases da pesquisa.

SIGILO E PRIVACIDADE

Os pesquisadores serão os únicos a ter acesso aos dados e tomarão todas as providências necessárias para manter o sigilo. No entanto, sempre existe a remota possibilidade da quebra do sigilo, mesmo que involuntário e não intencional, cujas consequências serão tratadas nos termos da lei. Os resultados deste trabalho poderão ser apresentados em encontros ou revistas científicas, contudo, mostrarão apenas os resultados obtidos como um todo, sem revelar seu nome, instituição ou qualquer outra informação relacionada à sua privacidade. Se algum dado específico de uma pessoa for mostrado, estará identificado a partir de um código.

RESSARCIMENTO E INDENIZAÇÃO

A legislação brasileira não permite que você tenha qualquer compensação financeira pela sua participação na pesquisa, mas você será integralmente ressarcido(a) pelas despesas de transporte e de alimentação, previstas no orçamento do projeto, e você não terá nenhuma despesa advinda da sua participação na pesquisa. Caso alguma despesa extraordinária associada à pesquisa venha a ocorrer, você será ressarcido nos

termos da lei, ou caso você tenha algum prejuízo material ou imaterial em decorrência da pesquisa poderá solicitar indenização, de acordo com a legislação vigente e amplamente consubstanciada.

AUTONOMIA

Antes de assinar, faça perguntas sobre tudo o que não tiver entendido bem. Sua participação é voluntária, portanto, sinta-se absolutamente à vontade em deixar de participar da pesquisa a qualquer momento, sem ter que apresentar qualquer tipo de justificativa. A desistência da participação da pesquisa não lhe trará nenhum tipo de prejuízo ou penalidade, bastará você entrar em contato com um dos pesquisadores, retirando seu consentimento.

CONTATO

A equipe deste estudo responderá as suas dúvidas a qualquer momento antes, durante e após o estudo. Caso tenha alguma dúvida sobre os procedimentos ou sobre o projeto você poderá entrar em contato com os pesquisadores envolvidos com o projeto que são Jefferson Luiz Brum Marques, Mateus André Favretto e Sandra Cossul, vinculados ao Instituto de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Santa Catarina (IEB-UFSC), no qual, poderá manter contato pelo endereço profissional, dos pesquisadores. Pesquisador Jefferson Luiz Brum Marques, telefone: (48) 33049892, ou pelo e-mail jmarques@ieb.ufsc.br. Pesquisador Mateus André Favretto, telefone: (48) 988417667, ou pelo e-mail mateus.favretto@posgrad.ufsc.br. Pesquisadora Sandra Cossul, telefone: (48) 988166918, ou pelo e-mail sandra.cossul@gmail.com. Endereço profissional dos pesquisadores Instituto de Engenharia Biomédica (IEB) localizado na Rua Desembargador Vitor Lima S/N, Trindade, Florianópolis. Horário de funcionamento: 2ª a 6ª feira – 8:00 às 12:00 e das 13:30 às 17:30min. Telefone para contato: (48) 3721-8686.

Dúvidas sobre a pesquisa envolvendo princípios éticos poderão ser questionadas ao Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos da UFSC (CEPSH-UFSC), com atendimento no prédio Reitoria II, 4º andar, sala 401, localizado na Rua Desembargador Vitor Lima, nº 222, Trindade, Florianópolis. Telefone para contato: (48) 3721-6094 e e-mail cep.propesq@contato.ufsc.br. Horário de funcionamento: 2ª a 6ª feira – 10:00h às 12:00h e das 16:00 às 18:00. Equipe da Secretaria: Elaine Lúcia Siegel Aguiar (Técnico-Administrativo em Educação) e Angélica Puskás (Técnico-Administrativo em Educação). Reclamações e/ou insatisfações relacionadas à participação na pesquisa também poderão ser comunicadas por escrito à Secretaria do CEPSH-UFSC.

DECLARAÇÃO

Este documento foi elaborado em duas vias, datadas, com páginas enumeradas, uma das vias será destinada a você e outra ao pesquisador responsável. Tanto você quanto o pesquisador responsável devem assinar ambas as vias. Todas as páginas deverão ser rubricadas tanto por você, como pelo pesquisador responsável. Guarde cuidadosamente a sua via, pois é um documento que traz informações importantes de contato e garante os seus direitos como participante da pesquisa.

O pesquisador responsável, que também assina esse documento, compromete-se a conduzir a pesquisa de acordo com o que preconiza a Resolução 466/12 de 12/06/2012, que trata dos preceitos éticos e da proteção aos participantes da pesquisa.

Pesquisador responsável: _____

RG: _____

CPF: _____

Assinatura: _____

Eu,

_____,
Portador(a) do RG nº _____, órgão emissor _____, inscrito(a) no CPF sob o nº _____, DECLARO que li este documento (ou tive este documento lido para mim por uma pessoa de confiança) e obtive dos pesquisadores todas as informações que julguei necessárias para me sentir esclarecido e optar por livre e espontânea vontade participar da pesquisa “Verificação de Alterações Precoces no Sistema Neuromotor em Indivíduos com Neuropatia Diabética Periférica”.

Florianópolis, ____ de _____ de ____.

 Assinatura do participante da pesquisa

Testemunha 1:

 CPF: _____

RG: _____

Testemunha 2:

 CPF: _____

RG: _____

 Assinatura testemunha 1

 Assinatura testemunha 2

ANEXO A – DEDUÇÃO DA EQUAÇÃO DO FILTRO PASSA-ALTAS DIGITAL

Um filtro passa-altas pode ser obtido no domínio Z por meio de um zero em $z = 1$ (nível DC) e um polo à esquerda e próximo a $z = 1$. Esta topologia possui como característica baixo esforço computacional, devido à ordem reduzida, e ganho 0 para o nível DC. Por possuir um polo, este filtro gera distorção de fase, que pode ser tolerada dependendo da aplicação.

Qualitativamente, quanto mais próximo o polo estiver do zero, mais rapidamente o efeito de ambos se anula conforme se afasta de $z = 1$, produzindo filtros com frequências de corte menores.

Seja r , $0 < r < 1$, a posição do polo. A equação do filtro no domínio Z é dada por:

$$G(z) = \frac{z-1}{z-r} = \frac{1-z^{-1}}{1-r \cdot z^{-1}} \quad (34)$$

É fácil ver que $|G(e^{j\omega})|$ atinge seu máximo em $\omega = \pi$ ($z = -1$).

Normalizando a função de transferência para possuir ganho máximo 1 quando restrita ao círculo unitário, chega-se à expressão final para o filtro digital:

$$H(z) = \frac{G(z)}{G(-1)} = \frac{1+r}{2} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-r \cdot z^{-1}} \quad (35)$$

Considera-se que a frequência de corte f_c é a frequência em que a energia do sinal é reduzida pela metade (critério de -3 dB). Para obter r em função da frequência de corte f_c desejada, nota-se que, na frequência de corte, $z = e^{j\omega_c}$, com $\omega_c = 2\pi \cdot f_c/f_s$,

em que f_s é a frequência de amostragem, e $|H(z)| = \sqrt{2}/2$. Portanto:

$$\begin{aligned}
 |H(e^{j\omega_c})| &= \frac{\sqrt{2}}{2} = \left| \frac{1+r}{2} \cdot \frac{1-e^{-j\omega_c}}{1-r \cdot e^{-j\omega_c}} \right| \\
 \frac{\sqrt{2}}{2} &= \frac{1+r}{2} \cdot \frac{|1-e^{-j\omega_c}|}{|1-r \cdot e^{-j\omega_c}|} \\
 \sqrt{2} &= (1+r) \cdot \frac{|1-\cos \omega_c - j \cdot \sin \omega_c|}{|1-r \cdot \cos \omega_c - j \cdot r \cdot \sin \omega_c|} \\
 \sqrt{2} &= (1+r) \cdot \frac{\sqrt{(1-\cos \omega_c)^2 + \sin^2 \omega_c}}{\sqrt{(1-r \cdot \cos \omega_c)^2 + r^2 \cdot \sin^2 \omega_c}} \\
 \sqrt{2} &= (1+r) \cdot \frac{\sqrt{1-2\cos \omega_c + \cos^2 \omega_c + \sin^2 \omega_c}}{\sqrt{1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2 \cdot (\cos^2 \omega_c + \sin^2 \omega_c)}} \\
 \sqrt{2} &= (1+r) \cdot \frac{\sqrt{2-2\cos \omega_c}}{\sqrt{1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2}} \\
 \sqrt{2} &= (1+r) \cdot \sqrt{2} \frac{\sqrt{1-\cos \omega_c}}{\sqrt{1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2}} \\
 1 &= (1+r) \cdot \frac{\sqrt{1-\cos \omega_c}}{\sqrt{1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2}}
 \end{aligned} \tag{36}$$

Elevando ao quadrado ambos os lados da equação:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{(1+r)^2} &= \frac{1-\cos \omega_c}{1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2} \\
 1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2 &= (1-\cos \omega_c) \cdot (1+r)^2 \\
 1-2r \cdot \cos \omega_c + r^2 &= 1+2r+r^2-\cos \omega_c-2r \cdot \cos \omega_c-r^2 \cdot \cos \omega_c \\
 0 &= 2r-\cos \omega_c-r^2 \cdot \cos \omega_c \\
 r^2 - \frac{2}{\cos \omega_c} + 1 &= 0
 \end{aligned} \tag{37}$$

Por Bháskara:

$$\begin{aligned}
 r &= \frac{\frac{2}{\cos \omega_c} \pm \sqrt{\frac{4}{\cos^2 \omega_c} - 4}}{2} \\
 r &= \sec \omega_c \pm \sqrt{\sec^2 \omega_c - 1} \\
 r &= \sec \omega_c \pm \tan \omega_c
 \end{aligned} \tag{38}$$

Nota-se que, para $\omega_c > 0$ pequeno, $\sec \omega_c \approx 1$ e $\tan \omega_c \approx \omega_c$. Logo $r \approx 1 \pm \omega_c$. Como $r < 1$, fica evidente que a solução válida é a que produz a aproximação $r \approx 1 - \omega_c$, ou seja, $r = \sec \omega_c - \tan \omega_c$.

Por substituições trigonométricas:

$$\begin{aligned}
 r &= \sec \omega_c - \tan \omega_c \\
 &= \frac{1 - \sin \omega_c}{\cos \omega_c} \\
 &= \frac{1 - \cos \left(\frac{\pi}{2} - \omega_c \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{2} - \omega_c \right)} \\
 &= \frac{2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{2} - \omega_c \right)} \\
 &= \frac{2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)}{2 \cdot \sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)} \\
 &= \frac{\sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)}{\cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)} \\
 &= \tan \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\omega_c}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{39}$$

Substituindo $\omega_c = 2\pi \cdot f_c/f_s$:

$$r = \tan \left(\frac{\pi}{4} - \pi \cdot \frac{f_c}{f_s} \right) \tag{40}$$

Como $0 < r < 1$:

$$\begin{aligned}
 0 &< \frac{\pi}{4} - \pi \cdot \frac{f_c}{f_s} < \frac{\pi}{4} \\
 -\frac{\pi}{4} &< -\pi \cdot \frac{f_c}{f_s} < 0 \\
 0 &< \pi \cdot \frac{f_c}{f_s} < \frac{\pi}{4} \\
 0 &< f_c < \frac{f_s}{4}
 \end{aligned} \tag{41}$$