

Desenvolvimento de um Eletromiógrafo Acessível

BRUNO OLIVEIRA SOARES

novembro de 2020

DESENVOLVIMENTO DE UM ELETROMIÓGRAFO ACESSÍVEL

Bruno Oliveira da Silva Soares



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Área de Especialização de Automação e Sistemas

Departamento de Engenharia Electrotécnica

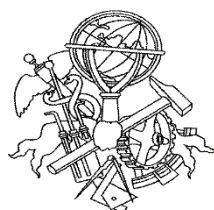
Instituto Superior de Engenharia do Porto

2020

Este relatório satisfaz, os requisitos que constam da Ficha de Disciplina de Tese, do 2º ano,
do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Aluno: Bruno Oliveira da Silva Soares, N° 1180094, 1180094@isep.ipp.pt

Professor: António Avelino Amorim Marques, aav@isep.ipp.pt



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Área de Especialização de Automação e Sistemas
Departamento de Engenharia Electrotécnica
Instituto Superior de Engenharia do Porto

26 de novembro de 2020

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha esposa, Clara, cujo apoio foi de vital importância para que eu fosse capaz de enfrentar os desafios desta jornada.

Dedico também a todos os profissionais, especialmente médicos e engenheiros, que de alguma forma contribuem para preservar a vida.

Agradecimentos

Agradeço ao Eng. António Avelino Amorim Marques pela orientação durante o desenvolvimento do projeto. Agradeço também ao Eng. Marcelo Rinhel, por sua boa vontade em emprestar materiais de laboratório nestes tempos de pandemia e possibilitar a realização deste trabalho. Por último, gostaria de agradecer imensamente ao Eng. Rafael Cavalcanti, por todas as discussões técnicas e dicas para a elaboração da placa de circuito impresso.

Resumo

A eletromiografia é um exame médico que permite visualizar os impulsos elétricos musculares gerados durante os movimentos de contração e relaxamento dos mesmos. A captação destes sinais elétricos pode ser realizada por meio de um circuito eletrônico dotado de sensores próprios para a tarefa, que são fixados junto ao músculo do paciente. Os sinais elétricos captados possuem amplitude numa faixa entre os μV e os mV e a sua concentração no espectro da frequência depende do grupo muscular. Para o bíceps, que é o músculo em estudo neste trabalho, as frequências de interesse estão concentradas principalmente nas faixas próximas aos 150 Hz. Estes sinais devem ser condicionados e tratados de forma a permitir a exibição e posterior avaliação por um profissional qualificado.

Este trabalho tem como principal objetivo a criação de um eletromiógrafo de baixo custo, que possa ser construído com componentes eletrônicos de fácil obtenção, mas que permita verificar a variação dos movimentos musculares. Em um primeiro momento será realizada uma prova de conceito com componentes com encapsulamento DIP. Isto permitirá, em teoria, miniaturizar o projeto e permitir que este seja leve e utilizável de forma mais prática, como por exemplo no monitoramento de pessoas em programas de reabilitação motora durante um período de várias horas.

Devido à maior facilidade de manuseio e menor custo, optou-se pelo uso de sensores superficiais passivos, onde o sensor é recoberto por um gel condutor e é fixado por meio de um material adesivo junto à pele do paciente. O sinal obtido é então enviado para um estágio de tratamento, de forma a elevar a potência do sinal elétrico e retirar possíveis interferências.

Foi implementado um estágio de amplificação único, com ganho de 100 vezes, por meio de um amplificador de instrumentação, modelo INA116. De forma a melhorar a rejeição de modo-comum do amplificador, implementou-se uma técnica de referência ativa chamada de DRL (*Driven Right Leg*). Após o estágio amplificador, foram implementados dois filtros, um passa-alto de 2ª ordem, com ganho unitário e frequência de corte em 15 Hz, e um passa-baixo, também de 2ª ordem, de forma a eliminar os sinais com frequência acima de 500 Hz.

Os amplificadores operacionais utilizados nos filtros e no DRL estão encapsulados em um circuito integrado (CI) modelo LM324, da fabricante *Texas Instruments*.

Uma vez finalizado o processo de condicionamento e filtragem do sinal, este foi enviado para o estágio de elevação de nível DC, de forma a ajustar o sinal ao potencial entre 0 V e 5 V e permitir a sua conversão analógica – digital. O estágio de elevação DC foi implementado por meio de um circuito somador de sinais, realizado com dois amplificadores operacionais LM324.

A conversão analógica-digital é realizada por meio do conversor integrado ao microcontrolador de 8 bits ATMEGA328, da fabricante Atmel. Este processo é realizado a uma taxa de amostragem fixa, cujo valor é calculado respeitando a chamada “Frequência de Nyquist”, que determina que, para conseguir uma reconstrução digital fiel ao sinal analógico, a taxa de amostragem deve ser, no mínimo, o dobro da frequência máxima do sinal captado.

Após a conversão analógica digital, foi utilizada a comunicação serial do microcontrolador, em modo assíncrono, com envios apenas em um sentido, para transmitir os dados amostrados do microcontrolador para um computador, onde estes foram lidos e exibidos por meio de uma aplicação computacional desenvolvida em C++.

Para facilitar o desenvolvimento de uma interface gráfica em C++ foi utilizado a toolkit QT, que provê classes desenvolvidas especialmente para a criação de gráficos e comunicação série. A aplicação computacional desenvolvida permite verificar de forma gráfica e em tempo real o momento em que o músculo é contraído, embora o sinal possua pouca resolução e ainda possam existir ruídos que não foram completamente eliminados.

Apesar dos possíveis pontos de melhoria, é possível considerar que os objetivos foram atingidos, uma vez que as curvas obtidas se assemelham às curvas obtidas em exames reais de eletromiografia, podendo distinguir claramente os momentos de contração e relaxamento do músculo

Palavras-Chave

EMG, eletromiografia, eletromiógrafo, impulso elétrico muscular, sinal elétrico muscular, ATMEGA328, QT, referência activa.

Abstract

The electromyography is a medical exam that allows a graphic visualization of the electrical impulses generated by the muscles during the activities of contraction and relaxation. The sampling of these electrical signals can be done through an electronic circuit equipped with special sensors, attached to the patient's body. The electrical signals captured have an amplitude that may vary in the range from μV and mV , and the main frequencies can vary depending on the muscles monitored. For the biceps, the muscle monitored in this work, the main frequencies are concentrated around the 150 Hz. These signals need to be adjusted and treated in order to allow a proper evaluation, done by a specialist.

The main goal of this work is the design of a low-cost device, that can be built with simple components, but able to detect the changes in the muscle's electrical activity. In a first step, it will be done a proof of concept, with DIP components, and then, in the future, the project will be miniaturized. This will permit injured or old people to be monitored during rehabilitation, by keeping the device attached for a long period.

Due to the cost and usability, passive superficial sensors were used, where the sensor is covered by a conductive gel and surrounded by an adhesive material, attached to the patient's skin. The electrical signal is sent to the conditioning stage, where it will receive a gain in amplitude and will be removed undesired frequencies.

The amplifier was implemented in a single stage, with a gain of 100 times, through an instrumentation amplifier, model INA116. To improve the common mode rejection ratio, it was implemented an active reference in the circuit using the so called DRL (Driven Right Led) technique. Next, there were implemented two filters, a second order high-pass, with single gain and cutoff frequency at 15 Hz, and a second order low-pass, also with single gain and cutoff frequency at 500 Hz. The operational amplifiers used to build the filters and the DRL are encapsulated in an integrated circuit (IC) model LM324, made by Texas Instruments.

Once the conditioning process was done, it was applied a DC level change, in order to adjust the signal to a range between 0 V and 5 V and enable an analogue-digital conversion. The circuit used to change the signal offset was a summing amplifier, built with two LM324.

The analogue-digital conversion was done by the ADC present at the 8-bits microcontroller ATmega328, made by Atmel. This process is done in a fixed sample rate, whose value is called "Nyquist Frequency", and states that to rebuild a signal, it is necessary to have a sample rate, at least, twice the frequency of the observed signal.

After the analogue-digital conversion, the communication was established using the microcontroller serial communication, in asynchronous mode, to transmit the sampled data to the computer, where it can be read and exhibited in an application developed in C++.

To ease the interface development, it was used a toolkit called QT, which contains some classes specially developed to create graphics and implement the serial communication protocol. This application allows to verify in a graphic way, and in real-time, the exact moment when the muscle contraction occurs, even though some interferences in the signal where not completely removed.

Despite the future improvement points already mentioned, the main goals were achieved, as the plotted curves are very similar to those obtained in a real electromyography, with clear difference between the relaxation and contraction moments.

Keywords

EMG, eletromiography, eletromiogram, muscular electrical impulse, muscular electrical signal, ATmega328, QT.

Índice

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. OBJETIVOS.....	2
1.2. CALENDARIZAÇÃO	2
2. ESTADO DA ARTE	5
2.1. CARATERIZAÇÃO	5
2.2. ELÉTRODOS: AGULHA E SUPERFICIAL	7
2.3. OBTENÇÃO E INTERPRETAÇÃO DE RESULTADOS.....	8
2.4. ASPETOS GERAIS ACERCA DE SINAIS E RUÍDOS DE ELETROMIOGRAFIA.....	10
2.5. AMPLIFICAÇÃO E FILTRAGEM DO SINAL.....	11
2.6. CIRCUITO DE AMPLIFICAÇÃO	14
2.7. CIRCUITOS DE FILTROS	15
2.8. CIRCUITOS DE OFFSET.....	16
2.9. CONVERSOR AD.....	17
2.10. EXIBIÇÃO E ANÁLISE DE SINAIS	18
3. ANÁLISE DOS REQUISITOS.....	21
3.1. SENSORES.....	21
3.2. MÓDULO AMPLIFICADOR	22
3.2.1. Amplificação	22
3.2.2. Filtragem.....	29
3.2.3. Offset	35
3.2.4. Microcontrolador.....	37
3.2.5. Canal de comunicação USB.....	41
3.2.6. Exibição	41
4. IMPLEMENTAÇÃO	43
4.1. AMPLIFICAÇÃO.....	44
4.1.1. Análise de CMRR aplicada ao INA116.....	46
4.1.2. Análise de CMRR aplicada ao INA116 com referência ativa.....	51
4.1.3. Análise da tensão de saída do amplificador de instrumentação	54
4.2. FILTRAGEM.....	58
4.3. OFFSET	60
4.4. MICROCONTROLADOR	62
4.5. EXIBIÇÃO DO SINAL	68
5. ANÁLISE DOS RESULTADOS	81
5.1. AMPLIFICADOR.....	81

5.2.	FILTROS.....	85
5.3.	OFFSET.....	87
5.4.	CIRCUITO ANALÓGICO COMPLETO.....	88
5.5.	MICROCONTROLADOR.....	90
5.6.	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	93
5.7.	APLICAÇÃO COMPUTACIONAL.....	95
5.8.	SISTEMA COMPLETO.....	97
6.	CONCLUSÕES E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS	99

Índice de Figuras

Figura 1	Eletromiógrafo modelo 13A67 [6].....	6
Figura 2	Eletromiógrafo modelo MEB-9400 [7].....	6
Figura 3	Eléctrodo em agulha [8].....	7
Figura 4	Copo de sucção para uso com eléctrodos [8].....	7
Figura 5	Eléctrodo superficial descartável [10].....	8
Figura 6	EMG sem indicações de patologias [12].....	9
Figura 7	EMG com indicações de miopatias [12].....	9
Figura 8	EMG com indicações de neuropatia [12].....	10
Figura 9	Aparelho de eletromiografia sem fio [6].....	11
Figura 10	Fluxograma de condicionamento do sinal. [15].....	12
Figura 11	Circuito de pré-amplificação com sistema de referência activa [18].....	15
Figura 12	Circuito passa-alto de 2ª ordem com arquitetura Sallen-Key [14].....	15
Figura 13	Circuitos passa-baixo de 2ª ordem com arquitetura Sallen-Key [14].....	15
Figura 14	Circuitos somador de tensão [20].....	16
Figura 15	Arquitetura proposta decomposta em módulos. [fonte: Acervo pessoal].....	21
Figura 16	Módulo Amplificador [fonte: Acervo pessoal].....	22
Figura 17	Amplificador de instrumentação construído com amplificadores operacionais [21] ...	24
Figura 18	Circuito equivalente INA116 [24].....	25
Figura 19	Interferência proveniente da rede eléctrica [27].....	26
Figura 20	Circuito com referência activa [27].....	27
Figura 21	Circuito equivalente do circuito com referência activa apresentado na Figura 20.....	28
Figura 22	Chebyshev tipo I: resposta às frequências [31].....	30
Figura 23	Chebyshev tipo II: resposta às frequências [31].....	30
Figura 24	Filtro Butterworth: Resposta às frequências [31].....	31
Figura 25	Filtro passa-baixo.....	32
Figura 26	Filtro passa-alto.....	34
Figura 27	Circuito somador com offset.....	36
Figura 28	Microcontrolador Atmega328 [29].....	38
Figura 29	Placa FT232RL para comunicação serial.....	41
Figura 30	Circuito para análise de CMRR.....	44

Figura 31	CMRR INA121 simulado com referência passiva.	45
Figura 32	Cuva oficial CMRR INA121.....	46
Figura 33	Circuito para obtenção das curvas de CMRR do INA116.....	47
Figura 34	CMRR INA116 obtido por meio de simulação computacional.....	48
Figura 35	CMRR característico do amplificador de instrumentação INA116.....	48
Figura 36	Circuito para levantamento do CMRR.....	49
Figura 37	CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA116.	50
Figura 38	CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA121.	51
Figura 39	CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA116.	52
Figura 40	CMRR INA 116 com referência ativa.....	53
Figura 41	Circuito para verificação de CMRR com referência ativa.	53
Figura 42	CMRR INA 116 com referência ativa.....	54
Figura 43	INA116 com referência ativa e passiva.....	55
Figura 44	INA116 submetido a uma tensão de entrada de 1V e 50 Hz.....	55
Figura 45	INA116 submetido à uma tensão de entrada de 100 mV e 50 Hz.....	56
Figura 46	CMRR para diferentes valores de resistor de feedback do circuito DRL.....	57
Figura 47	Filtro passa-alto.	58
Figura 48	Resposta em frequência para o filtro passa-alto.	59
Figura 49	Filtro passa-baixo	59
Figura 50	Resposta em frequência para o filtro passa-baixo	60
Figura 51	Circuito de offset.....	61
Figura 52	Sinal de saída com nível de tensão média alterado.	62
Figura 53	Fluxograma do algoritmo implementado no microcontrolador.....	67
Figura 54	Diagrama de conexões USBasp e ATMEGA328 [41].....	68
Figura 55	Configuração da classe base da aplicação	69
Figura 56	Adicionar uma nova classe ao projeto QT.....	70
Figura 57	Janela de criação gráfica do QT	71
Figura 58	Associar um elemento a uma ação	72
Figura 59	Disposição final dos elementos gráficos utilizados.....	73
Figura 60	Diagrama da classe comunicacaoSerial.....	74
Figura 61	Processo de inclusão de arquivos externos no projeto	75
Figura 62	Diagrama da classe fileControl	76
Figura 63	Diagrama da classe MainWindow	76
Figura 64	Estado dos botões enquanto a conexão serial está ativa.....	78
Figura 65	Exemplo de gráfico gerado para uma onda triangular com time_div=1.	79

Figura 66	Exemplo de gráfico gerado para uma onda triangular com time_div=2	80
Figura 67	Saída do amplificador com ganho $G=10$	82
Figura 68	Saída do amplificador, com referência passiva, para entrada comum.....	83
Figura 69	Saída do amplificador com referência ativa e ganho $G=10$	84
Figura 70	Saída do amplificador, com referência ativa, para entrada comum.....	85
Figura 71	Saída do circuito somador de sinais.	87
Figura 72	Posicionamento dos elétrodos passivos para captação do sinal biológico.	88
Figura 73	Sinal biológico obtido para o circuito completo e com referência ativa.	89
Figura 74	Sinal biológico obtido para o circuito completo e com referência passiva.	89
Figura 75	Leitura serial por meio do Terminal.....	90
Figura 76	Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 150 Hz.....	91
Figura 77	Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 500 Hz.....	92
Figura 78	Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 2000 Hz.....	92
Figura 79	Reconstrução dos 1.500 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 2000 Hz.....	93
Figura 80	Circuito eletrônico completo do eletromiógrafo.	94
Figura 81	Placa de circuito impresso.....	94
Figura 82	Placa de circuito impresso com componentes soldados.	95
Figura 83	Reconstrução de uma onda sinusoidal de 150 Hz.	96
Figura 84	Reconstrução de uma onda sinusoidal de 500 Hz.	96
Figura 85	Reconstrução de sinal sinusoidal de 2000 Hz.	97
Figura 86	Sinal biológico de EMG obtido por meio do eletromiógrafo desenvolvido.....	98

Índice de Tabelas

Tabela 1	Calendário de trabalho.....	3
Tabela 2	Frequências de corte para filtros de acordo com grupos musculares	13
Tabela 3	Parâmetros de aquisição e filtragem do eletromiógrafo Skybox [16]	13
Tabela 4	Fator de Qualidade para filtros de 2ª ordem	31
Tabela 5	Valores calculados para os componentes dos filtros passa-baixo e passa-alto	35
Tabela 6	Elementos gráficos utilizados no projeto	72
Tabela 7	Parâmetros da comunicação serial.....	74
Tabela 8	Comparação entre os sinais de entrada e saída em um filtro passa-alto.....	86
Tabela 9	Comparação entre os sinais de entrada e saída em um filtro passa-banda.	87

Acrónimos

- AC – Alternating Current/Corrente Alternada
- AD – Analógico-Digital
- ADC – Analogue Digital Converter/ Conversor analógico-digital
- CC – Corrente contínua
- CI – Circuito Integrado
- CMRR – Common Mode Rejection Ratio/Taxa de rejeição de modo-comum
- EMG – Eletromiografia
- ISEK – International Society of Electrophysiology and Kinesiology
- SPI – Serial Peripheral Interface
- USART – Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter
- USB – Universal Serial Bus

1. INTRODUÇÃO

Ao longo de sua história, o homem sempre procurou formas de elevar sua qualidade de vida. Muitas vezes traduzido por meio de uma melhor capacidade de resposta às doenças e enfermidades, é inegável que a contínua evolução tecnológica, com o desenvolvimento da eletrónica e a popularização dos computadores, exerceu um papel fundamental na busca deste processo.

Um dos primeiros casos da utilização da engenharia para a criação de dispositivos médicos que se tem registro é o oftalmoscópio, aparelho criado pelo físico alemão Hermann von Helmholtz em 1851, com o propósito de examinar a estrutura ocular [1]. Poucos anos depois, iniciou-se a criação de máquinas mais complexas e em 1895 foram criadas as bases do aparelho de raio-x, pelo físico, também alemão, Wilhelm Conrad Röntgen [2].

Já no século XX, o uso da eletricidade em exames médicos marcou o desenvolvimento de novas máquinas e, em 1902, o médico e fisiologista holandês, Willem Einthoven, criou a primeira máquina realmente utilizável para a realização de eletrocardiogramas. Poucos anos depois, em 1929, Adrian e Bronk, por meio de elétrodos em formato de agulha e um circuito eletrónico, conseguiram captar, amplificar e reproduzir em um autofalante o sinal eléctrico muscular [3].

Com a evolução da tecnologia até os dias atuais, é possível criar máquinas muito mais sofisticadas do que as descritas anteriormente, assim como dispositivos simplificados, com materiais relativamente simples e com um custo muito baixo, embora ainda apresentem resultados satisfatórios para fins acadêmicos

Este trabalho abordará este último caso, demonstrando os recursos disponíveis e quais as possíveis técnicas que podem ser utilizadas para a construção de um eletromiógrafo, de forma a permitir um aprofundamento dos conhecimentos na área de mecatrônica, em especial na área da tecnologia para a medicina.

1.1. OBJETIVOS

O objetivo principal deste projeto é o estudo e a construção da estrutura física (*hardware*), bem como das aplicações computacionais necessárias para a elaboração de uma prova de conceito de um eletromiógrafo, aparelho utilizado para a realização de exames de eletromiografia (EMG), para que em uma continuação deste trabalho seja possível criar um dispositivo miniaturizado, leve e com baixo custo que possa ser produzido em massa e distribuído aos centros de recuperação com poucos recursos. De forma a tornar a execução do trabalho mais organizada, foi definida uma sequência de tarefas que devem ser realizadas ao longo do projeto:

- Avaliação dos modelos de eletromiógrafo disponíveis no mercado;
- Estudo sobre a aquisição de sinais analógicos e técnicas de filtragem e amplificação;
- Elaboração da arquitetura do hardware que será utilizado para aquisição, filtragem e amplificação do sinal analógico;
- Definição do método de conversão analógica-digital do sinal obtido;
- Criação de uma interface de exibição do sinal, de forma a permitir a análise médica do exame;
- Desenvolvimento de um protótipo funcional;
- Teste e análise de resultados.

1.2. CALENDARIZAÇÃO

De modo a tornar o trabalho organizado e estabelecer metas para as etapas do projeto, foi definido um calendário de trabalho. Este calendário de trabalho agrupa tarefas semelhantes e as coloca de forma lógica, de modo que o cumprimento de uma tarefa permita a realização da tarefa seguinte. O calendário de trabalho quinzenal é exibido na Tabela 1.

Tabela 1 Calendário de trabalho

	Fev		Mar		Abr		Mai		Jun		Jul		Ago		Set	
	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a	1 ^a	2 ^a
Relatório: Formulação do problema e análise de requisitos																
Introdução																
Pesquisa de estado da arte																
Relatório: Projeto preliminar																
Elaboração detalhada dos requisitos o projeto																
Design do circuito eletrônico com base nos requisitos																
Aquisição de materiais eletrônicos																
Relatório: Protótipo funcional																
Montagem do projeto em placa de testes																
Comunicação do eletromiógrafo com o computador																
Testes de validação e verificações de erros																
Relatório final																
Descrição detalhada do projeto e resultados obtidos																

2. ESTADO DA ARTE

O primeiro passo na realização de um projeto consiste em um estudo aprofundado sobre trabalhos já realizados na área pretendida. Desta forma, este capítulo dedica-se a coletar informações sobre projetos e estudos relevantes na área da eletromiografia, de forma a perceber quais os parâmetros e características que devem ser observados durante a construção de um eletromiógrafo, bem como analisar de forma crítica os resultados obtidos.

2.1. CARATERIZAÇÃO

A eletromiografia é caracterizada como sendo o estudo da atividade elétrica muscular num contexto clínico. Esta atividade elétrica é efetuada em dois períodos distintos do músculo, sendo estes o período de repouso (no qual se observa atividade muscular espontânea e involuntária) e o período de contração muscular (ativado pelo paciente).

Isto permite investigar neuropatias (doenças ou problemas no funcionamento dos nervos) assim como miopatias (funcionamento irregular das fibras musculares) presentes no paciente.

“O sinal eletromiográfico é o somatório algébrico de todos os sinais detetados sob a área de alcance dos elétrodos, podendo ser afetado por propriedades musculares anatómicas e

fisiológicas, assim como pelo controlo do sistema nervoso periférico e a instrumentação utilizada para a aquisição dos sinais.” [4]

Desde a criação do primeiro eletromiógrafo, em 1929, os aparelhos de eletromiografia evoluíram drasticamente. Na década de 1950, os aparelhos de eletromiografia começavam a apresentar avanços consideráveis, tal como o aparelho 13A67, fabricado pela DISA S/A, que já contava com 3 canais individuais (analógicos) para obtenção de sinais.

Nos dias atuais, os aparelhos de eletromiografia são microprocessados e estão sempre conectados a um computador, o que permite a obtenção, análise, armazenagem dos sinais obtidos, tudo com altíssima qualidade, dada a melhoria na qualidade dos equipamentos utilizados e as altas taxas de amostragem dos sinais. [5]

Uma comparação física entre o 13A67 e um aparelho atual pode ser vista na Figura 1 e na Figura 2.



Figura 1 Eletromiógrafo modelo 13A67 [6]



Figura 2 Eletromiógrafo modelo MEB-9400 [7]

2.2. ELÉTODOS: AGULHA E SUPERFICIAL

Nas eletromiografias existem duas grandes distinções entre o tipo de elétrodos utilizados, os superficiais, utilizados em eletromiografias superficiais e os em agulha, utilizados em eletromiografias intramusculares. Os elétrodos superficiais são caracterizados pela ausência de perfuração da pele durante a sua utilização. Podem ser utilizados em aplicações diversas tais como a eletrocardiografia, eletroencefalografia e a eletromiografia. Já os elétrodos em agulha, como os exibidos na Figura 3, são utilizados em exames mais rigorosos de eletromiografia, onde pretende-se eliminar o maior número de perturbações possíveis.



Figura 3 Elétrodo em agulha [8]

Durante a aquisição de um sinal eletromiográfico, vários tipos de ruído poluem o mesmo, tais como o contato com a superfície da pele do paciente, a velocidade de circulação do sangue, a temperatura da superfície da pele e a estrutura dos tecidos observados. Por estes motivos, um dos objetivos mais importantes na utilização destes elétrodos é a diminuição da impedância de contato, o que é crucial para a diminuição de ruído e obtenção de um sinal claro. Para alcançar este efeito, os elétrodos podem ser construídos com recurso a ligas metálicas com ouro, tipicamente no formato de um copo metálico aos quais pode ser adicionado um gel de eletrólitos ou então, para evitar o uso de gel, podem ser construídos em silicone e grafite (estes são denominados por elétrodos secos). Uma outra opção possível seria o uso de copos de sucção, exibido na Figura 4.



Figura 4 Copo de sucção para uso com elétrodos [9]

Os elétrodos podem ser construídos para reutilização ou uso descartável, em que os reutilizáveis são tipicamente utilizados na realização de eletroencefalografias, sendo afixados no escalpe do paciente. São capazes de capturar todo o espectro de frequência da encefalografia (0.1 – 40 Hz). Os descartáveis são utilizados maioritariamente em situações de emergência, tal como a realização de eletrocardiogramas numa ambulância. É mais comum a utilização de elétrodos descartáveis e superficiais uma vez que são não invasivos e económicos quando comparados com elétrodos em agulha reutilizáveis [10] . A Figura 5 exhibe elétrodos superficiais utilizados em eletrocardiogramas e eletromiogramas.

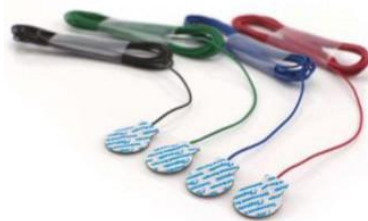


Figura 5 Eléttrodo superficial descartável [11]

2.3. OBTENÇÃO E INTERPRETAÇÃO DE RESULTADOS

Durante o procedimento de eletromiografia, é pedido ao paciente que contraia o músculo em observação e de seguida o descontraia. Este procedimento é efetuado cerca de dez a vinte vezes enquanto o eléttrodo é retirado do músculo, para captar diferentes fibras musculares. A forma, tamanho e frequência dos sinais são analisados durante a inserção da agulha (músculos normais emitem certos sinais enquanto a agulha é inserida), durante o repouso do músculo e durante a sua contração.

A eletromiografia superficial é significativamente mais simples de efetuar e é utilizada para observar a atividade geral de um músculo, ao contrário de grupos de fibras musculares individuais observadas durante a eletromiografia intramuscular. [12]

A atividade muscular é considerada normal quando não é produzido um sinal durante o repouso muscular após a inserção das agulhas. À medida que a contração do músculo aumenta, um maior número de fibras musculares produz potencial elétrico, o que resulta

numa variada gama de amplitudes de sinal. A Figura 6 exibe um exame sem nenhuma doença aparente, onde pode-se observar uma variação contínua do potencial elétrico.

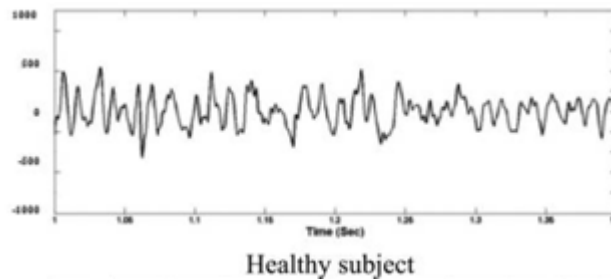


Figura 6 EMG sem indicações de patologias [13].

A atividade muscular anormal é maioritariamente causada por neuropatias (funcionamento anormal dos nervos) e miopatias (funcionamento anormal das fibras musculares). Durante o desenvolvimento de miopatias, o tamanho das fibras musculares diminui e isto reflete-se na diminuição da amplitude do sinal gerado. A alteração do tamanho das fibras leva a que na mesma área previamente observável pelos elétrodos, exista um maior número destas fibras, o que leva a um maior potencial de ação, resultando num sinal polifásico. Isto também resulta num recrutamento mais rápido das células musculares, como método de compensação pelo seu tamanho diminuto, o que resulta num sinal com um maior número de interferências, como pode ser observado na Figura 7.

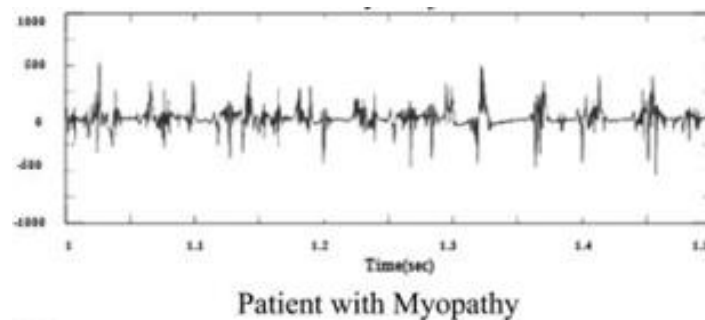


Figura 7 EMG com indicações de miopatias [13]

Durante o desenvolvimento de neuropatias, algumas fibras musculares deixam de ser recrutadas durante a atividade muscular, ou seja, durante a contração dos músculos por parte do paciente. Isto tem impacto na área observada pelo elétrodo, uma vez que o número de fibras musculares em atividade será significativamente menor do que a mesma área num paciente sem neuropatias, o que resulta numa menor interferência no sinal registado. A menor atividade neural leva a um recrutamento anormal por parte da unidade motora, resultando numa maior atividade das poucas células musculares que ainda respondem. Estes

fatores resultam num sinal de alta amplitude e polifásico, com variações de tensão anormais dispersas, como pode-se observar na Figura 8. [14]

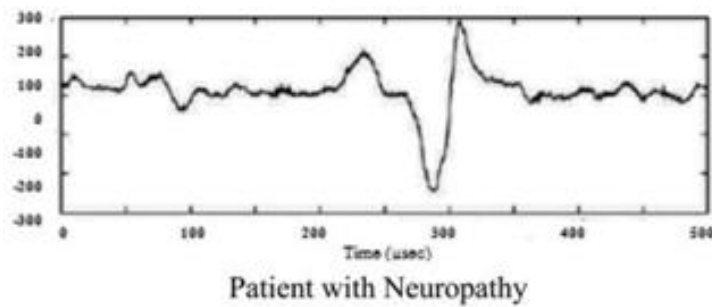


Figura 8 EMG com indicações de neuropatia [13]

2.4. ASPETOS GERAIS ACERCA DE SINAIS E RUÍDOS DE ELETROMIOGRAFIA

Os sinais elétricos obtidos durante o exame de eletromiografia apresentam uma amplitude muito pequena, em um intervalo de valores entre os μV até mV , normalmente com um valor máximo de $0,6\text{ mV}$ pico-a-pico.

A distribuição energética no espectro da frequência normalmente se encontra entre 1 Hz e 500 Hz , com as componentes dominantes na faixa entre 50 Hz e 150 Hz . Acima da faixa de 500 Hz , os sinais elétricos musculares já são demasiado pequenos e são sobrepostos por ruídos de maior intensidade, o que torna sua utilização muito complexa e pouco confiável. [15]

A maior parte dos ruídos encontrados durante a aquisição de dados em uma eletromiografia são gerados por ao menos um dos 4 seguintes motivos:

- Interferência inerentes aos componentes eletrônicos utilizados para captação do sinal;
- Interferência eletromagnética proveniente da própria rede elétrica de alimentação do sistema, em 50 Hz ;
- Movimentação do eletrodo na própria pele e do cabo de transmissão do sinal (ruídos normalmente na faixa entre 0 e 20 Hz).
- Instabilidade do sinal da EMG (eletromiografia) devido aos rápidos e contínuos movimentos das fibras musculares (ruídos normalmente na faixa entre 0 e 20 Hz).

Alguns modelos de aparelhos de eletromiografia lidam ainda com problemas transmissão de dados sem fio e gerenciamento de um elevado número de sensores em simultâneo. Como exemplo, pode-se citar o aparelho FREEEMG, fabricado pela BTS Bioengineering. Este

modelo não possui cabos elétricos entre os sensores de aquisição de dados (elétrodos) e o computador onde os dados são processados, o que permite uma maior liberdade de movimentação do corpo e conseqüentemente, movimentos musculares mais naturais

Os sensores são fixados aos músculos por meio de pares de elétrodos autoadesivos que captam os sinais elétricos musculares. Estes dados são enviados através de uma comunicação Wireless IEEE-802.15.4 e um recetor USB, conectado a um computador, realiza a leitura destes, podendo receber em simultâneo a leitura de até 20 sensores.

De forma a garantir que não exista perda de dados, cada sensor possui uma memória interna capaz de armazenar os resultados de até 2 horas de exame, que pode ser utilizada para recuperar os dados em caso de perda de comunicação. O FREEEMG possui uma resolução de sinal de 16 bits, frequência de amostragem de 1kHz e cada sensor pesa aproximadamente 13g [7].

A Figura 9 exhibe o tamanho diminuto de um sensor em comparação com uma cereja e a sua aplicação no corpo.



Figura 9 Aparelho de eletromiografia sem fio [7]

2.5. AMPLIFICAÇÃO E FILTRAGEM DO SINAL

O processo de aquisição do sinal de eletromiografia passa por um processo de amplificação, de forma a obter um sinal mais limpo e fidedigno ao sinal real. É comum que o processo de amplificação tenha um ganho entre 100 e 10.000 vezes, de forma possibilitar uma melhor leitura do sinal [16]. A Figura 10 apresenta uma proposta para este processo, com um módulo amplificador dividido em vários estágios de amplificação e filtragem.

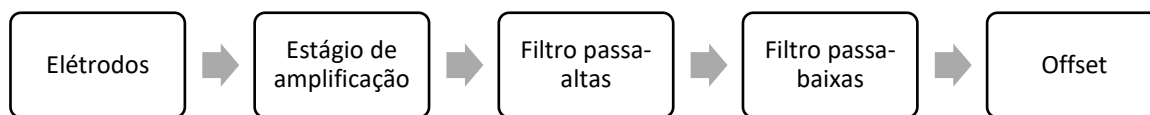


Figura 10 Fluxograma de condicionamento do sinal. [16]

O primeiro estágio é denominado de amplificação e é considerado o estágio mais importante de todos. Este estágio tem como principais objetivos:

- Obter uma alta taxa de rejeição de modo comum (“*Common-mode rejection ratio*” - CMRR), onde os sinais de tensões diferenciais são muito amplificados e os sinais de modo comum são pouco amplificados;
- Elevar a impedância de entrada;
- Supressão da componente CC do sinal.

Após o processo de amplificação, inicia-se o processo de filtragem do sinal. Um filtro passa-alto é inserido logo após a amplificação, com o objetivo de remover os ruídos associados aos movimentos involuntários e da transpiração da pele sob o eléttodo. Os valores recomendados para a banda de corte deste filtro variam entre os diversos estudos e literaturas disponíveis, mas normalmente estão entre os 5 Hz e 20 Hz.

A “International Society of Electrophysiology and Kinesiology” (ISEK), órgão internacional que visa a discussão de técnicas e padronizações referentes ao sistema neuromuscular e exames relacionados a este, recomenda uma frequência de corte para o filtro passa-alto de 15 Hz quando se trata de um EMG superficial. Para EMG intramuscular, não existem valores definidos para este filtro.

Após o filtro passa-alto, inicia-se o processo de filtragem das altas frequências. O filtro passa-baixo tem como principais objetivos a filtragem de sinais de frequências elevadas e prevenção de *aliasing* durante a amostragem do sinal. Para que os sinais de altas-frequências, causados pelas rápidas contrações dos músculos não sejam afetados, recomenda-se que a frequência de corte esteja entre 200 Hz e 1000 Hz. É importante notar que, assim como no filtro passa-alto, a recomendação da frequência de corte varia consoante o estudo e literatura de referência. A recomendação da ISEK é que este valor seja de 500 Hz para EMG superficiais e de 1500 Hz para EMG intramusculares [16].

Conforme descrito, existem diversas referências sobre as frequências de corte recomendadas para os estágios de filtragem, de acordo com o grupo muscular envolvido no EMG e a literatura escolhida. Estes valores foram compilados [15] e podem ser verificados na Tabela 2.

Tabela 2 Frequências de corte para filtros de acordo com grupos musculares

Músculo	f_{baixa}	f_{alta}	SR	Fonte
ta, pl, mg, so, tp	40	400	250	Chen & Shiavo 1990
tá, mg	6	400	1000	Abraham in LVSP, ed Chugani, 1998
bb	5	1000	2000	Burden & Bartlett 1999
bb	10	450	1024	Rainoldi et al 1999
mg, ta	20	800	1000	Lamontagne et al 2002
vl, vm, st, bf	20	450	1000	Burden et al 2003
vl, vm, st, bf, rf, mg	5.5	600	1000	Benoit et al 2003
mg, ta	16	600	1000	Roetenberg et al 2003
Vl	10	500	1000	Solnik et al 2008
ra, d, lmf	10	1000	2000	Hodges & Hui 1996
st, sm, bf	5	1000	2500	Onishi et al 2002
st, bf, gm, rf, ta, so, al	150	1000	2500	Mulroy et al 2003

al=*adductor longus*, bb=*biceps brachii*, bf=*biceps femoris*, d=*deltoide*, gm=*gluteus maximus*, lmf=*lumbar multifidus*, mg=*medial gastrocnemius*, ra=*rectus abdominis*, rf=*rectus femoris*, sm=*semimembranosus*, st=*semitendinosus*, ta=*tibialis anterior*, tp=*tibialis posterior*, vl=*vastus lateralis*, vm=*vastus medialis*. f_{baixa} , f_{alta} = bandas das frequências de corte dos filtros utilizados. SR=amostragem. Valores para f_{baixa} , f_{alta} , e SR estão em Hz.

Como base de comparação, pode-se verificar os valores de um aparelho de uso profissional, tal como o eletromiógrafo Skybox, do fabricante Kandel, conforme indicado na Tabela 3.

Tabela 3 Parâmetros de aquisição e filtragem do eletromiógrafo Skybox [17]

Especificações do Skybox	
Amostragem ⁽¹⁾	100 kHz
Margem de Entrada	150 mV
Conversor A/D	24 bit
Impedância de Entrada	2 GΩ

Especificações do Skybox	
Nível de Ruído	0,5 μ V RMS
Filtro Passa Alto	0,05 a 3.000 Hz
Filtro Passa Baixo	10 a 20.000 Hz
Taxa de Supressão	40 dB
Rejeição de Modo Comum	100 dB

- (1) O fabricante não especifica se esta é a frequência de amostragem do conversor analógico digital ou do microcontrolador.

Após realizar a filtragem do sinal, o módulo de offset provê a elevação da tensão média do sinal, de forma que este esteja em um intervalo de tensão apropriado e possa ser lido por um conversor analógico-digital que trabalha com nível 0 V a 5 V.

2.6. CIRCUITO DE AMPLIFICAÇÃO

Existem diversas topologias que podem ser utilizadas para a amplificação de sinais elétricos. Apesar do facto dos fabricantes de aparelhos de EMG profissionais não disponibilizarem os layouts dos circuitos eletrónicos utilizados, a bibliografia disponível sobre o assunto apresenta sugestões sobre possíveis topologias com relativo baixo custo.

Uma das topologias sugeridas é utilizar um amplificador de instrumentação INA121 em conjunto com amplificador operacional OPA2131, ambos da *Texas Instruments*. O circuito é apresentado na Figura 11. Embora o ganho deste circuito possa ser variado entre 1 e 10.000, não é recomendado que seu valor seja muito alto (maior que 1.000). Isto deve-se ao fato de que a diferença de potencial entre as frequências do sinal que deseja-se observar e os ruídos é pequena, e ao elevar o ganho das frequências de interesse, poderia saturar-se o circuito, pois os ruídos também seriam amplificados na mesma proporção.

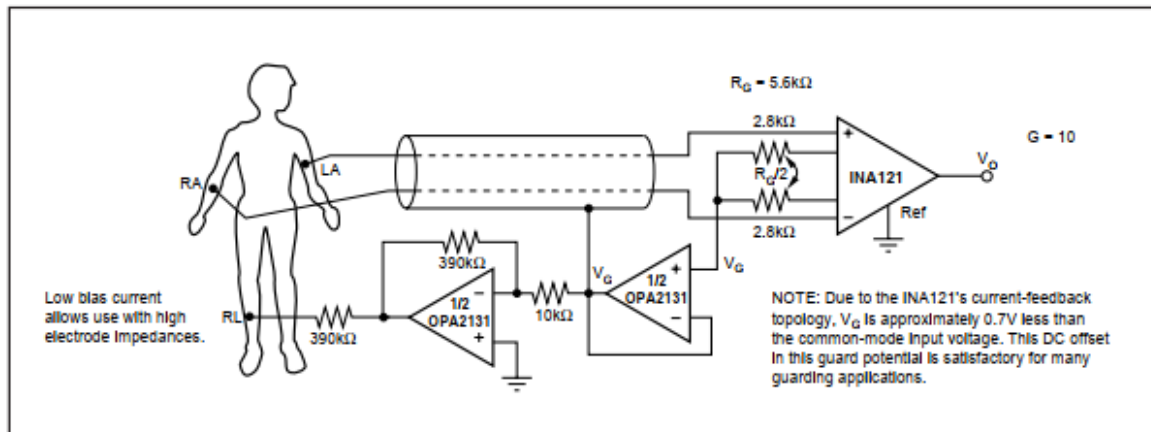


Figura 11 Circuito de pré-amplificação com sistema de referência ativa [18]

2.7. CIRCUITOS DE FILTROS

Existem diversas topologias de circuitos de filtros. Entre as mais utilizadas no tratamento de áudio e dados pode-se destacar a Sallen-Key. Esta topologia pode ser facilmente adaptada para obter filtros de 2.^a e 4.^a ordem (este último normalmente realizado com cascadeamento de 2 filtros de 2.^a ordem). Os circuitos dos filtros passa-alto e passa-baixo, com topologia Sallen-Key, podem ser vistos na Figura 12 e Figura 13.

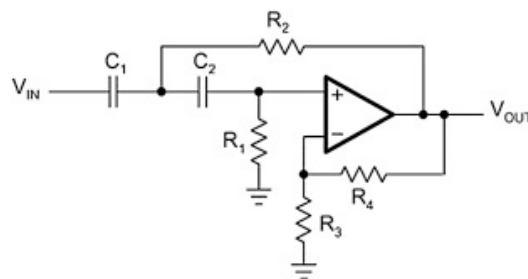


Figura 12 Circuito passa-alto de 2ª ordem com arquitetura Sallen-Key [15]

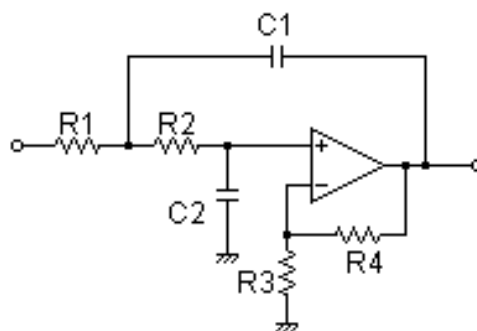


Figura 13 Circuitos passa-baixo de 2ª ordem com arquitetura Sallen-Key [15]

Além da ordem do filtro, ao ajustar os parâmetros de impedância, pode-se ajustar resposta da função de transferência do circuito para o formato desejado. Este formato de resposta deve levar em consideração as especificações do projeto, tais como o *ripple* máximo permitido na banda de passagem e o formato da faixa de transição entre a zona de passagem e a zona de corte.

Entre os formatos de respostas mais conhecidos pode se destacar o *Butterworth*, *Chebyshev* e Elíptico, onde cada um possui características próprias, tal como baixo *ripple* na banda de passagem, como é o caso dos filtros com resposta *Butterworth* ou uma abrupta faixa de transição entre a zona de passagem e a zona de corte, como é o caso dos filtro com resposta Elíptica. [19]

2.8. CIRCUITOS DE OFFSET

Os conversores analógicos-digitais, muitas vezes, possuem limitações sobre o intervalo de tensão suportado. Para adequar o sinal proveniente dos filtros pode-se utilizar um circuito que introduza um nível de tensão contínua neste. Entre as diversas formas de alterar o nível de tensão contínua, pode-se dizer que um circuito comumente utilizado é o circuito somador de tensão, onde um amplificador operacional recebe o sinal original e uma referência de tensão e faz a junção dos dois sinais, podendo introduzir um ganho se desejado. A Figura 14 apresenta o circuito básico de um somador de tensão.

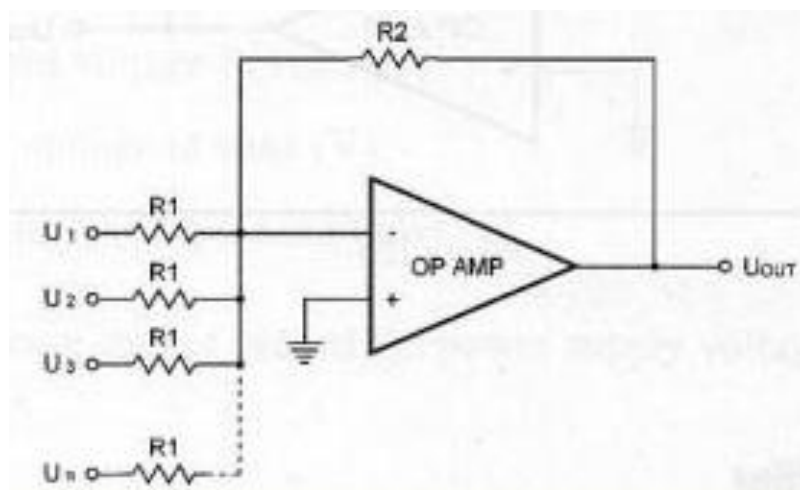


Figura 14 Circuitos somador de tensão [20]

2.9. CONVERSOR AD

Amostragem é o processo de transformação de um sinal contínuo em um sinal discreto. Este processo é necessário devido ao facto de que os sinais elétricos provenientes dos sensores de eletromiografia são analógicos e contínuos. Por outro lado, o processamento de sinais por um sistema computacional exige que o sinal seja digital, isto é, o sinal deve ser discreto. De modo a converter um sinal analógico em um sinal digital, é necessário utilizar um ADC (*“Analogue Digital Converter”*).

Os ADC possuem duas características principais, que são a frequência de amostragem e a resolução do sinal. A literatura sobre amostragem de sinais indica que quanto maior a frequência de aquisição do sinal, mais fiel será o sinal convertido e que a chance de sobreposição de sinais (*aliasing*) se torna menor [21]. Por outro lado, sabe-se que quanto maior a taxa de amostragem, maior será o poder computacional necessário, pois a frequência de operação do ADC e do microcontrolador deverá ser suficientemente alta para que nenhuma informação seja perdida.

Desta forma, seguindo o teorema de Nyquist, um valor suficiente para se evitar o fenômeno de *aliasing* é obtido ao utilizar-se uma taxa de amostragem com pelo menos o dobro da frequência da componente com a maior frequência do sinal amostrado. Aplicando este teorema ao caso de um eletromiógrafo, onde se espera que os sinais mais relevantes possuam uma frequência máxima de 500 Hz, será necessária uma frequência de amostragem de 1.000 Hz, o que equivale a um período de amostragem de 1 ms.

Além da frequência de amostragem, uma outra característica importante de um ADC é a resolução do sinal, que pode ser explicada como a mínima variação do sinal necessária para alterar o valor do bit menos significativo da resposta do ADC.

A resolução de aparelhos profissionais de eletromiografia pode variar de acordo com o fabricante. Alguns modelos como o Skybox possuem resolução de 24 bits, enquanto outros como o FREEEMG, possuem resolução de 16 bits. O ADC acoplado aos microcontroladores de baixo custo, tal como o ATMEGA328 possuem 10 bits de resolução. Em comparação, um ADC de 16 bits é 64 vezes mais preciso que um ADC de 10 bits.

2.10. EXIBIÇÃO E ANÁLISE DE SINAIS

Os aparelhos modernos de EMG normalmente são ligados a um computador por meio da entrada USB, de forma a permitir o processamento, armazenagem e exibição dos sinais em tempo real. Normalmente, os fabricantes de aparelhos de EMG também fornecem softwares para análise dos exames e possibilidade de impressão dos mesmos.

Uma alternativa ao uso dos softwares proprietários seria a utilização de softwares matemáticos e supervisórios, tais como *Matlab* e *LabView*.

O *Matlab*, cujo nome é uma contração das palavras *Matrix Laboratory*, é uma aplicação computacional criada pela *MathWorks*, com o propósito de criar um ambiente genérico para o desenvolvimento de modelos matemáticos e de engenharia através de uma linguagem de programação própria.

Por meio de bibliotecas e extensões, é possível utilizar o *Matlab* para criar simulações e aplicações que abrangem as mais diversas áreas, desde cálculos matemáticos complexos em processamento de imagens até simulações de sistemas de controlos com comunicação e aquisição de sinais.

O *LabView*, por sua vez, é uma aplicação computacional desenvolvida pela *National Instrumentst*, cuja programação é realizada em uma linguagem gráfica denominada “G”. O *LabView* é tipicamente utilizado na aquisição de dados, controlo de instrumentos e automação industrial, permitindo a execução de variados módulos em paralelo. O seu modelo de fluxo de dados é denominado de *dataflow*, onde os dados seguem um percurso bem definido pelo utilizador dentro do algoritmo programado e ainda permite que determinadas partes do sistema sejam ativadas apenas mediante obtenção de dados do sistema físico real.

Uma alternativa ao uso de software comerciais, tal como é o caso do *Matlab* e do *LabView*, seria o desenvolvimento completo de uma aplicação computacional em C++, com interface gráfica desenvolvida através da *toolkit* “QT”. Esta *toolkit* é utilizada por grandes companhias, tais como a LG, na criação de seu sistema operacional para televisores WebOS e a Mercedes-Benz, na criação do painel de navegação do carro Classe A 2019.

QT é um ambiente de desenvolvimento mantido pela QT Foundation, com suporte para C++, licença gratuita e código-aberto, que simplifica a criação de interfaces gráficas. O

desenvolvimento de uma aplicação em C++ pode ser mais desafiador e lento do que através do uso de softwares matemáticos como os citados anteriormente, pois muitas vezes não existem bibliotecas especializadas para as funções desejadas e estas deverão ser criadas pelo próprio desenvolvedor. Por outro lado, uma das grandes vantagens é a grande quantidade de material de suporte disponível na internet, já que se trata de um ambiente de código-aberto, e também a facilidade para portabilidade do código desenvolvido para diferentes sistemas operacionais.

3. ANÁLISE DOS REQUISITOS

O processo de aquisição, amplificação e processamento de sinais elétricos passa por diversos estágios, onde cada etapa deve ser cuidadosamente projetada de forma a evidenciar o sinal desejado e eliminar ao máximo os ruídos e interferências. A arquitetura base proposta para este trabalho pode ser decomposta em módulos, conforme demonstrado na Figura 15.

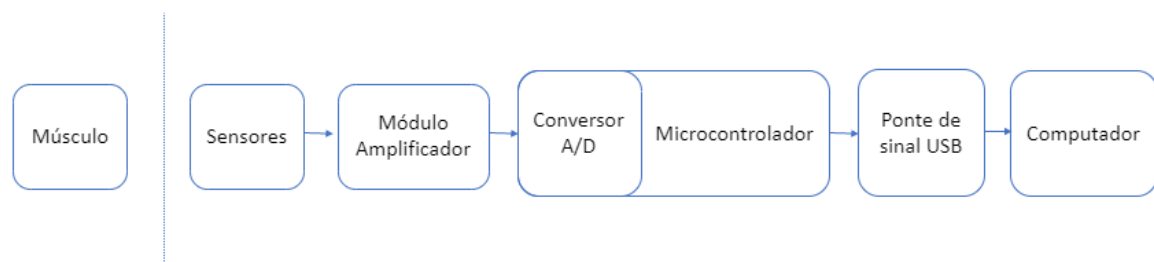


Figura 15 Arquitetura proposta decomposta em módulos. [fonte: Acervo pessoal]

3.1. SENSORES

Entre os diversos modelos de sensores disponíveis no mercado, os mais indicados para a utilização neste projeto são os sensores superficiais devido à sua simplicidade de uso, uma vez que serão manipulados por pessoas leigas em anatomia e que não conseguiriam garantir a segurança do utilizador.

Existem diversos sensores superficiais no mercado, mas é aconselhável optar por marcas que utilizem uma liga de boa qualidade (normalmente de prata ou cloreto de prata) na construção da parte metálica do sensor. Este fato é fundamental para que os elétrodos apresentem baixa impedância, pois assim evitam-se atenuações de amplitude do sinal de entrada. Além disso, é importante escolher sensores que já possuam uma camada de gel, o que ajuda a aumentar a superfície de contacto entre a pele e o sensor, além de evitar interferências causadas pelo suor do paciente. O custo destes sensores é relativamente baixo, normalmente menor do que 1,00 €. [22]

3.2. MÓDULO AMPLIFICADOR

O módulo amplificador realiza a amplificação e filtragem analógica do sinal, de forma a fornecer um sinal com uma tensão que possa ser captada pelo microcontrolador e que seja, tanto quanto possível, livre de ruídos. A primeira parte do módulo amplificador consiste na amplificação propriamente dita do sinal, onde este tem uma elevação de potência, permitindo que seja tratado e filtrado sem que ocorram perdas de informações. Após a amplificação, realiza-se a filtragem das baixas-frequências, para reduzir as interferências provenientes do próprio circuito e cabos. Por último, são removidas as componentes de alta frequência, que já estão fora da zona de interesse do exame de eletromiografia e tem maior probabilidade de serem causadas por ruídos e interferências no sistema.

A Figura 16 apresenta a arquitetura proposta para o módulo de amplificador:

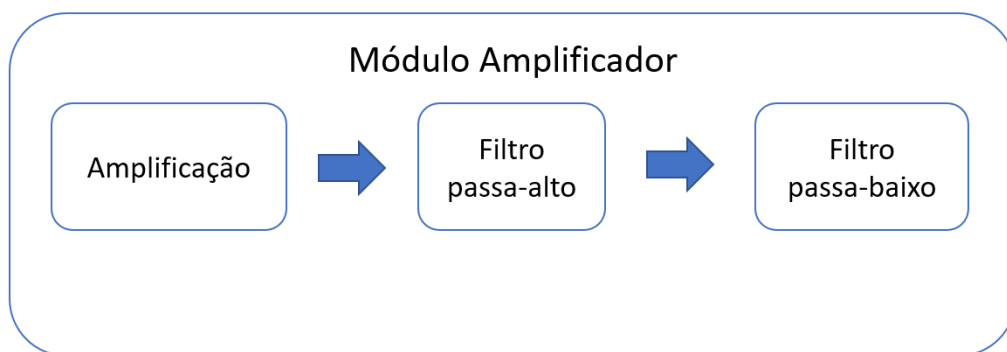


Figura 16 Módulo Amplificador [fonte: Acervo pessoal]

3.2.1. AMPLIFICAÇÃO

O circuito de pré-amplificação deverá ser capaz de elevar a potência do sinal captado sem que a sua saída apresente grandes distorções. É esperado que a amplitude do sinal de entrada

seja muito pequena, com tensão que pode variar da ordem dos μV aos mV , e também uma corrente bastante limitada, dado que serão utilizados sensores passivos e assim o sinal elétrico será gerado pelo próprio corpo humano.

Dentro das diversas topologias de circuitos amplificadores encontram-se os amplificadores de pequenos sinais, indicados para circuitos de baixas potências. Podem citar-se como exemplos, entre os amplificadores de pequenos sinais, os amplificadores classes “A” e “C”. [23]

Os amplificadores modelo “classe A” apresentam uma amplificação com grande fidelidade ao sinal original, mas também possuem uma capacidade de amplificação muito pequena, com elevação aproximada de apenas 10 vezes a tensão do sinal de entrada, o que no pior caso esperado, com um sinal de $50 \mu\text{V}$, resultaria em um sinal final de $0,5 \text{ mV}$. Este valor de amplificação não seria adequado para elevar o sinal captado ao patamar desejado, pois deseja-se que o sinal tenha um pico de aproximadamente 5 V , de modo a obter a maior resolução possível do ADC que será utilizado.

De forma oposta, o amplificador “classe C” apresenta maior capacidade de amplificação, mas introduz grandes distorções no sinal, o que também não é desejado. Desta forma, apesar dos amplificadores citados serem capazes de realizar o processo de amplificação, não são os mais indicados para este projeto.

Os modelos de amplificadores mais comumente utilizados em projetos de medições e calibrações são os amplificadores diferenciais, em específico, os amplificadores de instrumentação. O circuito eletrônico deste modelo de amplificador é muito simples, compostos basicamente por 3 amplificadores operacionais e alguns resistores, conforme indica a Figura 17. [24]

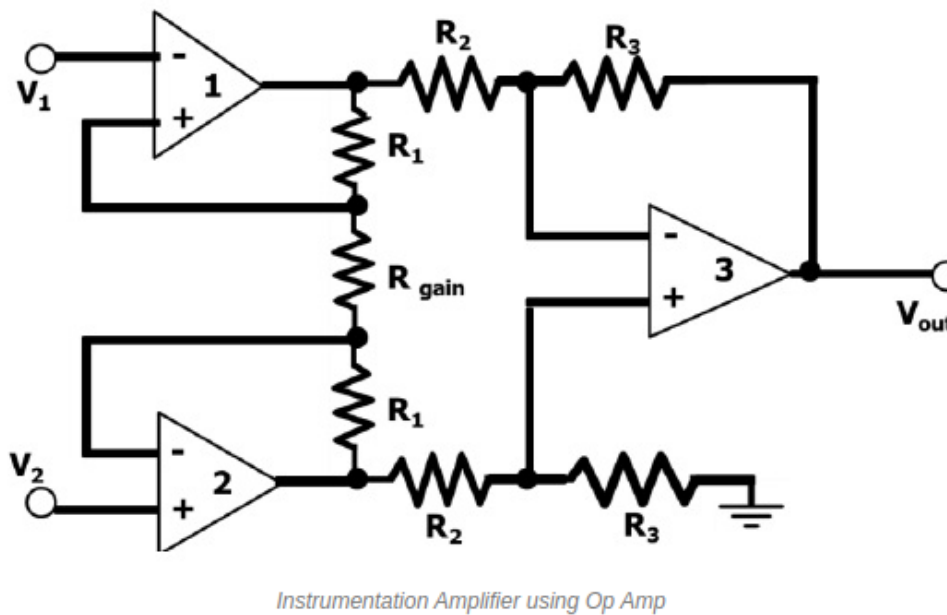


Figura 17 Amplificador de instrumentação construído com amplificadores operacionais [24]

As principais características deste tipo de amplificador são:

- Altíssima impedância de entrada. Esta é uma característica importante, pois não é desejado que seja drenada uma alta corrente do corpo do paciente (risco de choque elétrico);
- Baixa impedância de saída, o que garante uma maior potência do sinal;
- Alto ganho em malha-aberta;
- Fácil ajuste do ganho, que pode ser regulado apenas alterando-se o resistor R_{gain} . O fator de amplificação é obtido através da Equação 1:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}}\right) \cdot \left(\frac{R_3}{R_2}\right) \cdot (V_2 - V_1) \quad (1)$$

- Alto CMRR (“*common-mode rejection ratio*”): Capacidade de eliminar os ruídos e distorções de entrada que sejam comuns às duas entradas do sistema (V_1 e V_2).

Apesar da fácil montagem do circuito, diversos fatores podem afetar a qualidade da amplificação do sinal. Tais fatores envolvem desde a simples variação do valor dos resistores, mesmo que dentro da faixa de tolerância informada pelo fornecedor (1 %), até mesmo os ruídos inerentes a cada componente eletrônico adicionado. Para amenizar tal efeito, pode-se utilizar um circuito integrado (CI), onde todos os componentes estão encapsulados dentro de um chip.

Um exemplo de CI seria o INA116, fabricado pela *Texas Instruments, Inc.* Este componente tem por defeito uma amplificação de ganho unitário, mas com o uso de apenas 1 resistor externo pode-se alcançar uma amplificação de até 10.000 vezes. O INA116 necessita de uma corrente de entrada de apenas 3 fA, apresenta offset máximo de 2mV e possui entradas especiais para a malha dos fios caso sejam utilizados cabos blindados. [25]

A Figura 18 exibe o circuito equivalente do amplificador INA116, apresentado pelo fabricante em sua folha de dados.

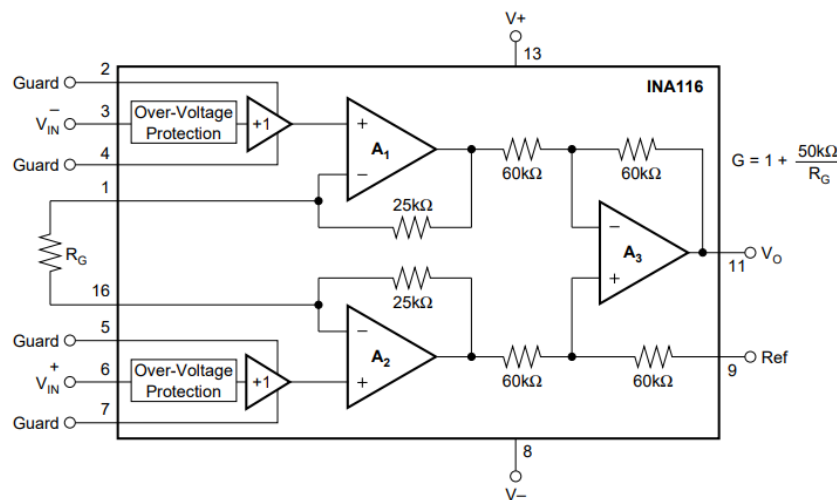


Figura 18 Circuito equivalente INA116 [25]

A captação de sinais biológicos está sujeita a uma forte interferência da rede elétrica local, mesmo que todos os aparelhos elétricos ao redor estejam desligados. Esta interferência citada é tão intensa que se sobrepõe completamente ao sinal muscular, impedindo que este seja utilizado. Para efeito de entendimento, podemos interpretar esta interferência elétrica como um condensador interligado entre a rede elétrica e o indivíduo.

Este problema pode ser contornado ao se utilizar um amplificador com um CMRR extremamente elevado, algo que mesmo os amplificadores de instrumentação manufacturados, tais como o INA116 não possuem. Assim, se faz necessário a utilização de técnicas que permitam a elevação desta característica.

Uma técnica muito efetiva, apresentada na literatura e inicialmente estudada por Winter & Webster [26] é denominada de DRL (“Driven Right Leg”), onde um terceiro eletrodo é posicionado na perna direita do indivíduo. Desta forma, faz-se com que o circuito tenha um

ponto de referência ativo, o que efetivamente eleva o CMRR. A Figura 19 apresenta um esquemático da interferência da rede elétrica e o posicionamento do terceiro eletrodo.

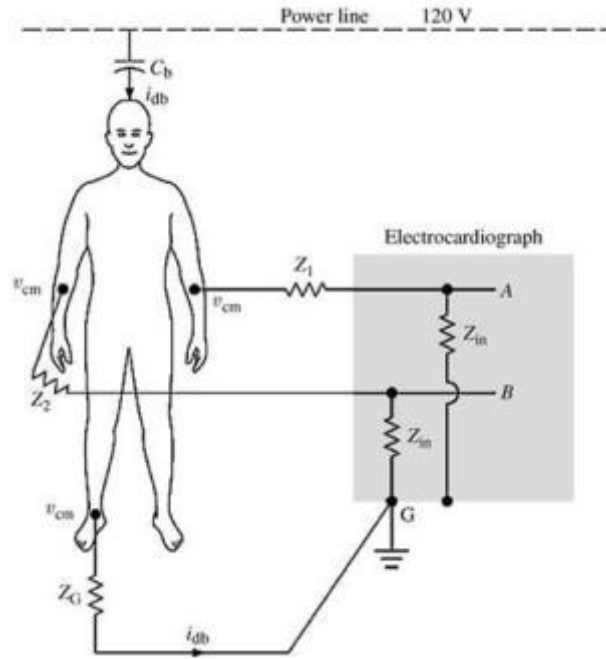


Figura 19 Interferência proveniente da rede elétrica [27]

Pela Figura 19, é possível interpretar que existe uma corrente de deslocamento i_{db} entre a linha de transmissão, o corpo, a impedância proveniente do eletrocardiograma (Z_G) e a referência do circuito. Esta corrente i_{db} traduz-se em uma tensão de modo comum ao longo de todo o corpo, denominada V_{cm} . Com base nisto, pode-se escrever a Equação 2.

$$V_{cm} = i_{db} Z_G \quad (2)$$

Ao assumir valores típicos encontrados na literatura para i_{db} e Z_G [26], tem-se:

$$V_{cm} = 0,2 \mu A \times 50 k\Omega = 10 mV$$

Considerando um amplificador com impedância de entrada Z_{in} , obtém-se a Equação 3.

$$V_A - V_B = V_{cm} \left[\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_1} - \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_2} \right] \quad (3)$$

Embora em um caso real a impedância de entrada do amplificador seja finita, ainda é possível considerar que $Z_{in} \gg Z_1, Z_2$. Assim, pode-se simplificar a Equação 3, conforme exibido na Equação 4.

$$V_A - V_B = V_{cm} \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_{in}} \right) \quad (4)$$

Tipicamente, a diferença entre $Z_2 - Z_1$ é da aproximadamente $20 \text{ k}\Omega$ e a impedância de entrada do amplificador é aproximadamente $5 \text{ M}\Omega$ [26].

$$V_A - V_B = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{20 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^6} = 40 \mu\text{V}$$

A princípio, este valor de interferência pode parecer pequeno e irrelevante, entretanto, ao lembrar que os valores de referência para a eletromiografia estão na ordem dos μV , este valor se torna significativo, podendo se sobrepor a todo o sinal desejado.

De modo a reduzir esta interferência, pode-se aplicar um sistema de referência ativa ao circuito, tal como o DRL. De forma a facilitar os cálculos, na Figura 20 é apresentado um circuito simplificado.

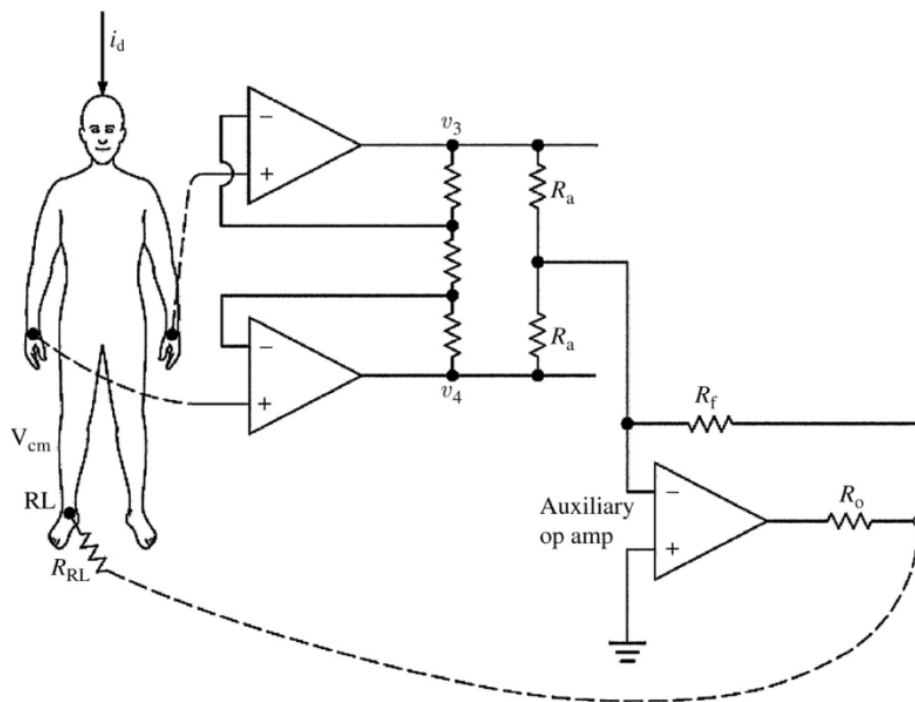


Figura 20 Circuito com referência ativa [27]

O circuito equivalente da Figura 20 é apresentado na Figura 21.

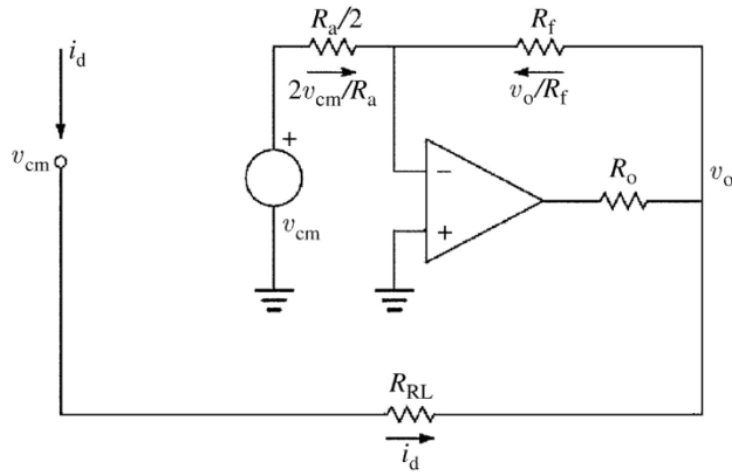


Figura 21 Circuito equivalente do circuito com referência ativa apresentado na Figura 20

Com base no circuito apresentado, considerando o amplificador como ideal e a impedância de entrada como infinita, tem-se que $V_1 = 0$ (*entrada inversora*) e pode-se escrever a Equação 5.

$$\frac{V_{cm} - V_1}{\frac{R_a}{2}} = i_A \Rightarrow i_A = \frac{2 \cdot V_{cm}}{R_a} \quad (5)$$

Como a impedância de entrada do amplificador é muito alta, toda a corrente i_A deve circular por R_f :

$$V_o - V_1 = \frac{2V_{cm}}{R_a} \cdot R_f \xrightarrow{v_1=0} V_o = \frac{2V_{cm}}{R_a} \cdot R_f \quad (6)$$

Ao determinar i_d e utilizar o resultado de V_o obtido pela Equação 6, é possível determinar o valor de V_{cm} :

$$\frac{V_o - V_{cm}}{R_{RL}} = i_d \xrightarrow{V_o = \frac{2V_{cm}}{R_a} \cdot R_f} V_{cm} = \frac{R_{RL}}{1 + 2 \frac{R_f}{R_a}} \cdot i_d \quad (7)$$

Em um sistema de referência ativa, a perna direita está diretamente ligada à massa através do paralelo R_f e R_o . Para limitar a corrente, estas duas resistências devem ser altas, tal como

5 MΩ. O valor típico para $R_a = 25 \text{ k}\Omega$ e pode-se assumir que normalmente $R_{RL} = 100 \text{ k}\Omega$ [26].

Pela Equação 7, se assumirmos que $i_d = 0,2 \text{ }\mu\text{A}$, tem-se que:

$$V_{cm} = 0,2 \text{ }\mu\text{A} \times 249 \text{ }\Omega = 48 \text{ }\mu\text{V}$$

Conclui-se então que a utilização de referência ativa no circuito pode reduzir V_{cm} de 10 mV para 48 μV , o que equivale a uma redução de 2.000 vezes no valor desta interferência no circuito.

3.2.2. FILTRAGEM

O processo de filtragem é essencial para o cancelamento de ruído fora da banda do sinal a observar. Para este tipo de processo existem várias topologias e formato de resposta de filtros a utilizar, sendo os filtros de *Butterworth* [28] e *Chebyshev* [29] dois exemplos largamente utilizados devido a suas características bem definidas. Estes filtros apresentam diferentes respostas aos sinais, ambos com vantagens e desvantagens.

O filtro *Chebyshev* é maioritariamente utilizado em aplicações em que o *ripple* não é um fator decisivo ou com impacto [30]. Uma vez que é prioritário apresentar um sinal fidedigno e o mais aproximado possível do sinal gerado pelos sensores, o fator de *ripple* é um fator decisivo na escolha do tipo de filtro. Estes filtros são divididos por vários tipos, sendo o filtro de tipo I e de tipo II os mais comuns. A grande vantagem do filtro de *Chebyshev* tipo I é o *roll off* íngreme, o que quer dizer que a transição entre banda passante e banda de corte é feita mais rapidamente e mais próxima da frequência de corte dimensionada. No entanto, esta vantagem não é suficiente ao considerar o *ripple* da banda passante do mesmo. A sua resposta em frequência pode ser visualizada na Figura 22.

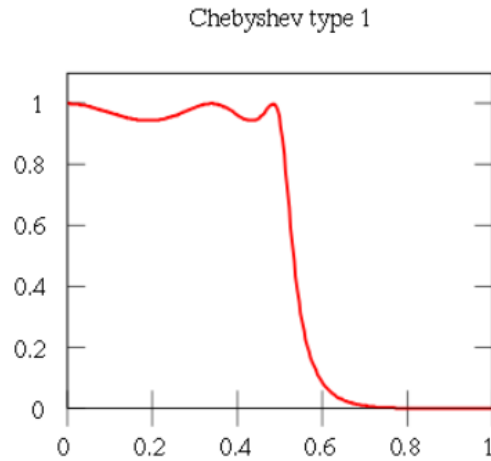


Figura 22 Exemplo de formato de resposta normalizada para um filtro Chebyshev I [31]

O filtro *Chebyshev* tipo II já não apresenta o fator determinante de *ripple* na banda passante, mas em contrapartida exige uma grande variedade de componentes na sua implementação, além de apresentar *ripple* na banda de corte. O fator de *ripple* pode levar a ruídos indesejados no sinal apresentado, o que o torna num fator eliminatório. A sua resposta em frequência pode ser visualizada na Figura 23.

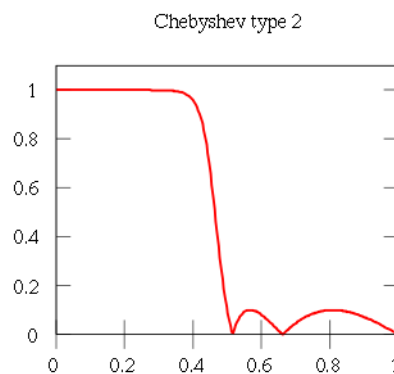


Figura 23 Exemplo de formato de resposta normalizada para um filtro Chebyshev II [31]

O filtro Elíptico (ou a aproximação elíptica) combina as características das duas variantes referidas do Chebyshev, com *roll off* íngreme, permite obter o filtro de menor ordem, introduzindo, todavia, a maior distorção de fase no sinal filtrado.

O filtro Butterworth apresenta um *roll off* menos íngreme quando comparado com o filtro Chebyshev. Em contrapartida, sua resposta à frequência na banda passante é plana e com reduzida distorção de fase, o que proporciona uma aquisição de sinal fidedigna, conforme pode ser visto na Figura 24. Ao considerar as vantagens e desvantagens apresentadas, a

fidelidade ao sinal é um fator determinante, o que leva a que esta seja a melhor escolha de filtro. [32].

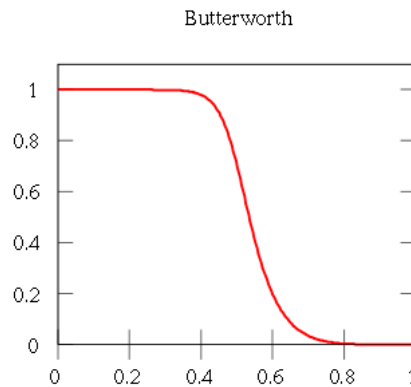


Figura 24 Exemplo de formato de resposta normalizada para um filtro Butterworth [31]

Uma possível implementação de um filtro de segunda ordem, com resposta *Butterworth*, pode ser obtida com uma arquitetura (secção de 2.^a ordem) *Sallen-key*, que necessita de apenas 2 resistores, 2 condensadores e 1 amplificador operacional para sua montagem. Estes componentes eletrônicos devem ser dimensionados de forma que as frequências de corte desejadas, 500 Hz para o filtro passa-baixo e 15 Hz para o filtro passa-alto, sejam respeitadas.

Para determinar o valor dos componentes do filtro, define-se inicialmente o formato de resposta desejado para o filtro através de um índice chamado “Fator de Qualidade” (Q). De forma simplificada, este índice se relaciona com o coeficiente de amortecimento do sistema, conforme a relação a seguir:

$$Q \triangleq \frac{1}{2\zeta}$$

A Tabela 4 apresenta os valores normalizados para os principais tipos de resposta de filtro de 2^a ordem.

Tabela 4 Fator de Qualidade para filtros de 2^a ordem

Formato de resposta	Fator de Qualidade (Q)
Bessel	0,5
Butterworth	0,707
Chebyshev	> 0,707

O “Fator de Qualidade” de um filtro é diretamente relacionado ao valor dos componentes que compõem o circuito. Por meio de fórmulas e equações, é possível determinar os componentes caso já se tenha definido o “Fator de Qualidade” desejado. A Figura 25 demonstra a estrutura de um filtro passa-baixo com arquitetura Sallen-Key. A denominação dos componentes será a mesma utilizada nas equações que serão apresentadas.

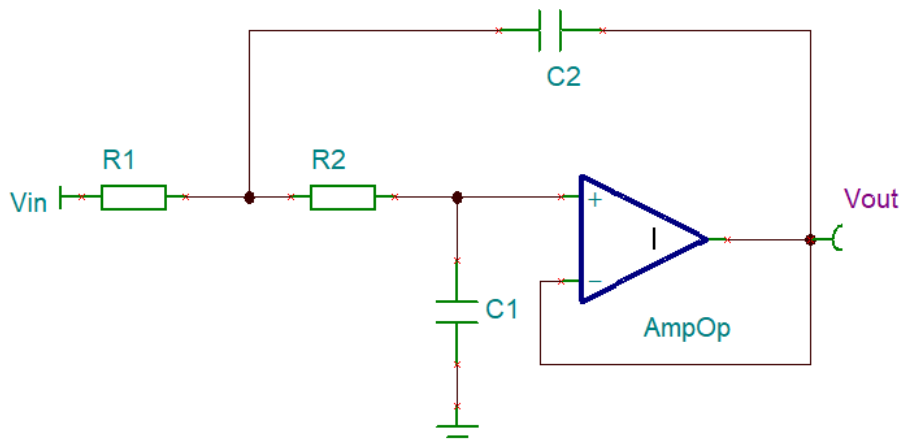


Figura 25 Filtro passa-baixo

A Equação 8 apresenta a fórmula para determinar Q para um filtro passa-baixo, onde f_c representa a frequência de corte do filtro.

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c C_1 (R_1 + R_2)} \quad (8)$$

A frequência de corte, assim como o fator de qualidade, também está diretamente relacionada com os componentes do circuito, conforme demonstra a Equação 9.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (9)$$

Para o projeto do filtro passa-baixo deste trabalho, estabeleceu-se a frequência de corte em 500 Hz e resposta Butterworth ($Q = 0,707$). Com base nestes parâmetros, é possível obter a função de transferência que descreve o comportamento do filtro, conforme indicado na Equação 10.

$$H(s) = \frac{(2\pi f_c)^2}{s^2 + 2\pi \frac{f_c}{Q} s + (2\pi f_c)^2} \quad (10)$$

$$H(s) = \frac{1}{1,01 \cdot 10^{-7} s^2 + 4,5 \cdot 10^{-4} s + 1}$$

Como o Fator de Qualidade (Q) utilizado foi de 0,707, sabe-se que o coeficiente de amortecimento (ζ) é de 0,707, o que fornece um sistema com duas raízes complexas no semi-plano esquerdo do plano imaginário e portanto, tem-se um sistema estável. [33]

Os valores dos componentes eletrônicos podem ser obtidos através da Equação 8. Escolhendo $C_1 = 100 \text{ nF}$, que é um valor comercial comum para condensadores, tem-se:

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot (R_1 + R_2)} \rightarrow (R_1 + R_2) = 4502 \Omega$$

Pelos valores comerciais disponíveis para os resistores da série E96 (resistores com precisão de 1%), pode-se determinar R_1 e R_2 como $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega + 420 \text{ k}\Omega$, que é muito próximo ao valor teórico desejado.

Uma vez que R_1, R_2 e C_1 foram determinados, pode-se calcular C_2 por meio da Equação 9.

$$500 = \frac{1}{2\pi \sqrt{2 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} C_2}} \rightarrow C_2 = 200 \text{ nF}$$

O valor comercial mais próximo para o valor teórico de C_2 é 220 nF .

Uma vez finalizado o projeto do filtro passa-baixo, iniciou-se o projeto do filtro passa-alto. De forma análoga ao filtro anterior, optou-se por um filtro de 2.^a ordem com arquitetura Sallen-Key, conforme exibido na Figura 26

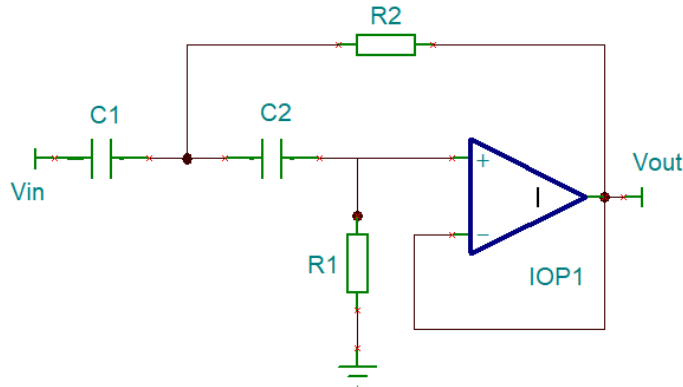


Figura 26 Filtro passa-alto

Utilizando um procedimento semelhante ao já descrito para o filtro anterior e adotando uma frequência de corte $f_c = 15 \text{ Hz}$ e fator de qualidade $Q = 0,707$, determinou-se a função de transferência do filtro passa-alto através da Equação 11

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\pi \frac{f_c}{Q} s + (2\pi f_c)^2} \quad (11)$$

$$H(s) = \frac{s^2}{1 + 133,30 s + 8882,12 s^2}$$

Como o Fator de Qualidade (Q) utilizado foi de 0,707, sabe-se que o coeficiente de amortecimento (ζ) é de 0,707, o que fornece um sistema com duas raízes complexas no semi-plano esquerdo do plano imaginário e, portanto, tem-se um sistema estável.

O fator de qualidade Q para o filtro passa-alto é dada pela Equação 12.

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_2 (C_1 + C_2)} \quad (12)$$

Ao combinar a Equação 9 e 12 tem-se:

$$Q = \frac{1}{2\pi f_c R_2 (C_1 + C_2)} \quad (13)$$

Escolhendo os condensadores C_1 e C_2 como 100 nF e fator de qualidade $Q = 0,707$ (filtro Butterworth), é possível determinar R_2 por meio da Equação 13

$$0,707 = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \cdot R_2 \cdot (100 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-9})} \rightarrow R_2 = 53 \text{ k}\Omega$$

Em posse de R_2 , é possível obter R_1 por meio da Equação 12.

$$0,707 = \frac{\sqrt{53 \cdot 10^3 \cdot R_1 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}}{53 \cdot 10^3 \cdot (100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9})} \rightarrow R_1 = 106 \text{ k}\Omega$$

Assim, tem-se todos os valores necessários para a montagem dos filtros passa-baixo e passa-alto, conforme os requisitos do projeto. A Tabela 5 sintetiza os resultados obtidos.

Tabela 5 Valores calculados para os componentes dos filtros passa-baixo e passa-alto

Componente	Passa-alto	Passa-baixo
R_1	106 k Ω	2 k Ω
R_2	53 k Ω	2,6 k Ω
C_1	100 nF	100 nF
C_2	100 nF	220 nF

3.2.3. OFFSET

O sinal proveniente dos filtros apresenta valor instantâneo máximo de aproximadamente 1 V_{pp} e não possui nível de tensão contínua (CC). Normalmente, os conversores analógico-digitais presentes nos microcontroladores possuem um intervalo de operação entre 0 V e 5 V, o que faz com que seja necessário ajustar o nível de tensão do sinal que será analisado.

Uma forma muito eficaz de alterar o nível CC de um sinal é por meio de um circuito somador, apresentado na Figura 27, onde uma referência de tensão é adicionada ao sinal original, causando desta forma um offset no nível de tensão média do sinal.

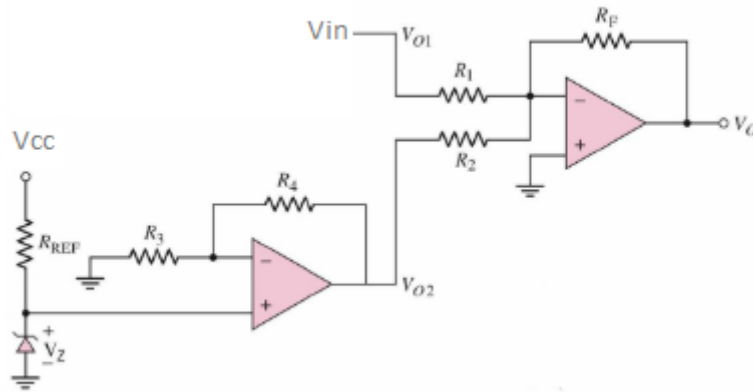


Figura 27 Circuito somador com offset

O estágio do circuito que provê a referência de offset V_{o2} pode ser descrita por meio da Equação 14.

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_Z \quad (14)$$

O estágio do circuito que realiza a soma dos dois sinais (circuito somador) tem como resultado V_o e é descrito pela Equação 15.

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right) V_{o1} - \left(\frac{R_f}{R_2}\right) V_{o2} \xrightarrow{V_{o2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_Z} V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right) V_{o1} - \left(\frac{R_f}{R_2}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_Z \quad (15)$$

Escolhendo $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_f$:

$$V_o = -V_{o1} - 2V_Z \quad (16)$$

Se V_{o1} tem valor mínimo de -1 V, para que o sinal desejado V_o esteja entre 0 V e 5 V, por meio da Equação 16 tem-se:

$$0 \geq 1 - 2V_Z$$

$$5 \leq 1 - 2V_Z$$

$$-2 \leq V_Z \leq -0,5$$

Desta forma, é necessário apenas garantir que V_Z esteja neste intervalo de tensão para que o sinal desejado oscile entre 0 V e 5 V.

3.2.4. MICROCONTROLADOR

O microcontrolador a ser utilizado será escolhido com base em dois principais fatores: conversão AD do sinal e capacidade de comunicação serial. Isto implica a detecção de um sinal de entrada na ordem dos mV, com uma banda de passagem que tem início em 15 Hz e término em 500 Hz. Por se tratarem de sinais analógicos, estes terão de ser convertidos de analógico para digital, pelo que será necessário um ADC, de preferência integrado no microcontrolador de forma a evitar a adição de mais um componente eletrónico no sistema.

Para a definição da frequência de amostragem deve ser levado em consideração o estudo realizado no capítulo 2, onde determinou-se que as frequências de interesse de uma eletromiografia estão abaixo da frequência de 500 Hz (motivo pelo qual o módulo de filtragem rejeita frequências acima deste valor). Sabe-se pela teoria de processamento digital de sinais que a amostragem de um sinal deve respeitar a frequência de *Nyquist* para permitir a correta reconstrução do mesmo [34]. A Equação 17 demonstra o cálculo da frequência de amostragem necessária, onde f_{sinal} representa a frequência do sinal analógico que se pretende amostrar.

$$f_{amostragem} = 2 \cdot f_{sinal} \quad (17)$$

A frequência de amostragem suportada pelo microcontrolador deverá ser então no mínimo 1.000 Hz, de forma a respeitar a frequência de Nyquist e garantir que não exista *aliasing*. O número de portas de entrada e saída do microcontrolador deve ser suficiente para uma entrada de sinal analógico e uma saída com capacidade de comunicação serial, de modo a enviar o sinal amostrado para um computador.

Com base nas baixas especificações dos requisitos exigidos (inclusive pouco poder de processamento, uma taxa de *clock* moderada e um reduzido número de portas de entrada e saída) para o microcontrolador, constata-se que existe uma grande variedade de microcontroladores que atendem a estes requisitos mínimos, o que leva a que a escolha seja baseada na familiaridade e custo do microcontrolador.

Para estas condições, a família de processadores *Atmega* torna-se numa escolha viável, em especial o ATmega328, devido ao baixo custo de aquisição (cerca de 2,50 €), fiabilidade e possibilidade de uso numa *breadboard*. Os 32 registradores de uso genérico deste microcontrolador são mais que suficientes para as funcionalidades exigidas, além dos 32

kBytes de memória flash programável, oscilador interno de até 8 MHz, 23 entradas/saídas programáveis, capacidade de comunicação serial *USART*, *SPI*, conversor ADC integrado, interrupção programável ao final de cada transmissão serial e interrupção programável ao final de cada conversão AD. A Figura 28 exibe um ATMEGA 328.

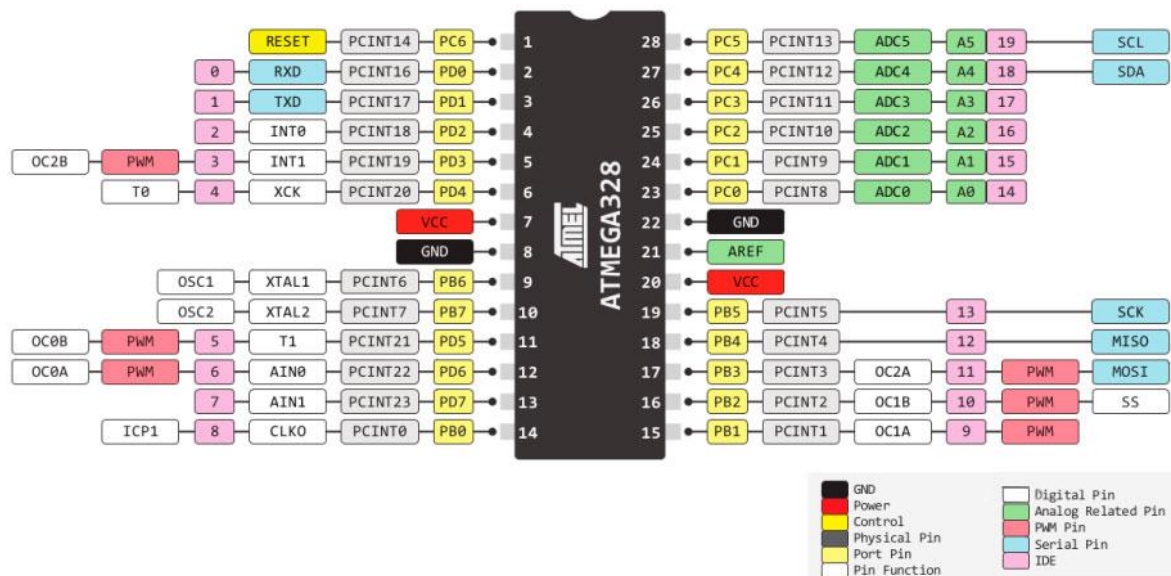


Figura 28 Microcontrolador Atmega328 [35]

Este microcontrolador possui um *clock* interno com uma frequência de oscilação de até 8 MHz, o que é em um primeiro momento parece ser suficiente para a captação e amostragem do sinal tratado, que terá uma frequência máxima de aproximadamente 500 Hz. O conversor analógico integrado neste microcontrolador será utilizado para a captação e conversão do sinal.

A funcionalidade USART (Universal Synchronous and Asynchronous serial Receiver and Transmitter) será utilizada para a comunicação série com a entrada USB do computador a correr o software de aquisição e exibição do sinal. Uma vez que a comunicação terá de ser efetuada o mais rapidamente possível, de maneira a que a aquisição e exibição do sinal seja efetuada em tempo real, será utilizada uma transmissão assíncrona. A transmissão de dados apresenta uma taxa de erros que é dependente da taxa de transmissão (*baud rate*) utilizada, podendo variar de uma taxa próxima de 0 até valores mais elevados, como 8,5%. [36]

Devido à elevada frequência de amostragem, deve-se garantir que todos os processos necessários ao funcionamento do sistema, tais como amostragem, conversão AD, e

transmissão de dados podem ser concluídos em um período de 1 ms. Para tal, o *clock* a ser utilizado deverá ser o mais alto possível e também deverá ser utilizado um *baud rate* elevado, tal como 115.200 bps.

Um ponto de atenção é que o *clock* da comunicação serial é sempre determinado como uma proporção entre *clock* do microcontrolador (f_{osc}) e do baud rate, conforme apresentado na Equação 18. O resultado dessa relação deve ser atribuído a um registrador denominado UBRRn, que aceita apenas números inteiros.

$$UBRRn = \frac{f_{osc}}{16 BAUD} - 1 \xrightarrow[\substack{f_{osc}=11059200 \\ BAUD=115200}]{f_{osc}=11059200} UBRRn = 3,34 \quad (18)$$

Com base nos valores desejados, temos que UBRRn será 3,34. Neste caso, o valor deverá ser arredondado para 3, conforme orientação do fabricante em sua folha de dados [36]. Devido a este arredondamento, ocorre uma elevação da taxa de erros na comunicação serial para 8.5%. Pelos requisitos do projeto, pode-se utilizar um cristal de oscilação, que atuará como *clock* externo com valor de 11,0592 MHz, o que leva a um valor exato para UBRRn de 5 e assim a taxa de erro é reduzida a 0%.

$$UBRRn = \frac{11,0592 \cdot 10^6}{16 \cdot 115200} - 1 = 5$$

Uma vez determinados os parâmetros desejados, tal como *clock*, frequência de amostragem e *baud rate*, é necessário confirmar que o microcontrolador escolhido é capaz de atender as especificações do projeto. É importante notar que todos os parâmetros citados são diretamente influenciados pela velocidade do *clock* do sistema.

Considerando que o período é inversamente proporcional à frequência, a determinação da frequência de amostragem em 1.000 Hz implica em uma restrição direta sobre os demais parâmetros, pois todos os processos deverão ocorrer em um período menor que 1 ms.

O controle da frequência de amostragem é dado por meio da contagem do *clock* do microcontrolador. Neste caso, como foi escolhido um *clock* de 11,0592 MHz, tem-se um período de *clock* de 90,4 ns, o que permite concluir que em 1 período de amostragem, de 1 ms, ocorrem 11.059 períodos de *clock*.

O *datasheet* do microcontrolador ATMEGA328 indica que o processo do ADC necessita de 25 ciclos de *clock* na primeira vez que o conversor é utilizado e 13 ciclos de *clock* para as conversões seguintes. O *clock* do ADC é determinado como uma fração do *clock* original do sistema por meio de um *prescaler*, que estabelece uma relação entre velocidade de conversão e precisão dos dados convertidos. Seu valor é dado em potências de 2, podendo variar de 2 até 128. Assim, um *prescaler* de 128 significa que a cada 128 ciclos de *clock* do microcontrolador, será executado apenas 1 ciclo de *clock* do ADC.

De acordo com o fabricante do microcontrolador, para obter a máxima resolução do ADC, deve-se utilizar um *clock* mínimo de 50 kHz e máximo de 200 kHz. Assim, de forma a cumprir com requisitos de tempo do projeto, foi escolhido um *prescaler* de 128, o que fornece uma frequência de *clock* do ADC de 86,4 kHz e equivalente a 11,5 μ s por período de *clock*.

Uma vez que o *clock* do ADC foi determinado, é possível concluir que o tempo total necessário para uma conversão de 8 bits do ADC, com 13 ciclos de *clock*, exige 156 μ s.

Com o *clock*, frequência de amostragem e conversão ADC definidos, estabeleceu-se que a transmissão dos dados amostrados para o computador seria realizada por meio de uma comunicação serial. Esta comunicação serial deveria ser capaz de transmitir pacotes de 10 bits com a máxima velocidade possível e deveria conter um *start* bit, 8 bits provenientes da conversão AD e um *stop* bit. Segundo as informações do fabricante, um *clock* de 11,0592 MHz suporta um *baud rate* máximo de 115.200 bps, com um erro de 0 %. Deste modo, pôde-se calcular que o tempo necessário para a transmissão de 1 bit, com um *baud rate* de 115.200, é de 8,68 μ s. Assim, o tempo total para a transmissão de 10 bits com esta taxa de transmissão é de aproximadamente 87 μ s.

Após calcular o tempo de execução dos principais processos presentes no microcontrolador (conversão AD e transmissão), concluiu-se que a soma destes é de aproximadamente 25 % do tempo disponível entre amostragens. Portanto, os valores definidos para *clock*, *prescaler* do ADC, *baud rate* e frequência de amostragem são coerentes com os requerimentos e podem ser utilizados.

3.2.5. CANAL DE COMUNICAÇÃO USB

Após a amostragem dos sinais elétricos provenientes dos músculos, torna-se necessário o envio destes dados para um computador para realizar a sua exibição. Este envio de dados será realizado através de um adaptador serial da FTDI (modelo FT232RL), através do estabelecimento de um canal de comunicação com o microcontrolador por meio da função de USART do Atmega328.

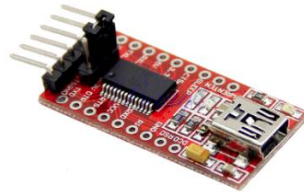


Figura 29 Placa FT232RL para comunicação serial

O FT232RL opera com 5 V ou 3.3 V, que serão fornecidas pelo microcontrolador, e neste caso, como serão enviadas informações apenas do microcontrolador para o computador, é possível estabelecer um canal de comunicação com apenas de 4 ligações: [37]

- RX: Recepção de dados serial;
- VCC: Alimentação principal;
- GND: Referência (0V).
- DTR: *Clock*

3.2.6. EXIBIÇÃO

O sinal amostrado deverá ser exibido em tempo real num *display* ou ecrã, de forma a permitir ao utilizador visualizar o sinal obtido. Desta forma, a exibição do sinal deverá ser facilmente manipulável pelo utilizador do software.

Por se tratar de uma solução open-source, o QT C++ possui diversas bibliotecas que podem auxiliar a implementação do processamento dos dados, comunicação serial e exibição.

De modo a estabelecer a comunicação serial com o microcontrolador é necessário que a porta serial do computador seja configurada. A biblioteca “Qt Serial Port C++” auxilia nesta tarefa ao implementar e gerir o protocolo de comunicação serial. Por meio de diversas classes é possível configurar o *baud rate*, número de bits em cada pacote, bit de paridade, stop bit e fluxo de dados, por exemplo.

Esta biblioteca, além de classes que auxiliam na configuração e implementação do protocolo de comunicação serial, também possui funções que auxiliam na leitura dos dados recebidos de forma a possibilitar o armazenamento destes em vetores e estruturas de dados.

Para a criação de gráficos será utilizada a biblioteca “QCustomPlot”. Esta biblioteca é focada na criação de gráficos com *design* profissional e oferece alta performance para visualização de dados em tempo real. Um ponto positivo desta biblioteca é que ela não possui dependências com outras bibliotecas, bastando acrescentar um arquivo com o código fonte (.cpp) e um arquivo com o cabeçalho da biblioteca (.hpp). A biblioteca “QCustomPlot” também permite aceleração por hardware através da ativação de processamento com OpenGL.

Com base nas duas bibliotecas apresentadas, define-se que a interface gráfica deverá permitir ao utilizador configurar e estabelecer a comunicação serial com o microcontrolador, visualizar o sinal obtido em um gráfico em tempo real, ajustar o período de visualização e exportar os dados recebidos para um arquivo de texto.

4. IMPLEMENTAÇÃO

Uma vez que foram definidas as ferramentas e metodologias que seriam utilizadas na implementação do eletromiógrafo, procedeu-se à simulação e montagem do sistema. A simulação e a montagem se deram por meio de 5 módulos: amplificação, filtragem, offset, aquisição de dados e exibição.

A simulação dos circuitos analógicos foi realizada através do software Tina TI. Este simulador é baseado em *SPICE* ("*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*") e possui a capacidade de processar a maior parte das análises básicas de circuitos eletrônicos, tais como análise de transitório e análises no domínio da frequência. Por ser uma aplicação computacional desenvolvida pela *Texas Instruments*, somente os componentes deste fabricante estão disponíveis para seleção, embora, o facto de ser baseado em *SPICE*, permita ao utilizador criar seus próprios componentes e contornar esta limitação.

Todos os módulos do projeto foram avaliados inicialmente no simulador e após apresentarem um comportamento estável e próximo ao desejado, procedeu-se com a sua montagem em *breadboard*, de modo a validar se os resultados com o circuito real estavam em linha com os resultados teóricos obtidos inicialmente.

4.1. AMPLIFICAÇÃO

Nos capítulos anteriores foram descritas as diversas características do amplificador de instrumentação, tais como ganho, alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e alto CMRR. Entre todas estas características, a mais relevante para este projeto é o CMRR, pois sem uma alta rejeição das interferências será muito difícil analisar o sinal recebido.

O primeiro passo em uma análise é garantir que o método utilizado para realizar a validação é confiável, caso contrário, não será possível determinar se a proposta para a solução do problema em questão realmente funciona.

Para obter as curvas características de CMRR para diferentes ganhos do amplificador de instrumentação, montou-se o circuito apresentado na Figura 30. Esta abordagem é sugerida pela Texas Instruments [38] e tem como objetivo a validação do modelo computacional.

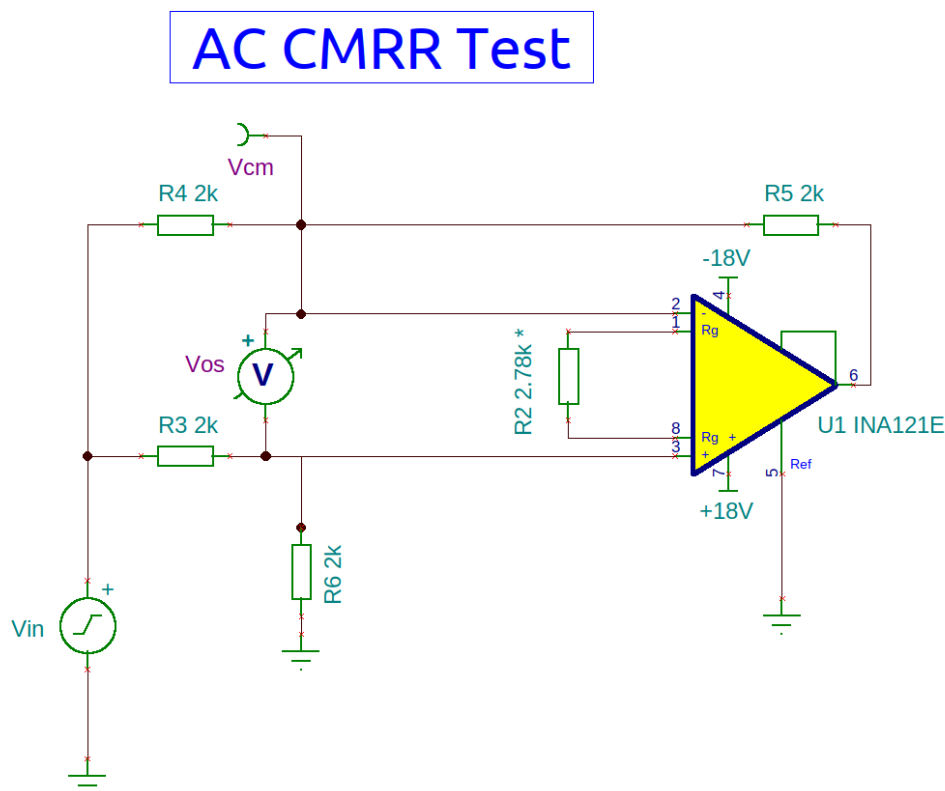


Figura 30 Circuito para análise de CMRR

Ao realizar a análise AC ao longo do espectro da frequência, as curvas de CMRR podem ser calculadas por meio da Equação 19.

$$CMRR = \frac{V_{cm}}{V_{os}} \quad (19)$$

A validação deste método para o cálculo do CMRR foi realizada através de uma simulação com o componente INA121 e sua posterior comparação com os dados disponibilizados em sua folha de dados. A escolha deste componente se deu pelo fato de este apresentar comportamento semelhante ao amplificador de instrumentação INA116 e seu modelo SPICE ter sido desenvolvido pela própria *Texas Instruments*.

A Figura 31 apresenta as curvas obtidas para a simulação no TINA TI para o amplificador de instrumentação INA121, para os ganhos e 1, 10, 100 e 1.000 V/V.

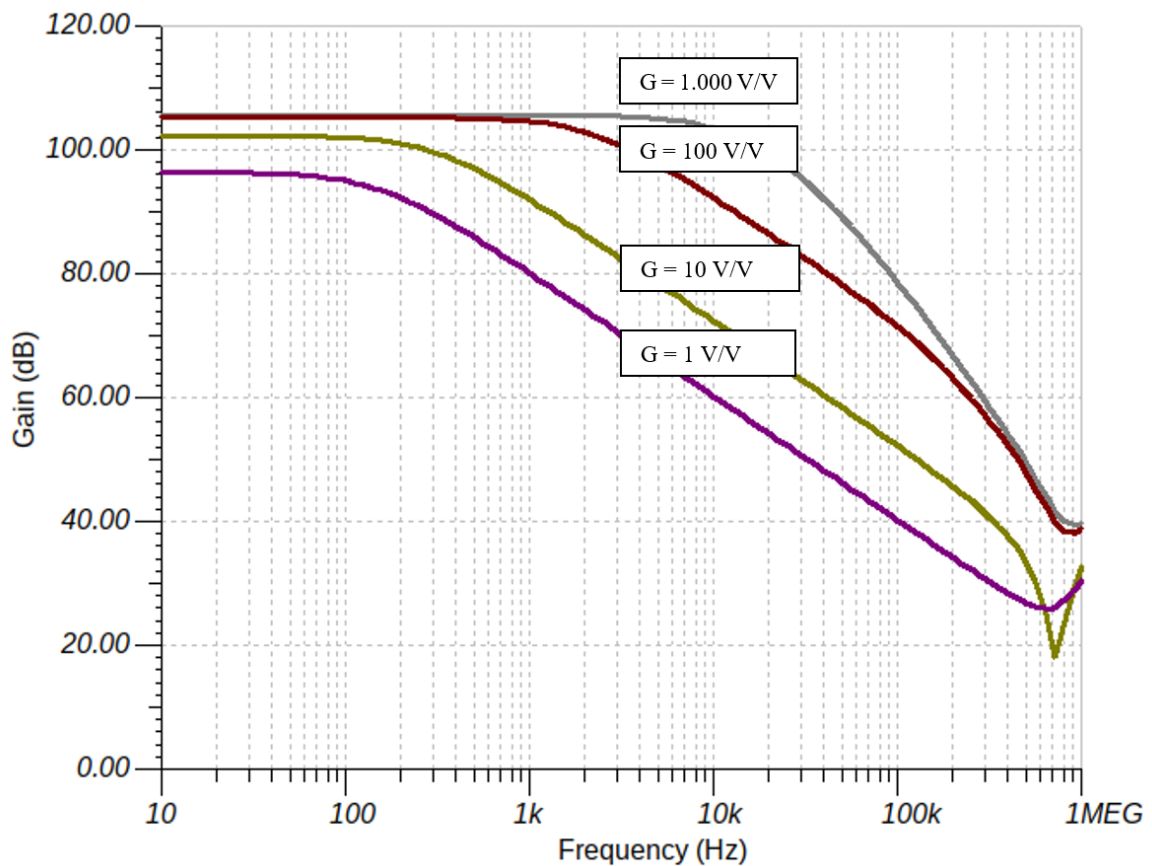


Figura 31 CMRR INA121 simulado com referência passiva.

Para verificar se os resultados obtidos correspondem ao comportamento esperado do dispositivo, foi realizada uma comparação visual com as curvas CMRR do componente INA121 apresentadas em sua folha de dados, conforme apresentado na Figura 32.

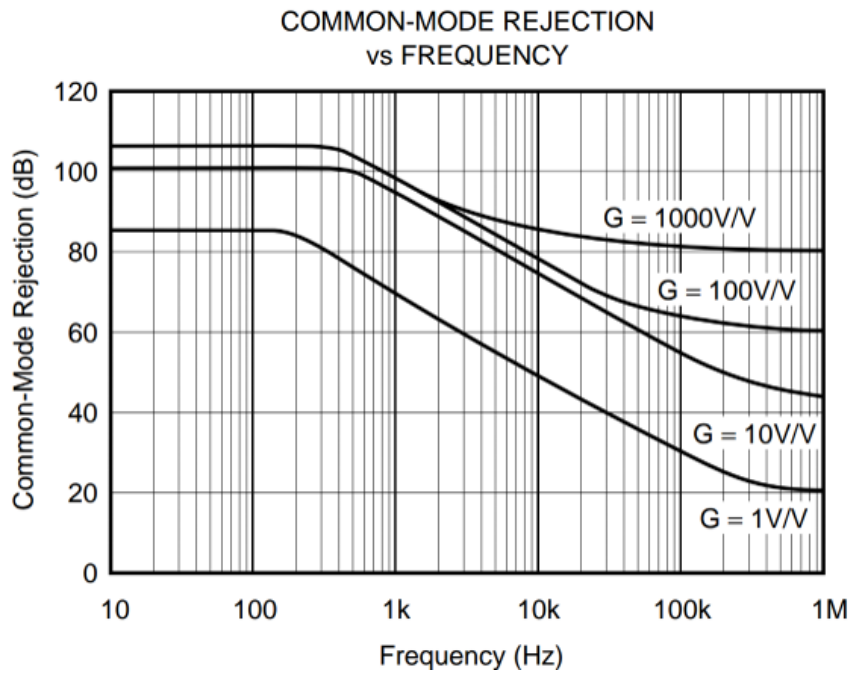


Figura 32 Cua oficial CMRR INA121.

Pode-se concluir que o circuito utilizado para levantar as curvas de CMRR não apresenta um resultado consistente em todos os espectros da frequência, embora apresente bons resultados para frequências abaixo de 10 kHz, que é onde estão concentradas as frequências monitoradas neste trabalho.

4.1.1. ANÁLISE DE CMRR APLICADA AO INA116

Uma vez que a metodologia de análise de CMRR foi validada, o mesmo conceito foi aplicado ao INA116. Como o modelo SPICE deste componente não é disponibilizado pelo fabricante, foi necessário realizar a sua montagem por meio de 3 amplificadores operacionais modelo OPA129, conforme demonstra a Figura 33.

A escolha da utilização do OPA129 para emulação do INA116 é sugerida pela própria *Texas Instruments* em seu fórum oficial [39].

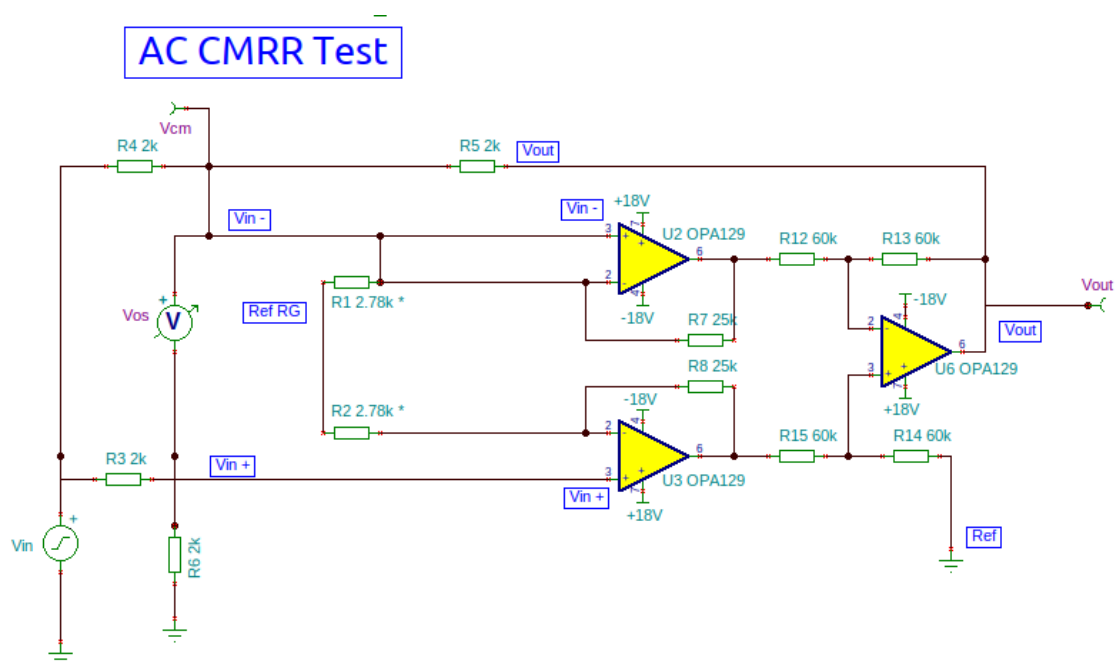


Figura 33 Circuito para obtenção das curvas de CMRR do INA116.

A Figura 34 apresenta o conjunto de curvas CMRR do INA116 para os ganhos de 1, 10, 100 e 1.000 V/V. A Figura 35 demonstra o conjunto de curvas CMRR, para os mesmos ganhos, apresentado na folha de dados do componente INA116.

Ao comparar as duas figuras, nota-se que existe uma forte discrepância entre as curvas apresentadas. Esta diferença pode ser devida ao facto de que foi utilizada uma aproximação do componente INA116 e não um modelo desenvolvido de forma adequada para simulação em ambiente SPICE.

Para avaliar se seria possível obter uma simulação que representasse de forma mais fidedigna o comportamento do sistema, utilizou-se um outro método de medição do CMRR. Este método é baseado em dois circuitos alimentados com fontes idênticas, onde um circuito realiza a medição da tensão de modo comum e o outro realiza a medição da tensão de modo diferencial [40]. Ambos os circuitos podem ser observados na Figura 36, onde o valor do resistor de ganho foi variado de forma a obter ganhos de 1, 10, 100 e 1.000 V/V, para uma entrada sinusoidal com amplitude de 1 V e frequência de 500 Hz.

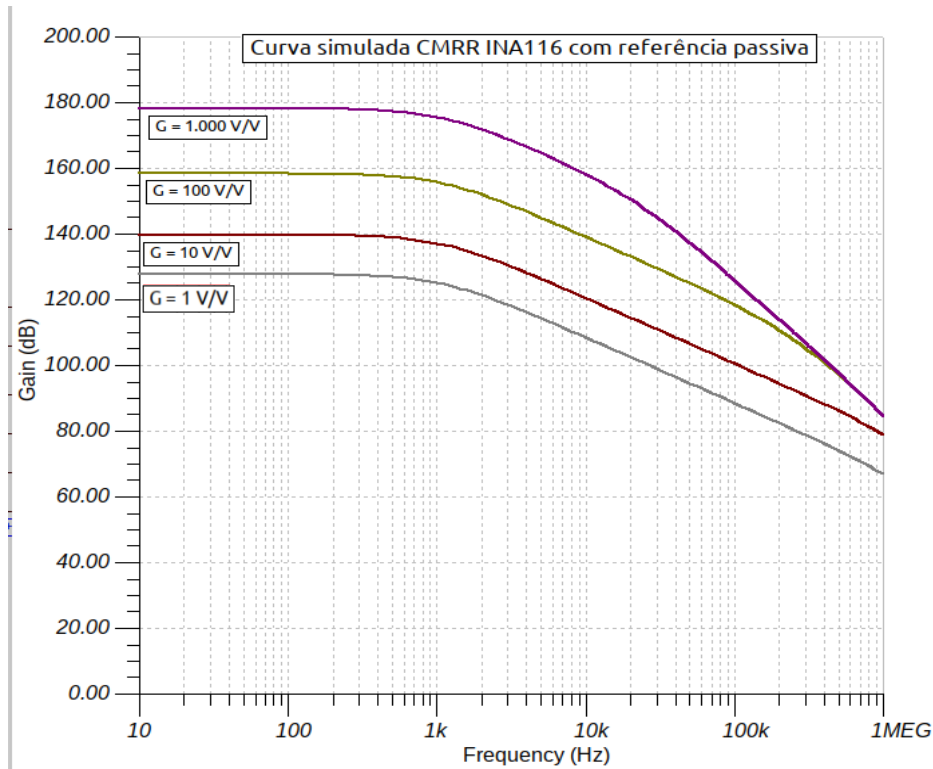


Figura 34 CMRR INA116 obtido por meio de simulação computacional.

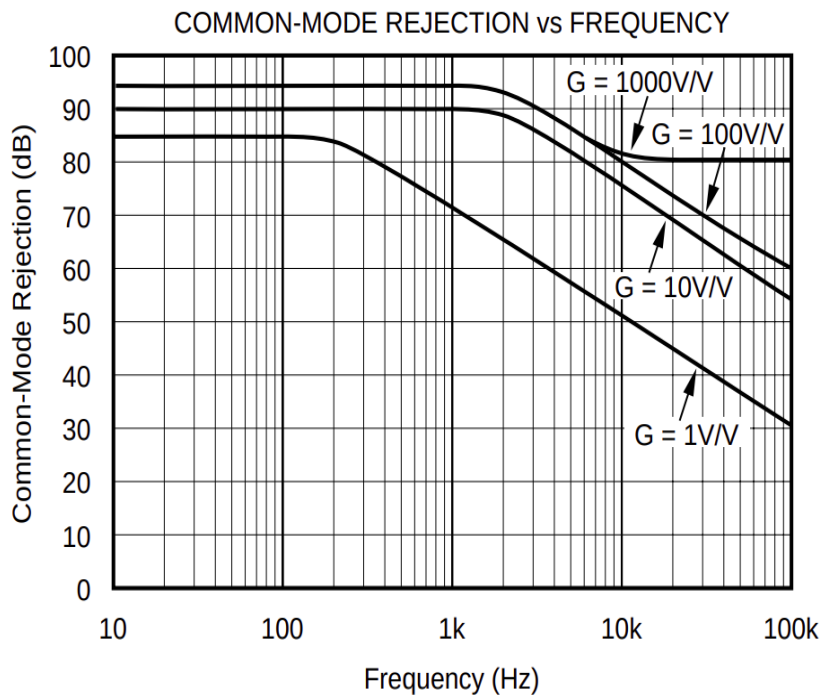


Figura 35 CMRR característico do amplificador de instrumentação INA116.

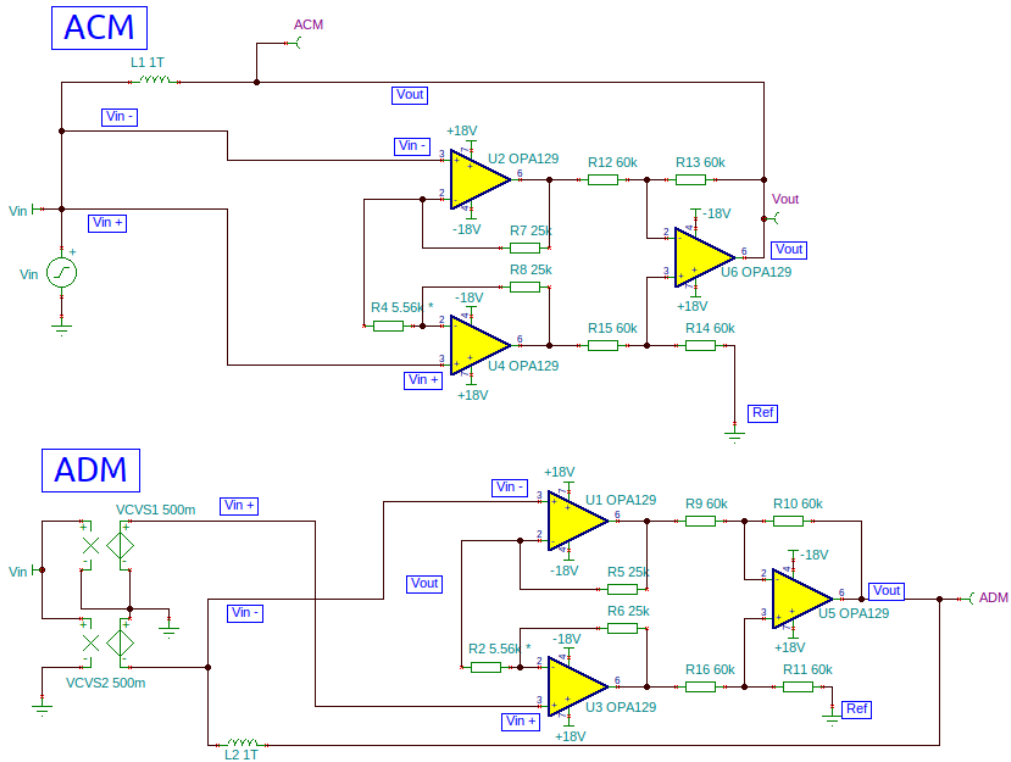


Figura 36 Circuito para levantamento do CMRR.

Nesta metodologia, o CMRR pode ser calculado através da Equação 20.

$$CMRR = \frac{ADM}{ACM} \quad (20)$$

Os resultados obtidos por meio deste método são apresentados na Figura 37. Nota-se que estes resultados também apresentam uma grande discrepância em comparação com as curvas fornecidas na folha de dados do INA116, de forma semelhante ao que já foi observado na Figura 34.

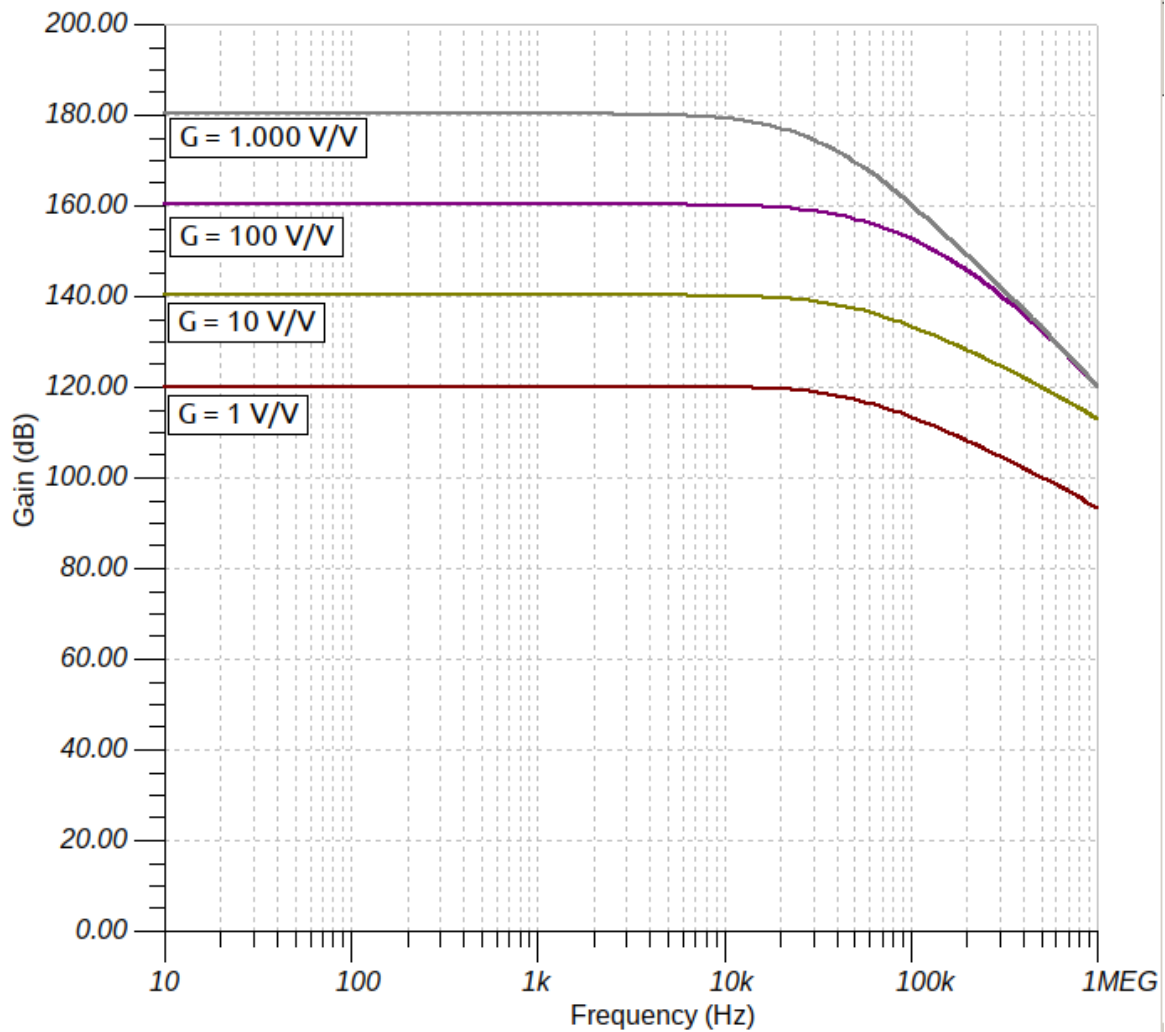


Figura 37 CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA116.

Com base nos resultados obtidos, é possível levantar algumas hipóteses para descrever os efeitos notados na medição do CMRR do INA116.

A primeira hipótese poderia é que os circuitos utilizados para levantamento das curvas de CMRR não foram corretamente utilizados. Esta hipótese é pouco provável, visto que o mesmo circuito foi utilizado para o INA121 e forneceu resultados satisfatórios, conforme pode ser visualizado na Figura 38.

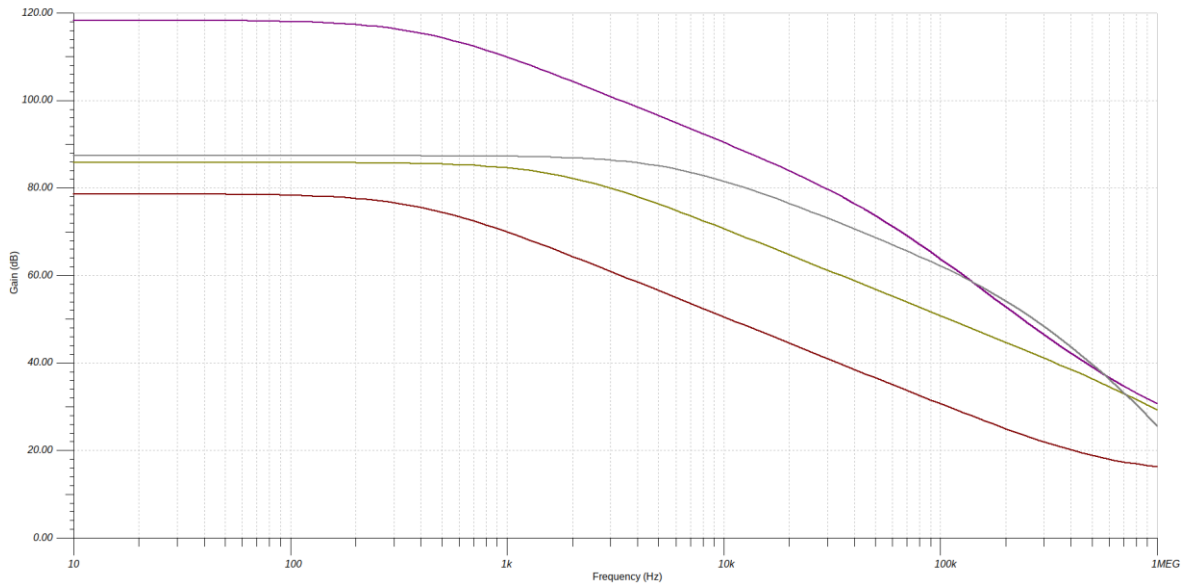


Figura 38 CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA121.

Uma outra hipótese, e mais provável neste caso, é de que o modelo SPICE utilizado para o INA116, por se tratar de uma aproximação, não representa de forma fiel todas as características do componente.

4.1.2. ANÁLISE DE CMRR APLICADA AO INA116 COM REFERÊNCIA ATIVA

As simulações dos circuitos realizadas até este ponto, para verificação das curvas características de CMRR, utilizaram sempre um ponto de referência passivo. Com intuito de explorar uma possível melhora na resposta do circuito, aplicou-se a técnica de DRL e realizou-se um novo levantamento das curvas de CMRR, de forma a verificar se a utilização de uma referência ativa alteraria o seu valor. O circuito com um INA116 e referência ativa é demonstrado na Figura 39.

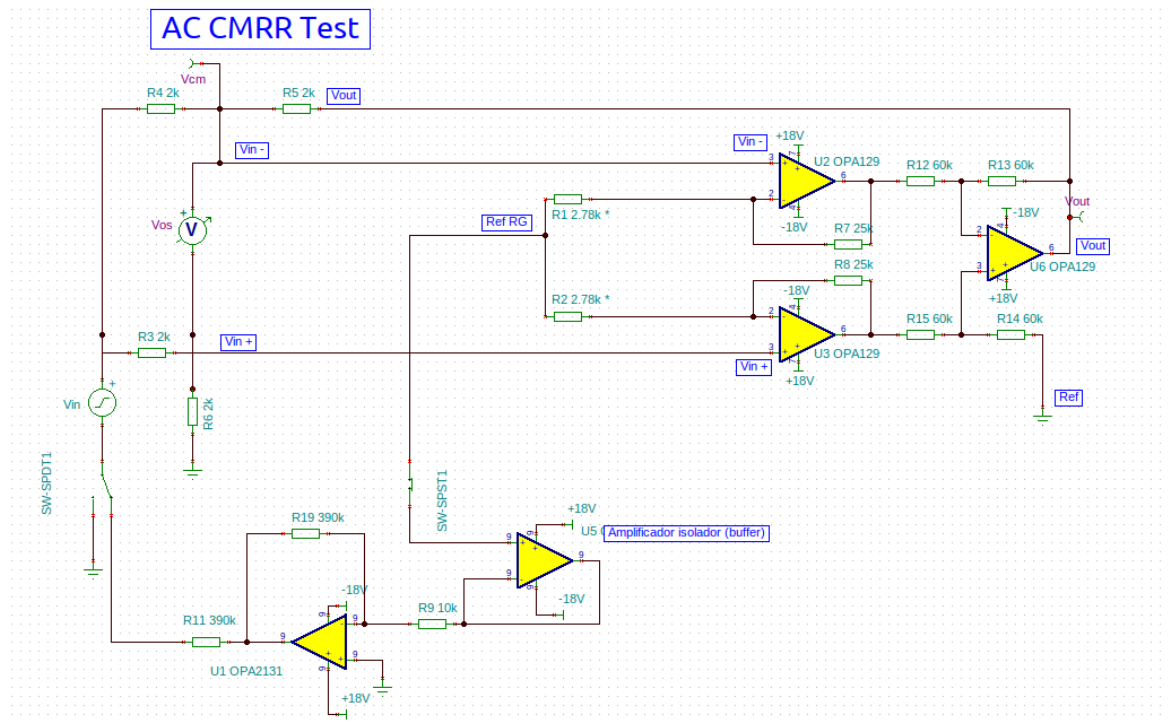


Figura 39 CMRR obtido através de simulação para o amplificador de instrumentação INA116.

As curvas obtidas com o novo circuito com aplicação do DRL podem ser visualizadas na Figura 40. Observa-se que as curvas apresentadas são exatamente iguais às apresentadas na Figura 34, onde foi utilizada uma referência passiva. Com base apenas nisto, seria possível afirmar que a adição do circuito DRL não eleva o CMRR do circuito. Entretanto, como já foi explorado matematicamente nas seções anteriores, sabe-se que isto não é verdade, e também é sabido que a simulação do CMRR para o INA116 demonstrou-se pouco precisa e pode não refletir a realidade.

Desta forma, se fez necessário explorar outras formas de verificação da influência do DRL no circuito. Assim, explorou-se uma segunda forma de obtenção das curvas de CMRR, conforme apresentado na Figura 41. Os resultados obtidos podem ser verificados na Figura 42.

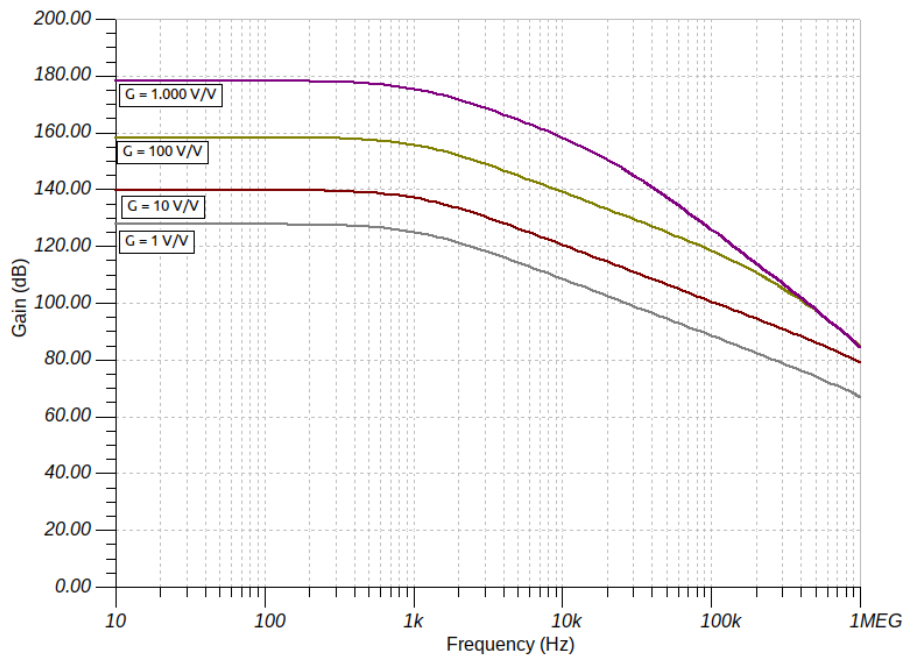


Figura 40 CMRR INA 116 com referência ativa.

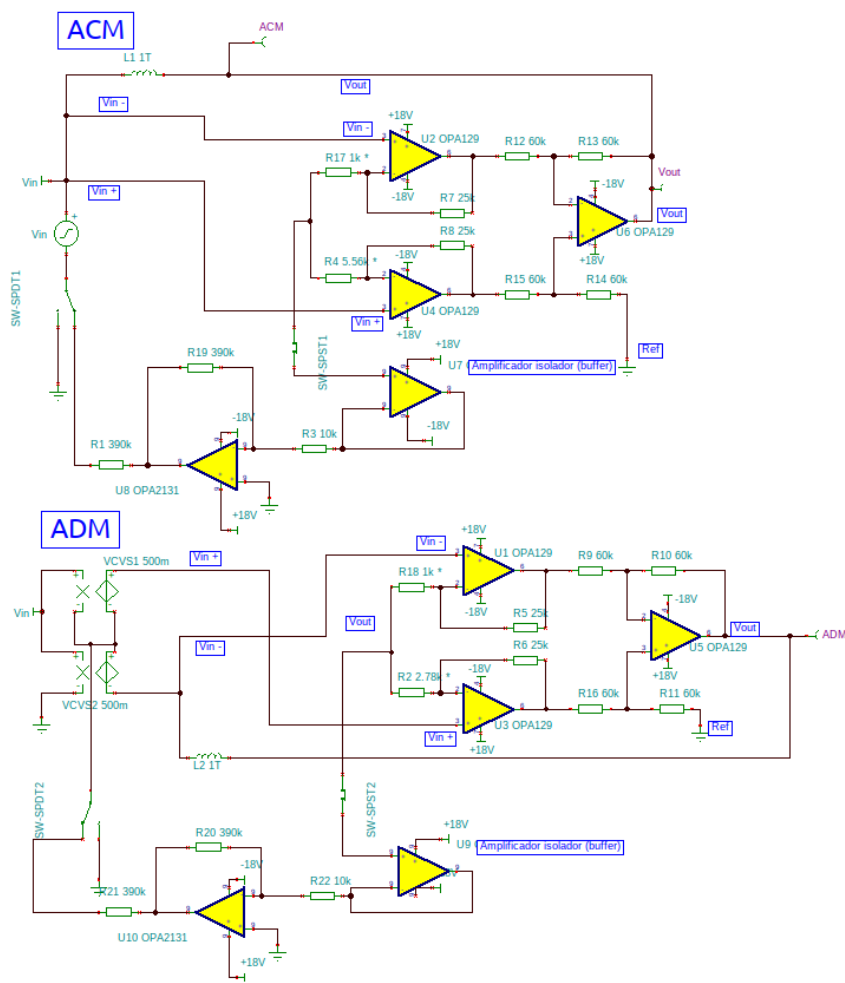


Figura 41 Circuito para verificação de CMRR com referência ativa.

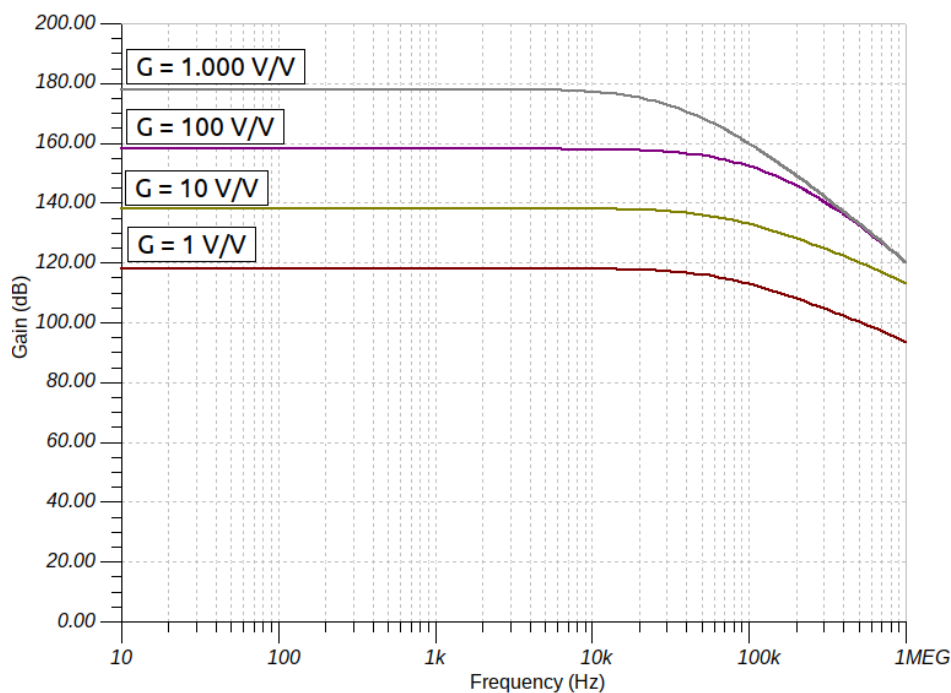


Figura 42 CMRR INA 116 com referência ativa.

Os resultados obtidos por meio deste circuito se assemelham ao resultado fornecidos pelo circuito da Figura 39, com uma ligeira mudança apenas na curva com ganho $G = 1 \text{ V/V}$.

Conforme já discutido anteriormente, existem algumas hipóteses que possam explicar a pouca ou quase nula influência da referência ativa nos circuitos testados:

- A aproximação do modelo SPICE utilizada para o componente INA116 não é fiável ou está incompleta;
- Os circuitos utilizados para levantamento das curvas de CMRR não são fiáveis ou não foram corretamente utilizados. Esta hipótese foi rejeitada através dos testes apresentados com o componente INA121 e referência passiva;
- A adição do estágio de DRL não é efetiva e não produz o resultado desejado. Esta última hipótese é muito pouco provável, pois já foi provada matematicamente.

4.1.3. ANÁLISE DA TENSÃO DE SAÍDA DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

Embora não seja possível notar uma mudança clara nas curvas de CMRR, é possível verificar que a referência ativa exerce uma influência no sinal de saída do circuito quando o INA116 tem seus dois terminais de entrada submetidos a um mesmo sinal (tensão de modo comum).

Para tal demonstração foi utilizado o circuito da Figura 43, onde os dois terminais de entrada do INA116 foram excitados com uma tensão sinusoidal V_{in} com amplitude de 1V e 100 mV. Por meio de três chaves seletoras, alternou-se o circuito entre a referência passiva e a referência ativa e mediu-se a tensão de saída V_{out} . Os resultados são apresentados na Figura 44 e 45.

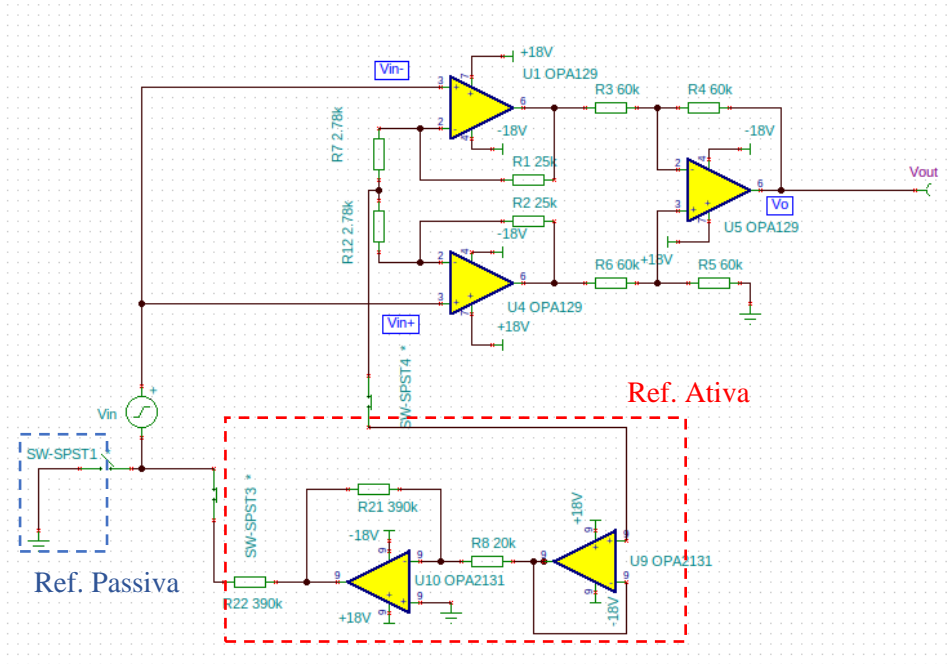


Figura 43 INA116 com referência ativa e passiva.

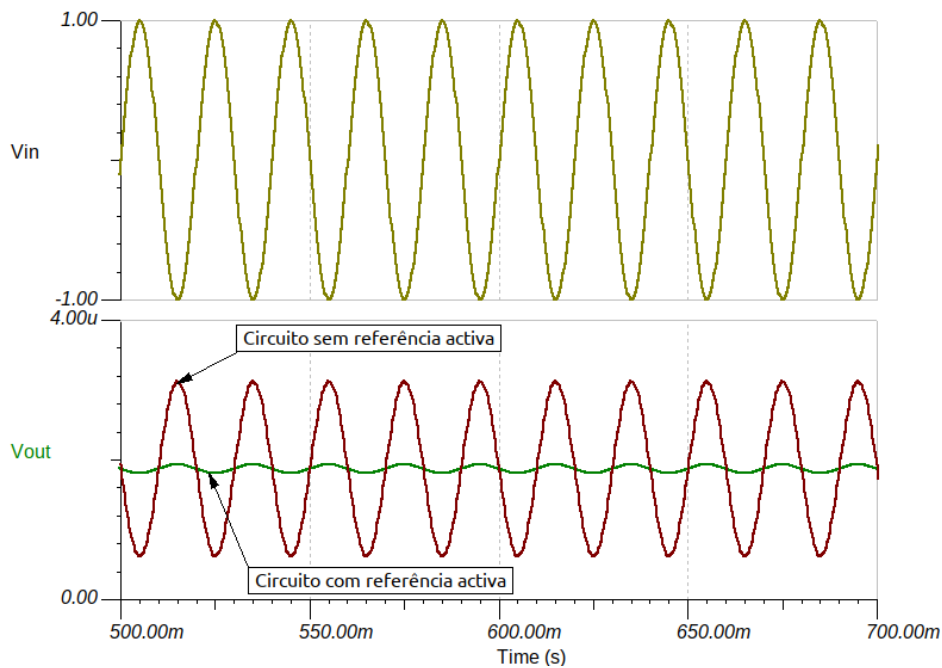


Figura 44 INA116 submetido a uma tensão de entrada de 1V e 50 Hz.

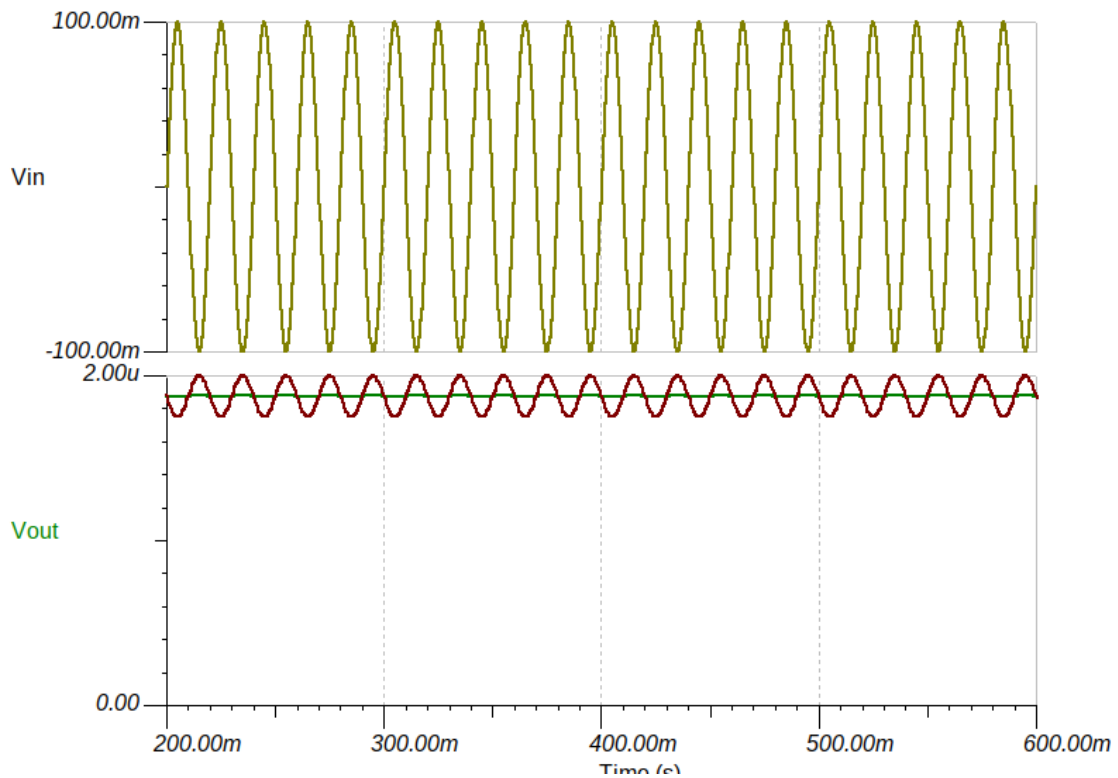


Figura 45 INA116 submetido à uma tensão de entrada de 100 mV e 50 Hz.

O CMRR do circuito pode ser calculado com base nos valores de entrada e saída do circuito, conforme a Equação 21

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(V_{out\ max} - V_{out\ min})/2}{v_{in}} \quad (21)$$

$$CMRR_{db} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{100}{\frac{v_{out}}{v_{in}}} \right) \quad (22)$$

O circuito com referência passiva (sem DRL) apresentou um CMRR de 158 dB.

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(3,12 \cdot 10^{-6} - 0,62 \cdot 10^{-6})/2}{1} = 1,25 \cdot 10^{-6}$$

$$CMRR_{db} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{100}{1,25 \cdot 10^{-6}} \right) = 158\ dB$$

O circuito com referência ativa, obteve-se um CMRR de 184 dB.

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(1,93 \cdot 10^{-6} - 1,83 \cdot 10^{-6})/2}{1} = 6 \cdot 10^{-8}$$

$$CMRR_{db} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{100}{6 \cdot 10^{-8}} \right) = 184 \text{ dB}$$

Verifica-se desta forma que o circuito com referência ativa atenua de forma considerável a componente AC da saída, muito embora ainda apresente uma componente CC que deverá ser tratada posteriormente.

Para avaliar qual seria o valor ótimo do ganho do circuito DRL, variou-se o valor do resistor de feedback do segundo estágio do DRL no circuito da Figura 43 e procedeu-se com a respectiva análise AC. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 46.

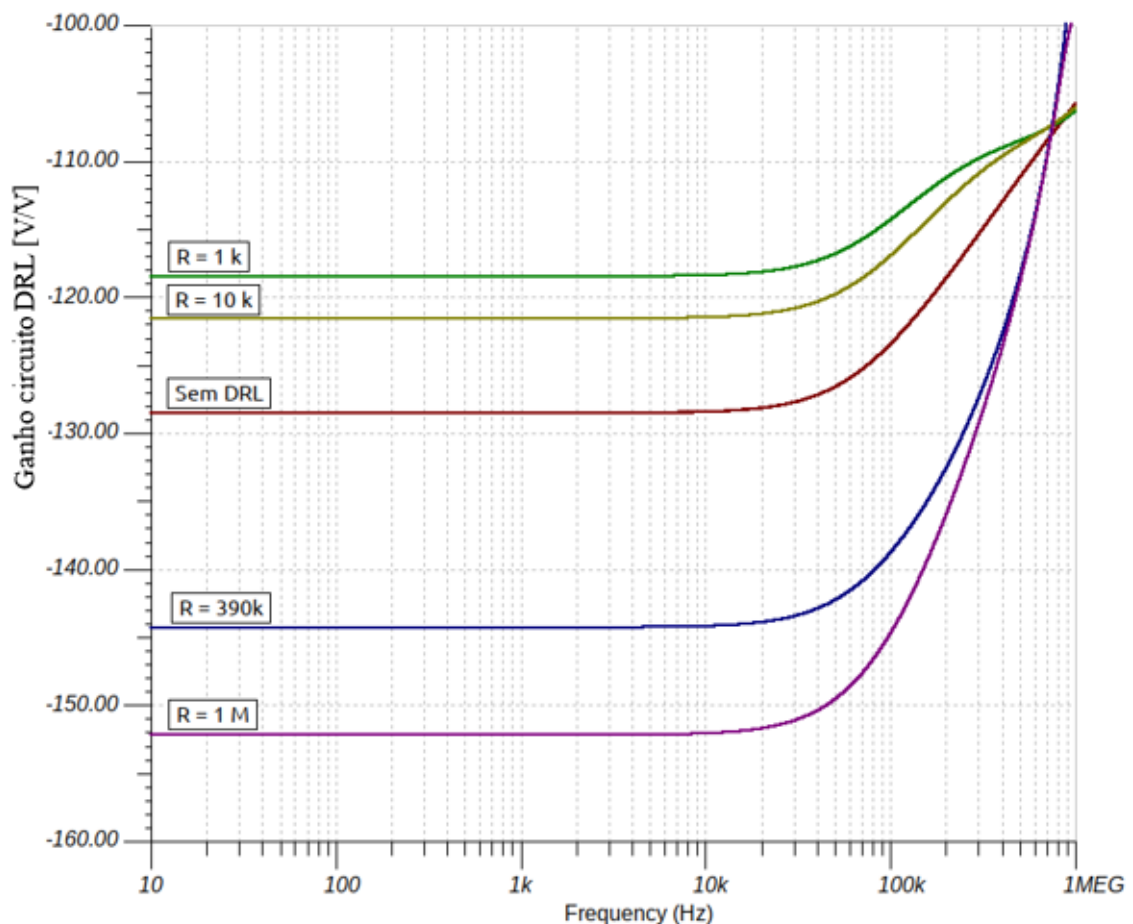


Figura 46 CMRR para diferentes valores de resistor de feedback do circuito DRL.

Os valores de resistor de 390 k Ω e 1 M Ω apresentaram o melhor desempenho, onde o resistor de 390 k Ω apresentou um comportamento ligeiramente mais linear entre os dois e por esse motivo se mostra como a melhor opção para o projeto.

4.2. FILTRAGEM

Conforme já apresentado nos capítulos anteriores, após o estágio de amplificação o sinal é encaminhado para um conjunto de filtros, de modo a remover ruídos, interferências e frequências fora da faixa de interesse.

Baseado nos valores apresentados no Capítulo 3, montou-se no Tina-TI o circuito do filtro passa-alto, conforme apresentado na Figura 47. Este filtro possui ganho unitário e frequência de corte próxima aos 15 Hz.

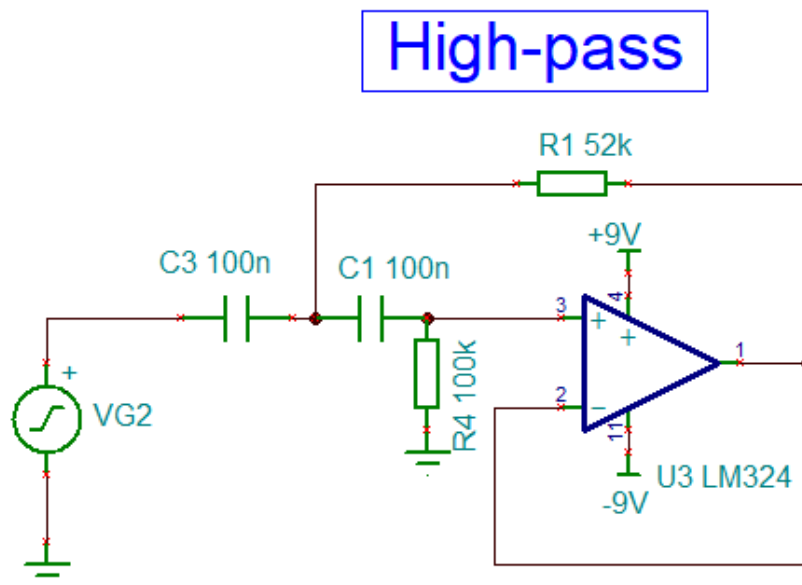


Figura 47 Filtro passa-alto.

A avaliação do filtro é realizada através de uma análise do seu diagrama de Bode, onde é possível verificar a amplitude e a fase ao longo do espectro da frequência. A Figura 48 apresenta o diagrama de Bode para o filtro passa-alto em questão.

Observa-se que a partir dos 20 Hz a atenuação do sinal é mínima e que, nas frequências de maior interesse, ao redor de 150 Hz, não existe deslocamento de fase.

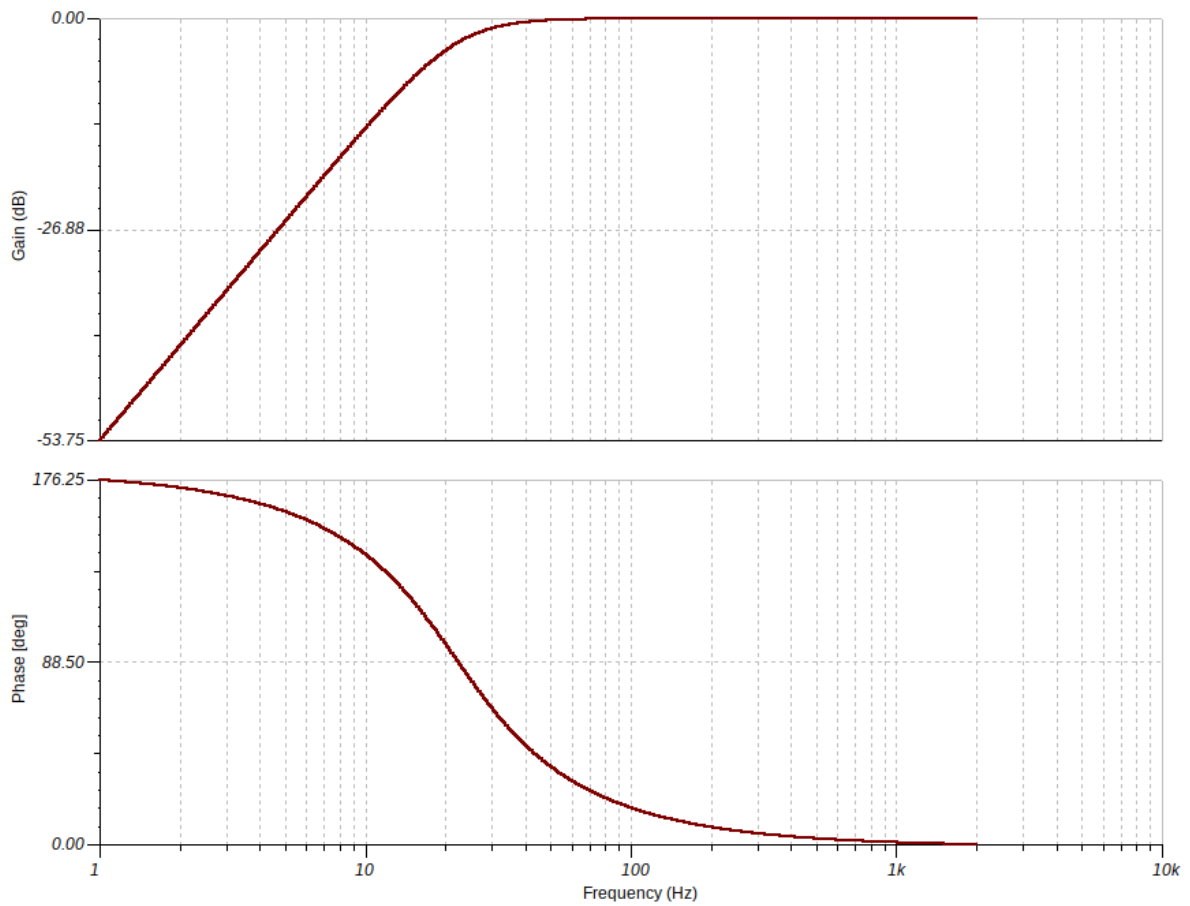


Figura 48 Resposta em frequência para o filtro passa-alto.

De forma similar ao filtro passa-alto, para confirmar os valores encontrados no Capítulo 3, realizou-se a simulação do filtro passa-baixo. O circuito é apresentado na Figura 49.

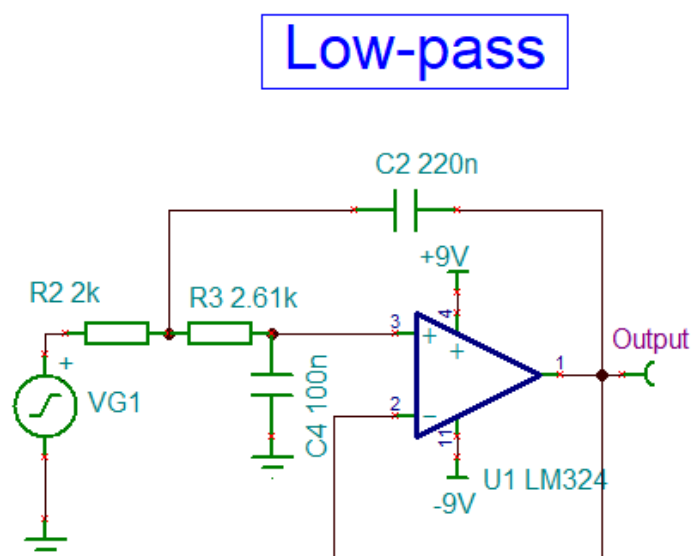


Figura 49 Filtro passa-baixo

Este filtro foi projetado para apresentar ganho unitário e frequência de corte acima de 500 Hz. A resposta em frequência pode ser observada na Figura 50.

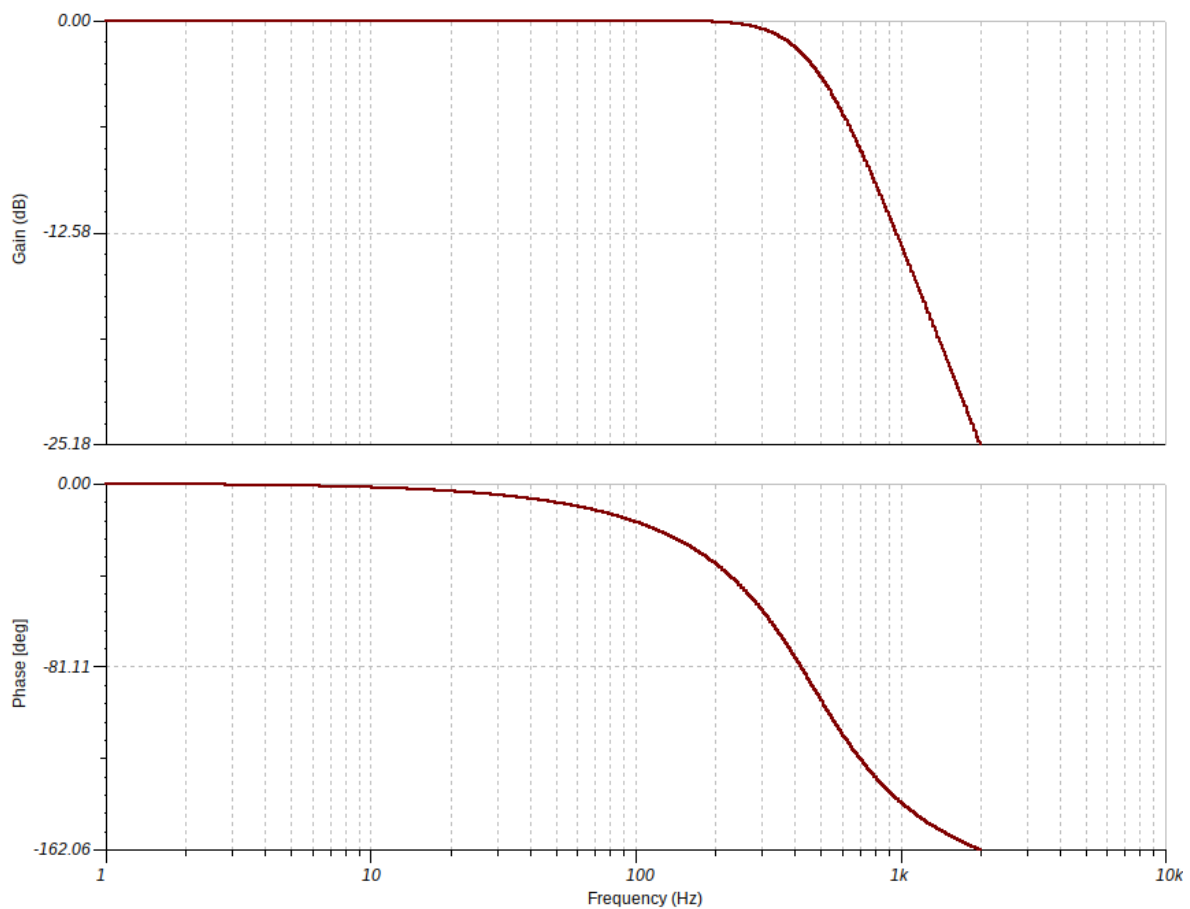


Figura 50 Resposta em frequência para o filtro passa-baixo

Verifica-se que o filtro se comporta conforme o esperado, com início da atenuação entre os 400 Hz e 500 Hz, e para as frequências abaixo deste valor, apresenta ganho unitário sem deslocamento de fase.

Conclui-se, portanto, que os circuitos projetados para os filtros estão coerentes com os parâmetros desejados e podem ser utilizados para a montagem física do eletromiógrafo.

4.3. OFFSET

Para ajustar o sinal proveniente dos filtros ao intervalo de tensão adequado para ser utilizado pelo microcontrolador, é necessário elevar o seu nível de tensão contínua para um valor entre 0 V e 5 V. O circuito projetado para esta operação já foi apresentado no Capítulo 3.2.3 e por meio de sua análise matemática verificou-se que este era adequado ao projeto. De forma a

validar as deduções teóricas, procedeu-se com a simulação do circuito. A Figura 51 apresenta o circuito de offset.

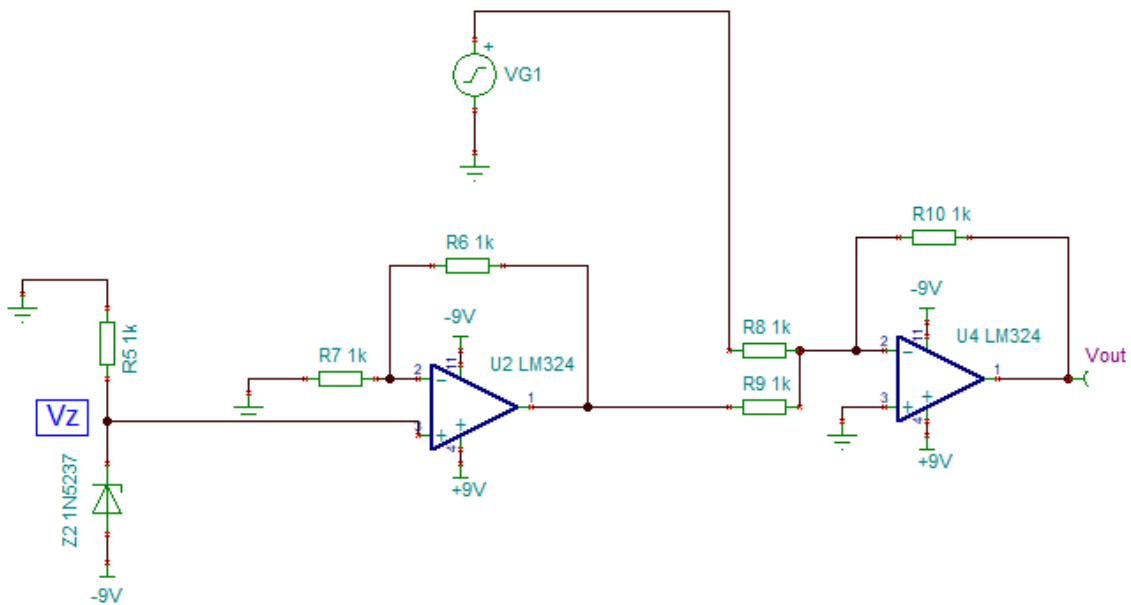


Figura 51 Circuito de offset

A primeira parte do circuito, por meio de um diodo zener de 8.2 V, estabelece um referencial de tensão, que é utilizado na entrada não-inversora de um buffer com ganho $G = 2$. A saída deste buffer, por sua vez, é utilizada em um circuito somador de tensões, elevando assim a tensão contínua média do sinal proveniente dos filtros.

Para a simulação, foi utilizado um sinal de entrada sinusoidal, com $1 V_{pp}$, com frequência de 100 Hz e tensão média de $0 V_{avg}$. De acordo com os cálculos apresentados no Capítulo 3.2.3, de modo a obter um sinal de saída em um intervalo de 0 V a 5 V, o valor de V_Z deve estar entre -0,5 V e -2 V. Para obter este valor de tensão, foi utilizado um diodo zener com regulação de tensão de 8,2 V em série com um resistor de $1 k\Omega$, resultando em uma tensão de -1,2V. Como resultado, tem-se uma elevação da tensão média em 2,23V, o que está de acordo com os cálculos teóricos. O resultado pode ser verificado na Figura 52.

Por meio da simulação e dos resultados obtidos, fica demonstrado que o circuito pode ser utilizado na montagem física do eletromiógrafo.

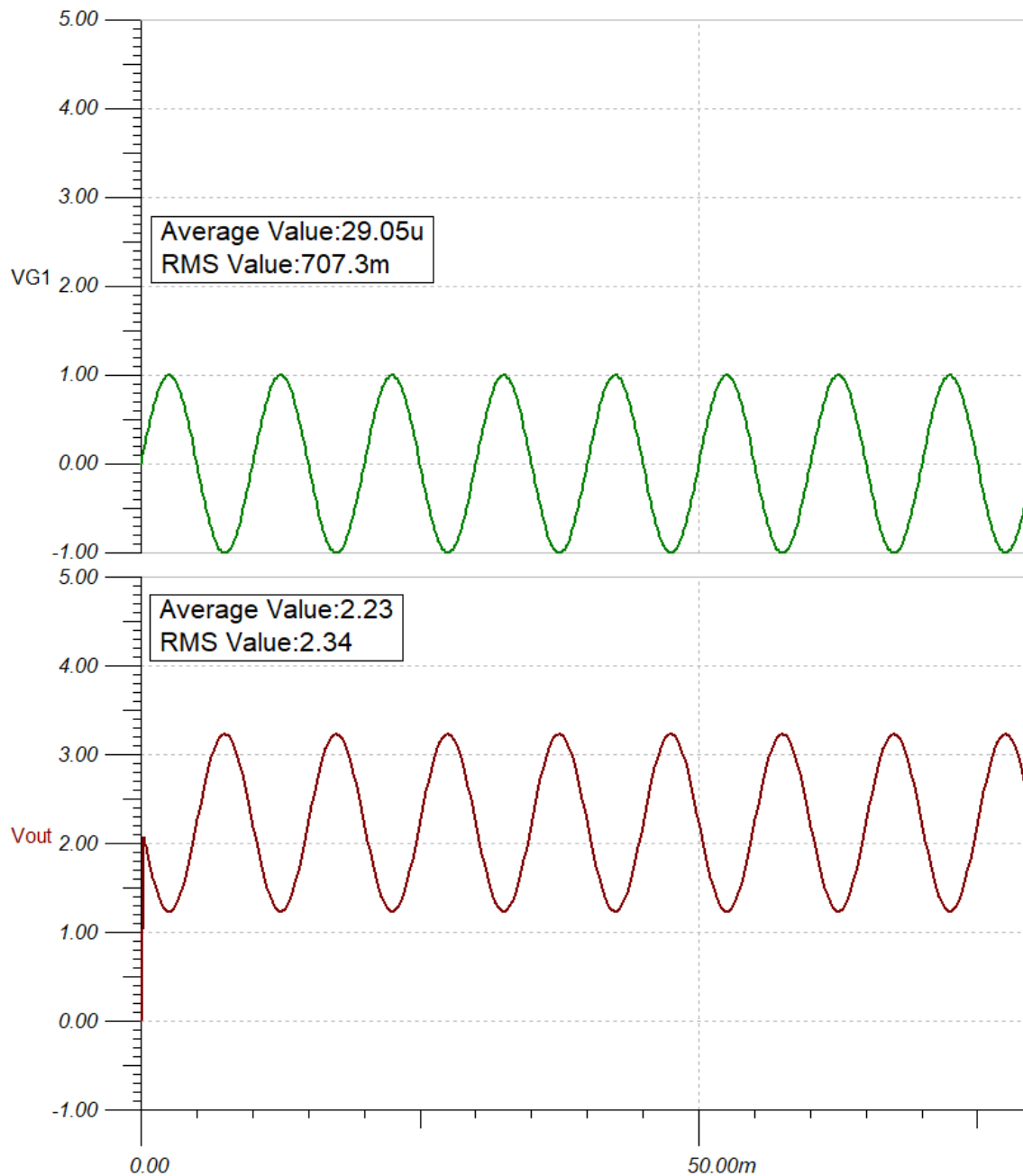


Figura 52 Sinal de saída com nível de tensão média alterado.

4.4. MICROCONTROLADOR

Após as etapas de captação, amplificação e filtragem dos sinais elétricos, de forma a permitir a visualização destes sinais, procedeu-se com a conversão analógica-digital dos sinais e sua posterior transmissão para um computador.

Com base nos parâmetros calculados no Capítulo 3.2.4, iniciou-se a escrita do código do microcontrolador. Devido à familiaridade, foi escolhida a linguagem C para a criação do

código e o ATMEL Studio 7.0 como ambiente de desenvolvimento (IDE – *Integrated development environment*).

A primeira parte do código-fonte do microcontrolador consiste em definir os valores de *clock* e do *baud-rate*. Um procedimento importante é definir a frequência de *clock* antes de adicionar as bibliotecas necessárias ao programa, pois muitas bibliotecas definem o *clock* em um valor específico caso este não tenha sido declarado anteriormente.

```
#ifndef F_CPU //Se o clock não estiver definido
#define F_CPU 11059200UL // 11.0592 MHz
#endif
```

Para aumentar a modularidade do algoritmo desenvolvido e facilitar futuras alterações, foram criadas 5 funções, que são separadas em funções de configuração e funções de operação. Também foram criadas duas funções de tratamentos de interrupções.

- Funções de configuração (*setup*):
 - *void setupSerial()* - configura a comunicação serial;
 - *void setupADC()* - configura a conversão analógica-digital;
 - *void setupTimer()* - configura a interrup. interna baseada no número de ciclos de *clock*.
- Funções de operação:
 - *void startConversion()* - inicia o processo de conversão AD;
 - *void startTransmission()* - inicia o processo de transmissão serial.
- Funções de tratamento de interrupções
 - *ISR(ADC_vect)* - Interrupção causada pelo ADC e que indica que este finalizou a conversão AD do sinal (executada uma única vez a cada período de amostragem);
 - *ISR(TIMER1_COMPA_vect)* - Interrupção causada por um contador de *clock* a cada 1 ms (11.059 ciclos de *clock*).

As funções de configuração são funções que são executadas apenas uma vez, durante a inicialização do microcontrolador, com intuito de configurar os recursos necessários para aquisição, conversão e transmissão do sinal. As funções de operação, por outro lado, são executadas regularmente durante todo o tempo de funcionamento do microcontrolador.

A função *setupSerial()* ativa e configura o microcontrolador de forma a enviar dados de forma assíncrona pela porta serial. Esta configuração é realizada por meio da alteração dos registradores *UBRR0*, *UCSR0A*, *UCSR0B* e *UCSR0C*.

O registrador UBRR0 é responsável por determinar o *baud rate* do sinal. Conforme informado na folha de dados do fabricante, não é possível atribuir diretamente o valor do *baud-rate* ao microcontrolador. O valor do *baud-rate* deve ser utilizado em um cálculo que o relaciona com o *clock* e o modo de transmissão (síncrona, assíncrona ou assíncrona com o dobro da velocidade), conforme cálculo já apresentado na Equação 18 do Capítulo 3.2.3. Assim, com um *clock* de 11,0592 MHz e um baud rate de 115.200 bps, o valor do registrador UBRR0 deverá ser 5.

Um ponto que deve ser mencionado é que para registradores com mais de 8 bits, como no caso do UBRR0, recomenda-se realizar a configuração em duas etapas, onde configuram-se os bits mais significativos primeiro e a seguir configuram-se os bits menos significativos.

Os bits TXEN0 e TXCIE0 do registrador UCSR0B ativam, respetivamente, a transmissão serial pelo TX (pino 3 do microcontrolador) e o sinal de interrupção interna ao final de cada transmissão.

O último registrador que deve ser configurado no contexto de transmissão serial de dados é o UCSR0C, que determina o formato do *dataframe* da transmissão. De forma a obter um *dataframe* de 8 bits, realizou-se o set dos bits UCSZ01 e UCSZ00.

```
void setupSerial(){
    UBRR0H = (0b00000000);
    UBRR0L = 0b00000101;
    // TX e a Interrupção ao final da transmissão
    UCSR0B = (1 << TXEN0) | (1 << TXCIE0);
    //Configura o data frame para 8 bits
    UCSR0C = (1 << UCSZ01) | (1 << UCSZ00);
}
```

A função *setupADC()* configura o ADC do microcontrolador para receber um sinal analógico e converte-lo segundo o cálculo apresentado na Equação 23, onde V_{in} é a tensão do sinal de entrada, que pode variar de próximo de 0 V até 5 V e V_{ref} é a tensão de referência, que será de 5 V.

$$ADC = \frac{V_{in} \cdot 1024}{V_{ref}} \quad (23)$$

A configuração da tensão de referência (V_{ref}) e do pino que será utilizado para a entrada analógica é realizada por meio do registrador ADMUX. Os bits REFS0 e REFS1 permitem escolher qual será a referência de tensão (V_{ref}) do ADC, podendo escolher entre a entrada

A_{ref} (pino 21) ou pela própria entrada de alimentação do ADC (A_{vcc} - pino 20). Uma boa prática é, caso o valor de entrada analógico que será convertido não esteja próximo de 5 V, utiliza-se o A_{ref} , pois este pode ser variado de 1 V até 5 V e assim obtém-se a melhor resolução. Caso o sinal de entrada atinja valores próximos de 5 V, pode se utilizar o A_{vcc} como referência, pois o valor deste é fixo em 5 V.

Como a transmissão serial tem um *dataframe* de 8 bits e a conversão ADC fornece 10 bits, serão utilizados apenas os 8 bits mais significativos da conversão. Ao configurar o bit ADLAR do registrador ADMUX para 1, o ADC armazenará os 8 bits mais significativos no registrador ADCH e a seguir armazenará os dois bits menos significativos no registrador ADCL. Este procedimento permite uma transmissão mais rápida de valores, dado que os 8 bits mais significativos podem ser transmitidos em um único envio. Por outro lado, a redução de dois bits diminui a resolução do ADC de 1024 bits para 256 bits.

O registrador ADCSRA permite habilitar o ADC por meio do bit ADEN, ativar uma chamada de interrupção ao final de cada conversão por meio do bit ADIE e ajustar o *prescaler* por meio dos bits ADPS0, ADPS1 e ADPS2.

A última configuração necessária no conversor ADC é a da porta que será utilizada para a entrada do sinal analógico. Para tal, foi escolhida a porta PC5 (pino 28), mas seria possível optar, sem qualquer alteração de resultados, por qualquer uma das portas entre a porta PC0 (pino 23) e a porta PC4 (pino 27). Para habilitar a porta PC5 para entradas analógicas, realizou-se o set do bit ADC5D, pertencente ao registrador DIDR0.

```
void setupADC() {
    ADMUX = (1 << REFS0) | (1 << MUX0) | (1 <<
MUX2) | (1 << ADLAR);
    ADCSRA = 0b00000000; //limpa o reg ADCSRA
    ADCSRA = (1 << ADEN) | (1 << ADIE) | (1 <<
ADPS1) | (1 << ADPS2);
    DIDR0 = (1 << ADC5D);
}
```

A função *setupTimer()* configura um contador de *clock*, de forma que cada amostragem do sinal analógico seja realizada em intervalos de 1 ms, o que equivale a 11.059 contagens do *clock* do microcontrolador. O Atmega328 possui um registrador de 16 bits denominado TCNT1, que é dedicado à contagem de *clock*. Este registrador é incrementado de forma automática e permite acionar uma interrupção interna sempre que seu valor for igual ao do registrador OCR1A.

O registrador TCCR1B permite configurar o *prescaler* do contador TCNT1 e o seu modo de comparação com o registrador OCR1A. Através do bit CS10, configurou-se para que não fosse ativado o *prescaler*, ou seja, que o *clock* do microcontrolador seja o mesmo para o contador TCNT1, de modo que este seja incrementado a cada ciclo de *clock* do microcontrolador. Também se configurou o modo CTC (*Clean Timer on Compare*) através do bit WGM12, que faz com que o registrador TCNT1 reinicie a contagem em zero todas as vezes em que a comparação com o registrador OCR1A for verdadeira. Desta forma, atribuiu-se o valor 11.059 ao registrador OCR1A.

```
void setupTimer(){
    TCCR1B = 0; //Limpa todas as configurações
    OCR1AH = 0b00101011; // comparador
    OCR1AL = 0b00110011;
    TCCR1B |= (1 << WGM12); // modo CTC
    TCCR1B |= (1 << CS10); // prescaler = 1
    TIMSK1 |= (1 << OCIE1A); // interrup.por timer
}
```

Uma vez que a transmissão de dados, o ADC e as interrupções foram configuradas, foi possível criar as funções de aquisição e transmissão de dados e também as funções de tratamento de interrupções.

As funções de tratamento de interrupções são extremamente simples e têm como objetivo apenas alterar indicadores que são utilizados na função principal do microcontrolador. As interrupções foram feitas desta forma para que o microcontrolador fique bloqueado o mínimo tempo possível.

A interrupção TIMER1_COMPA_vect é ativada pelo contador de *clocks*, configurado na função “*setupTimer()*”, e é ativada sempre que uma aquisição de sinal deve ser executada, ou seja, a interrupção é ativa uma única vez em a cada 1ms (11.059 ciclos de clock). O tratamento desta interrupção ativa a *flag* “*flagStartConversion*”, que dentro da função principal do programa ativa a função “*startConversion()*”.

A função “*startConversion()*” apenas altera o estado do *bit* ADSC do registrador ADCSRA para 1. Desta forma, o ADC é ativado e iniciará imediatamente a conversão analógica-digital. O resultado da conversão AD será armazenado nos registradores ADCH e ADCL.

A interrupção ADC_vect é ativada pelo ADC apenas quando uma conversão analógica-digital for completamente finalizada, ou seja, uma única vez em cada amostragem de sinal.

O tratamento desta interrupção ativa a *flag* “*flagStartTransmission*”, que dentro da função principal do programa aciona a função “*startTransmission()*.”

Por sua vez, a função “*startTransmission()*” aciona o mecanismo de transmissão de dados serial. Para tal ativação, é necessário apenas atribuir o valor resultante da conversão AD, armazenado no registrador ADCH, ao buffer de comunicação serial UDR0.

A Figura 53 apresenta um fluxograma do algoritmo implementado pelo microcontrolador.

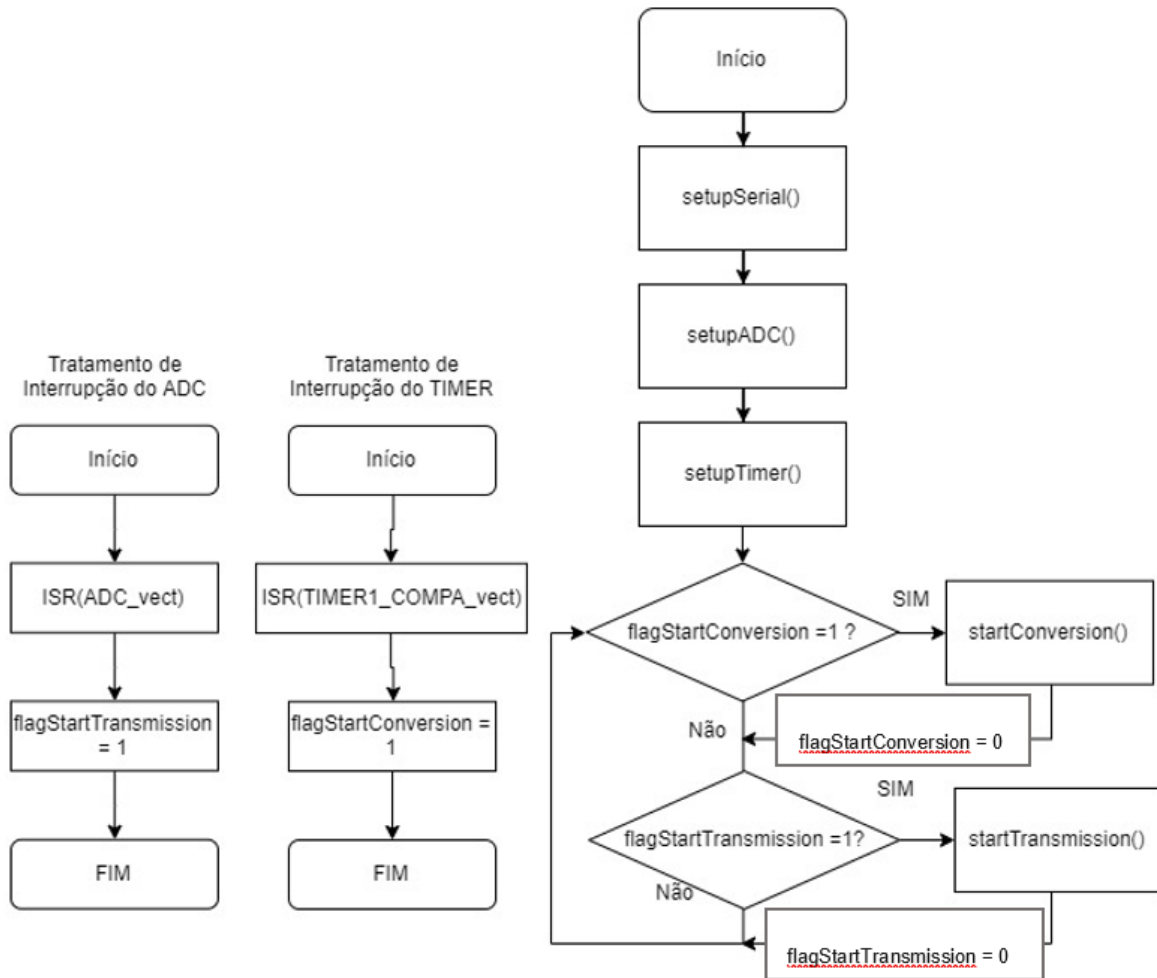


Figura 53 Fluxograma do algoritmo implementado no microcontrolador.

Após escrever o código, efetuou-se a compilação e criação dos arquivos “.hex” e “.epf” através do Atmel Studio 7. Como interface de programação, utilizou-se um USBasp. A ligação entre o USBasp e o microcontrolador é realizada por meio das portas MISO (*Master In Slave Out*), MOSI (*Master Out Slave IN*), *clock*, *reset*, VCC e GND. O esquema elétrico das ligações é exibido na Figura 54.

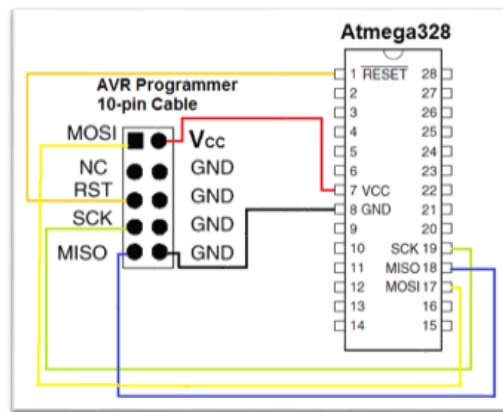


Figura 54 Diagrama de conexões USBasp e ATMEGA328 [41]

Para efetuar a gravação utilizou-se o software *AVRDudess*, onde escolheu-se o modelo do microcontrolador e os arquivos “.hex” e “.epp” gerados pelo compilador do Atmel STUDIO 7. Neste ponto também foi necessário alterar o *Fuse bit* “L” para o valor 0xFF, de modo a alterar fisicamente o *clock* do microcontrolador para um cristal externo. É importante ressaltar que após a alteração deste *fuse bit*, o microcontrolador não funcionará sem um oscilador externo conectado.

Uma vez que a gravação do código no microcontrolador foi efetuada com sucesso, o microcontrolador pôde ser utilizado para aquisição, conversão e transmissão de sinais.

A transmissão de sinais, por meio de comunicação serial entre o microcontrolador e o computador é realizada através de uma placa FTDI FT232RL ligada ao microcontrolador e ao computador. As ligações entre o microcontrolador e o FTDI necessárias são as de alimentação, nomeadamente V_{CC} e GND, e a saída Tx do microcontrolador à entrada Rx da placa FT232RL. A ligação entre o FT232RL e o computador é realizada por meio de um cabo USB.

4.5. EXIBIÇÃO DO SINAL

Para realizar a visualização dos dados recebidos pela porta serial, criou-se uma aplicação de monitoramento da porta serial, em C++, capaz de configurar e estabelecer a comunicação serial com o microcontrolador Atmega328, processar os dados recebidos e então criar um gráfico com estes mesmos dados. Como ambiente de programação utilizou-se o QT, que é uma suite de desenvolvimento multiplataforma, de código aberto, desenvolvida para a criação de interfaces gráficas.

Para criar um projeto utilizando o QT, no menu *File*, deve-se escolher *New Project, Application QT* e *QT Widgets Application*. A seguir, deve-se escolher o modo de *Build System*, que permite optar entre o tradicional *Cmake* ou a sua versão adaptada para o QT, que é denominada *qmake* e possui um processo de configuração mais simples.

Após determinar o *build system*, deve-se configurar as informações da classe base que será gerada pelo QT. Esta classe servirá como ponto de ancoragem para o código que será desenvolvido, incluindo a criação da janela principal da aplicação. Neste ponto também deverá ser definida qual será o tipo da classe base, podendo escolher entre *QWidget*, *QDialog* e *QMainWindow*.

QWidget é a classe base para todos os elementos gráficos pré-definidos no módulo *QtWidgets* e assim, por si só, já constitui o principal elemento gráfico, embora seja apenas uma janela vazia. *QDialog*, tal como o nome sugere, é recomendada para situações onde caixas de diálogo são apresentadas e espera-se uma interação com o utilizador, tal como em um instalador, onde o utilizador deve clicar várias vezes em “Próximo” ou “Cancelar”. Por último, o modelo *QMainWindow* pode ser utilizado como janela principal da aplicação e possui algumas funcionalidades nativas, tais como a barra de título, localizada no topo da janela e também a barra de status. Devido ao seu uso simplificado, esta última opção foi a escolhida para este projeto. A Figura 55 apresenta o menu de configuração da classe base.

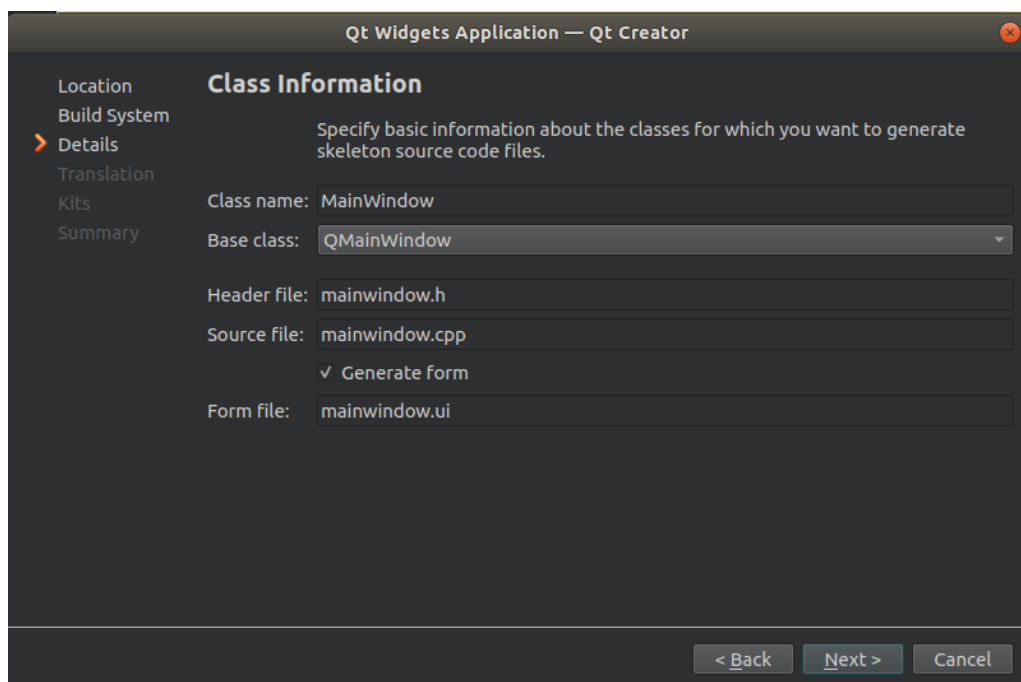


Figura 55 Configuração da classe base da aplicação

Ao final do processo, será apresentada a tela principal do QT Creator, com os arquivos já indicados na Figura 55 e um arquivo com extensão .pro, que será utilizado para a configurar a compilação do projeto.

Para adicionar uma classe ao projeto, deve clicar com o botão direito do rato sobre a pasta *Sources* e escolher “Add New...”, conforme apresentado na Figura 56. No menu que será apresentado, escolhe-se *C++ Class* e desta forma será criado o arquivo de cabeçalho (.hpp) e de código-fonte (.cpp) para a classe desejada. Recomenda-se este modo de inclusão de novos arquivos devido ao fato de que assim toda a configuração do *build system* será feita de forma automática.

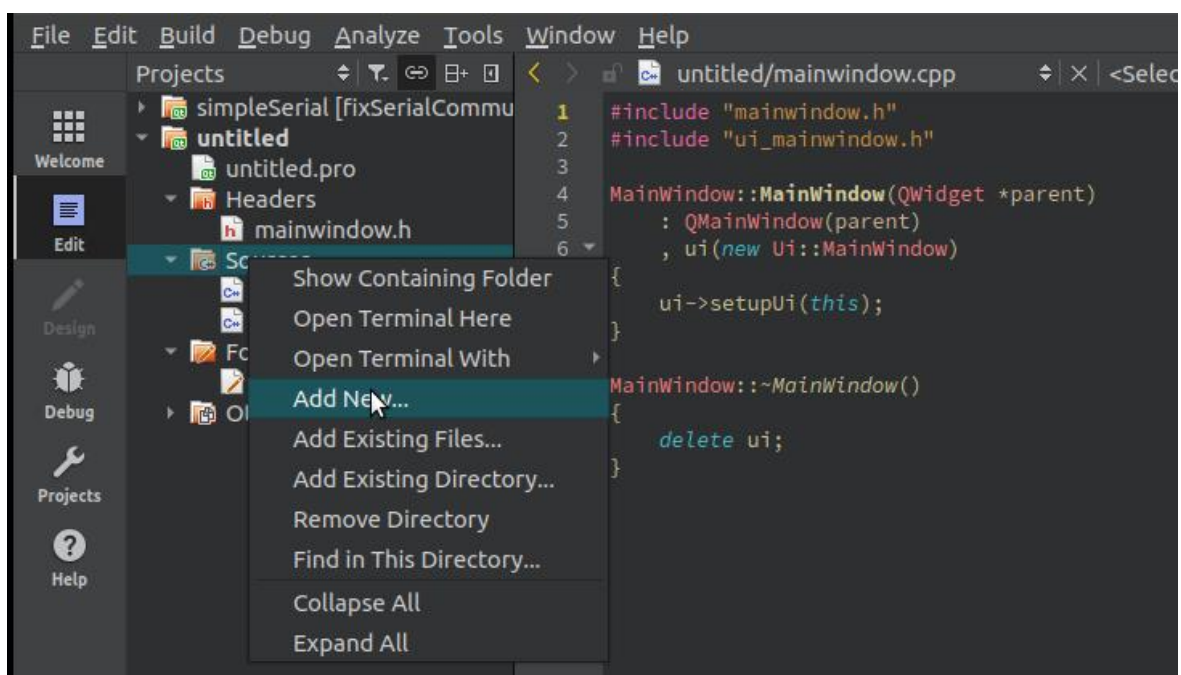


Figura 56 Adicionar uma nova classe ao projeto QT

Para iniciar o modo de edição de elementos gráficos, é necessário um clique duplo no ficheiro “mainwindow.ui”. Será apresentada então a janela principal de criação, que conta com quatro áreas principais, conforme demonstra a Figura 57. Ao centro, encontra-se o painel principal, que será a janela principal da aplicação. Ao lado esquerdo, encontra-se a *Widget Box*, que contém os elementos gráficos que podem ser adicionados ao painel principal, tais como botões e caixas de seleção. Na parte lateral direita superior, encontra-se o *Object Navigator*, que permite visualizar todos os elementos presentes no painel principal. Por último, na lateral direita inferior, está localizado o *Property Inspector*, que permite visualizar e alterar as propriedades dos elementos presentes no painel principal.

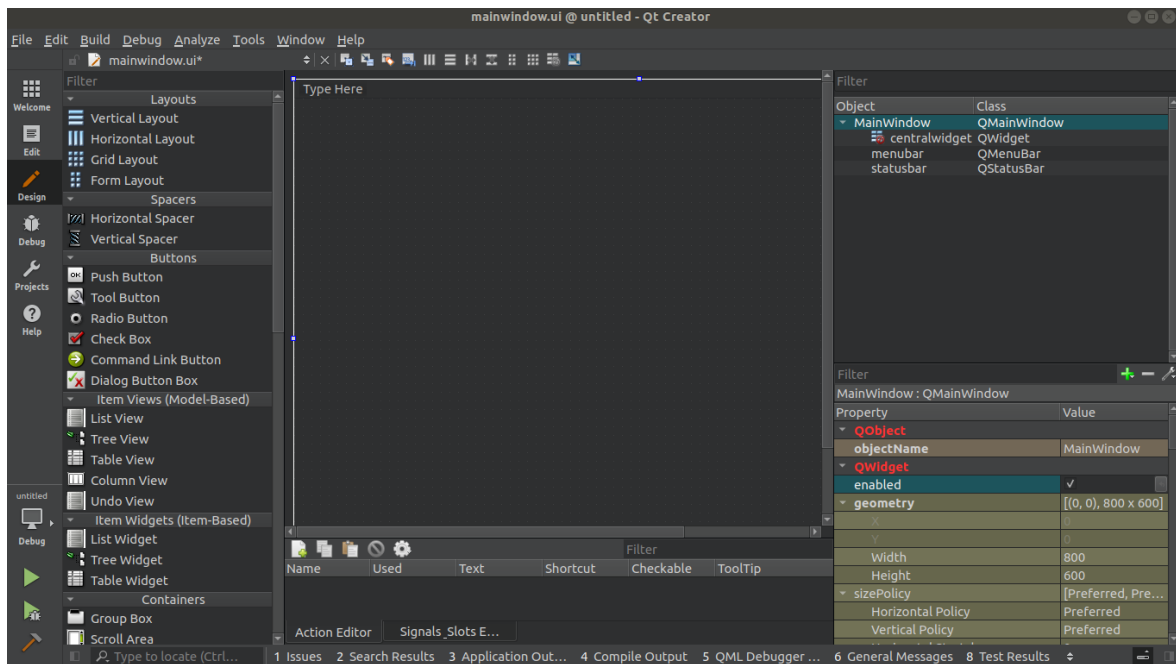


Figura 57 Janela de criação gráfica do QT

Para inserir um elemento, basta clicar no *widget* desejado dentro do *Widget Box* e arrastá-lo para a área do painel principal. Após adicionar o elemento, é possível alterar as suas propriedades em *Property Inspector*. Apesar das opções de propriedades variarem conforme o elemento escolhido, a propriedade *object Name* é comum a todos. O *object name* é o nome do objeto criado e será a sua referência quando for utilizado no código.

Existem dois tipos principais de elementos gráficos, os elementos de entrada de dados, tais como botões, barras de rolagem e caixas de múltipla escolha, e os elementos de apresentação, tais como caixas de texto, gráficos e barras de progresso. Para os elementos de entrada, é necessário associar uma ação quando o utilizador interagir com este elemento. Para tal, após adicionar o elemento ao painel principal, deve-se clicar com o botão direito do rato sobre o elemento e escolher “*Go to slot...*”, conforme indicado na Figura 58. Será aberto um menu com diversas opções de ações, onde a mais comum é a ação *clicked*, em que o elemento executará uma função quando o utilizador clicar sobre ele.

Após escolher a ação, o QT automaticamente abre o editor de código, onde é criada uma função dentro da classe “*MainWindow*” com o nome do elemento e a ação desejada. No corpo desta função deve ser inserido o código que será executado todas as vezes em que o utilizador clicar no elemento em questão.

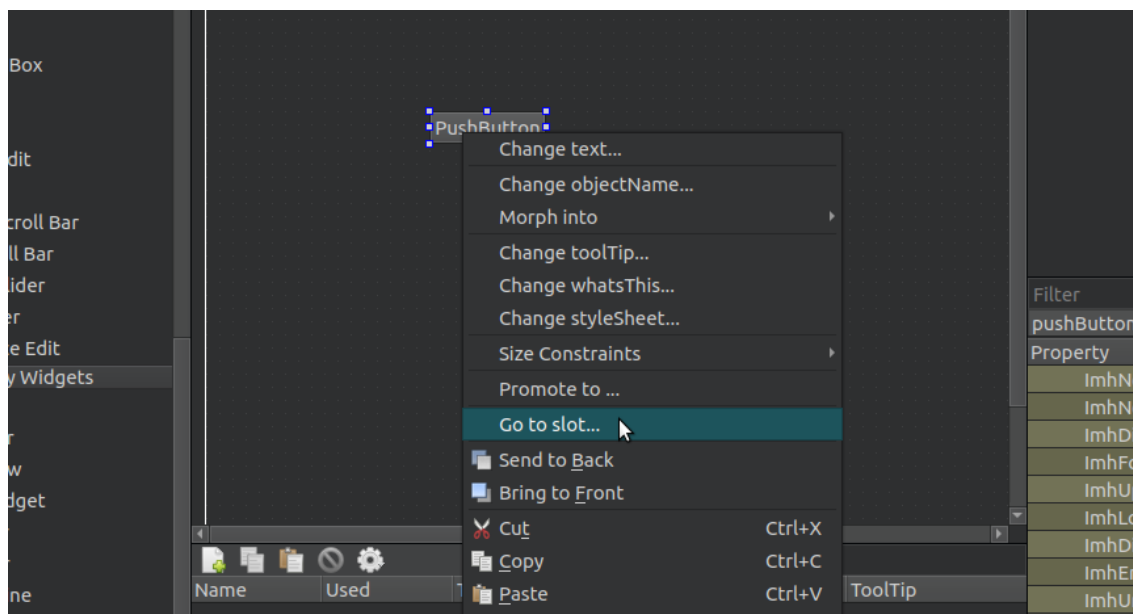


Figura 58 Associar um elemento a uma ação

Para a criação da interface gráfica deste projeto, foram utilizados vários elementos passivos e ativos. A Tabela 6 apresenta os tipos de elementos utilizados e quais as suas finalidades.

Tabela 6 Elementos gráficos utilizados no projeto

Elemento	Tipo	Nome	Descrição
<i>Push button</i>	Entrada	<i>connect</i>	Conectar o computador ao dispositivo serial.
<i>Push button</i>	Entrada	<i>disconnect</i>	Desconectar o computador ao dispositivo serial.
<i>Push button</i>	Entrada	<i>save</i>	Salvar os dados em um arquivo de texto.
<i>Combo-box</i>	Entrada	<i>devices</i>	Listar os dispositivos seriais disponíveis.
<i>Combo-box</i>	Entrada	<i>baud_rate</i>	Selecionar o baud rate da comunicação serial.
<i>Dial</i>	Entrada	<i>time_div_button</i>	Seleção do período de exibição.
<i>Label</i>	Exibição	<i>Serial Connection</i>	Texto indicativo.
<i>Label</i>	Exibição	<i>Device</i>	Texto indicativo.
<i>Label</i>	Exibição	<i>Baud Rate</i>	Texto indicativo.
<i>Label</i>	Exibição	<i>Time Div</i>	Texto indicativo.
<i>Widget</i>	Exibição	<i>plot</i>	Contentor para o gráfico que será gerado.

A Figura 59 apresenta a disposição final dos elementos utilizados. É importante observar que o elemento *Widget* não é visível durante a edição, apenas durante a execução da aplicação, embora seja possível detetar os seus limites por meio dos pontos brancos em suas extremidades.

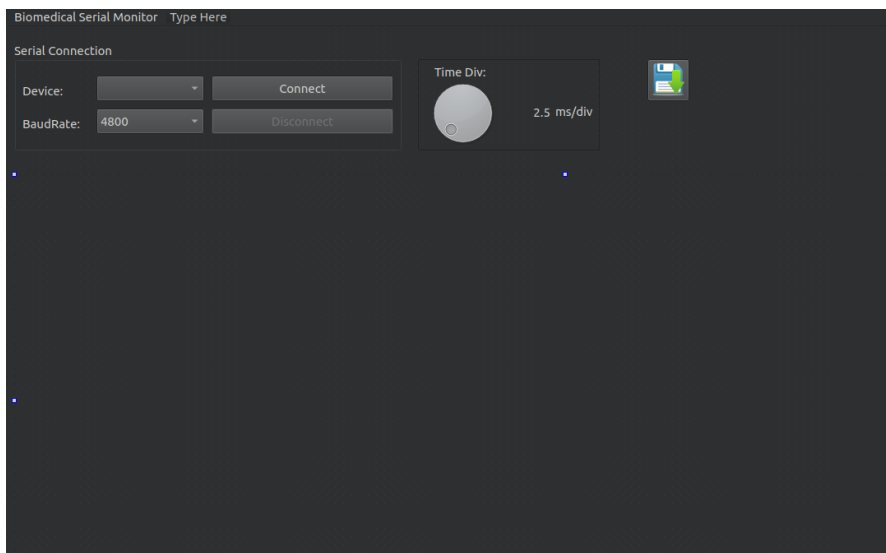


Figura 59 Disposição final dos elementos gráficos utilizados

Após definir a parte gráfica e funcional da aplicação, iniciou-se a criação do código em C++ propriamente dito.

Para gerenciar a comunicação serial criou-se uma classe chamada “comunicacaoSerial”. O próprio ambiente de desenvolvimento QT possui bibliotecas que implementam e gerenciam o protocolo de comunicação serial, realizando o trabalho de verificação de baixo nível e permitindo uma abstração desta camada de comunicação. Entre as muitas bibliotecas existentes, uma das mais populares e com maior quantidade de informação disponível é a *QserialPort*. Assim, a classe “comunicacaoSerial” foi criada de modo que esta receba em seu construtor padrão um apontador para um objeto da classe *QSerialPort* e possa fazer uso de seus métodos e atributos. A Figura 60 exhibe o diagrama da classe “comunicacaoSerial” em UML (*Unified Modeling Language*).

Os modelos em UML apresentam normalmente o nome da classe, as suas propriedades e por último os seus métodos, sempre nesta ordem e separados por uma linha. O tipo de acesso é indicado por um sinal positivo (+) quando for público, um sinal negativo (-) quando for privado e um sinal de cerquilha (#) quando for protegido.

comunicacaoSerial
*myDevice : QSerialPort
+ comunicacaoSerial (*serialDevice : QserialPort)
+ loadDevices() : QStringList
+ createConnection(device : QString , baudRate : uint32_t) : bool
+ closeConnection() : bool

Figura 60 Diagrama da classe comunicacaoSerial

O construtor padrão desta classe foi sobrecarregado, de forma a receber como parâmetro um apontador para um objeto do tipo *QserialPort*. Este construtor, durante a criação de um objeto da classe *comunicacaoSerial*, realiza a inicialização do atributo *myDevice*, indicado no diagrama de classe.

O método *loadDevices*, através da biblioteca *QSerialPort*, realiza uma requisição ao sistema operacional sobre quais dispositivos seriais estão conectados ao computador. As informações recebidas são inseridas em uma lista ordenada, do tipo *QStringList*. Esta lista ordenada é então utilizada como retorno da função *loadDevices* e será utilizada para informar ao utilizador sobre os dispositivos disponíveis para conexão.

O método *createConnection* realiza efetivamente a conexão serial entre o computador e o aparelho de eletromiografia. Este método recebe como parâmetro a porta série à qual a aplicação deverá se conectar e o *baud rate* desejado. Os demais parâmetros necessários para estabelecer a comunicação serial já estão pré-definidos no código, conforme apresentado na Tabela 7.

Tabela 7 Parâmetros da comunicação serial

Parâmetros pré-definidos para a comunicação serial	
Data bits	8 bits
Bit de paridade	Sem bit de paridade
Stop bit	1 bit
Controle de fluxo (flow control)	Sem controle de fluxo de informação
Modo de comunicação	Apenas leitura

Se a comunicação serial for estabelecida corretamente, o método *createConnection* retornará um valor booleano verdadeiro (*true*), caso contrário, retornará falso (*false*).

O último método da classe *comunicacaoSerial* é o *closeConnection*, responsável por finalizar a comunicação serial entre o computador e o eletromiógrafo. Quando ocorre um pedido de encerramento da conexão, ocorre uma verificação do dispositivo serial em uso, a seguir é executada uma limpeza do buffer de comunicação serial e então a conexão é encerrada. Este método não recebe nenhum parâmetro quando é invocado e retorna um valor booleano verdadeiro (*true*) caso a conexão seja finalizada com sucesso, ou falso (*false*), caso ocorra algum problema.

Uma vez criada a classe responsável por gerenciar o processo de comunicação, iniciou-se o desenvolvimento da parte de exibição gráfica da aplicação. Para traçar o gráfico em que será exibido a curva de eletromiografia, utilizou-se a biblioteca *qcustomplot*, que pode ser descarregada no site oficial do projeto *QcustomPlot*. Toda a biblioteca e suas dependências estão contidas dentro de dois arquivos, o *qcustomplot.cpp* e seu respectivo cabeçalho *qcustomplot.hpp*. De modo a poder utilizar esta biblioteca, deve-se adicionar o arquivo *.hpp* na pasta *header* do projeto, conforme demonstrado na Figura 61.

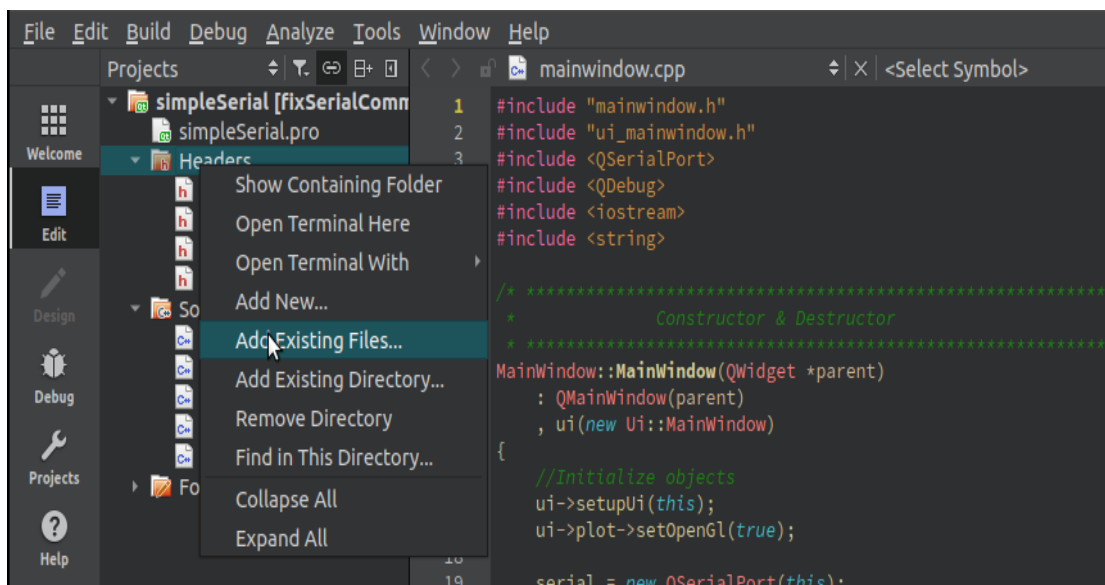


Figura 61 Processo de inclusão de arquivos externos no projeto

O cabeçalho também deve ser associado ao *widget* presente no painel principal. Para tal, basta clicar com o botão direito do rato sobre o *widget*, a seguir em “*Promote Widget*” e preencher o campo “*Promoted class name*” com o nome da classe, neste caso *qcustomplot*.

Por último, tem-se a classe *fileControl*, cujo diagrama de classe é apresentado na Figura 62. Esta classe possui apenas um método, denominado “write”. Este método recebe um vetor de *double* e salva os dados recebidos pela comunicação serial em um arquivo .txt, na localização indicada pelo utilizador. Por motivos de sincronismo com o buffer que armazena os dados recebidos da serial, esta operação só pode ser realizada quando a conexão serial for encerrada.

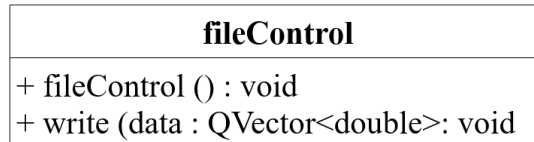


Figura 62 Diagrama da classe fileControl

Após definir todos os elementos gráficos e as principais classes, programou-se o comportamento dos componentes da aplicação. O processo principal está localizado no arquivo “mainwindow.cpp”, fazendo deste arquivo um ponto de entrada para todas as classes já descritas. A Figura 63 apresenta a representação da classe MainWindow.

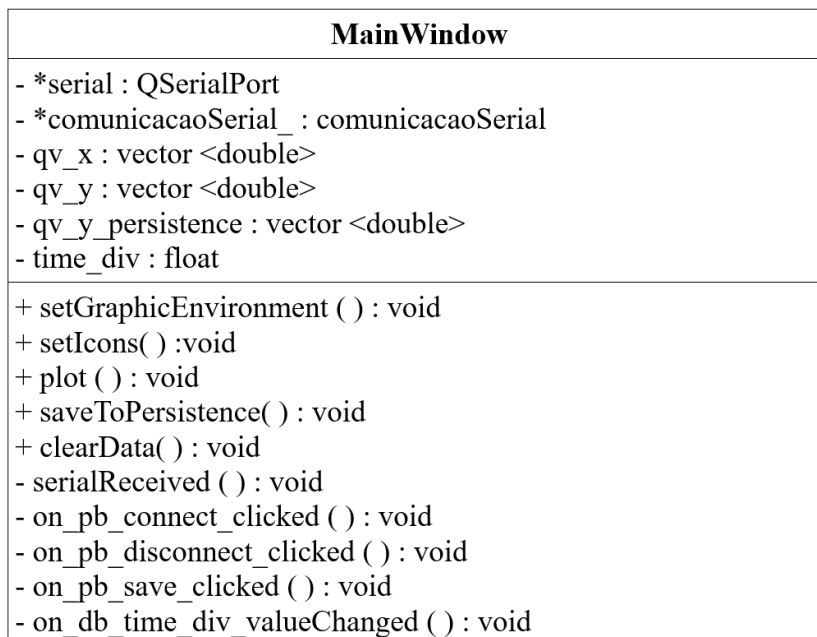


Figura 63 Diagrama da classe MainWindow

Quando a classe MainWindow é inicializada pela função *main*, uma série de ações decorrem já em seu construtor. A primeira delas é a configuração do *Widget* associado à classe “*qcustomplot*”, para que este faça uso do recurso de *OpenGL*. De forma resumida, o *OpenGL*

é uma API (*Application Programming Interface*) para renderização 2D e 3D, que interage diretamente com a GPU do computador e permite que este gere os gráficos de forma mais rápida. Após configurar o *OpenGL*, são inicializados os objetos *serial*, *comunicaçãoSerial* e também são invocadas as funções de configuração do ambiente gráfico *setGraphicEnvironment*, *setIcon* e *loadDevices*.

A função *setGraphicEnvironment* realiza a configuração visual do gráfico onde serão exibidos os dados recebidos. Neste ponto é configurado o estilo do gráfico, as cores de fundo e da linha do gráfico, o estilo e cor da grelha e também os intervalos em que o gráfico apresentará os dados. Para o eixo Y foi definido um intervalo entre 0 e 5 e para o eixo X foi definido um intervalo entre 0 e 1000. Além da inicialização do gráfico, esta função também realiza a leitura do valor pré-selecionado no botão rotativo *Time_div*, que determinará a escala de tempo do gráfico.

A seguir, a função *setIcon* realiza a atribuição dos ícones dos botões e a função *loadDevices* realiza uma requisição ao sistema operacional sobre quais dispositivos seriais estão conectados ao computador, para então carregá-los para a caixa de seleção *Devices*.

Ao desenvolver uma aplicação gráfica, normalmente os elementos que compõem esta aplicação possuem interação entre si. Muitas vezes, ao pressionar um botão, por exemplo, uma outra parte da interface pode executar uma ação. De modo a permitir esta comunicação entre os elementos, os ambientes de desenvolvimento (*toolkits*) apresentam soluções diversas, onde a mais comum é a utilização de *callbacks*.

Uma *callback* nada mais é do que um apontador para uma determinada função, que é preenchido apenas quando esta função realiza uma determinada ação. O QT, em particular, faz uso de um mecanismo ligeiramente diferente, chamado de “*Signals and Slots*”.

Os “*Signals and Slots*” associam um determinado sinal a uma função. Este sinal emite uma notificação sempre que o seu estado é alterado, invocando a função associada, que realizará um certo conjunto de ações, definido previamente pelo desenvolvedor. [42]

A última ação que ocorre dentro do construtor da classe *MainWindow* é justamente a associação de um sinal, denominado *readyRead* com a função *serialReceived*. O sinal *readyRead* pertence à classe *QSerialPort* e tem seu estado alterado sempre que o *buffer* de comunicação serial recebe um pacote completo de dados e pode ser lido. Esta configuração

é realizada apenas uma vez durante a execução da aplicação e a sua funcionalidade se mantém enquanto a aplicação não for reiniciada. Desta forma, após a configuração inicial, todas as vezes em que a aplicação receber dados por meio da comunicação serial, a função *serialReceived* será acionada.

Após executar o código do construtor padrão, a parte gráfica da aplicação é criada. No painel principal, conforme já exibido na Figura 59, existem duas caixas de seleção, cujos valores foram inicializados durante a execução da função *setGraphicEnvironment*, três botões e um seletor rotativo.

O botão *Connect* é associado a função *MainWindow::on_pb_connect_clicked*. Quando esta função é executada, invoca o método *comunicacaoSerial::createConnection*, passando como argumento os valores escolhidos pelo utilizador nas caixas de seleção *Device* e *Baud Rate*.

Se a conexão for bem-sucedida, estas duas caixas de seleção, o botão *Guardar* e o botão *Connect* ficarão desabilitados, enquanto o oposto ocorre com o botão *Disconnect*, conforme apresenta a Figura 64.

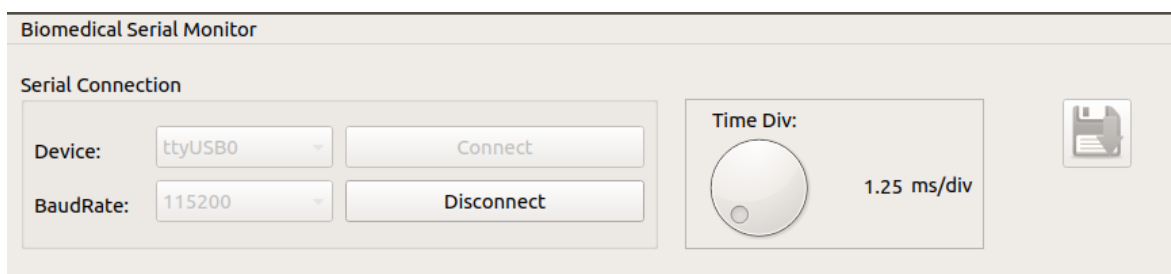


Figura 64 Estado dos botões enquanto a conexão serial está ativa

A situação oposta ocorre quando o botão *Disconnect* é acionado. Este botão está associado ao método *MainWindow::on_pb_disconnect_clicked*, que invoca o método *comunicacaoSerial::closeConnection*. Se este for bem-sucedido, os botões de configuração de conexão voltam a ser habilitados e o botão de desconectar é desativado.

O botão rotativo *Time Div* realiza a seleção do período de tempo por divisão na grelha do gráfico. Sempre que seu valor é alterado, o gráfico é ajustado através da função *MainWindow::on_db_time_div_valueChanged*. Nesta função, o valor atual do botão rotativo é lido e atribuído à variável *time_div*, que é utilizada no cálculo da criação do gráfico.

Por último, tem-se o botão *Guardar*, que permite ao utilizador guardar todos os dados lidos em um arquivo de texto. Este botão está associado ao método *MainWindow::on_pb_save_clicked*, e invoca a função *fileControl::write*. É importante destacar que todas as vezes em que a aplicação se conecta a um dispositivo serial, o buffer que armazena os dados de leitura é reinicializado. Assim, só é possível guardar os dados recebidos durante a última conexão.

Quando a conexão serial é estabelecida, sempre que um pacote de dados é recebido pela porta serial, a aplicação invoca o método *MainWindow::serialReceived*, através do sinal *readyRead*. Nesta função, a porta serial é lida e convertida de um intervalo de 0 a 255 para um intervalo de 0 a 5. Os dados recebidos são salvos em um vetor do tipo *double*, que representa o eixo Y, e também é incrementado o vetor que representa o eixo X.

O incremento do eixo X utiliza a variável *time_div*, fazendo com que quanto maior seja o incremento proporcionado por essa variável, mais rápido o gráfico preencha a área disponível e assim apresente um período de tempo menor por divisão da grelha do gráfico. Para exemplificar o uso da variável *time_div*, os gráficos apresentados pela Figura 65 e pela Figura 66 utilizam o mesmo conjunto de dados para o eixo Y, mas a Figura 66 apresenta um incremento da variável *time_div* com o dobro do valor que o da Figura 65.

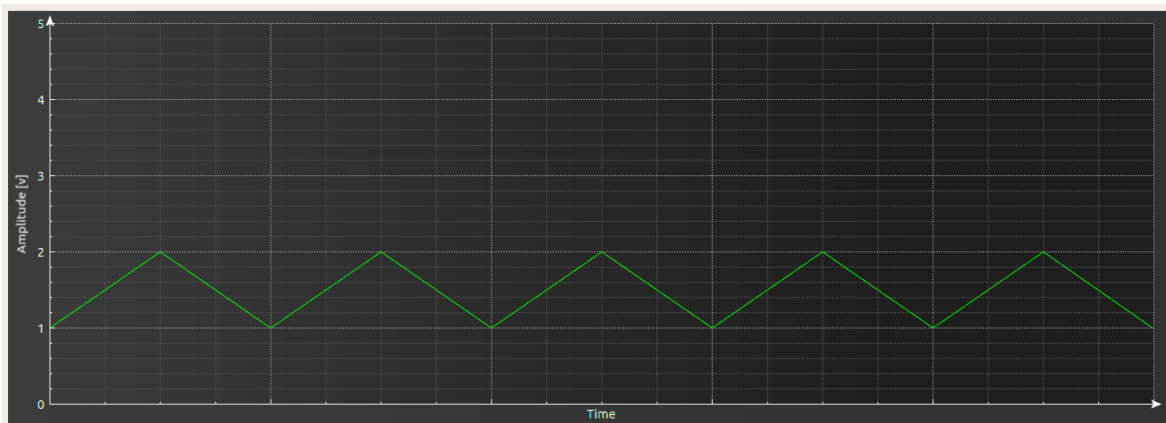


Figura 65 Exemplo de gráfico gerado para uma onda triangular com *time_div*=1.

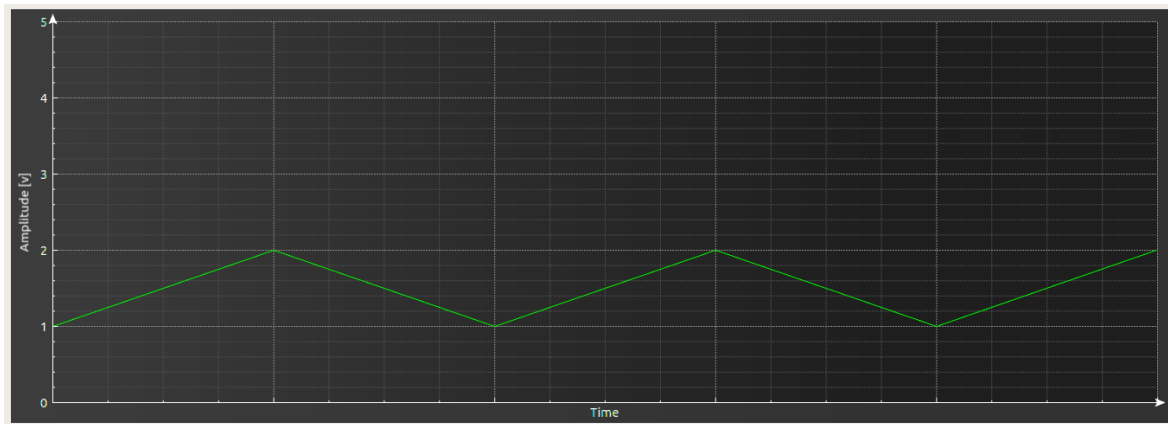


Figura 66 Exemplo de gráfico gerado para uma onda triangular com `time_div=2`

Após a leitura e armazenamento dos dados, é chamada a função `MainWindow::plot`, que efetivamente passa os últimos valores dos vetores que representam os eixos X e Y para a biblioteca `qCustomPlot`. Durante a configuração do gráfico na inicialização da aplicação, foi definido que o eixo Y apresentaria um intervalo de 0V a 5V, e que o eixo X apresentaria um intervalo de 0 a 1.000. Em termos práticos, isto significa que todas as vezes em que o último valor do vetor do eixo X ultrapassar o valor numérico 1.000, este vetor deve ser reinicializado, fazendo com que o gráfico volte à origem, tal como ocorre em um osciloscópio. Para gerar o gráfico de forma correta, os vetores que representam o eixo X e o eixo Y devem possuir o mesmo tamanho. Assim, todas as vezes em que o vetor do eixo X é reinicializado, o vetor do eixo Y também o deve ser.

De forma a preservar os dados e permitir que estes sejam salvos em um arquivo de texto, todas as vezes em que o vetor do eixo Y é reinicializado, primeiro é executada uma cópia do seu conteúdo para um vetor de backup, que armazena o histórico de dados durante todo o período em que a conexão serial estiver ativa.

Uma vez configuradas todas as funções e funcionalidades descritas, a aplicação pode ser utilizada para receber dados pela porta serial e gerar um gráfico em tempo real.

5. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Após a abordagem teórica, realizou-se a implementação dos circuitos em uma placa de ensaio (*breadboard*) para avaliar o comportamento real de todos os estágios do circuito. A ordem de teste obedeceu à sequência lógica de utilização dos módulos dentro do projeto do eletromiógrafo. Assim, o primeiro estágio a ser testado foi o de amplificação.

5.1. AMPLIFICADOR

O teste do amplificador foi realizado inicialmente com ganho de 10 vezes e referência passiva, ou seja, sem o sistema DRL. Devido às limitações físicas da placa de ensaio, não foram utilizadas as entradas “*Guard +*” e “*Guard -*” do INA116, destinadas à malha dos fios que transportam o sinal “*Vin+*” e “*Vin-*”.

Por conta do valor mínimo de amplitude que a fonte de sinal utilizada poderia oferecer, foi aplicado um sinal sinusoidal, com amplitude de 0,06 V e frequência de 1 kHz na entrada “*Vin+*”, enquanto a referência da fonte de sinal foi conectada à entrada “*Vin-*”. A saída do amplificador foi monitorada com um osciloscópio e o resultado é apresentado na Figura 67.

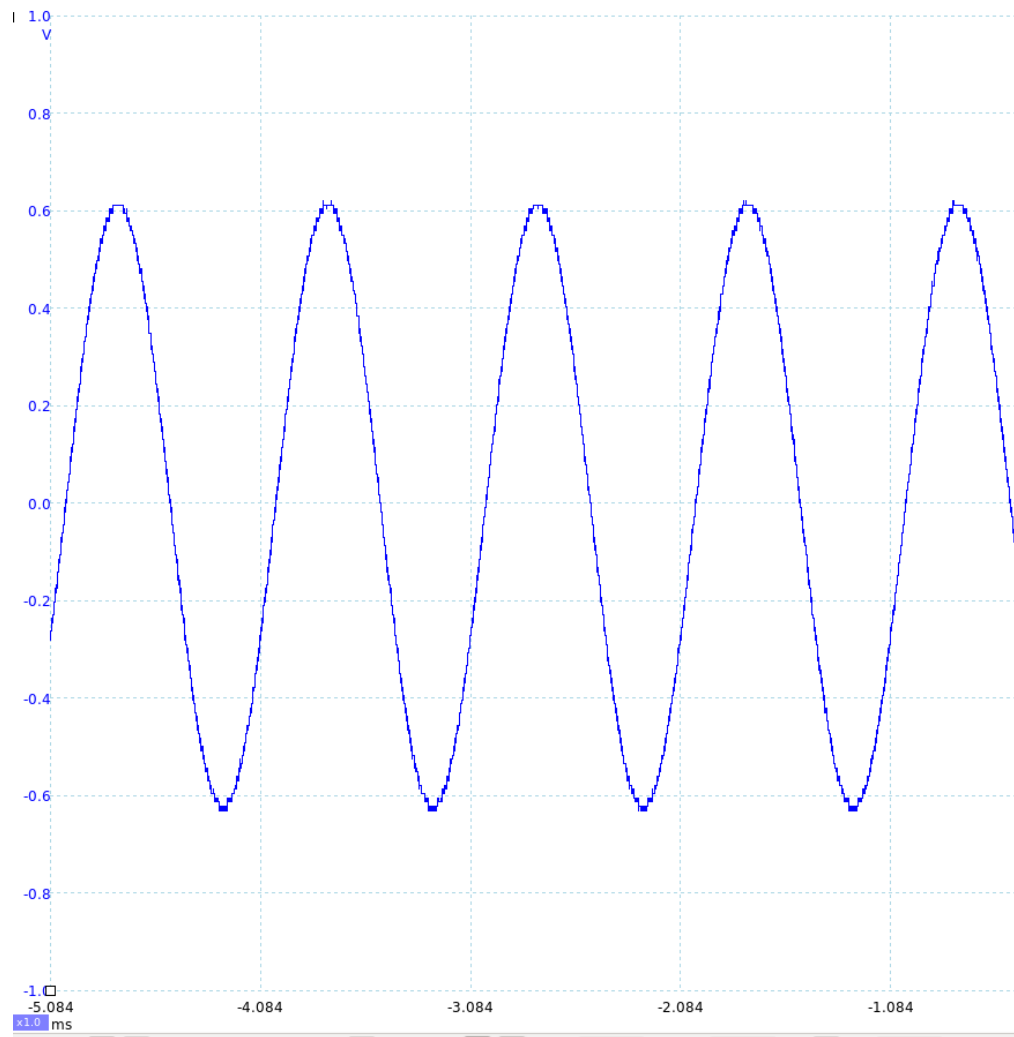


Figura 67 Saída do amplificador com ganho $G=10$

Observa-se que a amplificação, mesmo de um sinal pequeno, não apresenta distorções e se comporta conforme o esperado, gerando uma onda com amplitude de 0,6 V, que é o valor desejado para este teste.

Para verificar o comportamento do amplificador de instrumentação para uma entrada comum, alterou-se a ligação da fonte de sinais para que fossem estimulados os dois terminais “ V_{in+} ” e “ V_{in-} ” com um mesmo sinal. A referência da fonte de sinais foi conectada a referência do circuito e a amplitude do sinal sinusoidal foi elevada para 1 V, mantendo a frequência em 1 kHz. O sinal de saída do amplificador de instrumentação é apresentado na Figura 68.

Observa-se que, embora apresente um forte ruído, o sinal de entrada foi reduzido de 1 V para aproximadamente 4 mV, o que representa atenuação de 250 V/V (99,6%) do sinal.

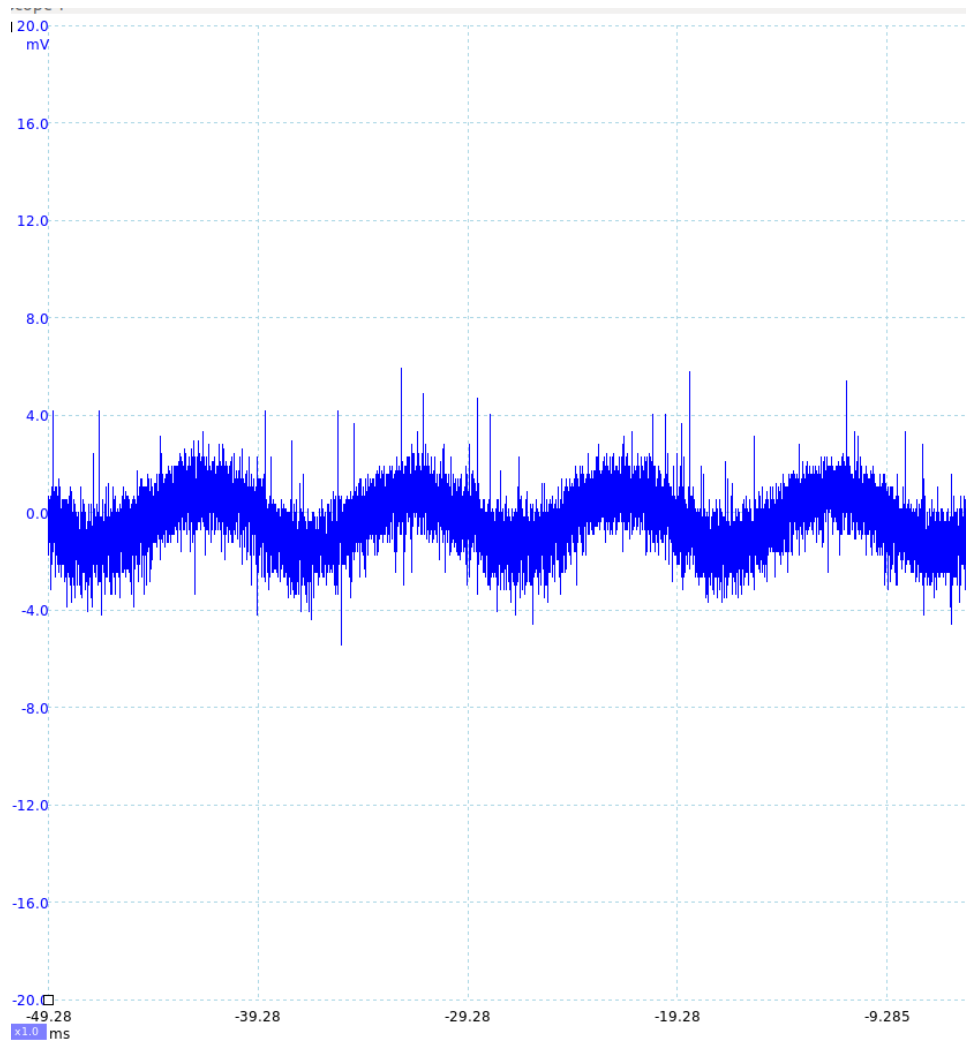


Figura 68 Saída do amplificador, com referência passiva, para entrada comum

O mesmo procedimento foi aplicado ao circuito de amplificação com a adição do DRL. O circuito foi ligeiramente alterado, de forma que a saída do sistema de DRL também fosse ligada à entrada “Vin -”, em adição à referência da fonte geradora de sinal que já se encontrava conectada a esta entrada.

Para o teste com o sinal de entrada sinusoidal de 0,06 V e 1 kHz, foi obtido um comportamento muito semelhante ao teste com a referência passiva, demonstrando que a adição do DRL não afeta o funcionamento quando não existe um sinal comum aos dois terminais de entrada do amplificador. A forma de onda do sinal com ganho de 10 vezes pode ser observada na Figura 69.

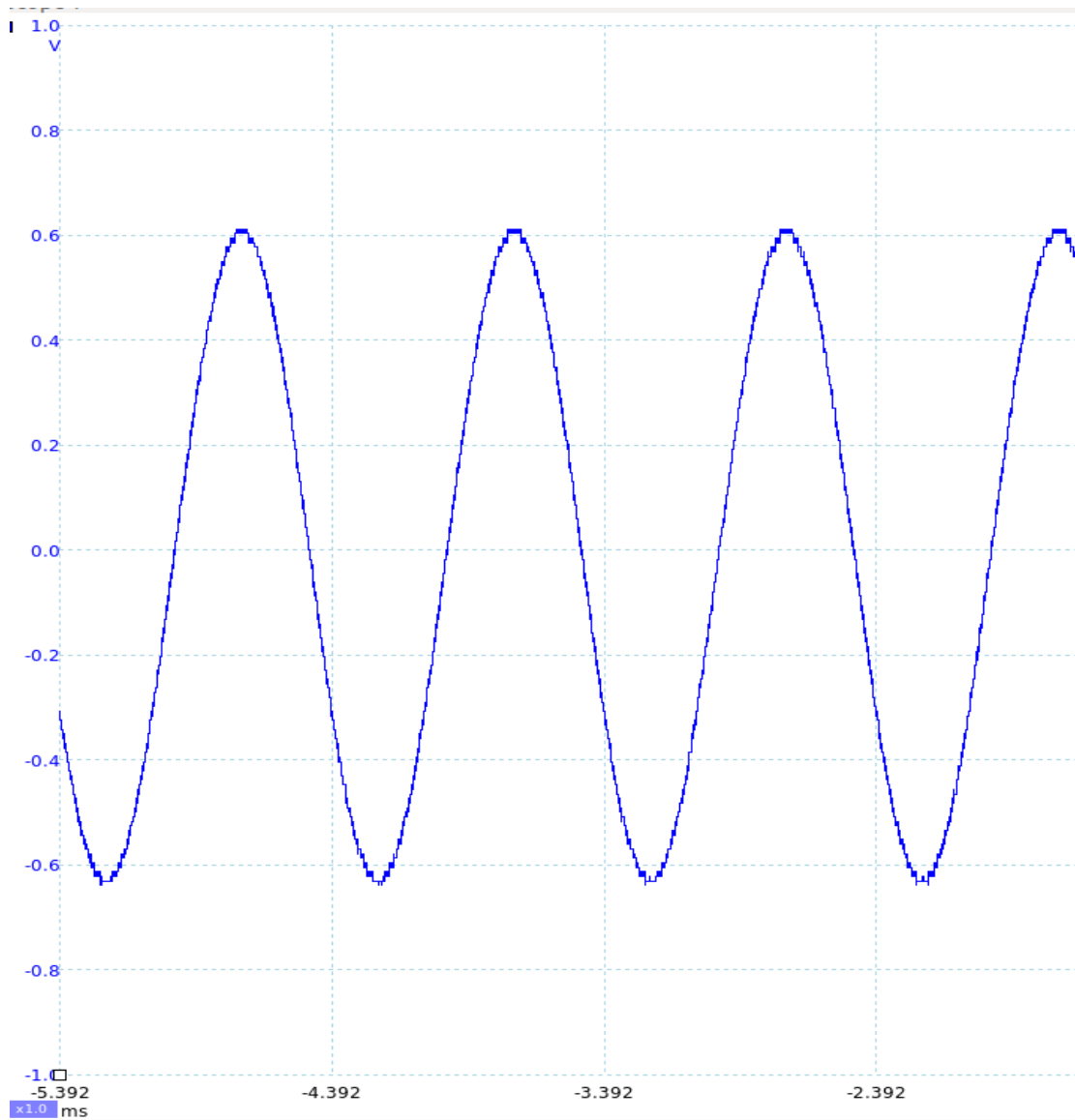


Figura 69 Saída do amplificador com referência ativa e ganho $G=10$

Para verificar o comportamento do amplificador de instrumentação com referência ativa para uma entrada comum, alterou-se novamente a ligação da fonte de sinais para que fossem estimulados os dois terminais “ $V_{in +}$ ” e “ $V_{in -}$ ” com o mesmo sinal, enquanto o terminal de DRL foi ligado ao terminal de referência da fonte. A amplitude do sinal sinusoidal foi elevada para 1V e a frequência se manteve constante. O sinal de saída do amplificador de instrumentação com referência ativa é apresentado na Figura 70.

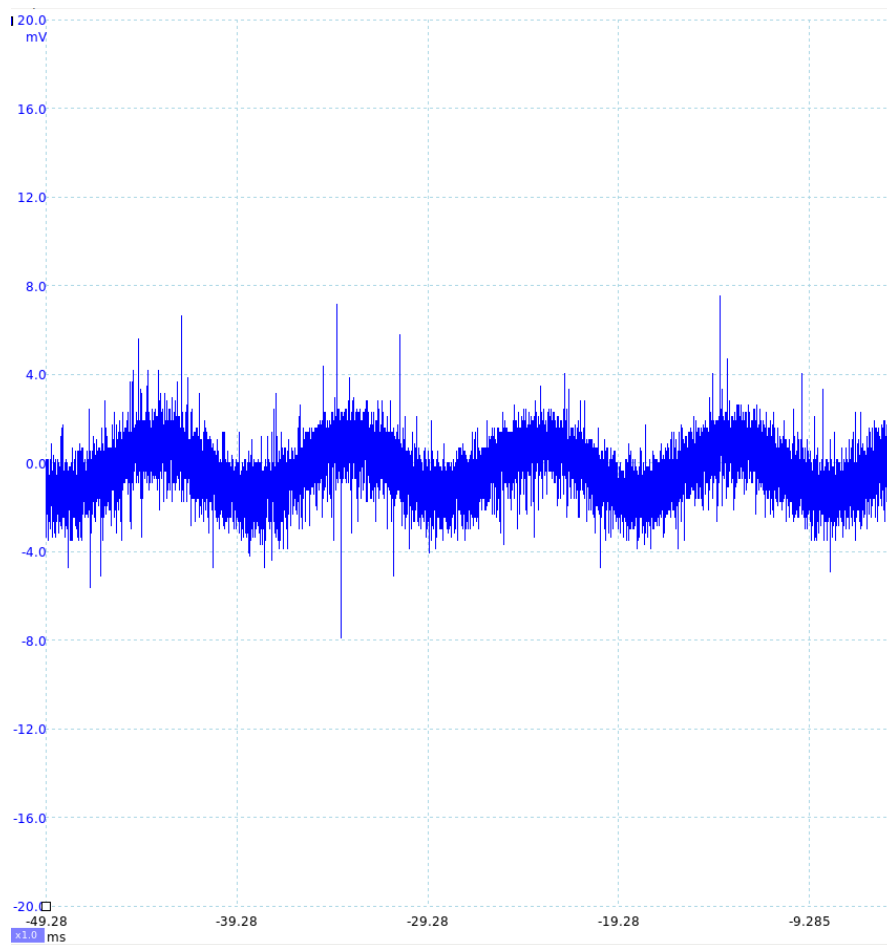


Figura 70 Saída do amplificador, com referência ativa, para entrada comum

O resultado obtido foi novamente muito similar ao do circuito com referência passiva. Um dos possíveis motivos é que o osciloscópio utilizado já havia alcançado a resolução mínima de 4 mV/divisão e pequenas mudanças não seriam detetadas. Além disso, tanto na Figura 68 como na Figura 70, os sinais apresentam um alto nível de ruído, não permitindo afirmar com certeza se houve uma diferença nos resultados obtidos.

Esta diferença entre o circuito com referência passiva e referência ativa será ainda explorada durante a fase de aquisição do sinal biológico, e assim será possível determinar se a utilização do DRL é realmente eficiente na melhoria do sinal captado.

5.2. FILTROS

Após testar o módulo de amplificação, foram testados os filtros, a iniciar pelo filtro passa-alto. Este filtro, conforme descrito nas análises de requisitos do projeto, deve possuir frequência de corte próxima aos 15 Hz. Para verificar tal condição, o circuito do filtro foi

excitado com sinais sinusoidais de 10 Hz, 20 Hz, 40 Hz e 55 Hz, todos com mesma amplitude de 500 mV e nível DC de 0V.

Para o sinal de 10 Hz, houve uma atenuação de mais de 80% do sinal de entrada, obtendo um sinal de saída com amplitude de aproximadamente 100 mV, O sinal de 20 Hz apresentou uma atenuação de aproximadamente 45% do sinal de entrada, o que representa um sinal de saída de 300 mV. Finalmente, para o sinal de 40 Hz, a atenuação foi de aproximadamente 10%, fornecendo um sinal de saída de 450 mV. Para valores acima de 55 Hz, não se notou atenuação relevante. A Tabela 8 sintetiza os resultados obtidos para o filtro passa-alto.

Tabela 8 Comparação entre os sinais de entrada e saída em um filtro passa-alto.

Frequência [Hz]	Amplitude entrada [mV]	Amplitude de saída [mV]
10	500	100
20	500	300
40	500	450
55	500	500

Os resultados obtidos demonstram que o filtro é efetivo para as baixas frequências, porém possui uma banda de transição bastante abrangente, interferindo em frequências ligeiramente mais elevadas tal como 40 Hz. Este comportamento já era esperado e está de acordo com os resultados obtidos nas simulações, onde foi verificado que o filtro com resposta Butterworth possui uma transição suave, mas que ao mesmo tempo se prolonga por um intervalo maior de frequências.

Um procedimento similar foi adotado para a verificação do filtro passa-baixo, onde a frequência de corte está localizada em 500 Hz. Para tal, o filtro passa-baixo foi acrescentado ao circuito já existente, de forma a receber como entrada o sinal de saída do filtro passa-alto, formando assim um filtro passa-banda. Foram utilizados como entrada sinais sinusoidais com amplitude de 500 mV e frequências de 300 Hz, 500 Hz e 1.000 Hz.

Para o sinal de 300 Hz, não houve alteração do sinal de entrada, demonstrando que os filtros preservaram as frequências abaixo da frequência de corte. Para o sinal com frequência de 500 Hz, foi verificada uma atenuação de 20% do sinal de entrada. Por fim, para o sinal de 1.000 Hz, verificou-se uma atenuação de aproximadamente 80% do sinal de entrada. A Tabela 9 sintetiza os resultados.

Tabela 9 Comparação entre os sinais de entrada e saída em um filtro passa-banda.

Frequência [Hz]	Amplitude entrada [mV]	Amplitude de saída [mV]
300	500	500
500	500	400
1000	500	100

Desta forma, verifica-se de modo prático que estes filtros podem ser incorporados ao circuito do eletromiógrafo, pois o conjunto de filtros atua de forma efetiva para a atenuação de sinais. Os principais efeitos dos filtros são notados em frequências abaixo dos 15 Hz e em frequências mais elevadas, especialmente acima dos 500 Hz.

5.3. OFFSET

Após a validação dos filtros, procedeu-se com o teste do estágio de ajuste de nível DC. Para tal, foi aplicado à entrada do circuito somador de sinais um sinal sinusoidal de 800 mV, frequência de 100 Hz e nível DC de 0V. Com o auxílio de um osciloscópio, monitorou-se o sinal de saída do circuito somador de sinais.

A curva obtida apresentou um nível médio de tensão de 0,9 V, conforme apresentado na Figura 71. Isto demonstra que o circuito efetivamente elevou o nível de tensão DC e pode ser utilizado para o ajuste do sinal.

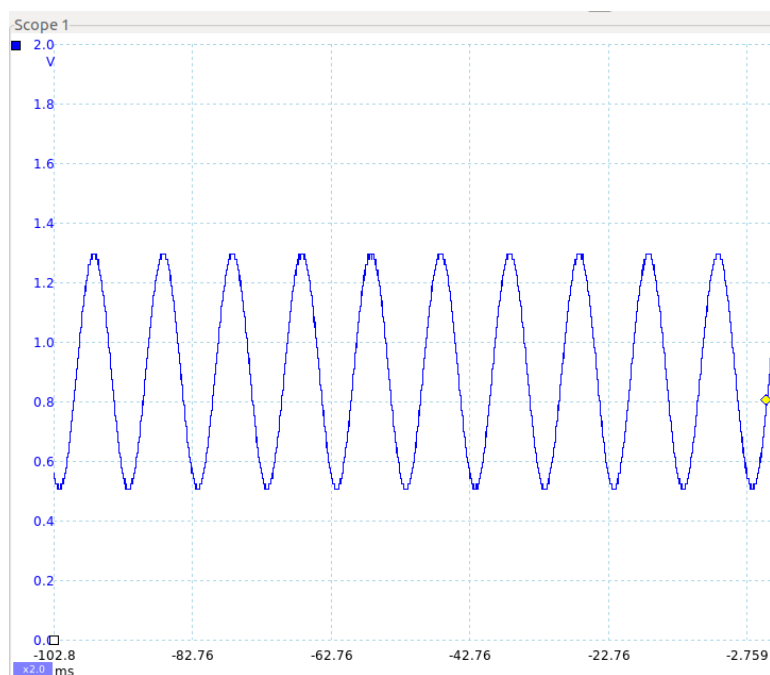


Figura 71 Saída do circuito somador de sinais.

5.4. CIRCUITO ANALÓGICO COMPLETO

Uma vez que todos os estágios do circuito eletrônico-analógico foram testados, procedeu-se com o teste do eletromiógrafo propriamente dito, de forma a verificar se este seria capaz de captar e tratar os sinais provenientes dos músculos do braço, mais especificamente, dos bicíspites.

Para captar o sinal, os elétrodos “*Vin+*” e “*Vin-*” foram fixados nas extremidades do bicíspites, e o elétrodo de DRL foi fixado abaixo do joelho direito, conforme demonstra a Figura 72.

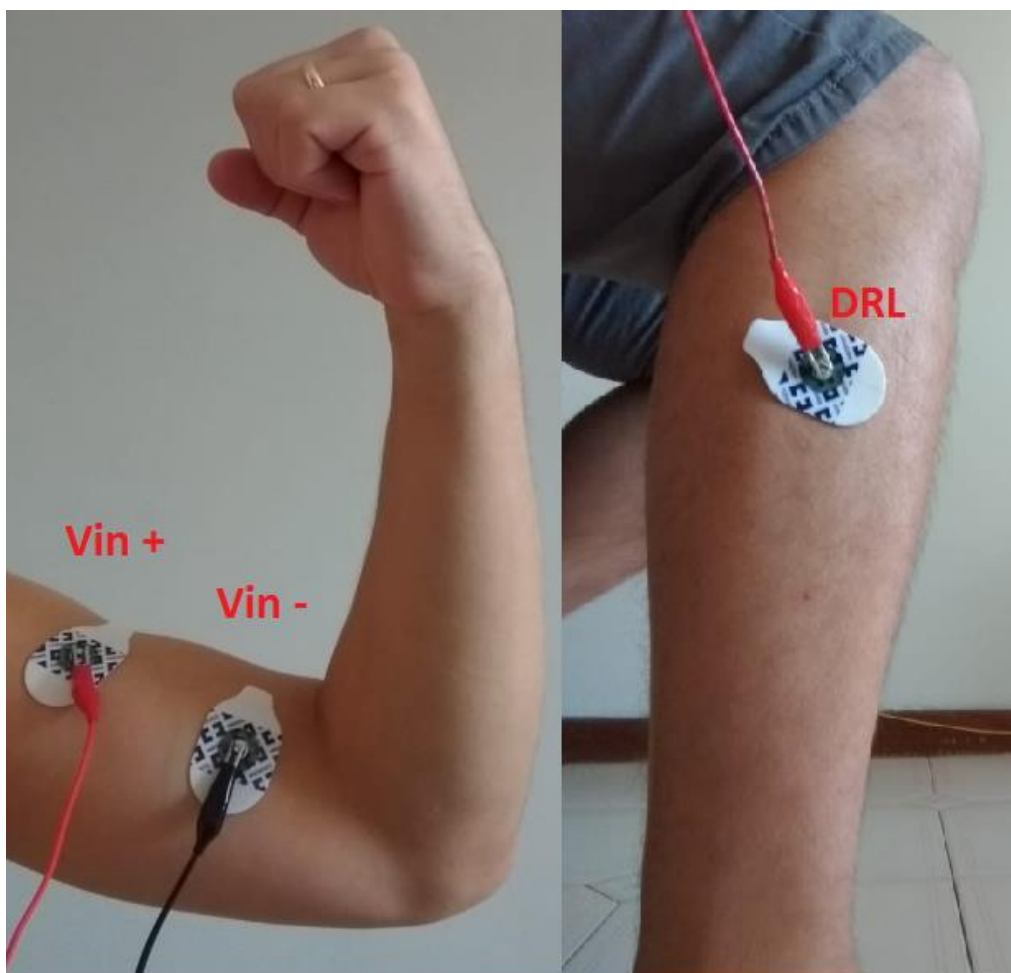


Figura 72 Posicionamento dos elétrodos passivos para captação do sinal biológico.

A Figura 73 apresenta o sinal elétrico obtido por meio de um osciloscópio para o circuito completo e com referência ativa. As setas vermelhas indicam os momentos em que o músculo foi contraído, exibindo uma elevação na intensidade do sinal.

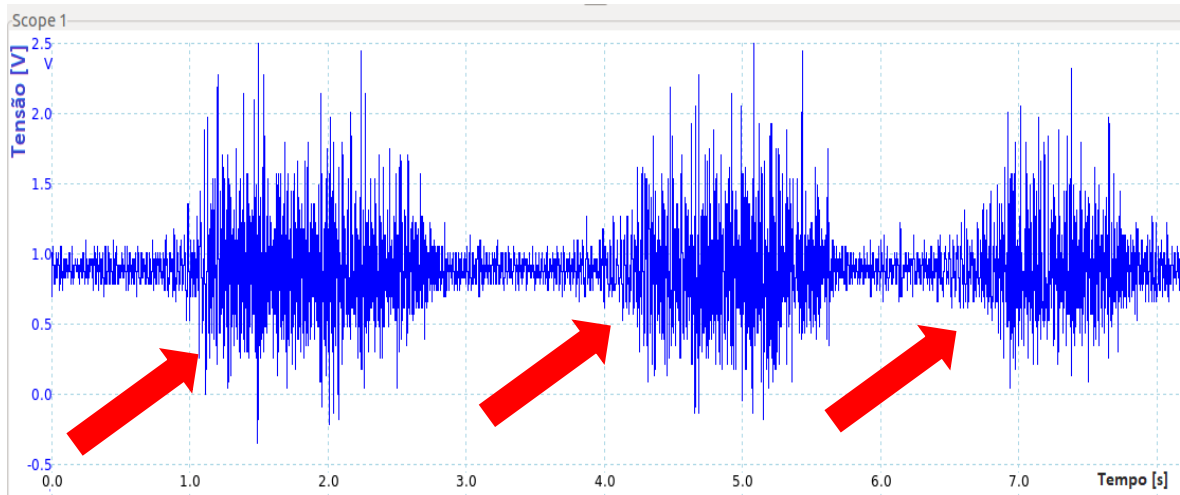


Figura 73 Sinal biológico obtido para o circuito completo e com referência ativa.

Para demonstrar a efetividade do circuito de DRL, foi realizado o mesmo teste, porém, removeu-se fisicamente da placa de ensaio todo o circuito de DRL (“Referência Ativa” - Figura 43), mantendo o circuito do eletromiógrafo com apenas os dois elétrodos que se ligam ao braço, e forçando assim a utilização da referência passiva do circuito. Neste modo, os resistores de ganho do INA116 não estão ligados a nenhuma outra parte do circuito exceto o próprio amplificador de instrumentação. O resultado é apresentado na Figura 74.

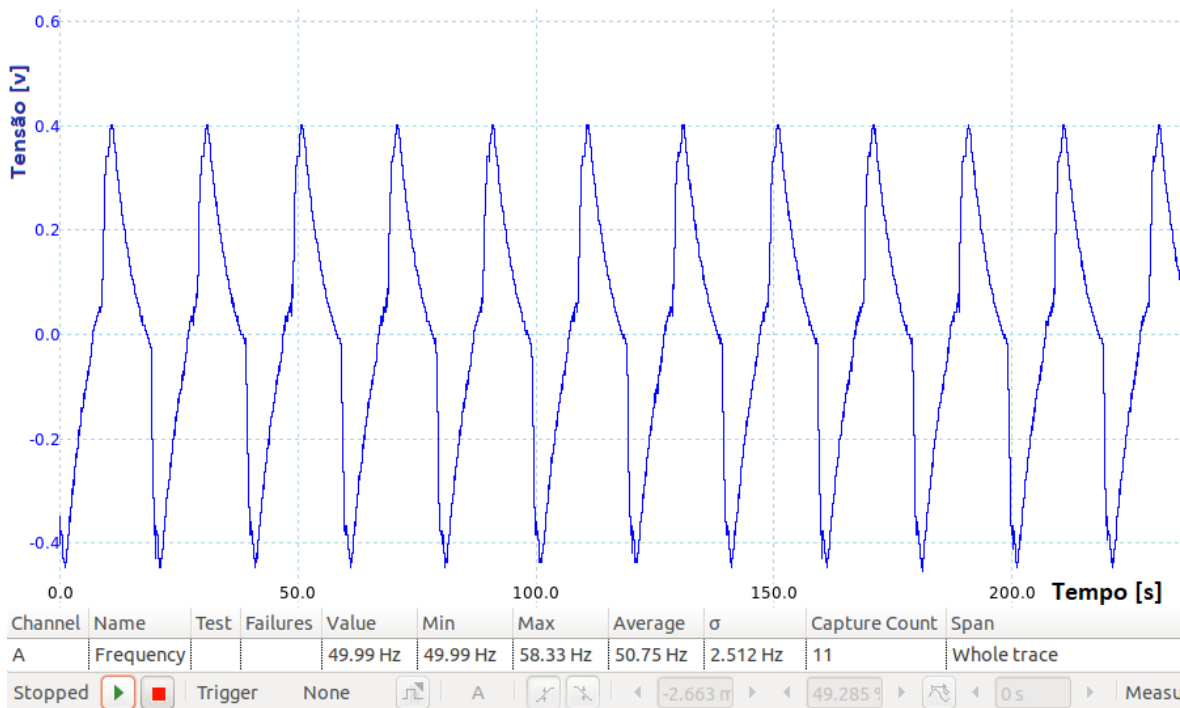


Figura 74 Sinal biológico obtido para o circuito completo e com referência passiva.

É possível verificar a sobreposição do sinal por uma interferência de 50 Hz, frequência esta que é a mesma da rede elétrica utilizada em Portugal. Desta forma, fica demonstrado que a utilização do sistema de DRL realmente eleva o CMRR do amplificador e que é efetivo para eliminar a interferência proveniente da rede elétrica, conforme descrito no capítulo “2 - Estado da Arte”. Verifica-se ainda que o circuito projetado é capaz de captar, amplificar e filtrar corretamente o sinal biológico desejado. Assim, pode-se avançar para as próximas etapas do projeto.

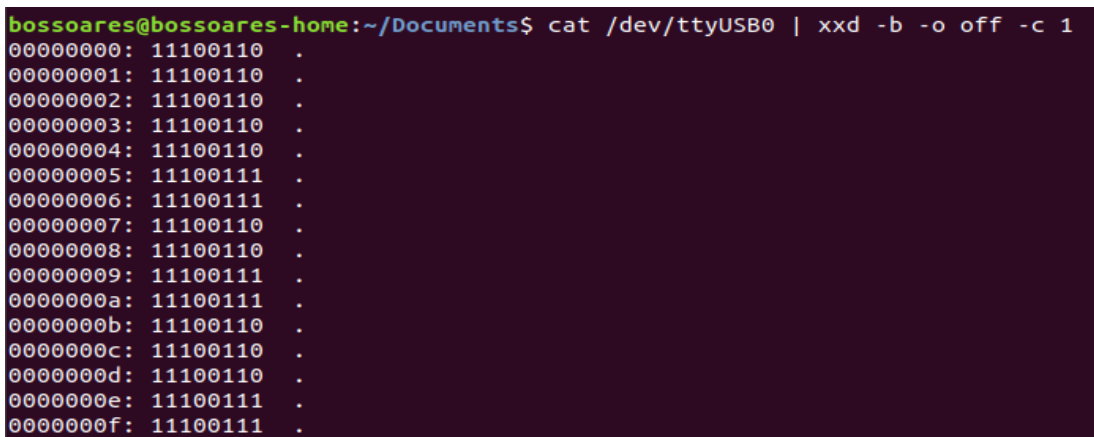
5.5. MICROCONTROLADOR

Para realizar o teste do algoritmo de aquisição e conversão dos sinais analógicos e a sua posterior transmissão para a porta serial, o microcontrolador foi estimulado com sinais de diferentes frequências provenientes de uma fonte de sinais.

A porta serial do computador foi monitorada através do terminal da distribuição Linux Ubuntu, por meio do seguinte comando:

```
cat /dev/ttyUSB0 | xxd -b -o off -c 1
```

Este comando permite realizar a leitura da porta serial ttyUSB0 com formatação dos dados em binário e apresentação dos dados em uma única coluna. A Figura 75 apresenta os dados disponibilizados no terminal, onde a primeira coluna é o índice dos sinais recebidos e a segunda coluna contém os valores recebidos já convertidos para notação binária.



```
bosssoares@bosssoares-home:~/Documents$ cat /dev/ttyUSB0 | xxd -b -o off -c 1
00000000: 11100110 .
00000001: 11100110 .
00000002: 11100110 .
00000003: 11100110 .
00000004: 11100110 .
00000005: 11100111 .
00000006: 11100111 .
00000007: 11100110 .
00000008: 11100110 .
00000009: 11100111 .
0000000a: 11100111 .
0000000b: 11100110 .
0000000c: 11100110 .
0000000d: 11100110 .
0000000e: 11100111 .
0000000f: 11100111 .
```

Figura 75 Leitura serial por meio do Terminal.

Pode-se alterar ligeiramente o comando utilizado no terminal, de modo que todos os dados sejam salvos em um arquivo de texto. Assim, estes dados poderão ser utilizados por qualquer

aplicação matemática para gerar um gráfico, tal como o Matlab, Microsoft Excel e LibreOffice Calc.

```
cat /dev/ttyUSB0 | xxd -b -o off -c 1 > serial.txt
```

Uma vez que foi configurada a leitura do microcontrolador, estimulou-se a entrada do ADC com sinais de 500 mVpp, tensão média de 1 V (de modo que o ADC do microcontrolador não receba valores negativos) e frequência de 150 Hz, 500 Hz e 2.000 Hz.

Neste ponto foi possível verificar que o microcontrolador, com o *clock* utilizado, seria capaz de suportar uma frequência de amostragem de 2.000 Hz, sem ocasionar perda de dados, ao invés da frequência de amostragem de 1.000 Hz, conforme inicialmente projetado. Para tal, foi necessário apenas alterar o valor do registrador OCR1A para 0001 0101 0111 1100.

Os gráficos com os 50 primeiros pontos de amostragem (frequência de amostragem 2.000 Hz) para as ondas de 150 Hz e 500 Hz são apresentados nas Figuras 76 e 77, respetivamente. A amplitude máxima do ADC compreende um intervalo de 0 a 255, onde 0 representa 0V e 255 representa 5V.

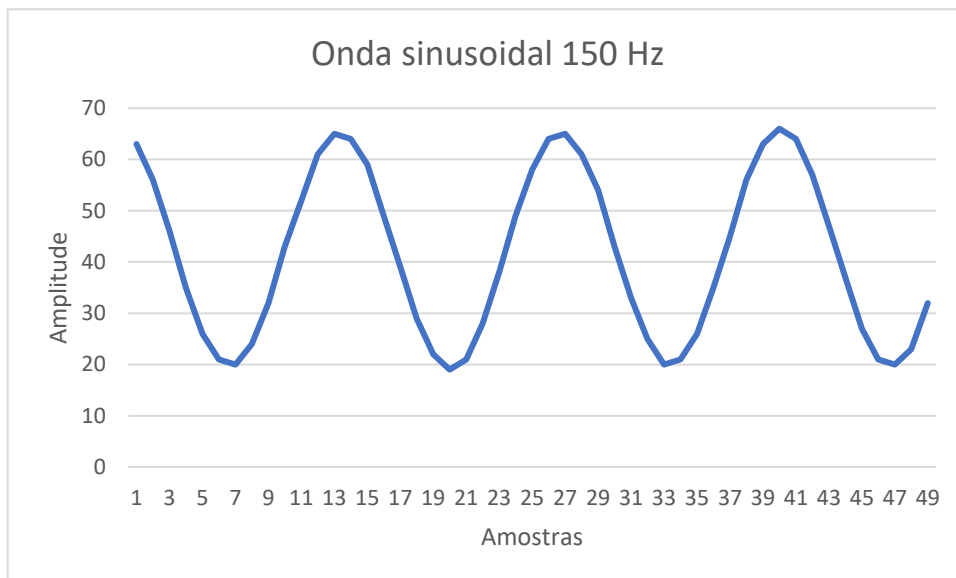


Figura 76 Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 150 Hz.

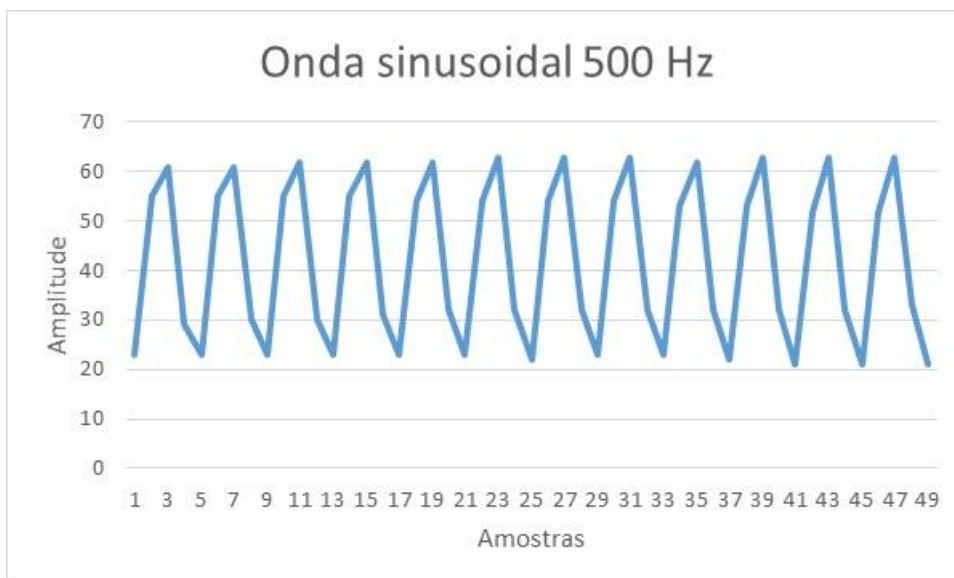


Figura 77 Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 500 Hz.

Como pode ser observado, o microcontrolador é capaz de amostrar de forma satisfatória as formas de onda com frequências mais baixas, tal como 150 Hz, que é a faixa central de interesse na eletromiografia, e se mostrou aceitável para frequências até 500 Hz. Para frequências altas, tais como 2 kHz, a forma de onda não apresenta uma amostragem fiel e é possível notar o fenômeno de *aliasing*. Este fato já era esperado, tendo em vista a frequência de amostragem utilizada, que é de 2.000 Hz.

As Figuras 78 e 79 apresentam a reconstrução da forma de 2 kHz com base nas 50 primeiras amostras e com base nas 1500 primeiras amostras.



Figura 78 Reconstrução dos 50 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 2000 Hz.

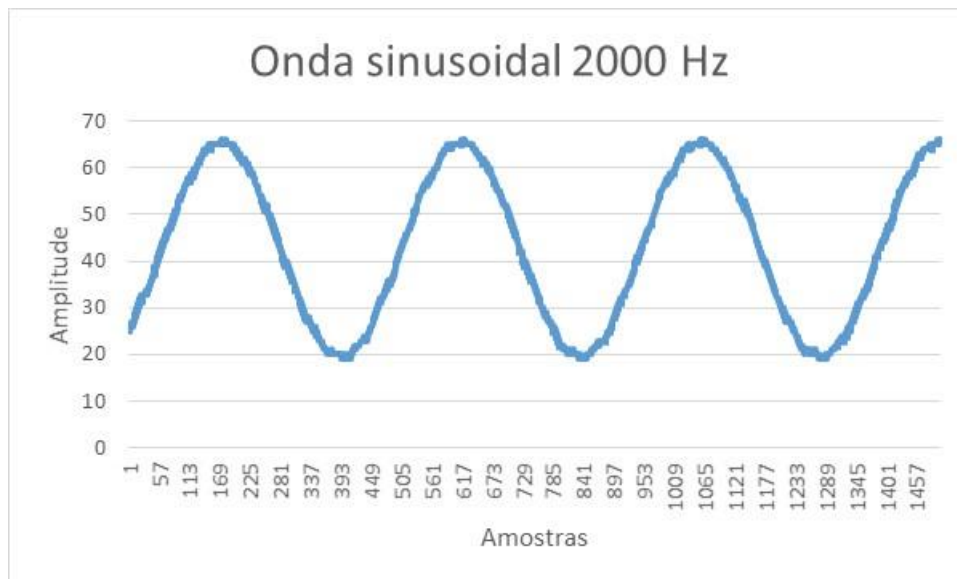


Figura 79 Reconstrução dos 1.500 primeiros pontos de uma onda sinusoidal de 2000 Hz.

Com base nas formas de ondas obtidas, é possível afirmar que a amostragem e transmissão de dados pelo microcontrolador para frequências de até 500 Hz é realizada de forma correta, uma vez que as formas de ondas reconstruídas com base nos dados recebidos pela porta serial estão coerentes com as formas de ondas originais.

5.6. PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Após testar todo o circuito eletrônico e comprovar a sua eficácia, desenhou-se novamente o circuito no software KiCAD, conforme apresentado na Figura 80. Este software permite fazer o desenho de placas de circuito impresso com base no circuito eletrônico projetado.

Existem diversas empresas que realizam a fabricação de placas PCBs com base nestes arquivos gerados pelo KiCAD. Neste projeto, foi escolhida a empresa chinesa JLC PCB para a confecção das placas de circuito impresso. O produto final é apresentado nas Figuras 81 e 82.

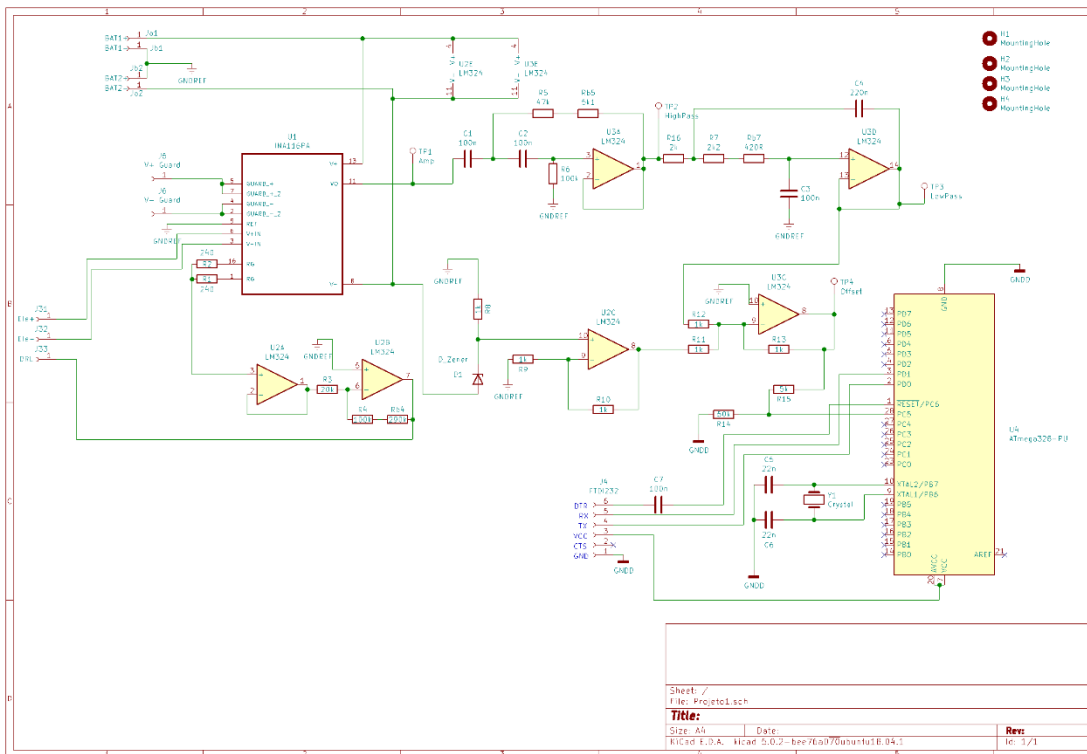


Figura 80 Circuito eletrônico completo do eletromiógrafo.

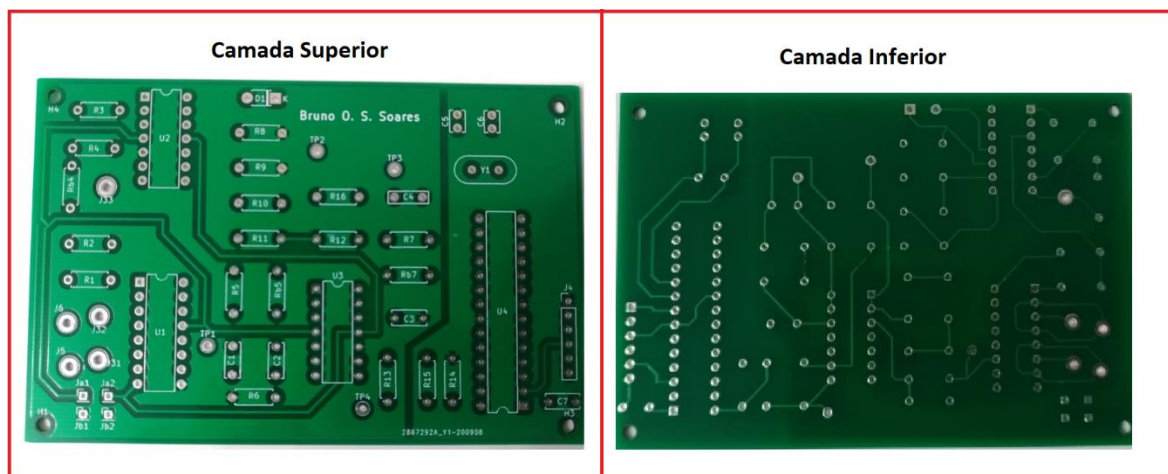


Figura 81 Placa de circuito impresso.

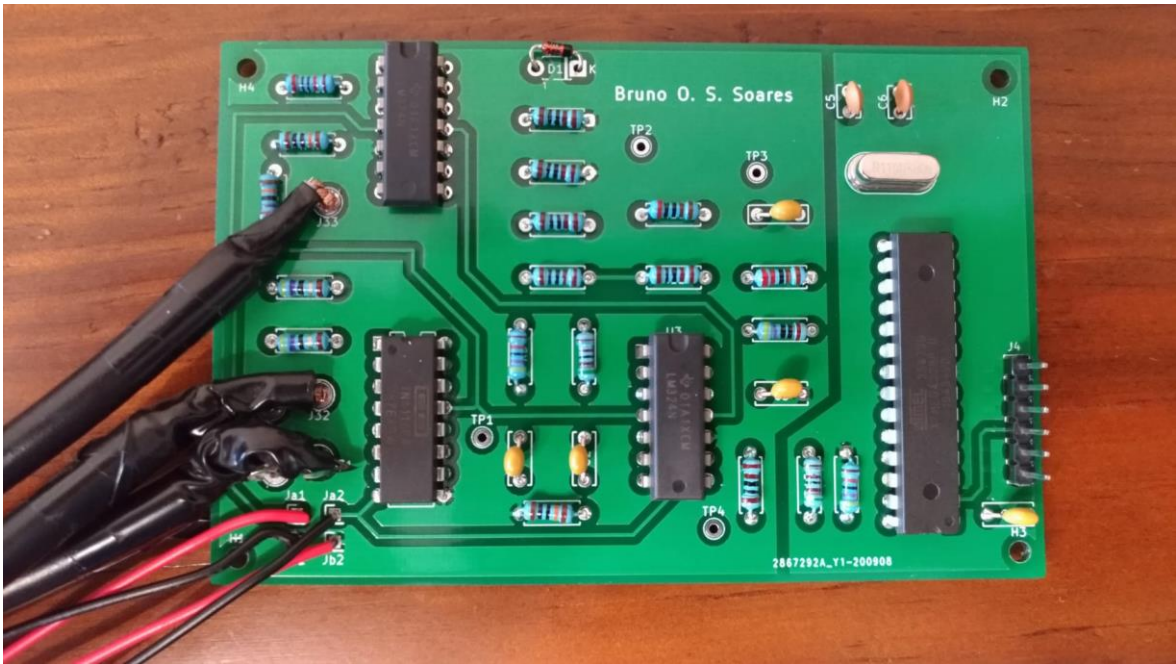


Figura 82 Placa de circuito impresso com componentes soldados.

5.7. APLICAÇÃO COMPUTACIONAL

Uma vez comprovado que o algoritmo do microcontrolador atende os requisitos do projeto, passou-se ao teste da aplicação de monitoramento da porta serial. Para tal, foi mantido o mesmo circuito e também foram utilizadas as mesmas formas de onda do teste anterior, pois assim seria possível ter uma base de comparação se a aplicação seria capaz de reproduzir as formas de onda em tempo real mantendo as suas formas características.

O primeiro teste foi realizado com uma onda sinusoidal de 150 Hz. O resultado é apresentado na Figura 83.

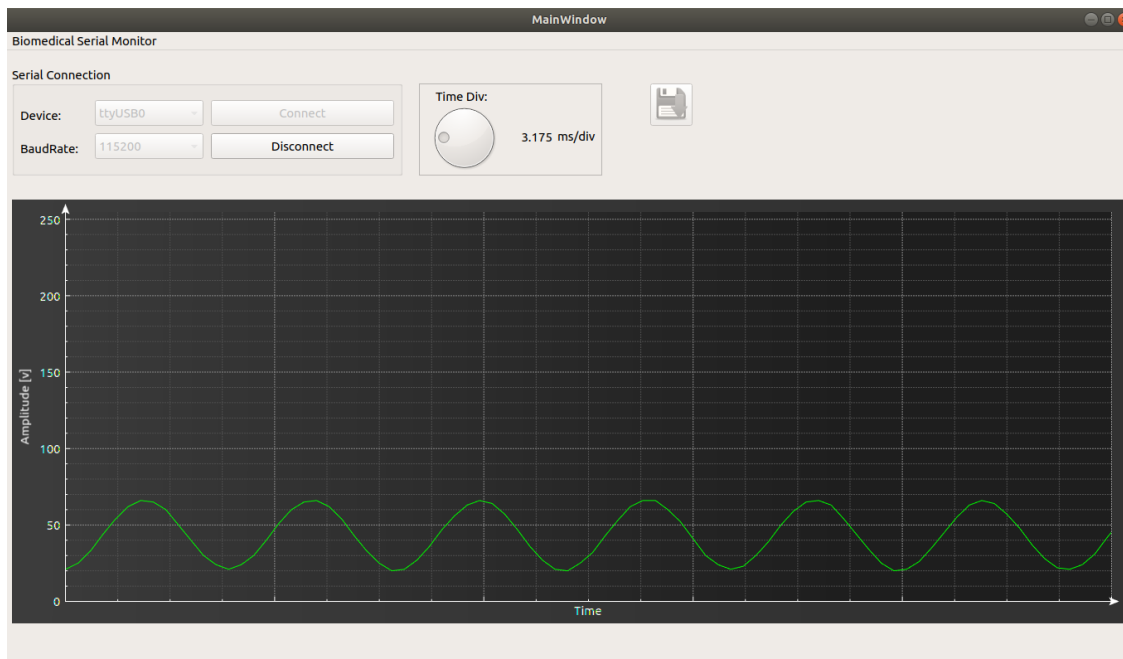


Figura 83 Reconstrução de uma onda sinusoidal de 150 Hz.

A Figura 84 apresenta o resultado da amostragem de uma forma de ondas sinusoidal de 500 Hz. Nota-se que a forma de onda tem uma resolução muito mais baixa que a onda de 150 Hz, o que é esperado, haja visto que a frequência de amostragem se manteve constante.

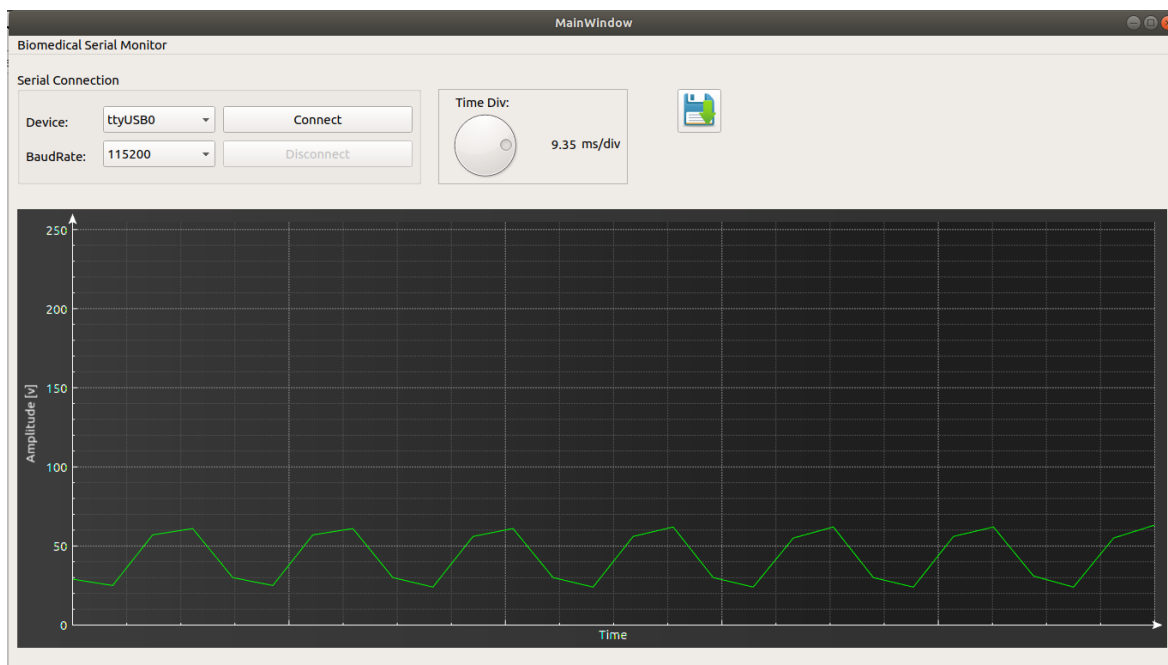


Figura 84 Reconstrução de uma onda sinusoidal de 500 Hz.

Por último, observa-se na Figura 85 o efeito de *aliasing* para a onda sinusoidal de 2 kHz. Este resultado já era esperado e é consequência da taxa de amostragem abaixo do ideal para esta frequência.

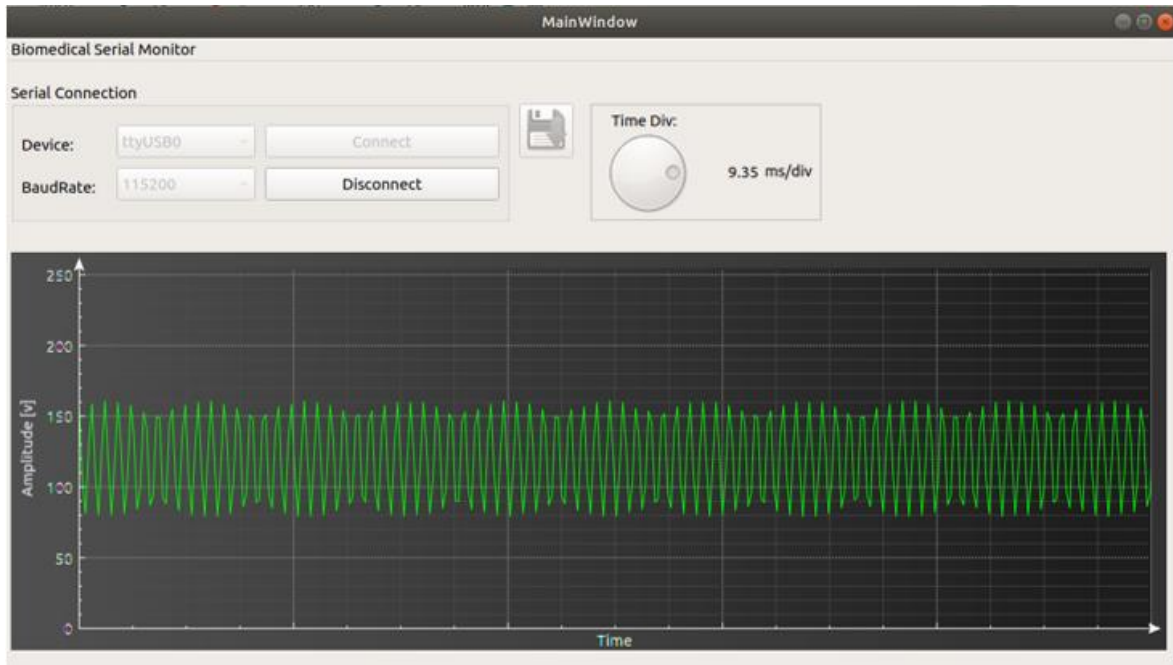


Figura 85 Reconstrução de sinal sinusoidal de 2000 Hz.

5.8. SISTEMA COMPLETO

Com o teste da aplicação computacional finalizado, verifica-se que todos os módulos individuais funcionam conforme o projetado e pode-se testar o sistema completo.

A Figura 86 apresenta o resultado de uma eletromiografia a utilizar apenas os recursos desenvolvidos ao longo deste projeto. Os elétrodos para captação do sinal estão posicionados nos bicíptites, tal como demonstrado na Figura 72.

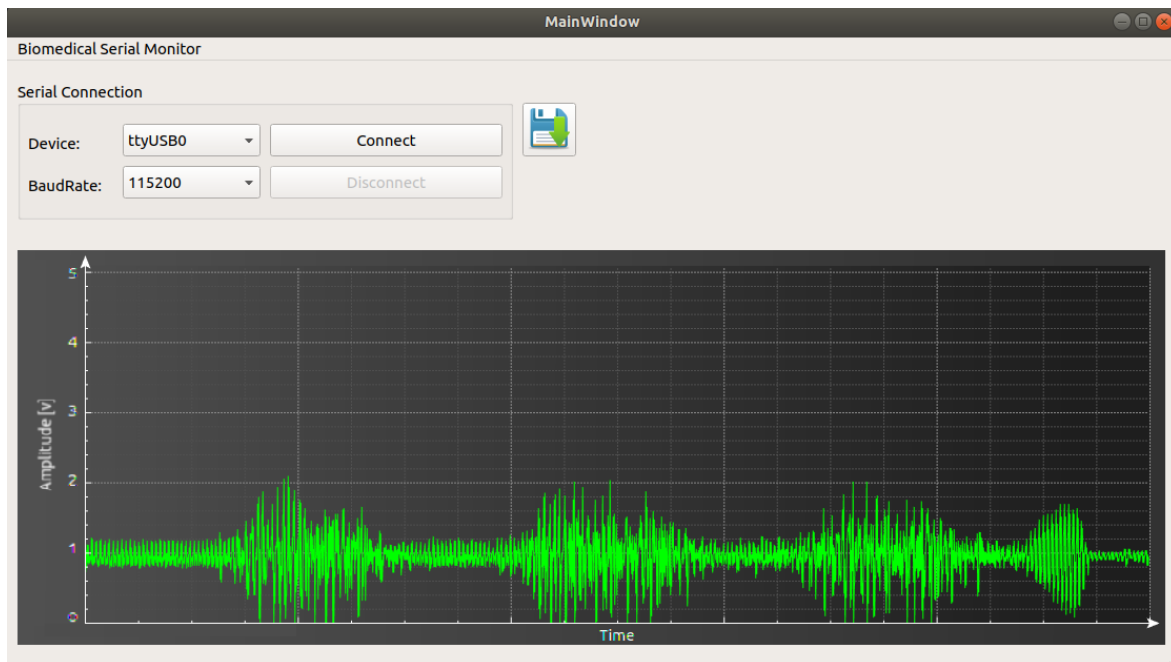


Figura 86 Sinal biológico de EMG obtido por meio do eletromiógrafo desenvolvido.

Verifica-se que o sistema desenvolvido é capaz de captar, tratar, transmitir e exibir os sinais bioelétricos de forma coerente, com um nível aceitável de ruído e apresentando com clareza os momentos em que o músculo é contraído.

6. CONCLUSÕES E FUTUROS DESENVOLVIMENTOS

O hardware desenvolvido para eletromiografia possui uma complexidade considerável, visto que todo o processo, desde a captação de sinais biológicos até o processamento do sinal estão sujeitos a interferências e ruídos dos mais variados tipos. A utilização de um amplificador de instrumentação manufaturado, o uso de cablagem blindada e a fabricação da placa de circuito impresso contribuíram de forma significativa para que as interferências fossem reduzidas ao máximo.

O projeto atingiu o seu objetivo ao demonstrar, de forma efetiva, ser possível desenvolver um aparelho simplificado de eletromiografia superficial de baixo custo. O circuito de amplificação, em conjunto com o DRL, elevou a amplitude do sinal desejado ao mesmo tempo em que eliminou os ruídos de modo comum. Os filtros se mostraram efetivos, atuando dentro dos intervalos desejados e o microcontrolador foi capaz de amostrar e transmitir os dados no intervalo necessário.

No entanto, existem pontos de melhoria que devem ser levados em consideração para futuras continuações deste projeto. O primeiro ponto de melhoria seria a análise de custos para converter todos os componentes utilizados em SMD. Isto faria com que o tamanho do

dispositivo como um todo se tornasse muito menor, facilitando o transporte e possível fixação do dispositivo ao utilizador. Também deveria ser analisada a possibilidade de adicionar um módulo wifi ao projeto, de modo a eliminar a conexão USB com o computador e assim permitir que o utilizador possa realizar movimentos musculares mais naturais, além de permitir utilizar um outro protocolo de comunicação mais rápido que o série. Por último, a aplicação computacional pode ser mais bem desenvolvida, de modo a prover uma análise mais completa do sinal. Funcionalidades como a decomposição do sinal em série de Fourier, poderiam auxiliar na análise das frequências predominantes no exame. Também poderia ser implementada uma funcionalidade de filtros digitais, de modo a permitir isolar determinadas faixas de frequências e evidenciar as faixas de frequências desejadas. Do ponto de vista visual, poder-se-ia implementar uma funcionalidade de ampliação de uma determinada região do gráfico apresentado e mudança de escala de seus eixos. Todas estas novas informações, em conjunto com os gráficos já gerados, poderiam compor um relatório completo, com possibilidade de guardá-lo em um ficheiro PDF e permitir a sua impressão.

Embora o dispositivo desenvolvido não possa ser considerado perfeito e ainda não esteja preparado para ser utilizado em ambiente hospitalar, pode-se considerar que os principais objetivos deste projeto foram alcançados, ao exibir, de forma consistente, as alterações dos impulsos elétricos musculares.

Referências Documentais

- [1] C. Newmarker and B. Buntz,
"The Earliest Medical Device Innovators. Medical Device and Diagnostic Industry," 2016.
[Online].
Available: <https://www.mddionline.com/earliestmedical-device-innovators>.
- [2] THE NOBEL PRIZE,
"Wilhelm Conrad Röntgen Biographical - Nobel Lectures, Physics 1901-1921," 2019. [Online].
Available: <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/1901/rontgen/facts/>.
- [3] M. Kazamel, P. Province, M. Alsharabati and S. Oh,
"History of Eletromyography (EMG) and Nerve Conduction Studies (NCS):
A Tribute to the Founding Fathers. American Academy of Neurology, 2016.," [Online].
Available: https://n.neurology.org/content/80/7_Supplement/P05.259.
- [4] J. Ladegaard,
"Story of Eletromyography Equipment," 2002. [Online].
Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1002/mus.10176>.
- [5] B. LTDA,
"Biomed MEB 9400.," 2019. [Online].
Available: <http://www.biomedidas.com.br/equipamento/meb-9400>.
- [6] B. Bioengineering,
"FREEMG Surface electromyography," [Online].
Available: <https://www.btsbioengineering.com/products/freeemg-surface-emg-semg/>.
- [7] Technomed,
"Disposable Hypodermic EMG Needle Electrodes," [Online].
Available: <https://technomed.nl/product/disposable-hypodermic-emg-needle-electrodes>.
- [8] M. W. L. 9. S. L. I. Estate,
"Reusable Suction Cup Electrodes," [Online].
Available: <https://www.medical-world.co.uk/p/ecg/ecgaccessories/ecg-electrodes-reusable-suction-cup-chest-x-1/19187>.

- [9] S. Horowitz and W. Kluwer,
"Overview of electromyography," [Online].
Available: <https://www.uptodate.com/contents/overview-of-electromyography>.
- [10] I. MFI Medical Equipment,
"Disposable Adhesive Elettrodes," [Online].
Available: <https://mfimedical.com/products/technomed-disposable-adhesive-emg-4-disk-surface-electrodes>.
- [11] S. Shrestha,
"EMG: Introduction, Uses, Preparation, Procedure, Diagnoses and Risks,," 2010. [Online].
Available: <https://medchrome.com/basic-science/pathology/electromyography/>.
- [12] U. N. L. o. Medicine,
"National Center for Biotechnology Information," [Online].
Available:
https://www.ncbi.nlm.nih.gov/core/lw/2.0/html/tileshop_pmc/tileshop_pmc_inline.html?title=click%20on%20image%20to%20zoom&p=PMC3&id=3821366_sensors-13-12431f11.jpg.
- [13] S. Freilich,
"Neuropathy vs myopathy on EMG – Dr Simon Freilich," [Online].
Available: <https://www.youtube.com/watch?v=2MjBoJJbwaI>.
- [14] J. Wang, L. Tang and J. Bronlund,
"Surface EMG Signal Amplification and Filtering," [Online].
Available: https://www.researchgate.net/publication/260845647_Surface_EMG_Signal_Amplification_and_Filtering.
- [15] C. De Luca, L. Gilmore, M. Kuznetsov and S. Roy,
"Filtering the surface EMG signal: Movement artifact and baseline noise contamination, 2010.,"
Available: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/20206934>.
- [16] K. E. M. e. Suprimentos,
"Skybox Eletromyograph," [Online].
Available: <https://kandel.com.br/equipamentos/emg/skybox/>.
- [17] M. Couto,
"Cap.5, Filtros Ativos," [Online].
Available: <http://www.eletrica.ufpr.br/marlio/te054/capitulo5.pdf26>.
- [18] N. I. Corporation,
"Aquisição de sinais analógicos: largura de banda, teorema de amostragem de Nyquist e aliasing,"
2019. [Online]. Available: <https://www.ni.com/pt-pt/innovations/white-papers/06/acquiring-analog-signal--bandwidth--nyquist-sampling-theorem-.html#section-93128748>.

- [19] SP MEDICA, CIENTIFICA E COMERCIAL LTDA, EPP,
"Eletrodos de superfície," [Online].
Available: <https://www.spmedica.com/insumos-consumiveis/eletrodos/eletrodos-de-superficie.html>.
- [20] E. Tutorial,
"Introduction to an Amplifier," [Online].
Available: https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_1.html.
- [21] El-Pro-Cus,
"Instrumentation Amplifier," [Online].
Available: <https://www.elprocus.com/what-is-an-instrumentation-amplifier-circuit-diagram-advantages-and-applications/>.
- [22] A. Devices,
"AD623 Datasheet," [Online].
Available: <https://eu.mouser.com/datasheet/2/609/AD623-877194.pdf>.
- [23] Wikipedia Foundation, Inc.,
"Butterworth filter," [Online].
Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth_filter.
- [24] Wikipedia Foundation, Inc.,
"Chebyshev," [Online].
Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Chebyshev_filter.
- [25] Electronics Notes,
"What is a Chebyshev RF Filter - the basics," [Online].
Available: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-filters/what-is-chebychev-filter-basics.php>.
- [26] 2. D. S. Harris,
"Lab 7 - Matlab Exercise," [Online].
Available: <https://sites.google.com/site/2012digitalsignalsharris/matlab-exercise>.
- [27] Electronics Notes,
"What is a Butterworth RF Filter - the basics," [Online].
Available: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-filters/what-is-butterworth-filter-basics.php>.
- [28] The Engineering Projects - Tutorials & Projects for Engineers,
"Introduction to Atmega328," [Online].
Available: <https://www.theengineeringprojects.com/2017/08/introduction-to-atmega328.html>.
- [29] Tech Differences,
"Difference between Synchronous and Asynchronous Transmission," [Online].
Available: <https://techdifferences.com/difference-between-synchronous-and-asynchronous-transmission.html>.

- [30] Stack.com,
"FTDI232," [Online].
Available: https://stak.com/USB_to_TTL_Serial_Adapter__FTDI_FT232RL_chipset__3.3V_and_5V_compatible.
- [31] 1994-2019 The MathWorks, Inc.,
"MATLAB R 2014 Graphics - Part 1," [Online].
Available: <https://blogs.mathworks.com/loren/2014/10/03/matlab-r2014b-graphics-part-1-features-of-the-new-graphics-system>.
- [32] Wikipedia Foundation, Inc.,
"Interpreted Language," [Online].
Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Interpreted_language.
- [33] 99 Bottles of Beer,
"Language Labview," [Online].
Available: <http://99-bottles-of-beer.net/language-labview-730.html>.
- [34] Wikipedia Foundation, Inc.,
"LabVIEW," [Online].
Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/LabVIEW>.
- [35] Multsim,
"Multisim LIVE," [Online].
Available: <https://www.multisim.com>.
- [36] Analog Device,
"Filter Wizard," [Online].
Available: <https://www.analog.com/designtools/en/filterwizard>.
- [37] W. Alpha,
"Nyquist Frequency," [Online].
Available: <http://mathworld.wolfram.com/NyquistFrequency.html>.
- [38] L. A. Electronics,
"USBASP," [Online].
Available: <http://www.learningaboutelectronics.com/images/USBASP-10-pin-wiring-to-AVR-Atmega328-chip.png> .
- [39] Mouser Electronics, Inc,
"AD623 | Mouser," [Online].
Available: <https://eu.mouser.com/ProductDetail/Analog-Devices/AD623ANZ?qs=sGAEpiMZZMv9Q1JI0Mo%2FtbvZ4E8tGOoU>.
- [40] Electronics,
"LM324 Pins," [Online].
Available: <https://electronics.stackexchange.com/questions/76909/lm324-pin-connections>.

