

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA

**Análise Comparativa do Desempenho de Filtros
Analógicos e Digitais do Tipo Rejeita-Faixa
Aplicados na Supressão do Ruído da Rede
Elétrica no Sinal Eletromiográfico**

Bianca Vitória Silva Pina

UFPA / ITEC / FEED
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil

2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA

BIANCA VITÓRIA SILVA PINA

**Análise Comparativa do Desempenho de Filtros
Analógicos e Digitais do Tipo Rejeita-Faixa
Aplicados na Supressão do Ruído da Rede
Elétrica no Sinal Eletromiográfico**

UFPA / ITEC / FEEB
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ
BELÉM – PARÁ – BRASIL

2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA

Bianca Vitória Silva Pina

**Análise Comparativa do Desempenho de Filtros Analógicos
e Digitais do Tipo Rejeita-Faixa Aplicados na Supressão
do Ruído da Rede Elétrica no Sinal Eletromiográfico**

Trabalho de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica da Universidade Federal do Pará, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Bacharel em Engenharia Biomédica.

Orientador: Ana Carolina Quintão Siravenha Müller

Coorientador: Isabela Marques Miziara

UFPA / ITEC / FEED
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil

2025

Bianca Vitória Silva Pina

Análise Comparativa do Desempenho de Filtros Analógicos e Digitais do Tipo Rejeita-Faixa Aplicados na Supressão do Ruído da Rede Elétrica no Sinal Eletromiográfico/ Bianca Vitória Silva Pina. – UFPA / ITEC / FEEB

Campus Universitário do Guamá

Belém – Pará – Brasil, 2025-

86 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Ana Carolina Quintão Siravenha Müller

Coorientador: Isabela Marques Miziara

Monografia – Universidade Federal do Pará

Instituto de Tecnologia

Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica, 2025.

1. Artefatos da Rede Elétrica. 2. Processamento de Sinais. 3. Sinal Mioelétrico. I. Ana Carolina Quintão Siravenha Müller. II. Isabela Marques Miziara. III. Universidade Federal do Pará. IV. Faculdade de Engenharia Elétrica e Biomédica. V. Análise de Desempenho de Filtros Analógicos e Digitais do Tipo Rejeita-Faixas Aplicados à Eletromiografia.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA

**Análise Comparativa do Desempenho de Filtros Analógicos e Digitais
do Tipo Rejeita-Faixa Aplicados na Supressão do Ruído da Rede
Elétrica no Sinal Eletromiográfico**

Autor: Bianca Vitória Silva Pina

TRABALHO DE CURSO APRESENTADO À FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E BIOMÉDICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ, COMO REQUISITO PARCIAL PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE BACHAREL EM ENGENHARIA BIOMÉDICA.

Aprovado em: ____/____/____

Conceito: _____

Banca examinadora:

Prof^a. Dr^a. Ana Carolina Quintão Siravenha Müller
Orientador

Prof^a. Dr^a. Isabela Marques Miziara
Coorientador

Prof. Dr. João Aberides Ferreira Neto
Membro – FEEB

Prof^a. Dr^a. Maria da Conceição Pereira Fonseca
Membro – FEEB

Visto:

Diretor da FEEB/ITEC/UFPA
Profa. Dra. Carminda Célia Moura de Moura Carvalho

Este trabalho é dedicado aos meus pais, José e Márcia, que, sob o sol do esforço e o suor da luta, conduziram-me à sombra desta conquista.

Agradecimentos

Antes de tudo, agradeço a Deus e à Nossa Senhora por estarem comigo em cada etapa da minha vida, foi nessa fé que encontrei luz para seguir em frente, especialmente nos momentos de dúvida, medo e cansaço.

Aos meus pais, José e Márcia, deixo meu amor e minha gratidão, vocês sempre foram meu porto seguro, meu exemplo e minha base. Obrigada por todo o cuidado, por cada renúncia silenciosa e por nunca deixarem que eu desistisse dos meus sonhos, se hoje cheguei até aqui, é porque vocês me ensinaram a persistir.

Ao meu esposo, Davi, obrigada por permanecer ao meu lado com paciência e companheirismo, obrigada por me escutar quando eu me sentia sobrecarregada, por me apoiar nos momentos mais difíceis e por celebrar comigo cada pequena vitória, esse trabalho também tem um pouco de você.

Aos meus sogros, Denilda e Ronaldo, minha gratidão pelo acolhimento, pelo apoio constante, por me ajudarem quando precisei e por sempre reforçarem, com palavras e atitudes, que eu era capaz.

Ao meu tio José Carlos (*in memoriam*), deixo minha homenagem: A sua confiança em mim, muitas vezes, veio antes da minha própria, levo comigo o seu carinho e a lembrança de quem sempre me incentivou a seguir.

Aos professores Antônio Marcos Carvalho e Mário Queiroz, do cursinho municipal de Barcarena, meu agradecimento especial, pois vocês despertaram em mim o interesse pela ciência e me mostraram, na prática, como a educação transforma vidas. Eu reconheço, com muita gratidão, o quanto a inspiração de vocês marcou minhas escolhas.

À equipe do Projeto Newton, obrigada por ter fortalecido em mim o desejo de ensinar. A monitoria foi uma fase decisiva, porque me fez crescer, aprender e enxergar a educação com mais responsabilidade e sensibilidade. Cada experiência ali me ajudou a construir a profissional que estou me tornando.

Ao meu amigo e supervisor de estágio, Walter Gomes, agradeço pela oportunidade e pelos ensinamentos na área de Engenharia Clínica, obrigada pela confiança, pela orientação e por todo o aprendizado que contribuiu diretamente para meu amadurecimento técnico e profissional.

Aos meus amigos Reivison, Christopher, Lucas Henrique, Verena, Agatha, Bárbara, Marcos Vitor e Patrick, obrigada por serem abrigo em dias corridos, obrigada pelas risadas, pelas conversas, pela parceria, pelos conselhos e pelo apoio. A caminhada fica mais bonita quando a gente não caminha sozinho.

À minha orientadora, Prof.^a Ana Carolina Quintão Siravenha Müller, minha gratidão mais profunda, obrigada por acreditar neste trabalho desde o início, pela paciência, pelo cuidado e pela dedicação em cada orientação, a sua competência foi inspiração para mim e este trabalho só foi possível com o seu direcionamento.

À minha coorientadora, Prof.^a Isabela Marques Miziara, obrigada por despertar em mim o olhar investigativo e a vontade de pesquisar. A vivência no Laboratório de Engenharia Biomédica (E.Bio) marcou minha formação e contribuiu muito para minha evolução. Agradeço também a toda a equipe do laboratório pelo apoio, pelas discussões e pelo suporte indispensável para a etapa experimental deste estudo.

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, fizeram parte da minha trajetória. Cada incentivo, cada gesto, cada ajuda e cada presença foram importantes. Este trabalho representa o esforço, mas também representa amor, apoio, fé e colaboração, chegar até aqui foi uma construção coletiva - e eu guardo isso com gratidão.

*"Se eu vi mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes".
(Isaac Newton)*

Resumo

Este trabalho apresenta uma análise comparativa e qualitativa, do desempenho de filtros analógicos e digitais do tipo rejeita-faixa aplicados ao processamento de sinais eletromiográficos, com o objetivo central de melhorar a qualidade do sinal EMG, reduzindo a interferência de rede e preservando suas características fisiológicas relevantes para análise. Para a etapa analógica, foram desenvolvidas cinco placas de circuito impresso projetadas no software Proteus, cada uma correspondente a uma topologia distinta de filtro *notch*, integradas a um sistema de aquisição para avaliar a eficácia da filtragem em hardware. Paralelamente, no âmbito digital, foram implementados algoritmos em *MatLab* destinados ao tratamento de sinais brutos previamente coletados, preservando-se a presença da interferência de rede elétrica ($60Hz$) para fins comparativos. A avaliação dos resultados obtidos em ambas as abordagens foi conduzida no *MatLab*, com ênfase na análise espectral e na capacidade de atenuação do ruído de rede elétrica, permitindo uma comparação estruturada entre as performances analógica e digital.

Palavras-chave: Artefatos da Rede Elétrica, Condicionamento de Sinais, Filtro *Notch*, Instrumentação Biomédica, Sinal Eletromiográfico.

Abstract

This work presents a comparative and qualitative analysis of the performance of analog and digital band-stop filters applied to the processing of electromyographic signals, with the primary objective of improving EMG signal quality by reducing power-line interference while preserving its physiologically relevant characteristics for analysis. For the analog stage, five printed circuit boards were developed using the Proteus software, each corresponding to a distinct notch filter topology, integrated into an acquisition system to evaluate the effectiveness of hardware-based filtering. In parallel, in the digital domain, algorithms were implemented in *MatLab* to process previously acquired raw signals, deliberately preserving the presence of power-line interference ($60Hz$) for comparative purposes. The evaluation of the results obtained from both approaches was conducted in *MatLab*, with emphasis on spectral analysis and the ability to attenuate power-line noise, enabling a structured comparison between analog and digital performances.

Keywords: Electrical Grid Artifacts, Signal Conditioning, *Notch* Filter, Biomedical Instrumentation, Signal Processing, Signal Quality, Electromyographic Signal.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Registro eletromiográfico bruto referente a três rajadas de contração do músculo bíceps braquial.	5
Figura 2 – Exemplos de eletrodos de superfície (lado esquerdo e superior direito) e intramuscular (lado inferior direito).	6
Figura 3 – Representação esquemática de uma unidade motora, destacando o neurônio motor somático, seu axônio, as junções neuromusculares e a inervação das fibras do músculo esquelético.	7
Figura 4 – Princípio do tamanho no recrutamento de unidades motoras com ênfase na tensão e frequência de disparo.	8
Figura 5 – Representação esquemática da junção neuromuscular, destacando a terminação do axônio, os locais de liberação de neurotransmissores, a fenda sináptica, os receptores pós-sinápticos e os canais de sódio presentes na membrana da fibra muscular.	9
Figura 6 – Potencial de ação.	9
Figura 7 – Esquemático do ciclo de despolarização e repolarização em membranas excitáveis.	10
Figura 8 – Gênese do MUAP.	11
Figura 9 – Distribuição típica das fibras musculares do tipo I (oxidativas) e II (glicolíticas).	13
Figura 10 – Modelo elétrico obtido quando um eletrodo de superfície é colocado sobre a pele.	15
Figura 11 – Movimentação dos eletrodos no momento da contração do bíceps.	17
Figura 12 – EMG do bíceps com artefato de movimento proveniente da movimentação de cabos.	18
Figura 13 – Interferência de rede elétrica no EMG de superfície do bíceps.	19
Figura 14 – <i>Cross-talk</i> de sinais mioelétricos e eletrocardiográficos (ECG), onde os picos mais espaçados representam o complexo QRS do ECG.	20
Figura 15 – Sistema proposto.	27
Figura 16 – <i>Esquemático da primeira parte do sistema de aquisição desenvolvido no software Proteus.</i>	29
Figura 17 – Esquemático simplificado do <i>INA128</i>	30
Figura 18 – Esquemático simulado no Proteus do <i>INA128</i> com o resistor de ganho.	31
Figura 19 – Gráfico da resposta de um filtro passa-altas com comportamento ideal.	31
Figura 20 – Filtro passa-altas <i>Sallen-Key</i> de 2 ^a ordem.	32
Figura 21 – Filtro passa-altas <i>Sallen-Key</i> de 4 ^a ordem.	32
Figura 22 – Esquemático projetado para o filtro passa-altas.	33

Figura 23 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-altas.	34
Figura 24 – Gráfico da resposta de um filtro ideal passa-baixas.	34
Figura 25 – Esquemático teórico do filtro passa-baixas de 4 ^a ordem.	35
Figura 26 – Esquemático do filtro passa-baixas no <i>Proteus</i>	36
Figura 27 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixas.	36
Figura 28 – Comparação do sinal (senoide de $5Hz$ somada a uma senoide de $0,25Hz$ simulando uma interferência genérica e por fim somadas a uma senoide de $60Hz$ simulando a rede elétrica) sem e com restaurador de linha de base.	37
Figura 29 – Esquemático do integrador e amplificador de instrumentação <i>INA128</i>	38
Figura 30 – Esquemático do circuito <i>Right Leg Driven</i>	39
Figura 31 – Esquemático da compensação em frequência.	40
Figura 32 – Esquemático projetado para o circuito elevador e ceifador.	40
Figura 33 – Esquemático da tensão de polarização direta (à direita) e reversa (à esquerda) do diodo <i>Zener</i> no circuito ceifador.	42
Figura 34 – Esquemático da resposta do circuito elevador/ceifador para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$	42
Figura 35 – Placas de circuito impresso da primeira etapa (circuito passa-altas, passa-baixas, restaurador de linha de base e <i>Right Leg Driven</i>) (à esquerda) e da segunda etapa (ceifador e elevador) (à direita) do sistema de aquisição.	43
Figura 36 – Esquemático do filtro <i>notch Fliege</i>	44
Figura 37 – Esquemático da simulação do filtro <i>notch Fliege</i>	45
Figura 38 – Resposta em frequência do filtro <i>notch Fliege</i>	45
Figura 39 – Resposta do filtro <i>notch Fliege</i> (em vermelho a entrada, em preto a saída).	46
Figura 40 – Esquemático do filtro <i>notch MultipleFeedBack</i>	46
Figura 41 – Esquemático do filtro <i>notch MFB</i>	47
Figura 42 – Resposta em frequência do filtro <i>notch MFB</i>	48
Figura 43 – Resposta do filtro <i>notch MFB</i> para entrada de $1V_{pp}$ a $60Hz$ (em preto a entrada, em vermelho a saída).	48
Figura 44 – Esquemático do filtro <i>notch Sallen-Key</i> elencando as relações entre resistores e capacitores.	49
Figura 45 – Simulação do filtro <i>notch Sallen-Key</i>	50
Figura 46 – Resposta em frequência do filtro <i>notch Sallen-Key</i>	50
Figura 47 – Resposta do filtro <i>notch Sallen-Key</i> para uma entrada de $1V_{pp}$ a uma frequência de $60Hz$ (em vermelho a entrada, em preto a saída).	51
Figura 48 – Esquemático do filtro <i>notch Tow-Thomas</i>	51
Figura 49 – Esquemático da simulação do filtro <i>notch Tow-Thomas</i>	52
Figura 50 – Resposta em frequência do filtro <i>notch Tow-Thomas</i>	52

Figura 51 – Resposta do filtro <i>notch Tow-Thomas</i> (em vermelho a entrada, em preto a saída).	53
Figura 52 – Esquemático do filtro <i>notch Twin-T</i>	53
Figura 53 – Esquemático da simulação do filtro <i>notch Twin-T</i>	54
Figura 54 – Resposta em frequência do filtro <i>notch Twin-T</i>	54
Figura 55 – Resposta do filtro <i>notch Twin-T</i> (em vermelho a entrada, em preto a saída).	55
Figura 56 – Filtros analógicos montados em <i>protoboard</i>	56
Figura 57 – Filtros analógicos finalizados em PCB.	57
Figura 58 – Procedimento de captação do sinal eletromiográfico no músculo Bíceps Braquial, com a voluntária posicionada de forma sentada e os eletrodos de superfície devidamente fixados para a aquisição do sinal.	60
Figura 59 – Desempenho dos filtros analógicos em protoboard para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$	66
Figura 60 – Desempenho dos filtros analógicos em PCB para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$	67
Figura 61 – Resultados das filtragens analógicas seguindo protocolo de 5 contrações do bíceps braquial (Amplitude x Amostras).	69
Figura 62 – Espectros resultantes das filtragens analógicas (Amplitude (mV) x Frequência (Hz)).	71
Figura 63 – Resultados das filtragens digitais (Amplitude x Tempo (s)).	74
Figura 64 – Espectros obtidos a partir das filtragens digitais (Amplitude (mV) x Frequência (Hz)).	76

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação experimental dos filtros <i>notch</i> em <i>protoboard</i> e PCB	67
Tabela 2 – Comparação de desempenho dos filtros <i>notch</i> analógicos.	72
Tabela 3 – Comparação de desempenho dos filtros <i>notch</i> digitais.	77

Lista de abreviaturas e siglas

AC	<i>Corrente Alternada</i>
A/D	<i>Analógico-Digital</i>
ATP	<i>Adenosina Trifosfato</i>
BLR	<i>Baseline Restorer</i>
CMRR	<i>Razão de Rejeição de Modo Comum</i>
DC	<i>Corrente Contínua</i>
DRL	<i>Driven Right Leg</i>
EMG	<i>Eletromiográfico</i>
FFT	<i>Transformada Rápida de Fourier</i>
FIR	<i>Resposta Finita ao Impulso</i>
IIR	<i>Resposta Infinita ao Impulso</i>
MFB	<i>MultipleFeedBack</i>
MUAP	<i>Motor Unit Action Potential</i>
PCB	<i>Placa de Circuito Impresso</i>
PSD	<i>Densidade Espectral de Potência</i>
RLC	<i>Resistor, Indutor e Capacitor</i>
RMS	<i>Raíz Média Quadrática</i>
SENIAM	<i>Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment of Muscles</i>
SNR	<i>Relação Sinal-Ruído</i>

Lista de símbolos

ACh	Acetilcolina
dB	Decibéis
F	Faraday (Unidade de Capacitância)
Hz	Hertz (Unidade de Frequência)
K	Kilo (prefixo 10^3)
K ⁺	Potássio
m	Mili (prefixo 10^{-3})
n	Nano (prefixo 10^{-9})
Na ⁺	Sódio
V	Volt (Unidade de Tensão)
V_p	Tensão de Pico (Unidade de Tensão)
V_{pp}	Tensão Pico a Pico (Unidade de Tensão)
μ	Micro (prefixo 10^{-6})
Ω	Ohm (Unidade de Resistência Elétrica)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2	OBJETIVOS	2
1.2.1	Gerais	2
1.2.2	Específicos	2
1.3	MOTIVAÇÃO DO ESTUDO	3
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	3
2	REFERENCIAL TEÓRICO	5
2.1	ASPECTOS FUNDAMENTAIS DO SINAL ELETROMIOGRÁFICO	5
2.1.1	Geração do Sinal	6
2.1.2	Características do Sinal	11
2.1.2.1	Amplitude	11
2.1.2.2	Espectro	12
2.1.2.3	Análise tempo-frequência	13
2.1.2.4	Velocidade de Condução na Fibra Muscular	14
2.1.3	Interferências	15
2.1.3.1	Impedância da Pele	15
2.1.3.2	Posicionamento dos Eletrodos	16
2.1.3.3	Artefato de Movimento	17
2.1.3.4	Rede Elétrica	18
2.1.3.5	Sistema de Condicionamento	19
2.1.3.6	<i>Cross-talk</i>	19
2.2	A ELETROMIOGRAFIA COMO OBJETO DE ESTUDO	20
2.3	FILTROS ANALÓGICOS	21
2.3.1	Princípios Básicos	21
2.3.2	Topologias e Implementações	22
2.3.3	Potencialidades e Limitações	23
2.4	FILTROS DIGITAIS	23
2.4.1	Conceitos Básicos	24
2.4.2	Benefícios e Restrições	24
2.5	ESTUDOS COMPARATIVOS ENTRE FILTROS ANALÓGICOS E DIGITAIS EM APLICAÇÕES BIOMÉDICAS	25
3	METODOLOGIA	27
3.1	EQUIPAMENTOS E SOFTWARES	27
3.2	PROJETO E CONSTRUÇÃO DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO	28
3.2.1	Filtro Ativo Passa-Altas	31

3.2.2	Filtro Ativo Passa-Baixas	34
3.2.3	Circuito Restaurador de Linha de Base	36
3.2.4	Circuito <i>Right Leg Driven</i>	38
3.2.5	Circuito Elevador e Ceifador	40
3.3	FILTRAGEM EM HARDWARE	43
3.3.1	Topologia <i>Fliege</i>	43
3.3.2	Topologia <i>MultipleFeedBack</i>	46
3.3.3	Topologia <i>Sallen-Key</i>	48
3.3.4	Topologia <i>Tow-Thomas</i>	51
3.3.5	Topologia <i>Twin-T</i>	53
3.3.6	Protocolo de Validação	55
3.4	FILTRAGEM EM SOFTWARE	58
3.4.1	Obtenção das Funções de Transferência	58
3.5	PROCEDIMENTO DE CAPTAÇÃO DO SINAL	58
3.5.1	Músculo, Posicionamento dos Eletrodos e Protocolo de Movimento	58
3.6	MÉTODOS DE ANÁLISE DE DESEMPENHO	60
3.6.1	Densidade Espectral de Potência	60
3.6.2	RMS Janelado	62
3.6.3	Relação Sinal-Ruído	63
3.6.4	Resposta em Frequência do Filtro	63
3.6.5	Preservação do Sinal EMG	64
3.6.6	Implementação Computacional	64
3.6.7	CrITÉrios de Comparação entre Filtros	64
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	65
4.1	DESEMPENHO EM <i>PROTOBOARD</i> E EM PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	65
4.2	DESEMPENHO DA FILTRAGEM ANALÓGICA	68
4.3	DESEMPENHO DA FILTRAGEM DIGITAL	73
4.4	COMPARAÇÃO ANALÓGICO E DIGITAL	77
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
5.1	CONCLUSÕES	79
5.2	LIMITAÇÕES DO ESTUDO	79
5.3	PERSPECTIVAS FUTURAS	80
	Referências	81

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A aquisição e interpretação de sinais eletromiográficos dependem diretamente da capacidade do sistema de instrumentação em isolar o conteúdo fisiológico relevante dos inúmeros ruídos que acompanham a atividade elétrica muscular. A literatura clássica da área destaca que o registro eletromiográfico é particularmente sensível a interferências de linha (50/60Hz, a depender do país), artefatos de movimento e sinais provenientes de outras fontes bioelétricas (LUCA, 2002). Cabe ressaltar, também, que, para a maioria dos sinais eletrofisiológicos, a atenuação do ruído de rede pode ser obtida por filtragem, entretanto, no EMG, componentes espectrais de interesse podem situar-se em faixas próximas às frequências de linha, de modo que a estratégia de corte (através de filtros passa-altas ou passa-baixas) tende a comprometer informações fisiológicas relevantes. Por essa razão, a supressão dessa interferência requer técnicas específicas, como filtros rejeita-faixa, além da adoção de medidas durante a aquisição que minimizem a incidência desse tipo de interferência. Diante dessa característica, o desempenho dos filtros empregados no condicionamento do sinal se torna um ponto crítico para a confiabilidade das análises subsequentes, especialmente quando o objetivo envolve aplicações clínicas (FARINA; MERLETTI; ENOKA, 2014).

Os filtros rejeita-faixa (*notch*) — tanto na forma analógica quanto digital — são amplamente utilizados para mitigar a interferência da rede elétrica, constituindo uma solução tradicional na instrumentação biomédica. Entretanto, a escolha entre um filtro analógico implementado no próprio circuito de condicionamento de sinais e um filtro digital aplicado na etapa de pós-processamento envolve diferentes compromissos entre precisão, distorção espectral e preservação das características fisiológicas do sinal. Estudos recentes mostram que determinadas arquiteturas de *notch* podem introduzir atenuações indesejáveis em faixas próximas à frequência de rejeição, afetando a análise de parâmetros como amplitude, frequência mediana e taxa de disparo das unidades motoras, especialmente em protocolos que exigem alta fidelidade espectral (LI et al., 2011; WINTER, 2009; MARCHETTI; DUARTE, 2006).

Além disso, o avanço dos sistemas de aquisição de baixo ruído e das plataformas de processamento digital impulsionou uma reavaliação das abordagens convencionais de filtragem. Métodos digitais, como filtros com resposta ao impulso infinita e finita, IIR e FIR, respectivamente, com rejeição seletiva, têm sido projetados para reduzir distorções de fase e preservar o conteúdo temporal do sinal, enquanto técnicas analógicas continuam

relevantes em dispositivos portáteis e sistemas embarcados que exigem processamento em tempo real (MANFIO, 2021; ADAMEK, 2019).

Nesse contexto, a avaliação comparativa entre filtros analógicos e digitais, representa uma contribuição relevante para a instrumentação biomédica e para a padronização de protocolos de aquisição. A quantificação dos efeitos de cada abordagem sobre parâmetros espectrais e temporais do EMG permite identificar as limitações e vantagens inerentes a cada técnica, subsidiando escolhas mais fundamentadas no projeto de sistemas de aquisição. Tal análise torna-se especialmente pertinente em cenários clínicos e de pesquisa nos quais a integridade do sinal condiciona diretamente a validade das inferências sobre a função neuromuscular (LUCA, 2002; FARINA; MERLETTI; ENOKA, 2014).

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Gerais

O objetivo geral deste trabalho é analisar e comparar o desempenho de filtros analógicos e digitais do tipo rejeita-faixa aplicados ao condicionamento de sinais eletromiográficos, com foco na supressão da interferência de rede elétrica. A proposta central é implementar e caracterizar diferentes topologias de filtros, avaliando de forma quantitativa a sua eficiência na atenuação do ruído e, principalmente, o impacto que cada técnica causa na integridade e nas características fisiológicas do sinal eletromiográfico original.

1.2.2 Específicos

Os objetivos específicos consistem em:

- Construir um sistema de aquisição para o condicionamento do biopotencial EMG (Eletromiográfico);
- Desenvolver placas de circuito impresso com diferentes filtros *notch* analógico;
- Elaborar, por intermédio de códigos, topologias de filtros *notch* digitais;
- Coletar sinal EMG, via sistema de aquisição, alternando as topologias rejeita-faixas em PCB (Placa de Circuito Impresso);
- Capturar EMG bruto para pós-processamento digital;
- Identificar características de desempenho que permita a comparação justa de desempenho entre os filtros.

1.3 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO

A escolha entre estratégias de filtragem analógica e digital configura-se como uma problemática na etapa decisória do desenvolvimento de sistemas de aquisição de biopotenciais confiáveis. Em aplicações que envolvem sinais mioelétricos, a seleção adequada da arquitetura dos filtros *notch* influencia diretamente parâmetros críticos, tais como a relação sinal-ruído, preservação das características fisiológicas do sinal e a robustez do sistema frente a interferências ambientais – com destaque para a interferência da rede elétrica.

Na literatura, percebe-se que, embora os filtros digitais *notch* apresentem seletividade aguçada e notável estabilidade numérica, os filtros analógicos, por sua vez, podem oferecer vantagens significativas na fase de condicionamento do sinal, sobretudo quando seu projeto é alinhado às características espectrais típicas do sinal EMG (LI et al., 2011).

O debate em torno da implementação de filtros rejeita-faixa permanece relevante, pois é sabido que a abordagem analógica pode introduzir atenuações indesejadas em bandas de frequência adjacentes. Por outro lado, as soluções digitais impõem uma demanda computacional superior e estão intrinsecamente vinculadas a uma etapa prévia de amostragem do sinal (APARNA et al., 2023; FARINA; MERLETTI; ENOKA, 2014).

Assim sendo, investigações experimentais recentes têm fornecido contribuições valiosas: O estudo de (SANTOS et al., 2024), por exemplo, realizou uma análise comparativa direta entre topologias analógicas – como *Sallen-Key*, *Duplo-T* e *Fliege* – e filtros digitais do tipo FIR. Os achados de sua pesquisa indicam que filtros analógicos e digitais apresentam desempenho comparável na supressão da interferência de rede, evidenciando que a escolha entre as duas abordagens pode ser orientada por critérios práticos de implementação.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho encontra-se dividido em cinco capítulos, dos quais são abordadas as metodologias e os procedimentos experimentais utilizados na análise comparativa dos filtros *notch* quanto ao processamento da atividade elétrica muscular. Este capítulo teve a finalidade de abrir a discussão sobre a temática, comentando alguns dos trabalhos encontrados durante a pesquisa, de modo a contextualizar a problemática da interferência em sinais biomédicos, apresentando considerações baseadas na literatura.

No Capítulo 2 são descritos os fundamentos teóricos que embasam a investigação, o que inclui a discussão acerca das características do EMG, com ênfase na anatomia e nos exames clínicos, ademais, um destaque particular é dado aos aspectos de processamento analógico e digital.

Os procedimentos experimentais e as ferramentas de análise são elencados no

Capítulo 3, o qual apresenta o sistema de aquisição desenvolvido, bem como as 5 topologias de filtros analógicos implementadas e as técnicas de filtragem digital empregadas para comparação. A seção também inclui os protocolos estabelecidos para captação do sinal e os métodos utilizados para realizar a análise de desempenho.

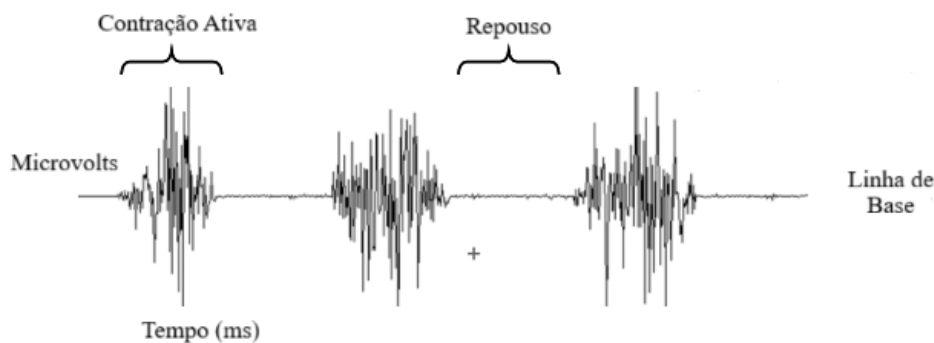
Os resultados obtidos estão organizados no Capítulo 4, onde são analisadas comparativamente as abordagens analógica e digital, considerando parâmetros como eficiência na rejeição de ruído e preservação das características originais do EMG.

Por fim, o Capítulo 5 sintetiza as conclusões obtidas a partir dos resultados, destacando as implicações práticas do estudo e propondo direcionamentos para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 ASPECTOS FUNDAMENTAIS DO SINAL ELETROMIOGRÁFICO

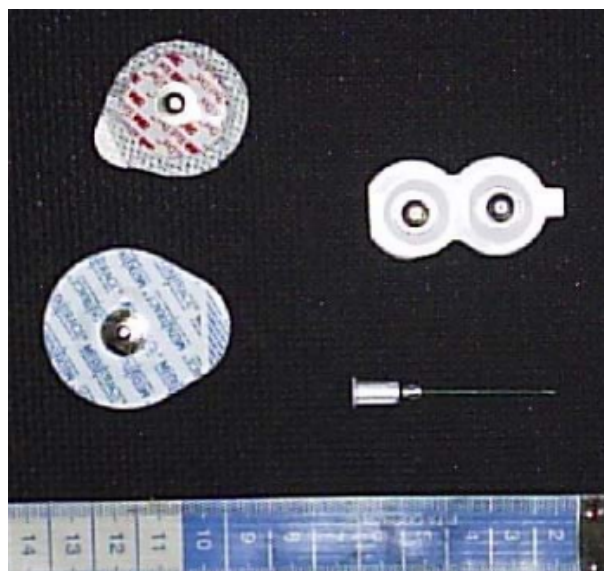
Figura 1 – Registro eletromiográfico bruto referente a três rajadas de contração do músculo bíceps braquial.



Fonte: Adaptada de (KONRAD, 2005).

O sinal eletromiográfico representa a atividade elétrica do músculo (Figura 1), que por sua vez é resultado das mudanças que ocorrem no estado fisiológico das membranas das fibras musculares durante a contração. Do ponto de vista fisiológico, o EMG corresponde à somação algébrica dos potenciais de ação gerados pelas fibras pertencentes às unidades motoras ativas em determinado instante (KONRAD, 2005). Essa atividade elétrica pode ser registrada através de eletrodos, que podem ser de superfície ou intramusculares (Figura 2), revelando padrões que refletem diretamente o comportamento neuromuscular.

Figura 2 – Exemplos de eletrodos de superfície (lado esquerdo e superior direito) e intramuscular (lado inferior direito).



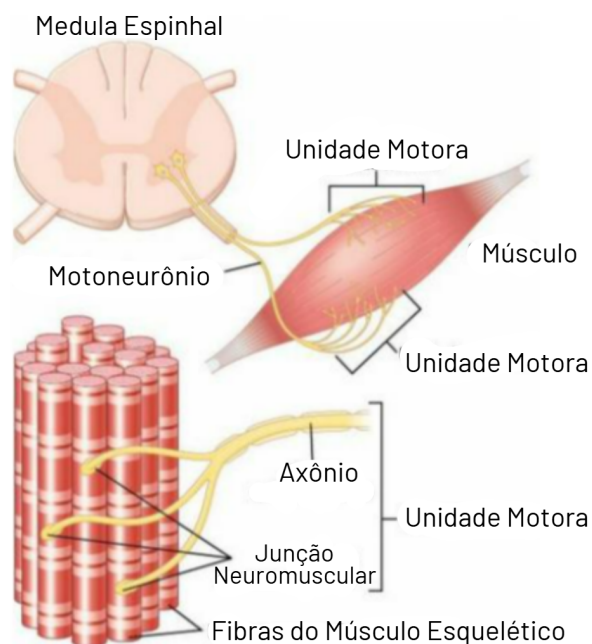
Fonte: (MARCHETTI; DUARTE, 2006).

2.1.1 Geração do Sinal

A geração do sinal eletromiográfico está diretamente relacionada aos fenômenos eletrofisiológicos que ocorrem desde o comando neural até a ativação das fibras musculares. Embora o EMG pareça apenas uma linha oscilatória, ele traduz uma sequência coordenada de eventos envolvendo o motoneurônio alfa, a junção neuromuscular e o potencial de ação muscular. Por isso, compreender sua origem exige entender tanto os mecanismos de transmissão neural quanto as alterações iônicas que acontecem na membrana da fibra muscular.

O ponto de partida do início do sinal eletromiográfico é o motoneurônio alfa, localizado no corno anterior da medula espinhal, representado na Figura 3. Esse neurônio é responsável por conduzir impulsos elétricos até as fibras musculares que controla. O conjunto formado pelo motoneurônio, seu axônio e todas as fibras por ele inervadas é chamado de unidade motora, considerada a menor unidade funcional capaz de produzir contração muscular voluntária (MARCHETTI; DUARTE, 2006; KONRAD, 2005).

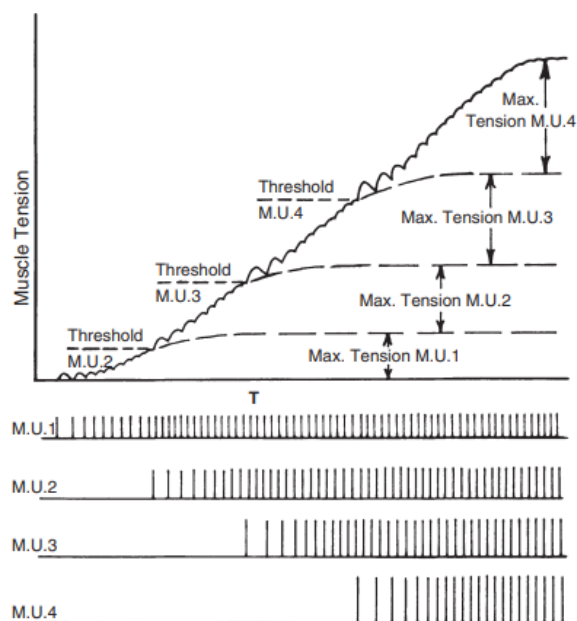
Figura 3 – Representação esquemática de uma unidade motora, destacando o neurônio motor somático, seu axônio, as junções neuromusculares e a inervação das fibras do músculo esquelético.



Fonte: Adaptada de (GUYTON; HALL, 2017).

Durante um movimento voluntário, várias unidades motoras são recrutadas de modo progressivo conforme seu tamanho, ou seja, a menor unidade é recrutada primeiro, aumentando a força de acordo com a demanda mecânica (HENNEMAN et al., 1971). Esse processo ocorre tanto pelo recrutamento de novas unidades motoras quanto pelo aumento da frequência de disparo, fenômeno descrito por (WINTER, 2009) e confirmado em estudos de fisiologia muscular (GUYTON; HALL, 2017).

Figura 4 – Princípio do tamanho no recrutamento de unidades motoras com ênfase na tensão e frequência de disparo.

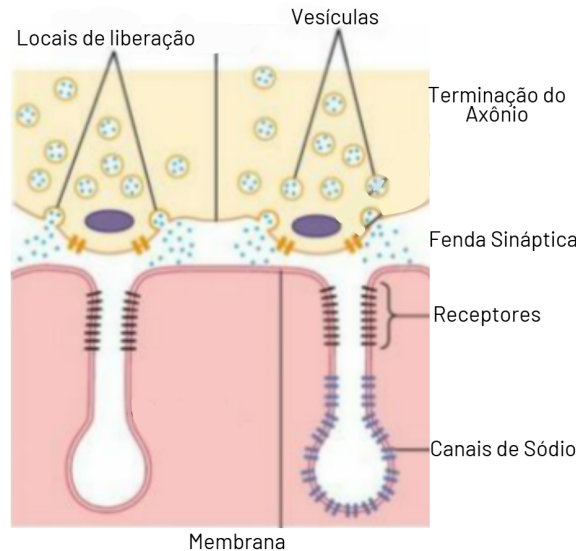


Fonte: (WINTER, 2009).

A Figura 4 mostra uma curva de tensão resultante do recrutamento sucessivo de várias unidades motoras. A menor unidade motora (*MU 1*) é recrutada primeiro, conforme observado em (HENNEMAN et al., 1971). A tensão aumenta à medida que a *MU 1* dispara mais rapidamente, até que uma certa tensão seja atingida, quando a *MU 2* é recrutada e assim sucessivamente.

No que tange à transmissão do impulso, quando este chega às terminações axonais, ocorre a liberação de acetilcolina (*ACh*) na fenda sináptica (Figura 5). Essa molécula difunde-se até a membrana da fibra muscular, aumentando sua permeabilidade ao sódio (Na^+) e desencadeando o chamado potencial de placa motora. Se esse potencial alcança o limiar necessário, inicia-se o potencial de ação muscular, propagando-se ao longo da fibra (KANDEL et al., 2013; WINTER, 2009). Esse passo é essencial, pois nenhuma atividade eletromiográfica existe sem que o potencial de placa motora seja suficientemente forte para gerar a despolarização (GUYTON; HALL, 2017).

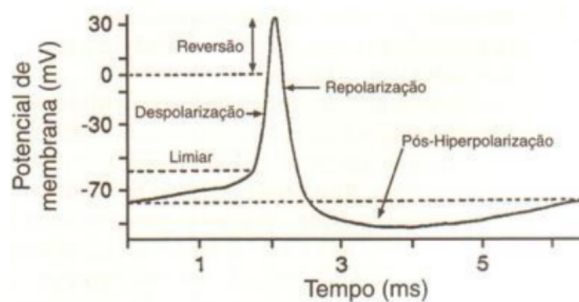
Figura 5 – Representação esquemática da junção neuromuscular, destacando a terminação do axônio, os locais de liberação de neurotransmissores, a fenda sináptica, os receptores pós-sinápticos e os canais de sódio presentes na membrana da fibra muscular.



Fonte: Adaptada de (GUYTON; HALL, 2017).

Posteriormente, tem-se que o potencial de ação que gera o sinal EMG é resultado direto da alternância entre despolarização e repolarização do sarcolema. Em repouso, a fibra muscular mantém um potencial entre $\sim 80e\sim 90mV$, sustentado pela bomba $Na^+/K^+-ATPase$, que conserva a diferença de concentração iônica entre os meios intra e extracelular (KONRAD, 2005). O funcionamento do potencial de ação é apresentado na Figura 6. Onde:

Figura 6 – Potencial de ação.



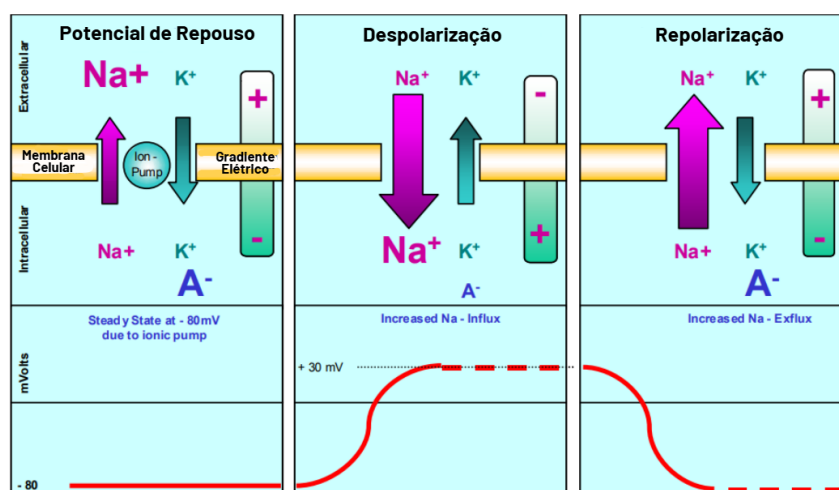
Fonte: (ENOKA, 2008).

- Despolarização: Ao atingir o limiar, há intensa entrada de Na^+ para o interior da célula, levando o potencial a valores próximos de $+30mV$. Esse processo é rápido e se

propaga ao longo da fibra com velocidades que variam entre 3 e 6 m/s (MARCHETTI; DUARTE, 2006; KONRAD, 2005).

- Repolarização: Imediatamente após o pico positivo, canais de K^+ se abrem para restaurar o gradiente elétrico. Esse fluxo de K^+ para fora da célula devolve o potencial para valores próximos do repouso (ENOKA, 2008).
- Pós-Hiperpolarização: A saída prolongada de K^+ pode gerar um potencial temporariamente mais negativo que o de repouso, chamado pós-hiperpolarização (ENOKA, 2008).

Figura 7 – Esquemático do ciclo de despolarização e repolarização em membranas excitáveis.

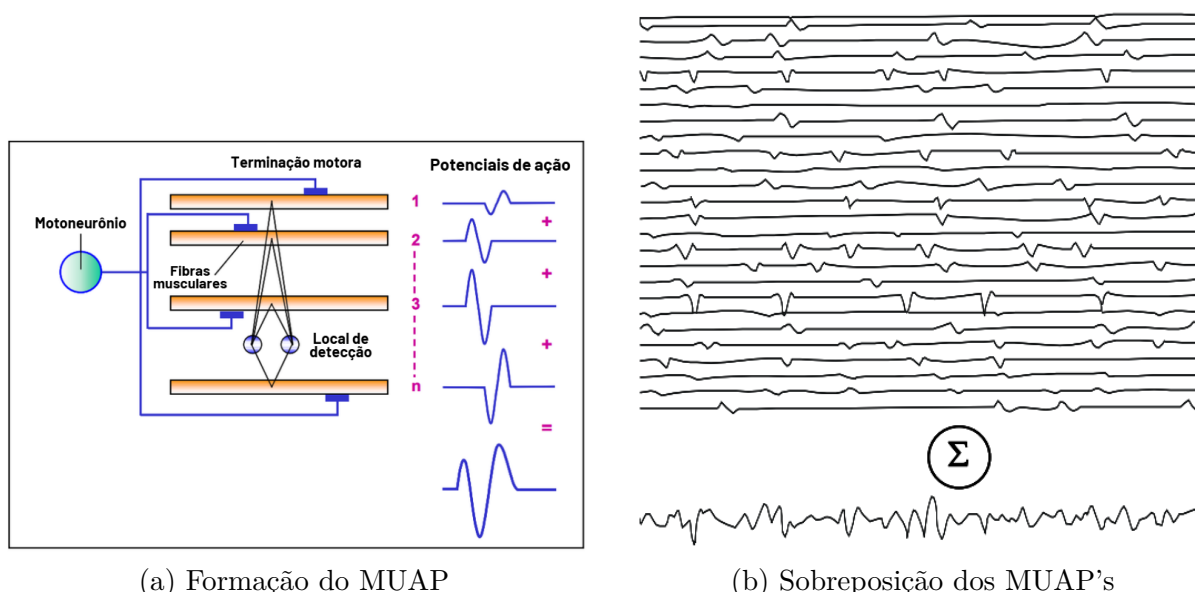


Fonte: Adaptada de (KONRAD, 2005).

Nesse sentido, o ciclo completo gera uma onda elétrica que atravessa a fibra muscular, quando essa onda passa sob o par de eletrodos de superfície, a diferença de potencial medida forma o traçado típico do EMG.

Por fim, cada vez que uma unidade motora se ativa, as fibras que a compõem geram potenciais de ação que se somam e formam o MUAP *Motor Unit Action Potential*. A forma final do MUAP, geralmente trifásica, depende da orientação das fibras, da posição do eletrodo e da profundidade da unidade motora (WINTER, 2009) como elencado na Figura 8a, logo, a sobreposição de vários MUAPs, gerados por diferentes unidades motoras, cria o sinal EMG bruto, que pode ser visualizado na figura 8b e que possui caráter estocástico, ou seja, aleatório, amplitude variável e conteúdo em frequência tipicamente entre 10 e 500Hz (LUCA, 2002).

Figura 8 – Gênese do MUAP.



(a) Formação do MUAP

(b) Sobreposição dos MUAP's

Fonte: (MARCHETTI; DUARTE, 2006).

2.1.2 Características do Sinal

As características do sinal eletromiográfico refletem diretamente a atividade das unidades motoras, a fisiologia da contração muscular e a forma como os potenciais de ação se propagam ao longo das fibras, como visto na subseção 2.1.1. Por esse motivo, avaliar o EMG envolve observar parâmetros como amplitude, conteúdo espectral, comportamento tempo-frequência e outras propriedades que ajudam a interpretar o padrão de ativação muscular. Esses elementos não dizem respeito às interferências externas, pois são características intrínsecas do sinal relacionadas aos mecanismos fisiológicos.

2.1.2.1 Amplitude

A amplitude do EMG é uma das características mais visíveis e está diretamente relacionada ao número de unidades motoras recrutadas e à frequência de disparo dessas unidades, como ilustrado na Figura 4 que utiliza como exemplo 4 unidades. Como descrevem (BASMAJIAN; LUCA, 1985), o sinal captado na superfície da pele é o resultado da soma algébrica dos potenciais de ação das fibras pertencentes às unidades motoras ativas naquele instante. Logo, quanto maior o recrutamento, maior tende a ser a amplitude do sinal.

Em condições típicas, valores do EMG bruto variam entre $\pm 500\mu V$ e $\pm 5.000\mu V$, dependendo do músculo, do nível de contração, da profundidade das fibras e do tipo eletrodo utilizado (KONRAD, 2005; LUCA, 2002). Amplitudes mais elevadas refletem maior densidade de disparos e maior sincronização das unidades motoras, enquanto

amplitudes mais baixas aparecem durante contrações leves ou quando poucas unidades motoras estão envolvidas.

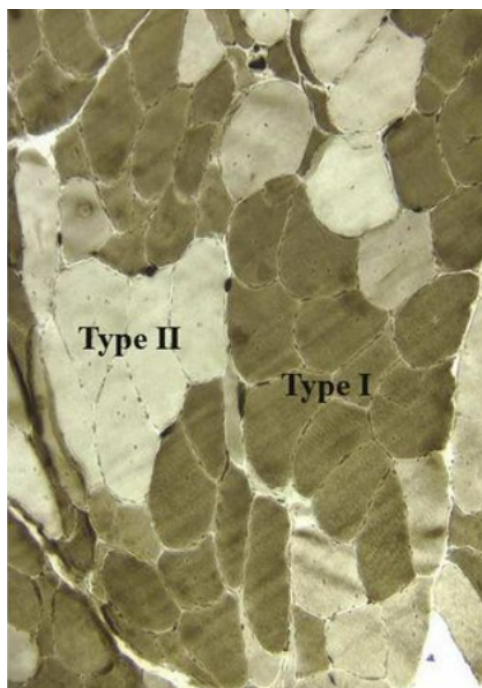
2.1.2.2 Espectro

O conteúdo espectral do sinal EMG representa a forma como o sinal está distribuído ao longo das frequências. Tal distribuição não é ao acaso, pois ela reflete diretamente a fisiologia das fibras musculares e o comportamento das unidades motoras que participam da contração. De maneira geral, o EMG é considerado um sinal que possui uma gama de frequências, decorrente do fato de que diferentes fibras possuem velocidades de condução distintas, diferentes tempos de ativação e diferentes perfis de recrutamento.

Na literatura, tem-se que a maior parte da energia do EMG de superfície concentra-se entre $10Hz$ e $150Hz$, podendo, em alguns casos, se estender até aproximadamente $450-500Hz$ (MERLETTI; PARKER, 2004). Essa faixa mais ampla aparece principalmente quando o eletrodo está próximo do ventre muscular ou quando fibras de maior diâmetro participam da contração. Em geral, frequências abaixo de $10Hz$ carregam pouca informação útil devido à presença de artefatos de movimento, enquanto frequências mais altas são mais sensíveis à ruídos ou limitações da instrumentação.

(SODERBERG; COOK, 1984) destacam que a velocidade de condução é um determinante direto do conteúdo de alta frequência, e que esse conteúdo tende a diminuir quando o músculo entra em fadiga, não porque o músculo perde força, mas porque a velocidade de condução cai progressivamente. Do outro lado do espectro, componentes de menor frequência estão associados a fibras mais lentas e unidades motoras menores, que apresentam menor diâmetro e menor velocidade de propagação (ENOKA, 2000). Esse comportamento aparece também nos estudos acerca dos tipos de fibra (representadas na Figura 12). Por exemplo, fibras do tipo I possuem menor velocidade de condução e, portanto, contribuem para faixas espectrais inferiores, do mesmo modo, fibras do tipo II possuem maior velocidade e são responsáveis pelo conteúdo em altas frequências (KROGH-LUND; JØRGENSEN, 1991). Embora essa distinção não seja absoluta no EMG de superfície, visto que vários fatores anatômicos influenciam o sinal, ela aparece com consistência quando o músculo é analisado em condições controladas.

Figura 9 – Distribuição típica das fibras musculares do tipo I (oxidativas) e II (glicolíticas).



Fonte: (NOWAK; REYES, 2008).

Outro ponto de destaque é que o espectro do EMG não é fixo, pois ele se move de acordo com a variação do esforço muscular. Em contrações de baixa intensidade, predominam componentes de menor frequência, relativos ao recrutamento inicial. À medida que o esforço aumenta, novas unidades motoras são adicionadas, muitas delas mais rápidas e isso provoca um aumento da energia nas faixas mais altas do espectro (LUCA, 2002).

2.1.2.3 Análise tempo-frequência

A análise do sinal eletromiográfico no domínio tempo-frequência parte do reconhecimento de que o EMG se modifica continuamente à medida que o sistema neuromuscular ajusta o recrutamento das unidades motoras, alterna padrões de disparo e reorganiza o esforço muscular. Dessa forma, uma análise baseada apenas no domínio da frequência, quando se utiliza exclusivamente a Transformada de *Fourier*, acaba oferecendo uma visão limitada do fenômeno, haja vista que esse tipo de abordagem permite identificar quais frequências compõem o sinal, mas não informa em que momento essas componentes aparecem nem como se modificam ao longo do tempo. Embora existam métodos capazes de acompanhar a evolução espectral ao longo do tempo, a análise puramente espectral não é suficiente, por si só, para descrever toda a dinâmica envolvida na geração e na propagação do sinal EMG.

Durante uma contração crescente, por exemplo, o sinal tende a se tornar mais complexo, e sua estrutura temporal passa a refletir fases sucessivas de ativação, nas quais novas unidades motoras são integradas ao movimento. Em tarefas prolongadas, a evolução temporal revela alterações sutis na organização da atividade neural, como variações na regularidade dos disparos ou oscilações transitórias de amplitude, que muitas vezes antecedem mudanças perceptíveis na força exercida. Essa capacidade de capturar a dinâmica do sinal, evidenciada por (DUCHENE; GOUBEL, 1993), mostra que o EMG carrega informações que não podem ser plenamente compreendidas quando se observa apenas sua forma de onda.

(FARINA; MERLETTI; ENOKA, 2014) destacam que a análise tempo-frequência permite identificar momentos específicos em que o sistema nervoso modifica sua estratégia de controle, seja para estabilizar a força, seja para responder a uma perturbação ou ajustar o movimento a uma nova exigência. Mudanças abruptas no padrão de ativação, variações rápidas no nível de esforço e transições entre fases do movimento tornam-se mais evidentes quando se acompanha simultaneamente a evolução temporal e a distribuição espectral do sinal.

Esse tipo de análise também se beneficia dos avanços nos sistemas de aquisição, que passaram a registrar com maior precisão os componentes transitórios do EMG. Como observam (SEMMLOW, 2012) e (WEBSTER, 2009), a melhoria dos circuitos de condicionamento e o aumento das taxas de amostragem permitiram que eventos muito breves, antes encobertos pelo ruído ou pelas limitações eletrônicas, fossem detectados e analisados de forma mais confiável. Em estudos aplicados, como os de (JUNIOR; JÚNIOR; FRANTZ, 2014), voltados ao controle de dispositivos por EMG, a interpretação tempo-frequência desempenha papel central, justamente por captar variações que ocorrem em janelas temporais muito curtas e que são essenciais para decodificar gestos e intenções motoras.

2.1.2.4 Velocidade de Condução na Fibra Muscular

Outra característica fisiológica frequentemente associada ao sinal é a velocidade de condução do potencial de ação ao longo das fibras musculares. Essa velocidade varia tipicamente entre 3 m/s e 6 m/s , e depende da espessura da fibra, da temperatura e do tipo de unidade motora (FUGLEVAND; WINTER; PATLA, 1992). Mudanças na velocidade de condução podem modificar o conteúdo espectral e alterar a forma dos MUAPs, contribuindo para distinguir fibras rápidas e lentas.

Durante uma contração crescente, por exemplo, o sinal tende a se tornar mais complexo, e sua estrutura temporal passa a refletir fases sucessivas de ativação. Em tarefas prolongadas, a evolução temporal revela alterações sutis na organização da atividade neural, como variações na regularidade dos disparos ou oscilações transitórias de amplitude, que muitas vezes antecedem mudanças perceptíveis na força exercida. Essa capacidade de

capturar a dinâmica do sinal, evidenciada por (DUCHENE; GOUBEL, 1993), mostra que o EMG carrega informações que não podem ser plenamente compreendidas quando se observa apenas sua forma de onda.

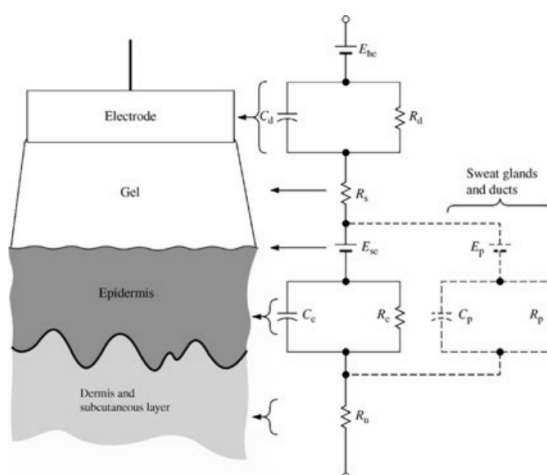
2.1.3 Interferências

A interpretação adequada do sinal eletromiográfico depende diretamente da qualidade com que ele é adquirido. Embora o EMG carregue informações fisiológicas importantes, ele também é particularmente suscetível a interferências externas e internas que podem mascarar, distorcer ou mesmo simular padrões de ativação muscular. Essas interferências resultam principalmente da interação entre o eletrodo, a pele e o ambiente, bem como das limitações dos sistemas de condicionamento e aquisição.

2.1.3.1 Impedância da Pele

Uma das principais origens de interferência está relacionada ao contato entre o eletrodo e a pele, como descrito na Figura 10. A impedância elevada na interface, decorrente de preparação inadequada ou de variações anatômicas, pode alterar a amplitude do sinal e prejudicar sua resposta em frequência. Como discutido por (WEBSTER, 2009), a impedância excessiva tende a amplificar ruídos de baixa frequência e diminuir a sensibilidade do sistema às componentes fisiológicas mais altas do espectro. Essa condição também favorece o surgimento de microvariações de potencial associadas ao movimento do eletrodo, produzindo artefatos que frequentemente se confundem com oscilações do próprio músculo (BASMAJIAN; LUCA, 1985).

Figura 10 – Modelo elétrico obtido quando um eletrodo de superfície é colocado sobre a pele.



Fonte: (WEBSTER, 2009).

As grandezas representadas na Figura 10, são descritas a seguir:

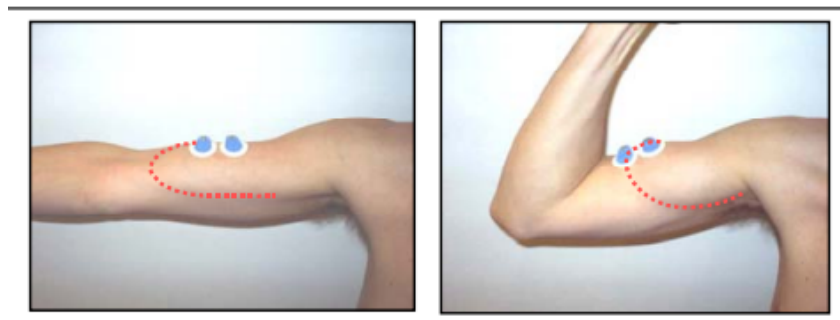
- E_{hc} Indica a diferença de potencial de meia-célula na interface eletrodo-eletrólito;
- R_d Indica a resistência de polarização de carga na interface eletrodo-eletrólito;
- C_d Indica a capacitância de dupla camada formada entre eletrodo-eletrólito, devido ao acúmulo de cargas de sinais opostos na interface;
- R_s Indica a resistência do gel (meio condutor entre o eletrodo e a pele);
- E_{sc} Indica a diferença de potencial associada à pele;
- C_e Indica a capacitância equivalente da epiderme, relacionada ao comportamento dielétrico e ao armazenamento de cargas;
- R_u Indica a resistência equivalente dos tecidos subjacentes, representando a condução elétrica no volume tecidual;
- E_p Indica a diferença de potencial associada ao caminho elétrico pelos ductos/glândulas sudoríparas;
- C_p Indica a capacitância equivalente associada aos ductos/glândulas sudoríparas;
- R_p Indica a resistência equivalente do caminho condutivo pelos ductos/glândulas sudoríparas, atuando como via paralela à impedância principal da epiderme.

Os valores de cada componente desse modelo equivalente, são determinados pelo material que compõe o eletrodo e pela sua geometria e, de maneira menor, o material que compõem o eletrólito e sua concentração.

2.1.3.2 Posicionamento dos Eletrodos

O posicionamento dos eletrodos representa outra fonte crítica de interferência. Quando os eletrodos não estão alinhados com as fibras musculares ou são colocados muito próximos de regiões tendíneas, o sinal captado passa a refletir padrões que não correspondem à real atividade da região estudada. O protocolo ([HERMENS; FRERIKS, 2000](#)), reforça que o desalinhamento tende a distorcer a forma dos MUAPs e reduzir a seletividade do sinal.

Figura 11 – Movimentação dos eletrodos no momento da contração do bíceps.



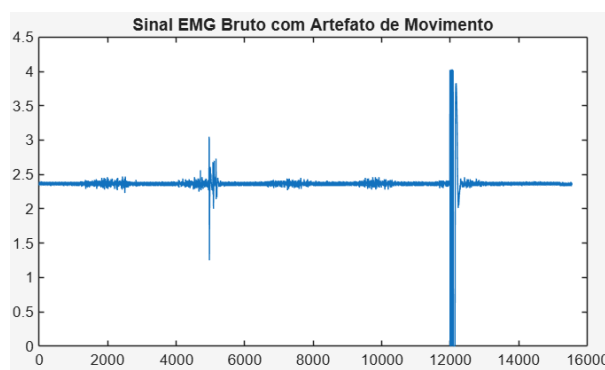
Fonte: (KONRAD, 2005).

A Figura 11 apresenta a migração do ventre muscular (abaixo do par de eletrodos), na posição estendida (imagem à direita), o eletrodo distal saiu da área muscular ativa, o que impacta a fidelidade do sinal.

2.1.3.3 Artefato de Movimento

Outro tipo de interferência de grande relevância diz respeito aos artefatos de movimento, esses artefatos, muitas vezes associados ao deslocamento dos cabos, evidenciados na Figura 12 pelas excursões de amplitude consideravelmente superiores às do sinal eletromiográfico de base, ou ao impacto mecânico sobre os eletrodos, produzem sinais de baixa frequência que podem se sobrepor às componentes fisiológicas das unidades motoras. (MARCHETTI; DUARTE, 2006) explicam que esse tipo de ruído costuma ser particularmente evidente em tarefas dinâmicas ou esportivas, nas quais há maior movimentação da pele em relação aos eletrodos, mesmo quando a movimentação é discreta, pequenas tensões nos cabos podem gerar oscilações lentas que comprometem análises de amplitude, tempo de ativação e envoltória, prejudicando observações de interesse clínico ou biomecânico.

Figura 12 – EMG do bíceps com artefato de movimento proveniente da movimentação de cabos.

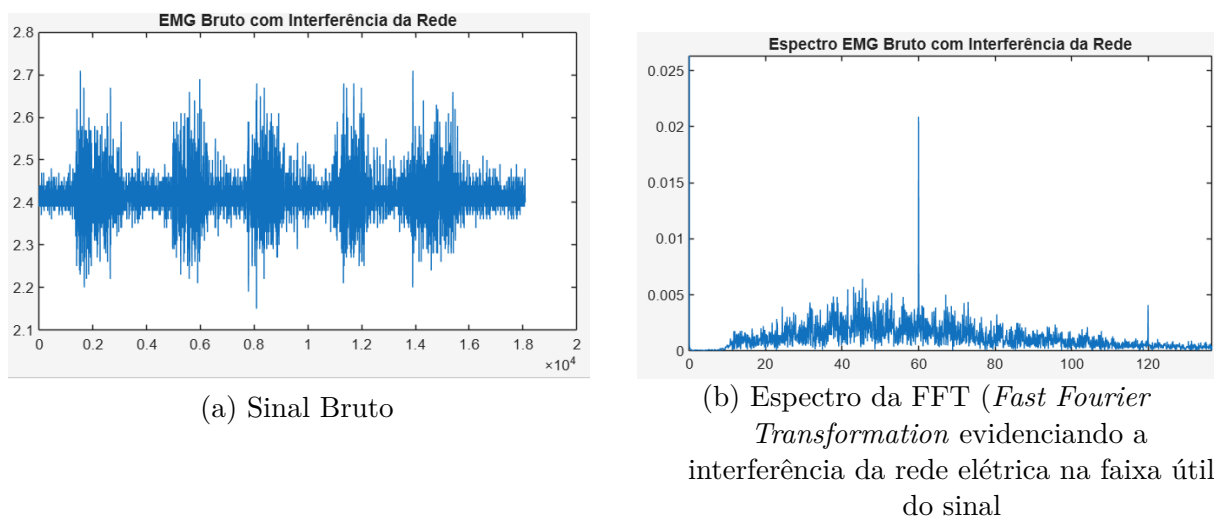


Fonte: Autor (2025).

2.1.3.4 Rede Elétrica

Além das fontes mecânicas, o EMG está exposto também a interferências elétricas do ambiente. A influência da rede elétrica, especialmente na frequência de 60Hz , constitui uma das formas mais persistentes de ruído em aplicações biomédicas. Autores como (LI et al., 2011; BECK et al., 2009) demonstraram que, embora filtros rejeita-faixa atenuem significativamente essa interferência, eles podem, por outro lado, distorcer a forma dos MUAPs e comprometer estimativas associadas à condução das fibras musculares. Essa interferência é observada na Figura 13a, na qual o sinal bruto no domínio do tempo apresenta uma oscilação periódica sobreposta à atividade muscular, característica da contaminação senoidal de 60Hz . Já a Figura 13b, obtida pela *Fast Fourier Transformation*, revela um pico espectral pronunciado nessa frequência, inserido na faixa útil do sinal eletromiográfico. Essa delicada relação entre filtragem e preservação da integridade fisiológica do sinal é um tema recorrente na Engenharia Biomédica, e diversos trabalhos — incluindo este e o de (APARNA et al., 2023) — têm buscado desenvolver filtros mais eficientes para minimizar ruídos sem descaracterizar o traçado eletromiográfico.

Figura 13 – Interferência de rede elétrica no EMG de superfície do bíceps.



Fonte: Autor (2025).

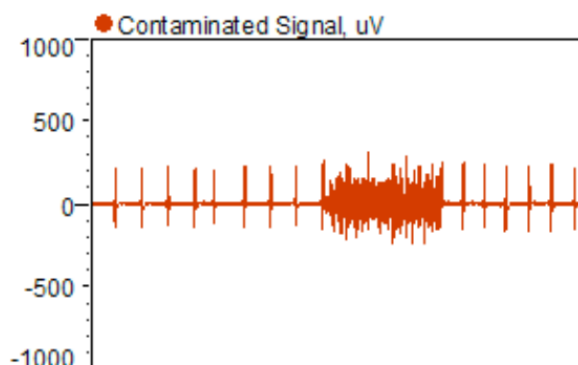
2.1.3.5 Sistema de Condicionamento

O próprio sistema de condicionamento eletrônico, quando inadequadamente projetado, pode introduzir interferências adicionais. Ganho insuficiente, largura de banda inadequada ou saturação dos estágios de amplificação podem prejudicar o registro. (WEBSTER, 2009) destaca que amplificadores com CMRR (Razão de Rejeição de Modo Comum) insuficiente deixam o sistema mais vulnerável a ruídos externos, enquanto (SEMMLOW, 2012) observa que uma banda passante mal ajustada pode recortar componentes importantes ou permitir a entrada de interferências indesejadas. Em sistemas portáteis, como os descritos por (KOZAN, 2010) e por (LOPES; BACCARINI et al., 2018), a atenção ao ruído interno e ao acoplamento capacitivo torna-se ainda mais essencial, já que dispositivos compactos tendem a operar em ambientes não controlados.

2.1.3.6 *Cross-talk*

Por fim, deve-se considerar que algumas interferências não provêm do equipamento, mas sim do próprio organismo, como potenciais associados ao movimento do tecido subcutâneo, vibrações transmitidas por impacto e sinal elétrico cardíaco, especialmente em regiões anatômicas próximas ao tronco. (ENOKA, 2008; ENOKA, 2000), observa que essas interferências fisiológicas secundárias podem se confundir com a atividade muscular propriamente dita, sobretudo quando os eletrodos captam o somatório de múltiplas fontes elétricas distribuídas no tecido, como elencado na Figura 14.

Figura 14 – *Cross-talk* de sinais mioelétricos e eletrocardiográficos (ECG), onde os picos mais espaçados representam o complexo QRS do ECG.



Fonte: (KONRAD, 2005).

Por essa razão, tanto a aquisição quanto o processamento devem ser conduzidos com rigor, garantindo que o sinal analisado represente, na maior medida possível, a verdadeira atividade muscular e não a distorção introduzida por artefatos externos.

2.2 A ELETROMIOGRAFIA COMO OBJETO DE ESTUDO

Historicamente, a eletromiografia evoluiu, de maneira significativa, desde os primeiros registros datados do século *XIX*, quando houve a descoberta de que os músculos produzem potenciais elétricos. O desenvolvimento dos primeiros amplificadores de biopotenciais, permitiu a consolidação do exame clínico, permitindo sua aplicação no diagnóstico de doenças neuromusculares. Através da popularização dos eletrodos de superfície e dos sistemas de aquisição portáteis, a eletromiografia tornou-se uma ferramenta imprescindível na reabilitação e na biomecânica, por exemplo. Autores como (MERLETTI; PARKER, 2004) descrevem essa trajetória com ênfase na transição de sistemas analógicos para digitais.

Em nível clínico, a eletromiografia tem papel fundamental no diagnóstico de patologias que se referem ao comprometimento da transmissão neuromuscular, pois permite analisar, por meio de eletrodos, quaisquer alterações nas fibras musculares (BASMAJIAN; LUCA, 1985), bem como padrões de alteração, assimetrias, controle motor e acompanhamento pós-lesões (WINTER, 2009; ENOKA, 2008).

No âmbito da biomecânica, a eletromiografia é empregada na investigação de sinergias musculares, ajustes posturais e relações de ativação entre força-movimento. (MERLETTI; PARKER, 2004) revelam a importância da técnica para estudos do movimento, à medida que (JUNIOR; JÚNIOR; FRANTZ, 2014) destaca o EMG para controle de próteses mioelétricas, interface homem-máquina e sistemas robóticos.

Os equipamentos utilizados variam conforme a finalidade, à exemplo de sistemas clínicos que empregam eletrodos de agulha e amplificadores de alta resolução, enquanto em aplicações funcionais utilizam eletrodos de superfície juntamente com sistemas de diferenciação de canais e filtragem analógica e digital. (WEBSTER, 2009) descreve a evolução desses sistemas e sua influência na qualidade do registro, reforçando o papel da instrumentação no avanço da eletromiografia como técnica.

Desse modo, a eletromiografia tornou-se um instrumento versátil, aliando diagnóstico e desenvolvimento tecnológico, consolidando-se como elemento central na investigação neuromuscular hodierna.

2.3 FILTROS ANALÓGICOS

O processamento analógico constitui uma etapa fundamental nos sistemas de aquisição de biopotenciais, sendo responsável pelo condicionamento inicial do sinal ainda no domínio contínuo. De forma geral, um filtro analógico pode ser definido como um sistema linear cuja ação sobre o sinal é descrita por uma função de transferência ($H(s)$):

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}, \quad (2.1)$$

onde: $V_o(s)$ é relativo à tensão de saída do circuito e $V_i(s)$ à tensão de entrada.

O objetivo desse sistema é modificar o espectro do sinal, atenuando componentes indesejadas e preservando aquelas de interesse fisiológico. No contexto da instrumentação biomédica, (WEBSTER, 2009) destaca que a filtragem analógica é essencial para limitar a banda do sinal, melhorar a relação sinal-ruído e garantir que o conversor analógico-digital opere dentro de sua faixa dinâmica.

2.3.1 Princípios Básicos

Filtros analógicos são estruturas físicas que atuam diretamente no domínio contínuo, modificando a forma de onda antes de qualquer etapa/processamento (SADIKU; ALEXANDER, 2007). No contexto da filtragem rejeita-faixa, o objetivo principal é atenuar de forma significativa uma frequência específica, como os 60 Hz da rede elétrica, preservando as demais componentes úteis do sinal.

Do ponto de vista teórico, o comportamento de um filtro analógico é descrito por sua função de transferência definida como a razão entre o sinal de saída e o sinal de entrada no domínio de *Laplace* (Eq. 2.1). Para filtros rejeita-faixa de segunda ordem a função de transferência pode ser expressa de maneira genérica por:

$$H(S) = \frac{s^2 + w_o^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2} \quad (2.2)$$

Em que $w_0 = 2\pi f_c$ representa a frequência angular de corte e Q corresponde ao fator de qualidade do filtro, que está diretamente associado à largura da banda rejeitada, visto que valores de Q elevados resultam em rejeições mais estreitas e seletivas, enquanto valores menores produzem bandas de atenuação mais largas.

A implementação prática dessa função de transferência pode ser realizada por meio de redes passivas RLC (Resistor, Indutor e Capacitor) ou por estruturas ativas baseadas em amplificadores operacionais. No caso das redes passivas, os valores de resistência, capacitância e indutância determinam diretamente a frequência angular e o fator de qualidade do circuito. Já nos filtros ativos, a utilização de amplificadores operacionais permite maior flexibilidade no ajuste desses parâmetros, além de dispensar o uso de indutores, pouco desejáveis na instrumentação biomédica. Conforme destacado por (JÚNIOR, 2015), essa característica favorece a obtenção de respostas mais estáveis e reproduzíveis, especialmente quando se trabalha com sinais de baixa amplitude, como o eletromiográfico.

Entretanto, o desempenho real do filtro depende do comportamento não ideal dos componentes utilizados, sendo assim, sujeito a tolerâncias de fabricação e variações térmicas em resistores e capacitores o que desloca a frequência de rejeição e altera o valor efetivo do Q , resultando em mudanças na resposta em frequência prevista teoricamente. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004) ressalta que tais variações devem ser consideradas no projeto para evitar perda de eficiência na atenuação da interferência de $60Hz$ ou a atenuação indesejada de componentes úteis do sinal EMG.

2.3.2 Topologias e Implementações

Os filtros rejeita-faixa podem ser empregados em diferentes topologias, sendo que cada uma dessas arquiteturas oferece maneiras distintas de implementar a função de transferência desejada e de definir os parâmetros fundamentais do filtro (JÚNIOR, 2015; SEDRA; SMITH, 2007). Em termos teóricos, essas topologias buscam realizar a mesma estrutura matemática básica de um filtro rejeita-faixa de segunda ordem, caracterizada por zeros posicionados na frequência w_0 e pólos distribuídos de forma a controlar a largura da banda atenuada.

Configurações clássicas como *Twin-T*, *Sallen-Key* e MFB (*MultipleFeedBack*) servem como base para implementações robustas em sistemas biomédicos, pois permitem a realização prática dessa função de transferência por meio de diferentes arranjos de componentes passivos e amplificadores operacionais (SEDRA; SMITH, 2007; JUNIOR, 2015; MANFIO, 2021). Nessas topologias, a frequência de rejeição é definida a partir de relações algébricas entre resistores e capacitores, enquanto o fator de qualidade é ajustado pela razão entre esses componentes e pelo ganho do amplificador operacional, embora apresentem diferenças construtivas, essas arquiteturas compartilham o mesmo princípio teórico: moldar a resposta em frequência de modo a produzir uma atenuação máxima sem

comprometer excessivamente as bandas adjacentes.

Nas arquiteturas mais gerais como *Fliege* e *Tow-Thomas*, ampliam essa versatilidade ao empregar estruturas do tipo *biquad*, capazes de implementar diferentes funções de filtragem — passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa — a partir de uma mesma base matemática. Nessas topologias, a separação entre os parâmetros responsáveis pela frequência central e pelo fator de qualidade permite maior independência no ajuste destes, o que facilita a obtenção de respostas mais previsíveis e estáveis. Do ponto de vista teórico, essas estruturas realizam a mesma função de transferência geral do filtro rejeita-faixa, diferindo, principalmente, na forma como os pólos e zeros são implementados fisicamente no circuito (SEDRA; SMITH, 2007; DOBRA; SUSCA, 2016).

Nesse âmbito, mesmo que as topologias sejam distintas no que diz respeito à implementação, elas convergem para um mesmo modelo matemático, cujo princípio baseia-se na rejeição de 60 Hz, sendo a escolha da arquitetura determinada pelo grau de controle desejado sobre o circuito, bem como a estabilidade da resposta e o sistema de condicionamento (MANFIO, 2021).

2.3.3 Potencialidades e Limitações

Entre as vantagens dos filtros analógicos pode-se citar o fato de atuar diretamente sobre o sinal em tempo real, sem a introdução de atrasos ou etapas intermediárias, tal característica permite suprimir interferências ainda na fase inicial do condicionamento, impedindo que o conversor A/D (Analógico - Digital) opere fora de sua faixa (WEBSTER, 2009). Quando o sinal chega à etapa digital já com menor presença de ruído, a relação sinal-ruído melhora de forma significativa, o que favorece análises mais precisas e reduz a necessidade de processamento posterior. Em sistemas mais compactos, essa filtragem antecipada também diminui a demanda computacional, já que menos recursos são gastos na remoção de componentes indesejadas após a digitalização. Por outro lado, filtros analógicos estão limitados tanto às precisões e variações dos elementos que os compõem (SMITH, 2003), quanto fatores ambientais tais como temperatura, umidade e precisão dos instrumentos de medição (multímetro).

2.4 FILTROS DIGITAIS

Filtros digitais correspondem a algoritmos aplicados a sinais, previamente amostrados, para ajustar seu conteúdo espectral. Na eletromiografia, os filtros digitais são aplicados para reduzir interferências sem comprometer o sinal útil (DINIZ; SILVA; NETTO, 2014; OPPENHEIM; SCHAFER, 2010; PROAKIS; MANOLAKIS, 2006; SMITH, 2003).

Em geral, um *notch* digital é descrito por uma função de transferência em tempo discreto, cuja resposta em frequência apresenta alta atenuação na frequência central, uma

forma canônica de 2ª ordem, amplamente utilizada, é dada por:

$$H(z) = \frac{1 - 2 \cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos(\omega_0)z^{-1} + r^2z^{-2}}, \quad (2.3)$$

Onde ω_0 é a frequência digital associada à frequência de rejeição $f_{central}$, definida por $\omega_0 = 2\pi \frac{f_{central}}{f_s}$, f_s é a frequência de amostragem e r controla a seletividade do vale (com $0 < r < 1$).

2.4.1 Conceitos Básicos

Os filtros digitais podem ser construídos por diferentes estruturas matemáticas, muitas delas correspondentes a topologias analógicas, tal correspondência mantém a mesma interpretação acerca da frequência central e da seletividade e, ao mesmo tempo, explora as vantagens do processamento digital tais como reprodutibilidade a facilidade de ajuste (ROZAQI et al., 2019; DOBRA; SUSCA, 2016).

Além disso, no domínio discreto, parâmetros como $f_{central}$ e Q podem ser controlados diretamente por coeficientes do filtro, viabilizando o refinamento sem alterações de hardware, bem como, a possibilidade de avaliar o desempenho através de métricas como atenuação e largura de banda.

Neste trabalho, optou-se por reproduzir as topologias analógicas de forma digital por intermédio da Transformada Bilinear aplicada sobre a função de transferência de cada topologia no domínio de *Laplace*.

2.4.2 Benefícios e Restrições

Os filtros digitais oferecem vantagens em relação aos analógicos, por conta de sua flexibilidade, reprodutibilidade das respostas, possibilidade de armazenamento e de modificação dos coeficientes, ademais, não sofrem com degradações físicas e não dependem das características dos componentes (SMITH, 2003).

Por outro lado, o processamento digital apresenta algumas restrições, como a latência introduzida pelo cálculo em tempo real, o que dificultaria sua aplicação em próteses controladas por EMG, por exemplo; além disso, pode-se citar a resolução limitada dos conversores A/D, o que limita a fidelidade do sinal captado. (WEBSTER, 2009) ressalta que o ruído de quantização juntamente com a precisão do conversor, podem comprometer a interpretação das unidades motoras com baixa amplitude, além de gerar distorções nas componentes fisiológicas adjacentes à banda que foi rejeitada, especialmente em sinais com espectro amplo como o EMG.

2.5 ESTUDOS COMPARATIVOS ENTRE FILTROS ANALÓGICOS E DIGITAIS EM APLICAÇÕES BIOMÉDICAS

A literatura recente indica que a comparação entre filtros rejeita-faixa analógicos e digitais deve ser compreendida no contexto do sistema completo de aquisição de sinais, e não como uma escolha excludente entre duas abordagens. Em aplicações práticas, especialmente na aquisição de biopotenciais, observa-se que a filtragem analógica e a filtragem digital desempenham papéis complementares, atuando em etapas distintas do condicionamento do sinal: coleta e refinamento, respectivamente (ADAMEK, 2019).

(SANTANA et al., 2020), ao apresentarem um sistema integrado de hardware e software para aquisição e visualização de sinais biomédicos, destacam que a filtragem analógica inicial contribui para a estabilidade do sistema e para a melhoria das condições de aquisição, evitando saturação do conversor A/D e reduzindo a influência de ruídos externos ainda no domínio contínuo. Entretanto, os mesmos autores e trabalhos correlatos apontam que essa etapa inicial não é suficiente para garantir, por si só, a qualidade final do sinal. Em um projeto de analisador de biopotenciais, (ADAMEK, 2019) observa que a filtragem digital tornou-se necessária para aprimorar a visualização e a análise dos sinais adquiridos, permitindo ajustes mais finos e maior controle sobre o comportamento do filtro. Esse resultado reforça a ideia de que a filtragem analógica atua como condicionamento preliminar, enquanto a filtragem digital é responsável por refinar o sinal já amostrado.

(DOBRA; SUSCA, 2016), ao compararem implementações analógicas e digitais de filtros *notch*, mostram que a versão digital permite ajustar com maior precisão a frequência central e a largura da banda rejeitada, além de apresentar melhor repetibilidade entre simulação e implementação prática. Essa característica é particularmente relevante em ambientes onde a frequência da interferência pode variar ou onde se deseja adaptar o sistema a diferentes condições experimentais sem alterações no hardware.

No contexto específico da eletromiografia, (ROZAQI et al., 2019) realizam uma comparação direta entre filtros analógicos e digitais aplicados ao sinal EMG e demonstram que a filtragem digital apresenta maior facilidade de implementação e maior aderência ao comportamento teórico esperado, sobretudo no que se refere à seletividade e à reprodutibilidade da resposta em frequência. Resultados semelhantes são apresentados por (SANTOS et al., 2024), que conduzem uma análise comparativa entre diferentes topologias de filtros rejeita-faixa analógicos e um filtro digital FIR aplicados a sinais eletromiográficos. Os autores mostram que, embora o filtro digital seja eficaz na supressão do ruído de rede, a ausência de filtragem analógica no início da aquisição pode resultar em sinais fortemente contaminados, comprometendo a relação sinal-ruído e a qualidade da conversão A/D.

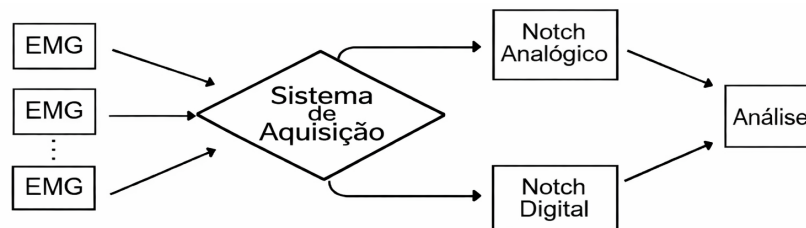
De forma geral, os estudos comparativos indicam que a escolha entre filtros analógicos e digitais não deve se restringir apenas à profundidade de rejeição em 60Hz , mas

considerar também o impacto da filtragem sobre o conteúdo fisiológico do sinal e as limitações impostas pela instrumentação. A literatura converge para uma visão complementar entre as duas abordagens, na qual a filtragem analógica atua como condicionamento preliminar e a filtragem digital refina o sinal já amostrado ([ADAMEK, 2019](#)).

3 METODOLOGIA

Este trabalho prevê o projeto e a implementação de soluções de filtragem rejeita-faixa tanto na forma analógica quanto na forma digital para posterior comparação. Nesse sentido, a metodologia implementada baseou-se, a princípio, em um levantamento bibliográfico acerca das topologias mais utilizadas na remoção do artefato de rede durante a aquisição de biopotenciais. Posteriormente, foram selecionadas 5 topologias analógicas (*Sallen-key*, *Fliege*, *Tow-Thomas*, *Twin-T* e *MultipleFeedBack*) a serem acopladas ao sistema de aquisição para captura e filtragem do sinal. A análise digital, está focada na filtragem a partir de dados brutos coletados com o sistema de aquisição sem a presença de qualquer filtro rejeita-faixa analógico, onde as mesmas topologias analógicas foram reproduzidas no ambiente digital, utilizando-se os mesmos parâmetros de dimensionamento e as respectivas funções de transferência, de modo a viabilizar uma comparação consistente entre as implementações. A Figura 15 elucida o supracitado.

Figura 15 – Sistema proposto.



Fonte: Autor (2025).

Assim, a partir das características de desempenho, tais como potência do sinal, análise espectral e atenuação do ruído, pode-se definir a melhor topologia dentre as analógicas e a melhor dentre as digitais e, com isso, selecionar a de melhor eficiência (analógica ou digital), fornecendo, desse modo, subsídios técnicos para pesquisadores quanto a tomada de decisão acerca da arquitetura mais adequada.

3.1 EQUIPAMENTOS E SOFTWARES

Os equipamentos e softwares utilizados neste trabalho são primordiais tanto para a simulação e teste dos circuitos construídos, quanto para a aquisição dos dados eletromiográficos empregados na análise experimental. São eles:

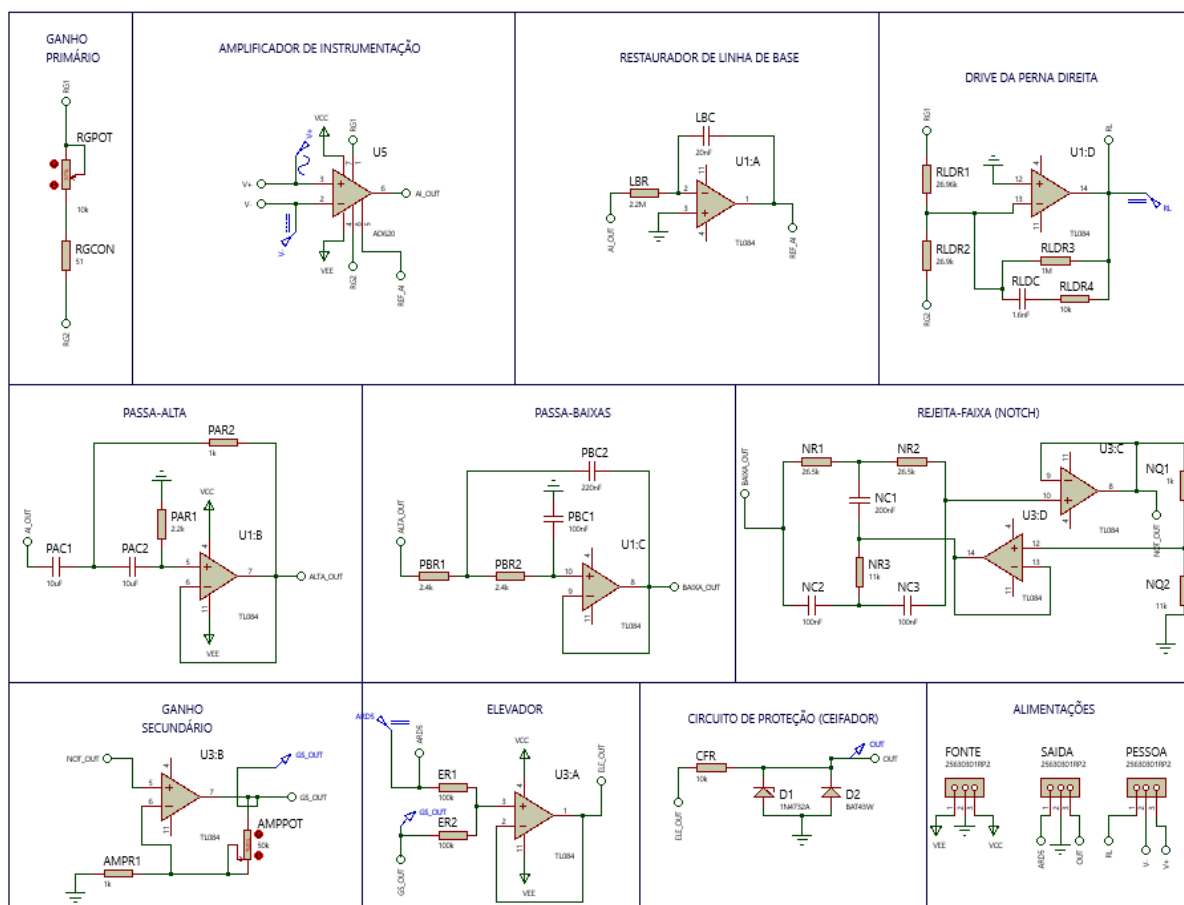
- Osciloscópios Digitais *Keysight Edux1002A* e *Minipa MO-2025* para mensuração da frequência de corte e respectiva atenuação;
- Gerador de função *Rigol DG 1022* para testes com senoides antes das aquisições;
- Fonte de bancada *Icel PS-5000* que fornecerá uma tensão simétrica ao circuito de $\pm 10\text{ V}$;
- Multímetros *Vici VC99*, *Minipa ET-2033* e *LCR-TC1* para realizar as medições de cada componente;
- Microcontrolador *Arduíno UNO R3* para recebimento do sinal advindo dos circuitos, amostragem e envio para o software de visualização.
- *Proteus 8 Professional*, *autocad* para simulação do esquemático dos circuitos, elaboração das placas de circuito impresso, bem como visualização da resposta almejada;
- *SerialPlot* para visualização e gravação do sinal EMG;
- *MatLab* para filtragem digital, bem como para extração de características relevantes para comparação dos filtros;
- *Arduíno IDE* para elaboração do código de recebimento, digitalização e envio dos dados para o *SerialPlot*;

3.2 PROJETO E CONSTRUÇÃO DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO

O desempenho das etapas de processamento e análise do sinal está diretamente condicionado à qualidade do sinal adquirido ([WEBSTER, 2009](#)). Dessa forma, elaborou-se um sistema com intuito de realizar o tratamento do sinal e adequá-lo para a etapa de digitalização, garantindo níveis de amplitude compatíveis com a faixa dinâmica do conversor A/D. O sistema de aquisição primeiramente coletará os dados brutos para filtragem digital, após isso atuará juntamente com as 5 placas - de maneira alternada - de filtros analógicos do tipo *notch* para tratamento de interferência por ruído de rede elétrica.

A Figura 16 ilustra a primeira parte do esquemático do circuito desenvolvido, o qual é composto pelo amplificador de instrumentação *INA 128*, um filtro passa-altas em cascata com um filtro passa-baixas, o restaurador de linha de base e, por fim, o *Right Leg Drive* (Drive da Perna Direita).

Figura 16 – Esquemático da primeira parte do sistema de aquisição desenvolvido no software Proteus.

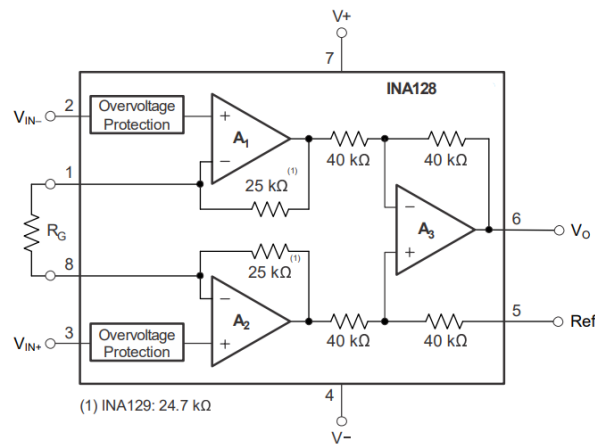


Fonte: Autor (2025).

O amplificador de instrumentação, evidenciado na Figura 17, é projetado para aplicações que exigem um elevado ganho, alta impedância de entrada e rejeição de sinais em modo comum. Diferentemente de amplificadores convencionais, ele é utilizado para amplificar sinais de baixa amplitude sob a presença de ruídos.

Acerca das características, é válido mencionar a alta impedância de entrada, o ganho ajustável (por meio de resistor) e alto CMRR (Razão de Rejeição de Modo Comum), permitindo a rejeição de forma eficiente de ruídos comuns às duas entradas de sinal do amplificador (V_{IN-} e V_{IN+} da Figura 17).

Nesse trabalho, optou-se pela utilização do *INA128* como amplificador de instrumentação do estágio de entrada do sistema de aquisição.

Figura 17 – Esquemático simplificado do *INA128*.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2022).

A escolha desse dispositivo fundamenta-se em suas características elétricas, que o tornam adequado para a amplificação de sinais biopotenciais de baixa amplitude. De acordo com o fabricante (TEXAS INSTRUMENTS, 2022), o *INA128* apresenta alta impedância de entrada (ordem de GigaOhms), baixo ruído de tensão, baixo *offset* de entrada e elevado CMRR, que pode atingir valores superiores a 120 dB para baixas frequências. Essas propriedades são essenciais em aplicações de EMG, nas quais o sinal diferencial de interesse está imerso em interferências comuns às duas entradas, como, por exemplo, o ruído da rede elétrica.

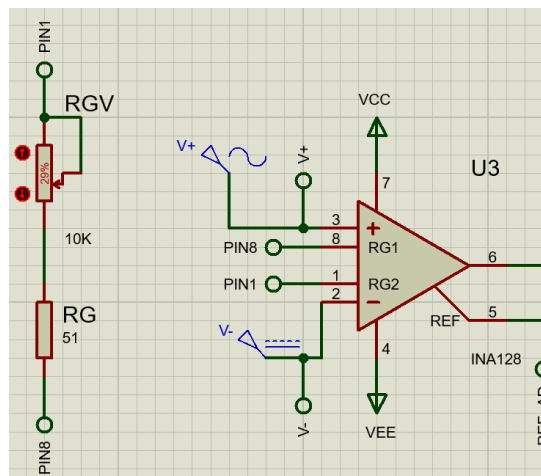
Outro aspecto relevante é a possibilidade de ajuste do ganho através de um único resistor externo, dado pela relação abaixo, onde G é o ganho do amplificador e R_g é o resistor de ganho:

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_g} \quad (3.1)$$

Além disso, o *INA128* apresenta baixo consumo de corrente e proteção contra sobretensão, contribuindo diretamente para a melhoria na relação sinal-ruído do sistema.

Na simulação (Figura 18), optou-se pela utilização de um resistor de 51Ω em série com um potenciômetro de $10K\Omega$ para realização do ajuste fino do ganho.

Figura 18 – Esquemático simulado no Proteus do *INA128* com o resistor de ganho.

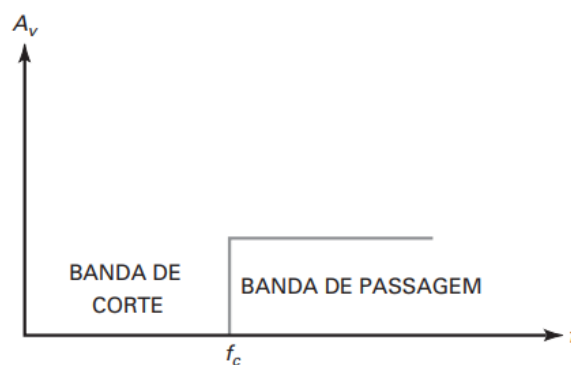


Fonte: Autor (2025).

3.2.1 Filtro Ativo Passa-Altas

O filtro passa-altas é um circuito projetado para atenuar a banda de frequência inferior à sua frequência de corte, permitindo a passagem de frequências superiores (MALVINO; BATES, 2016), tal como elucidado na Figura 19, onde f_c corresponde à frequência de corte e A_v ao ganho do circuito.

Figura 19 – Gráfico da resposta de um filtro passa-altas com comportamento ideal.

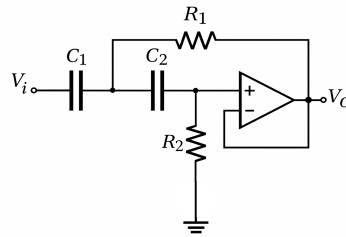


Fonte: (MALVINO; BATES, 2016).

Em filtros analógicos, esse comportamento ideal não acontece exatamente dessa forma — na prática, a transição entre a banda passante e a banda rejeitada (corte) ocorre de forma gradual e contínua, sem descontinuidades abruptas na resposta em frequência — pois a capacidade de atenuação do sinal está diretamente relacionada a ordem do filtro: quanto maior for o número de capacitores utilizados, maior será a ordem do filtro, porém mais complexa será a sua topologia (ADAMEK, 2019).

Para este trabalho, especificou-se a partir de (MENEGAZZI, 2016) e (WANG; TANG; BRONLUND, 2013) um filtro passa-altas na topologia *Sallen-Key* de 4ª ordem - empregando o cascadeamento de dois de 2ª ordem - uma vez que como visto na Seção 2.3.2, essa topologia é popularmente empregada quando se trata de condicionamento de bio-potenciais como o EMG. A Figura 20 ilustra o esquemático do filtro passa-altas ideal *Sallen-Key* de 2ª ordem:

Figura 20 – Filtro passa-altas *Sallen-Key* de 2ª ordem.



Fonte: Autor (2025).

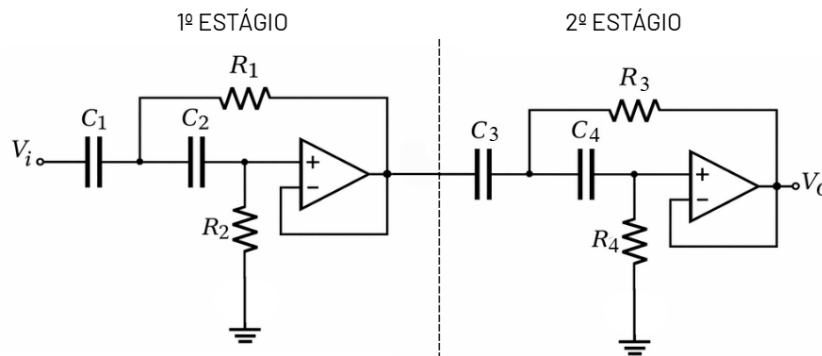
Os cálculos foram realizados a partir da função de transferência, sendo que para uma função de segunda ordem, tem-se, na forma específica e na forma genérica, respectivamente:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \cdot s + \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (3.2)$$

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{f_c}{Q}\right) \cdot s + (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2} \quad (3.3)$$

Assim, para obtenção da ordem 4, tem-se a multiplicação das funções de transferências do primeiro estágio com o segundo, cuja representação é elencada pela Figura 21.

Figura 21 – Filtro passa-altas *Sallen-Key* de 4ª ordem.



Fonte: Autor (2025).

Dessa maneira, assumindo $R_2 = R_4$, $R_1 = R_3$ e $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ as funções de transferências finais são, para a forma específica e genérica, respectivamente:

$$H(s) = \frac{s^4}{s^4 + \frac{2}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \cdot s^3 + \left(\frac{2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} + \frac{1}{R_2^2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)^2\right) \cdot s^2 + \frac{2}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right) \cdot s + \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right)} \quad (3.4)$$

$$H(s) = \frac{s^4}{s^4 + (4 \cdot \pi \cdot \frac{f_c}{Q}) \cdot s^3 + (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot \left(2 + \frac{1}{Q}\right) \cdot s^2 + (16 \cdot \pi^3 \cdot \frac{f_c^3}{Q}) \cdot s + (2 \cdot \pi \cdot f_c)^4} \quad (3.5)$$

O dimensionamento foi obtido a partir da igualdade entre:

$$4 \cdot \pi \cdot \frac{f_c}{Q} = \frac{2}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \quad (3.6)$$

Onde a frequência de corte f_c , foi estabelecida em $10Hz$, os capacitores C_1 e C_2 em $10\mu F$ (escolha do autor) e o fator de qualidade Q em $0,707$ típico de estrutura *Butterworth*, uma vez que esta produz uma resposta de banda passante mais plana (HOROWITZ; HILL, 2015).

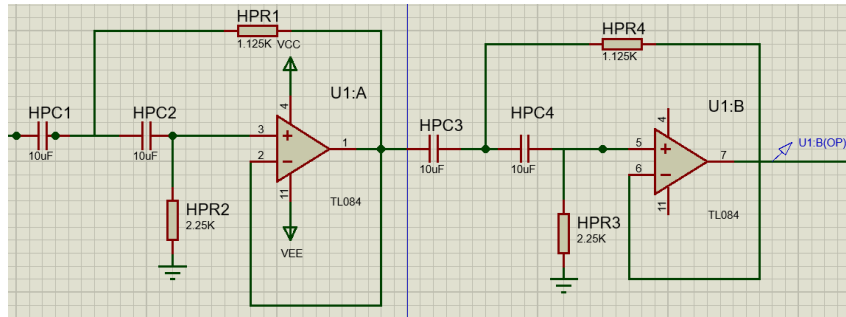
Nesse sentido:

$$4 \cdot \pi \cdot \frac{10}{0,707} = \frac{2}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{10\mu} + \frac{1}{10\mu}\right) \therefore R_2 = 2,25K\Omega \quad (3.7)$$

Conceitualmente, $R_1 = \frac{R_2}{2}$, logo, $R_1 = 1,125K\Omega$.

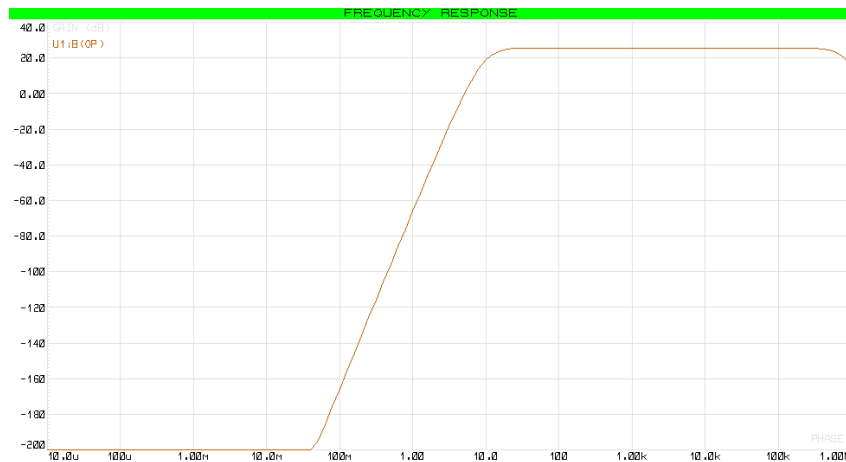
Com isso, a Figura 22 mostra o circuito passa-altas projetado a partir dos cálculos na Equação 3.7 e a Figura 23 refere-se à resposta em frequência obtida.

Figura 22 – Esquemático projetado para o filtro passa-altas.



Fonte: Autor (2025).

Figura 23 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-altas.



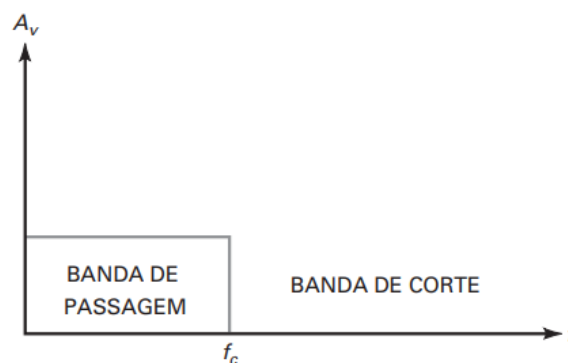
Fonte: Autor (2025).

Realizando a análise da resposta em frequência, evidencia-se que o circuito possui um ganho na banda de passagem de $25,5\text{dB}$; considerando que a frequência de corte está localizada à -3dB desse valor (i.e. $22,5\text{dB}$), logo a frequência de corte encontra-se, como esperado, em 10Hz .

3.2.2 Filtro Ativo Passa-Baixas

Um filtro passa-baixas permite a passagem de todas as frequências desde 0 até a frequência de corte e bloqueia todas acima da f_c (MALVINO; BATES, 2016), como evidenciado na Figura 24.

Figura 24 – Gráfico da resposta de um filtro ideal passa-baixas.

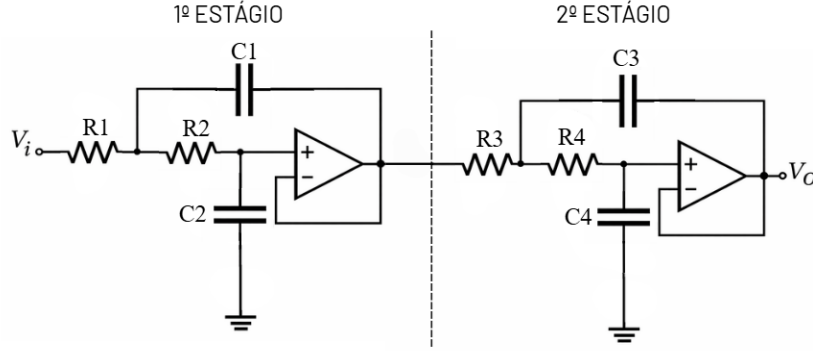


Fonte: (MALVINO; BATES, 2016).

Assim como na subseção 3.2.1, o comportamento real do filtro não ocorre como elencado na Figura 24, tendo em vista a ordem do filtro e as características dos componentes.

Novamente, com base nos trabalhos de (MENEGAZZI, 2016) e (WANG; TANG; BRONLUND, 2013), escolheu-se para projeto um passa-baixas *Sallen-Key* de 4^a ordem, a partir da combinação em cascata de dois passa-baixas de 2^a ordem, cujo esquemático teórico é mostrado na Figura 25 e o simulado na Figura 26.

Figura 25 – Esquemático teórico do filtro passa-baixas de 4^a ordem.



Fonte: Autor (2025).

Os cálculos tiveram como base as equações na forma específica (Eq. 3.8) e geral (Eq. 3.9) para os filtros passa-baixas, considerando $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, $C_1 = C_3$, $C_2 = C_4$ e $C_2 = \frac{C_1}{2}$.

$$\frac{1}{R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot C_1^2 \cdot C_2^2} \quad (3.8)$$

$$s^4 + \frac{2(R_1+R_2)}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1} \cdot s^3 + \left(\frac{(R_1+R_2)^2}{R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot C_1^2} \right) \cdot s^2 + \frac{2(R_1+R_2)}{R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot C_1^2 \cdot C_2} \cdot s + \frac{1}{R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot C_1^2 \cdot C_2^2}$$

$$\frac{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^4}{s^4 + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot f_c}{Q} \right) \cdot s^3 + \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2}{Q} + 8 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \right) \cdot s^2 + \left(\frac{16 \cdot \pi^3 \cdot f_c^3}{Q} \right) \cdot s + 16 \cdot \pi^4 \cdot f_c^4} \quad (3.9)$$

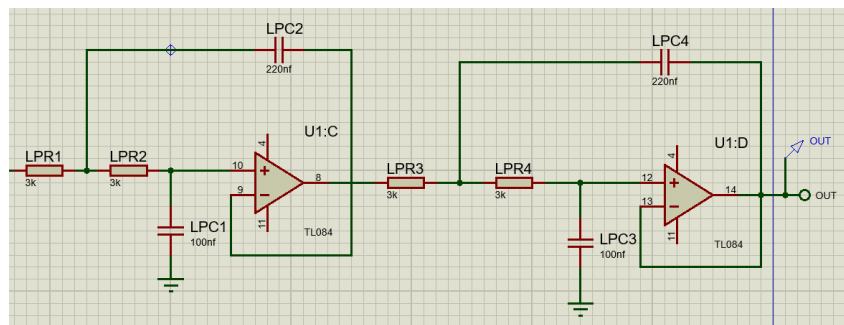
Nas equações 3.8 e 3.9 adota-se $f_c = 300Hz$ e $Q = 0,707$ (resposta *Butterworth*):

$$\frac{4 \cdot \pi \cdot f_c}{Q} = \frac{2(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (3.10)$$

Onde:

$$\frac{4 \cdot \pi \cdot 300}{0,707} = \frac{2(3K + 3K)}{3K \cdot 3K \cdot C_1} \therefore C_1 = 250nF \quad (3.11)$$

Logo, $C_2 = 125nF$.

Figura 26 – Esquemático do filtro passa-baixas no *Proteus*.

Fonte: Autor (2025).

Nessa perspectiva, a resposta obtida possui um ganho de $25,6\text{dB}$ na faixa plana do amplificador e frequência de corte em 305Hz , como mostrado na Figura 27. Apesar de o sinal eletromiográfico ter uma banda útil de até aproximadamente 500Hz (com potência até 150Hz), este trabalho é voltado para a comparação de filtros rejeita-faixa, portanto a frequência de interesse é, em suma, 60Hz , não sendo consideradas as análises de frequências muito elevadas (MARCHETTI; DUARTE, 2006). Além disso, o *overshoot* presente também na resposta é característico das configurações do amplificador utilizado (*TL084*).

Figura 27 – Resposta em frequência simulada do filtro passa-baixas.

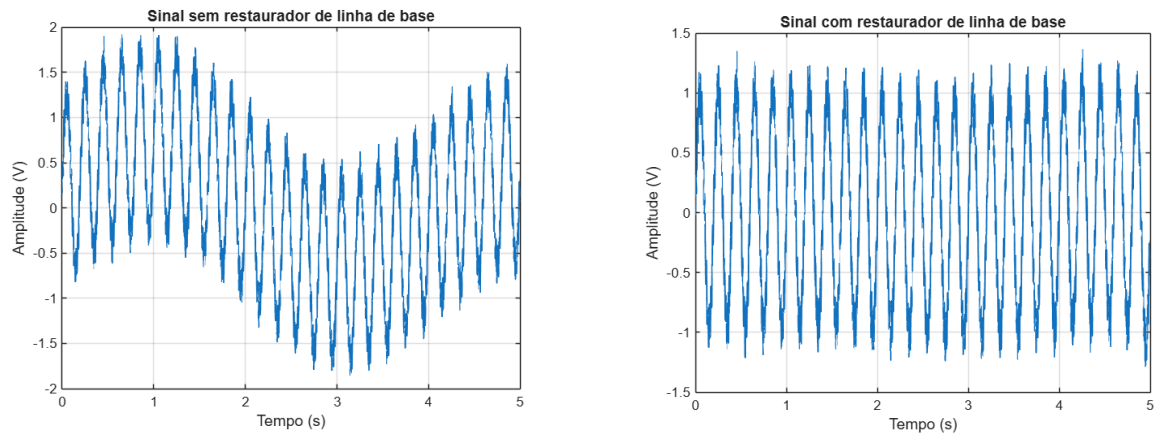


Fonte: Autor (2025).

3.2.3 Circuito Restaurador de Linha de Base

O circuito restaurador de linha de base é empregado no sinal de interesse (biopotencial) quando este é afetado por frequências advindas de acoplamentos capacitivos, rede elétrica ou variações lentas de *offset*, afim de atuar no reposicionamento e ajuste do nível médio, compensando deslocamentos indesejados, à exemplo das Figuras 28a e 28b.

Figura 28 – Comparação do sinal (senoide de $5Hz$ somada a uma senoide de $0,25Hz$ simulando uma interferência genérica e por fim somadas a uma senoide de $60Hz$ simulando a rede elétrica) sem e com restaurador de linha de base.



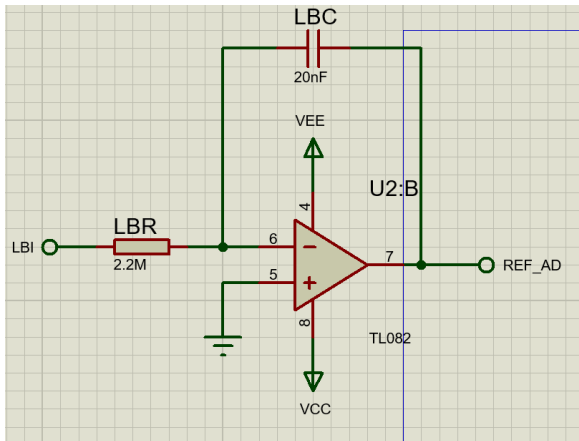
(a) Sinal sem restaurador de linha de base.

(b) Sinal com restaurador de linha de base.

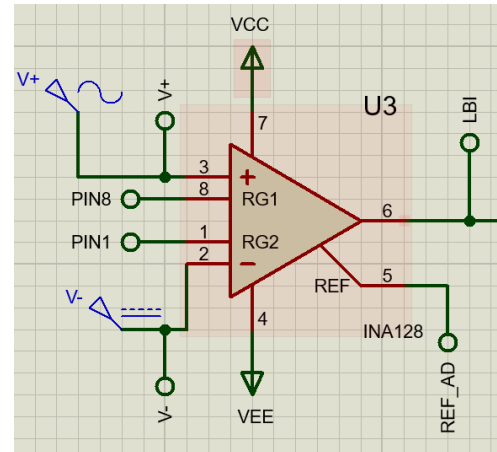
Fonte: Autor (2025).

No contexto de sinais biomédicos, a restauração da linha de base é imprescindível, pois os biopotenciais são adquiridos por meio de acoplamentos capacitivos, o que elimina a componente DC (Corrente Contínua) original, introduzindo uma deriva lenta da linha de base. Essa deriva interfere na interpretação do sinal, comprometendo etapas posteriores de amplificação, filtragem ou conversão A/D, ou seja, o restaurador de linha de base também atua no condicionamento do sinal.

No projeto, foi elaborado um circuito integrador (Figura 29a) para atuar como restaurador de linha de base, para isso, a saída do *INA128* é conectada à entrada do integrador e a saída deste retorna ao pino de referência do *INA128* (Figura 29b), criando um filtro passa-altas que remove o *offset* sem atenuar o sinal AC (Corrente Alternada), mantendo a normalização.

Figura 29 – Esquemático do integrador e amplificador de instrumentação *INA128*.

(a) Esquemático do restaurador de linha de base.

(b) Esquemático do *INA128* elencando conexões com o restaurador de linha.

Fonte: Autor (2025).

Os cálculos realizados são baseados em Circuitos de *Clamp* presentes em (MALVINO; BATES, 2016) e (HOROWITZ; HILL, 2015).

Para a constante de tempo do estágio:

$$\tau = R.C \quad (3.12)$$

Onde $LBR = R = 2,2M\Omega$ e $LBC = C = 20nF$:

$$\tau = 2,2 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-9} \therefore \tau = 44ms \quad (3.13)$$

Para o cálculo da frequência equivalente, tem-se:

$$f_{eq} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \therefore f_{eq} = 3,61Hz \quad (3.14)$$

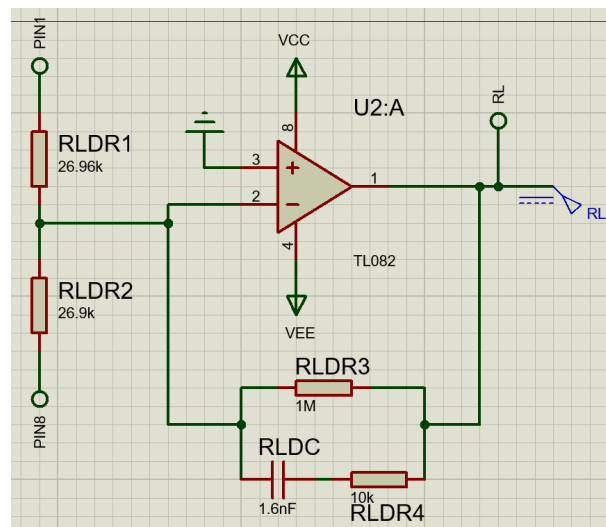
Assim sendo, sinais acima de $3,6Hz$ passam normalmente enquanto sinais abaixo são interpretados como erro DC e corrigidos.

3.2.4 Circuito *Right Leg Driven*

O circuito *Right Leg Driven* é empregado na atenuação de interferências de modo comum, principalmente da rede elétrica, superando limitações do aterramento passivo advindas do desbalanceamento de impedância dos eletrodos. Na instrumentação biomédica, o Drive da Perna Direita atua capturando a tensão de modo comum do corpo, invertendo sua polaridade de realimentando-a ao paciente através da perna direita, o que força o potencial do corpo a permanecer próximo ao terra virtual do circuito (WINTER; WEBSTER, 1983; ACHARYA, 2011).

Para este trabalho, optou-se pela extração da tensão de modo comum através dos pinos de ganho 1 e 8 do *INA128* (Figura 30). Essa técnica aproveita os *buffers* internos do amplificador de instrumentação, evitando que resistores de sensoriamento carreguem a impedância de entrada dos eletrodos. O sinal, por sua vez, é somado, invertido e amplificado, retornando ao paciente através de um resistor limitador (*RLDR3*), essencial para garantir a segurança elétrica em caso de falhas.

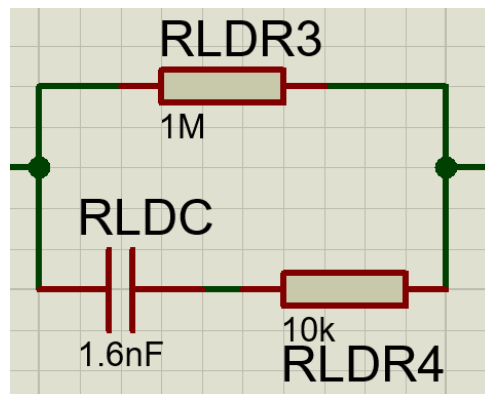
Figura 30 – Esquemático do circuito *Right Leg Driven*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2022).

Para assegurar a estabilidade do sistema e evitar oscilações de alta frequência (WINTER; WEBSTER, 1983) — comuns em malhas de *Right Leg Driven* devido aos pólos introduzidos pela capacitância do corpo e dos cabos — a rede de realimentação do amplificador operacional foi projetada com uma compensação em frequência. A topologia adotada consiste em um resistor de ganho principal (*RLDR3*) em paralelo com um ramo de compensação formado por um capacitor (*RLDC*) em série com um resistor limitador (*RLDR4*) (Figura 31).

Figura 31 – Esquemático da compensação em frequência.



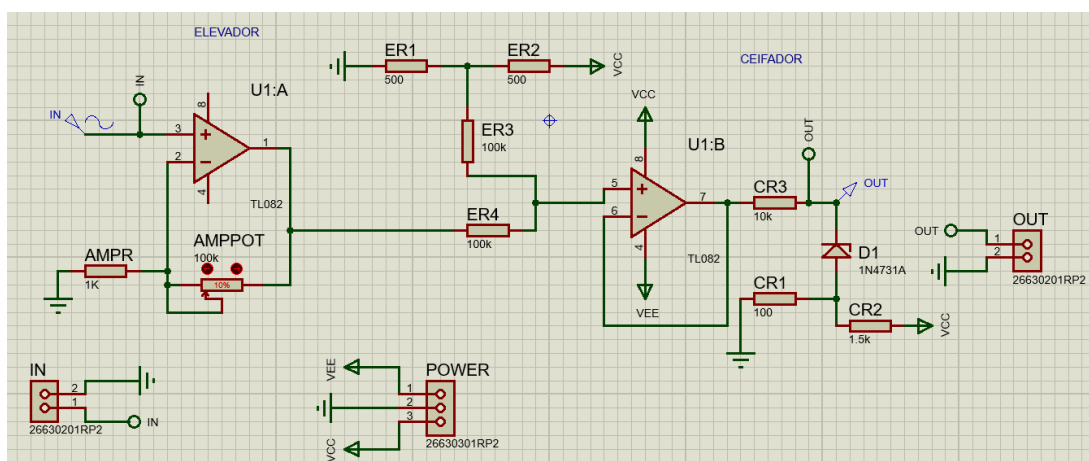
Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2022).

Essa configuração molda a resposta em frequência do circuito em dois estágios distintos, primeiro é na faixa de operação, uma vez que a reatância de *RLDC* é elevada, o que faz com que a impedância de realimentação seja dominada por *RLDR3*, garantindo ganho e CMRR elevados. O segundo é em alta frequência, pois à medida que a frequência aumenta, a reatância de *RLDC* diminui, inserindo *RLDR3* em paralelo com *RLDR4*, reduzindo a impedância equivalente de realimentação e aumentando o ganho em malha fechada.

3.2.5 Circuito Elevador e Ceifador

A segunda etapa do sistema de aquisição consiste na construção de um circuito projetado para adequar o sinal à faixa de operação e também limitar sua amplitude para posterior digitalização realizada pela placa *Arduíno UNO*.

Figura 32 – Esquemático projetado para o circuito elevador e ceifador.



Fonte: Autor (2025).

A Figura 32 mostra o esquemático de um elevador conectado à entrada do ceifador com a finalidade de dar um *offset*, bem como moldar o sinal à faixa de valores aceita pelo *Arduíno UNO*, servindo como um circuito de proteção para posterior aquisição do sinal juntamente com o software *SerialPlot*.

A modelagem matemática é baseada em (MALVINO; BATES, 2007), nesse sentido, para o elevador, operando como um amplificador não-inversor com ganho de ≈ 100 :

$$A_v = \frac{R_f}{R_g} + 1 \quad (3.15)$$

Onde $R_f = AMPR$ e R_g o potenciômetro (*AMPPOT*) para ajuste do ganho.

$$A_v = \frac{100K}{1K} + 1 \therefore A_v = 101 \quad (3.16)$$

Para a tensão no Pino 1, considerando que o EMG possui uma potência de $5000\mu V$:

$$\frac{V_{pin1} - 5000\mu}{AMPPOT} = \frac{5000\mu - 0}{AMPR} \therefore V_{pin1} \approx 0,5V \quad (3.17)$$

Para a tensão no nó entre *ER1* e *ER2*:

$$\frac{V_{ER1}}{500} = \frac{10 - V_{ER1}}{500} \therefore V_{ER1} = 5V \quad (3.18)$$

Para a tensão no pino 5:

$$\frac{V_{pin5} - V_{ER1}}{ER3} = \frac{V_{pin1} - V_{pin5}}{ER4} \therefore V_{pin5} = 2,75V \quad (3.19)$$

Ou seja, ao final da etapa de elevação, o sinal terá uma amplitude de $2,75V_{pp}$.

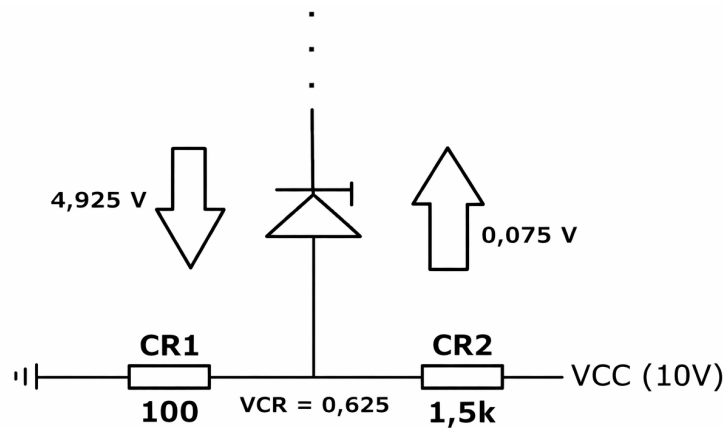
Para o ceifador, o diodo *Zener 1N4731A* foi selecionado por possuir tensão de ruptura de $4,3V$, atuando como limitador de segurança, pois bloqueia picos de tensão provenientes do sinal (Vishay Semiconductors, 2024) que poderiam danificar a porta analógica do *Arduíno UNO*, garantindo que o sinal de entrada permaneça sempre dentro da faixa segura de leitura sem afetar a integridade dos dados de EMG. Para o dimensionamento através do divisor de tensão:

$$V_{CR} = V_{cc} \cdot \frac{CR1}{CR1 + CR2} \quad (3.20)$$

$$V_{CR} = 10 \cdot \frac{100}{100 + 1,5K} \therefore V_{CR} = 0,625V \quad (3.21)$$

Assim, para polarização direta, obtém-se um limite inferior de $0,7 - 0,625 = 0,075V$ e limite superior de $4,3 + 0,625 = 4,925V$, conforme o esquemático representado na Figura 33.

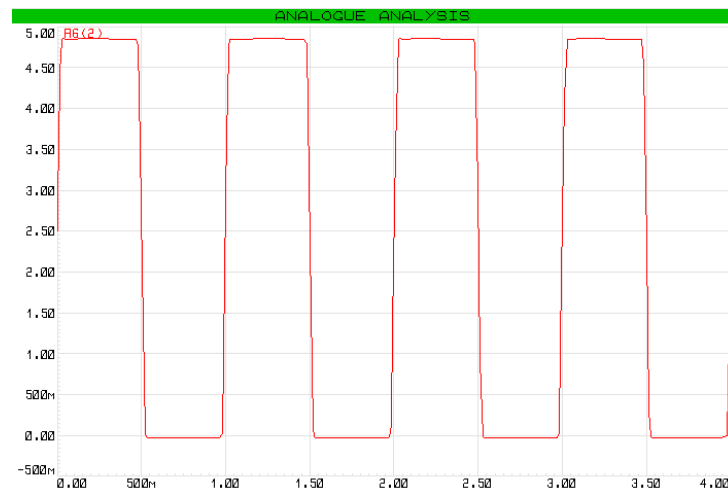
Figura 33 – Esquemático da tensão de polarização direta (à direita) e reversa (à esquerda) do diodo *Zener* no circuito ceifador.



Fonte: Autor (2025).

A resposta obtida na simulação, por outro lado, mostra um limite superior de $4,85V$ e inferior de $-0,029V$ (Figura 34), o que está em consonância com os valores de tensão suportados pelo *Arduíno UNO* de $0V$ a $5V$.

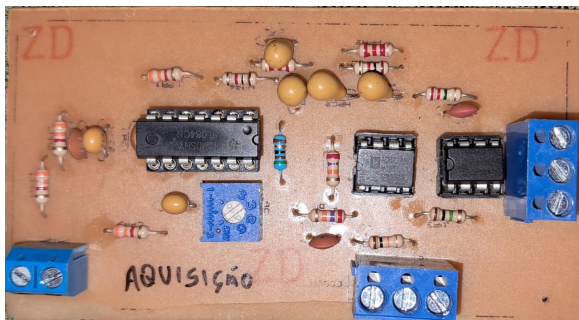
Figura 34 – Esquemático da resposta do circuito elevador/ceifador para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$.



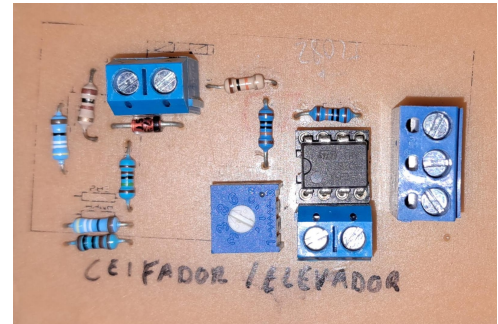
Fonte: Autor (2025).

Com isto, projetou-se duas placas de circuito impresso, sendo a primeira compreendendo a diferenciação, filtragem e ajuste do sinal, e a segunda o molde deste em uma faixa de valores aceitáveis para digitalização através do microcontrolador. As figuras 35a e 35b elencam o sistema desenvolvido.

Figura 35 – Placas de circuito impresso da primeira etapa (circuito passa-altas, passa-baixas, restaurador de linha de base e *Right Leg Driven*) (à esquerda) e da segunda etapa (ceifador e elevador) (à direita) do sistema de aquisição.



(a) Circuito de aquisição.



(b) Circuito elevador e ceifador.

Fonte: Autor (2025).

3.3 FILTRAGEM EM HARDWARE

Considerando os trabalhos de (MANFIO, 2021; ADAMEK, 2019; NAAZ et al., 2016; LOPES; BACCARINI et al., 2018; DOBRA; SUSCA, 2016), escolheu-se cinco topologias a serem implementadas em bancada, tal escolha é proveniente de levantamento bibliográfico, o qual destaca as principais topologias de *notch* mais utilizadas na aquisição de sinais fisiológicos em geral, à exemplo do sinal eletroencefalográfico, eletrocardiográfico e eletromiográfico.

O fator de qualidade, de modo geral, é definido por:

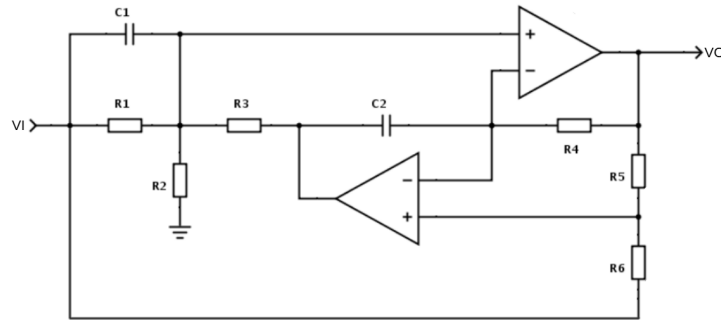
$$Q = \frac{f_{central}}{BW} \quad (3.22)$$

Sendo $f_{central}$ a frequência de central do filtro e BW a largura de banda, obtida a partir da diferença entre as frequências de corte superior e inferior, respectivamente.

Ainda que não haja um consenso sobre o fator de qualidade entre as bibliografias de (BISWAL et al., 2023; GUPTA; BHANDARI; KAUR, 2018; NAAZ et al., 2016; RATHKE, 2008; ADUR, 2008) no presente trabalho, para fins igualitários de comparação entre as topologias, Q foi fixado em 3, para isso, realizou-se a média aritmética dos fatores de qualidade dos trabalhos supracitados.

3.3.1 Topologia *Fliege*

A topologia *Fliege* se destaca por proporcionar uma rejeição mais seletiva. A estrutura implementada permite definir a frequência central e o fator de qualidade através de parâmetros independentes, o que viabiliza o ajuste fino de Q , sem que haja variação em f_0 (SANTOS et al., 2024).

Figura 36 – Esquemático do filtro *notch* Fliege.

Fonte: Autor (2025).

As equações matemáticas para dimensionamento são as seguintes, considerando $R_3 = R_4$, $R_1 = R_2$ e $R_5 = R_6 = 10K\Omega$, sendo que estes últimos são arbitrários para ajuste do comportamento:

Para R_3 e R_4 :

$$f_{central} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (3.23)$$

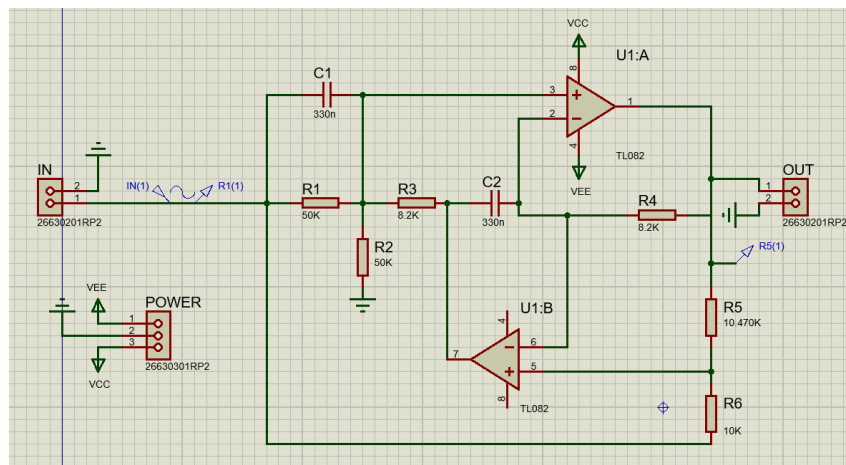
$$60 = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot 330n} \therefore R_3 = R_4 = 8K\Omega \quad (3.24)$$

Para R_1 e R_2 :

$$R_1 = R_2 = 2 \cdot Q \cdot R_3 \quad (3.25)$$

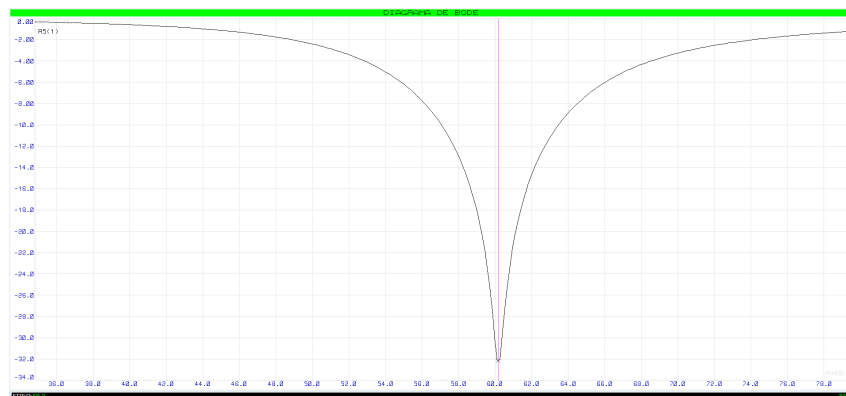
$$R_1 = R_2 = 2 \cdot 3 \cdot 8K \therefore R_1 = R_2 = 48K \quad (3.26)$$

Cuja simulação é visualizada na Figura 37.

Figura 37 – Esquemático da simulação do filtro *notch* *Fliege*.

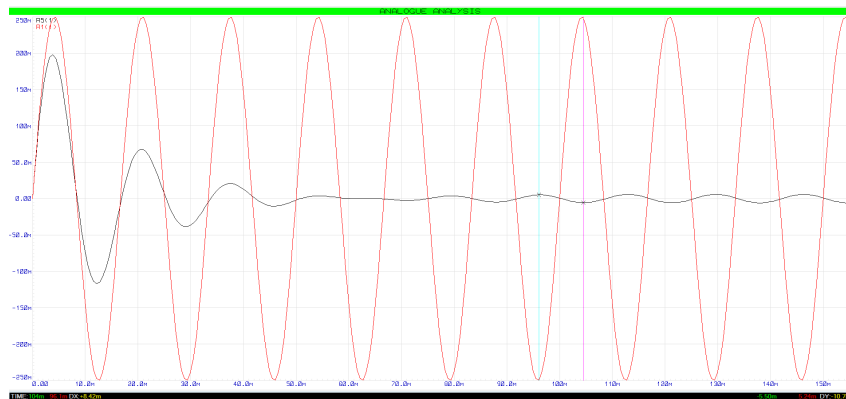
Fonte: Autor (2025).

A resposta em frequência (Figura 38) mostra $f_{central} = 59,66Hz$, uma largura de banda de $50,24Hz - 70,80Hz$ ($BW = 20,56Hz$), o que infere um $Q = 2,9$, com erro relativo de 3,3%.

Figura 38 – Resposta em frequência do filtro *notch* *Fliege*.

Fonte: Autor (2025).

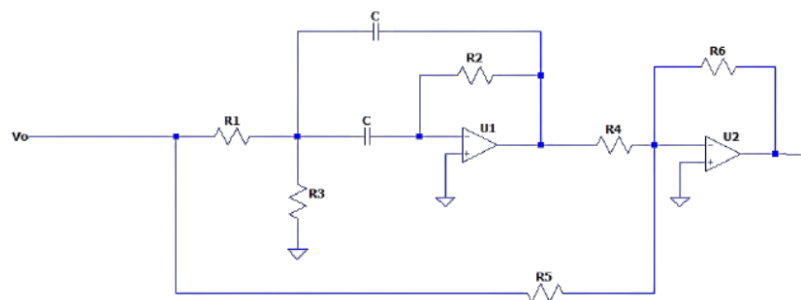
A resposta do filtro (Figura 39) para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$ a $60Hz$ ilustra uma atenuação de $48,5mV$.

Figura 39 – Resposta do filtro *notch Fliege* (em vermelho a entrada, em preto a saída).

Fonte: Autor (2025).

3.3.2 Topologia *MultipleFeedBack*

O *MultipleFeedBack* (Figura 40), em contraste com a topologia *Sallen-Key*, utiliza o amplificador operacional em configuração integradora, de modo que os parâmetros do dispositivo passam a influenciar de forma mais significativa a função de transferência. Ademais, a obtenção de Q elevado em frequências altas torna-se limitada pelo ganho de malha aberta do amplificador operacional (JUNG, 2005).

Figura 40 – Esquemático do filtro *notch MultipleFeedBack*.

Fonte: (MANFIO, 2021).

Para o dimensionamento, foram aplicadas as seguintes equações, derivadas da função de transferência do circuito:

$$C = \frac{10\mu}{f_{central}} = \frac{10\mu}{60} = 166,6nF \quad (3.27)$$

Uma vez que na Série *E12* de capacitores não existe $166nF$, arredondou-se para $150nF$.

Os cálculos para obtenção dos resistores:

$$R_1 = \frac{Q}{2 \cdot \omega \cdot C} = \frac{3}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} = 26,5K\Omega \quad (3.28)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{Q^2 - 1} = \frac{26,5K}{3^2 - 1} = 3,31K\Omega \quad (3.29)$$

$$R_4 = 4 \cdot R_1 = 106,08K\Omega \quad (3.30)$$

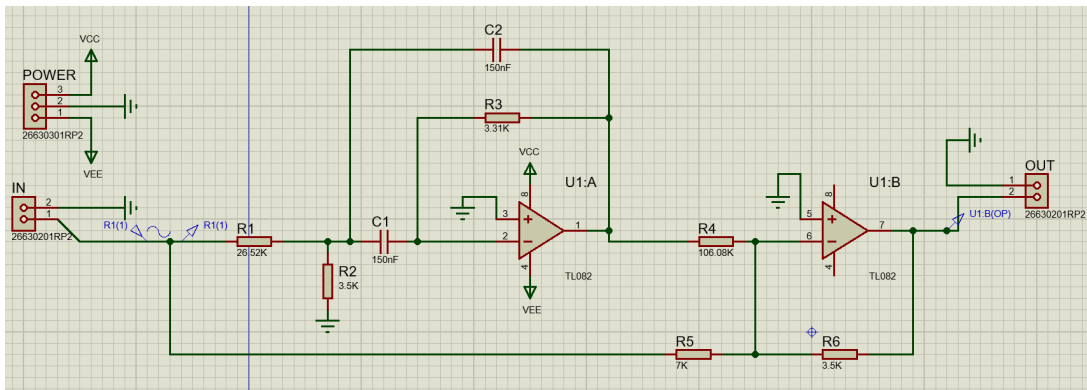
O valor de R_3 é arbitrário, permitindo maior regulação do ganho.

$$R_5 = 2 \cdot R_3 = 2 \cdot 3,5K = 7K\Omega \quad (3.31)$$

$$R_6 = R_3 = 3,5K\Omega \quad (3.32)$$

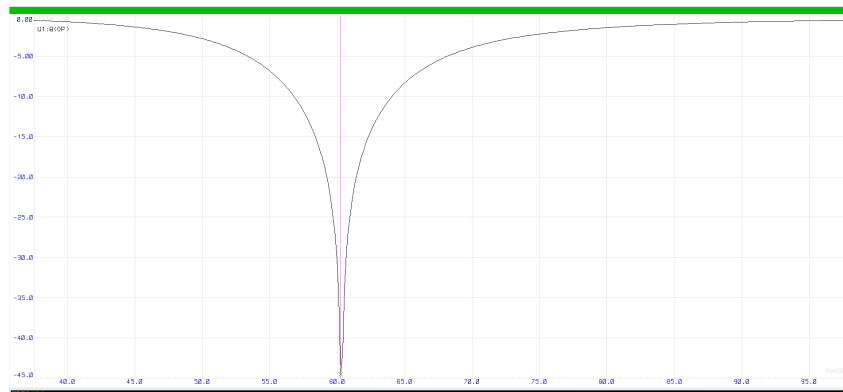
A partir dos dados supracitados, realizou-se a simulação pautada na Figura 41, mantendo os mesmos valores comerciais obtidos em bancada.

Figura 41 – Esquemático do filtro *notch* *MFB*.



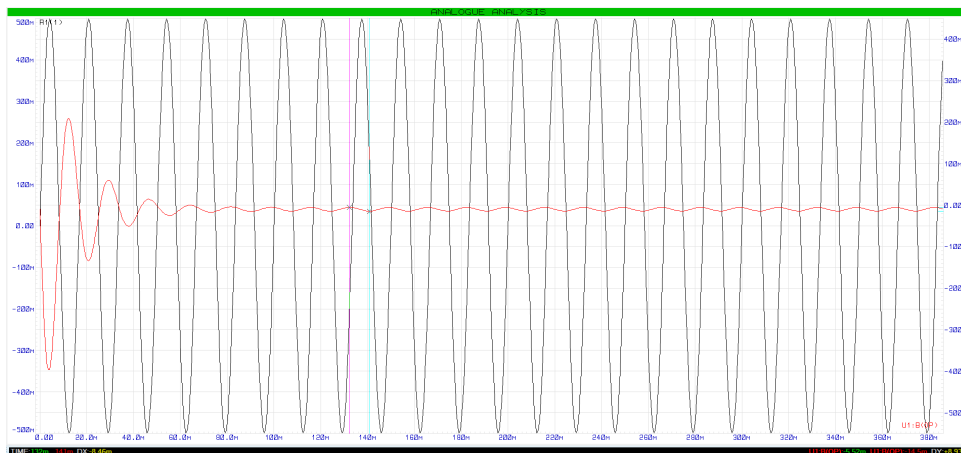
Fonte: Autor (2025).

A resposta em frequência é pautada na Figura 42, onde evidencia-se $f_{central} = 60,25Hz$, e uma frequência e corte inferior e superior, respectivamente de $50,38Hz$ e $72,23Hz$ ($BW = 21,85Hz$) e, conseqüentemente, um $Q = 2,75$, com erro relativo de $8,3\%$.

Figura 42 – Resposta em frequência do filtro *notch* *MFB*.

Fonte: Autor (2025).

Diante disso, injetou-se, na entrada do filtro, uma senoide de amplitude $1V_{pp}$ e $60Hz$ de frequência, para simular o comportamento do artefato de rede.

Figura 43 – Resposta do filtro *notch* *MFB* para entrada de $1V_{pp}$ a $60Hz$ (em preto a entrada, em vermelho a saída).

Fonte: Autor (2025).

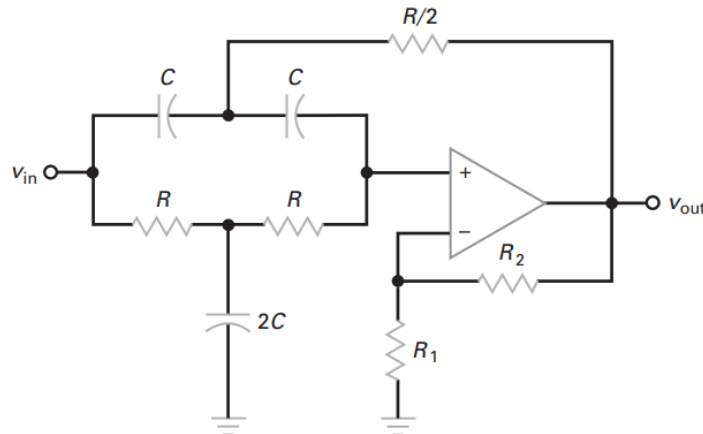
A Figura 43, mostra a entrada e a saída do filtro, cuja atenuação obtida foi de $9,11mV$ na frequência de $60Hz$.

3.3.3 Topologia *Sallen-Key*

A topologia *Sallen-Key* é uma das mais utilizadas em razão de sua menor dependência entre o desempenho do filtro e o desempenho do amplificador operacional, isso ocorre pelo fato de que nessa configuração o amplificador operacional age como um amplificador,

ao contrário de um integrador, que minimiza o ganho e largura de banda (JUNG, 2005). A Figura 44 mostra o arranjo da topologia *Sallen-Key* de 2ª ordem:

Figura 44 – Esquemático do filtro *notch Sallen-Key* elencando as relações entre resistores e capacitores.



Fonte: (MALVINO; BATES, 2016).

Outra vantagem está no fato de que a razão entre os maiores e os menores valores de resistores e capacitores tende a ser pequena, o que simplifica a implementação prática. Em contrapartida, na configuração *Sallen-Key*, o fator de qualidade (relacionado a R_1 e R_2 da Figura 44) apresenta elevada sensibilidade às variações dos componentes, sobretudo quando se busca um Q elevado, condição que pode comprometer a estabilidade do sistema (MANFIO, 2021).

Para dimensionar os componentes do circuito, foi utilizada a Equação 3.23:

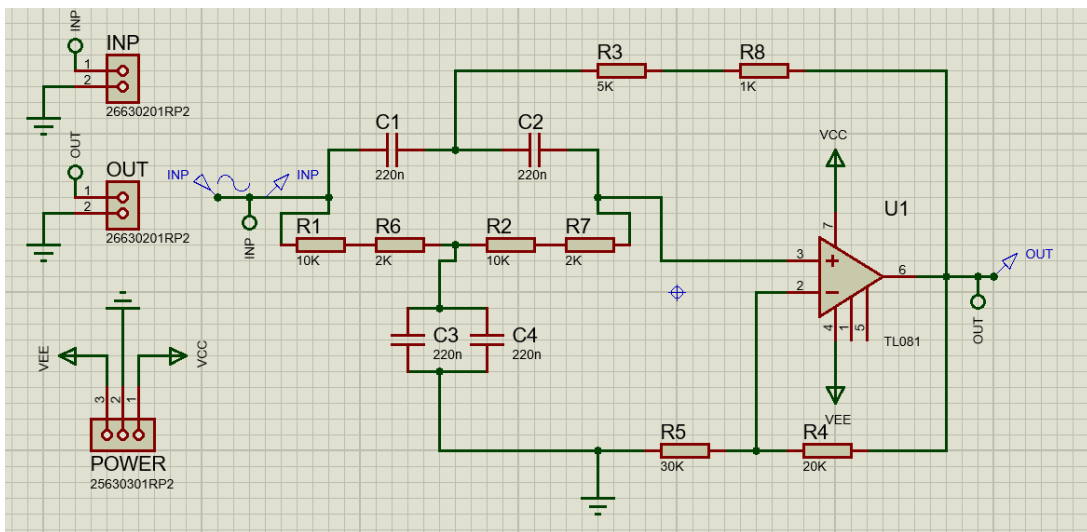
Assumindo $C = 220nF$ e a frequência de central $60Hz$:

$$60 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot 220 \cdot 10^{-9}} \therefore R \approx 12K \quad (3.33)$$

E um ganho 1,5:

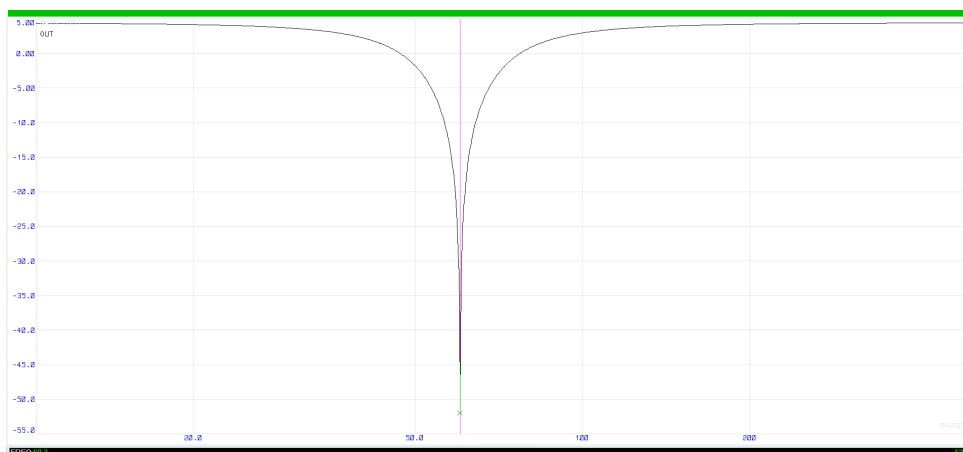
$$G = \frac{R_2}{R_1} + 1 \therefore G = \frac{20K}{30K} + 1 \therefore G \approx 1,6 \quad (3.34)$$

A partir dos cálculos supracitados, realizou-se a simulação no software *Proteus*, pautada na Figura 45.

Figura 45 – Simulação do filtro *notch* Sallen-Key.

Fonte: Autor (2025).

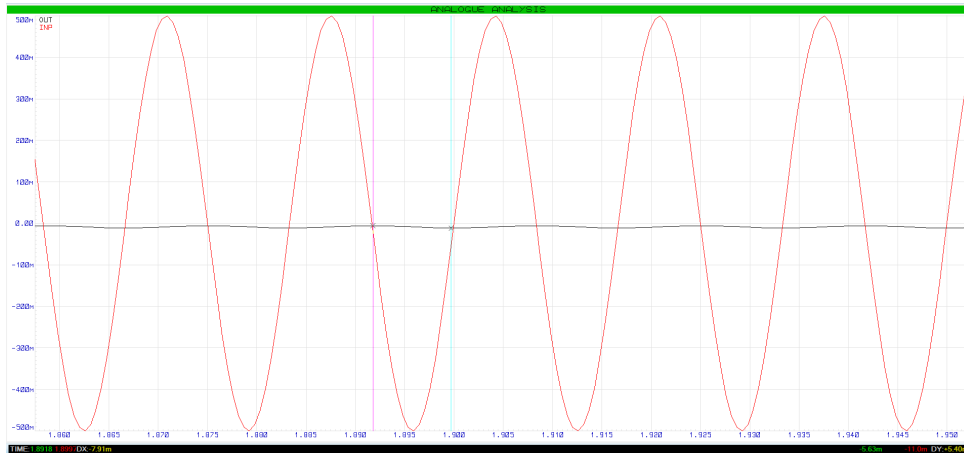
Onde a resposta em frequência simulada é ilustrada na Figura 46, na qual foi obtida uma frequência central de rejeição em $59,97Hz$, uma largura de banda de $49,28Hz$ a $73,21Hz$ ($BW = 23,93Hz$) e um fator de qualidade (baseado na Eq. 3.22) de $2,506$, próximo do que fora estabelecido na Seção 3.3, com erro relativo de 16% .

Figura 46 – Resposta em frequência do filtro *notch* Sallen-Key.

Fonte: Autor (2025).

No que tange ao sinal de saída do filtro, elencado na Figura 47, evidencia-se a atenuação de $26,3mV$, para uma entrada senoidal de $1v_{pp}$ com uma frequência de $60Hz$.

Figura 47 – Resposta do filtro *notch Sallen-Key* para uma entrada de $1V_{pp}$ a uma frequência de $60Hz$ (em vermelho a entrada, em preto a saída).

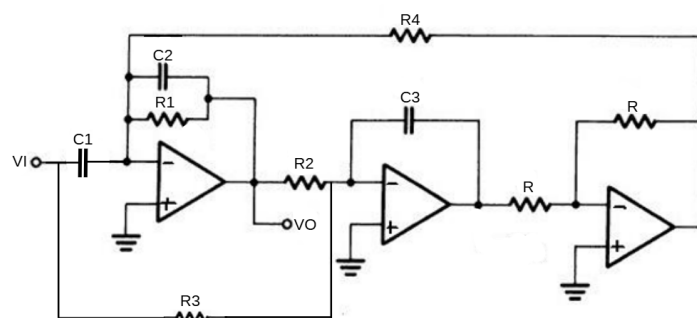


Fonte: Autor (2025).

3.3.4 Topologia *Tow-Thomas*

(SEBRA; SMITH, 2007) classifica a topologia *Tow-Thomas* como um *biquad* do tipo variável de estado, que opera com dois integradores em cascata e um estágio de realimentação, o que resulta em 3 saídas: um passa-faixa, um passa-baixas e um passa-altas, respectivamente no primeiro e segundo integrador e na realimentação. Nesse sentido, o rejeita-faixa é obtido a partir da combinação das saídas passa-baixas e passa-altas, nessa ordem, cujas características são mostradas na Figura 48.

Figura 48 – Esquemático do filtro *notch Tow-Thomas*.



Fonte: Autor (2025).

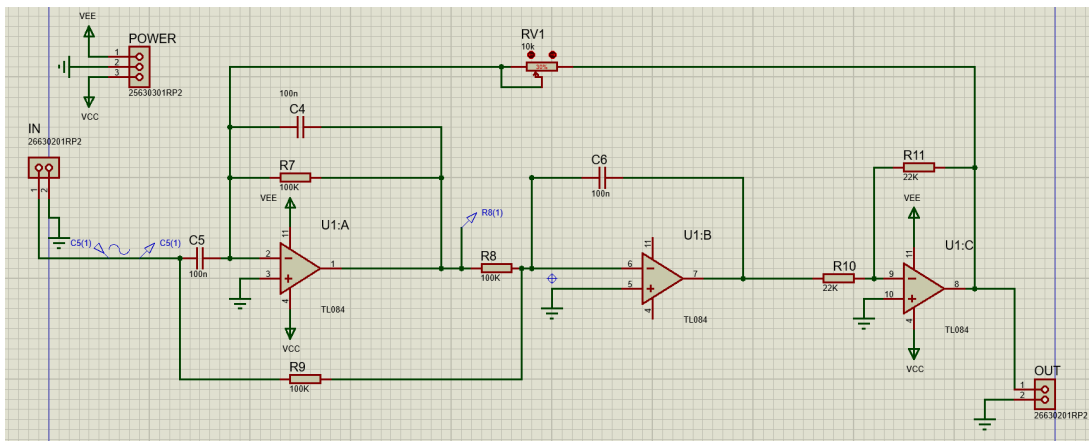
Para os cálculos, utilizou-se as seguintes fórmulas: fazendo $C_1 = C_2 = C_3 = 100nF$, $R_1 = R_2 = R_3 = 100k\Omega$ (arbitrário) e $R = 22K\Omega$, sendo este último para ajuste do ganho. Assim:

$$f_{central} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot \sqrt{R_2 \cdot R_4}} \quad (3.35)$$

$$R_4 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{central} \cdot C)^2 \cdot R_2} \therefore R_4 \approx 7K\Omega \quad (3.36)$$

Portanto, realizou-se a simulação, elencada na Figura 49.

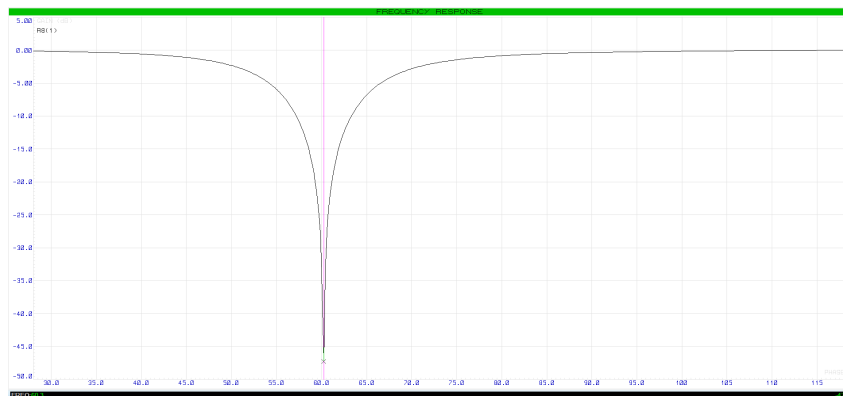
Figura 49 – Esquemático da simulação do filtro *notch* *Tow-Thomas*.



Fonte: Autor (2025).

Analisando a resposta em frequência, pautada na Figura 50, percebe-se uma frequência de atenuação máxima em $60,25Hz$ e com largura de banda de $51,51Hz - 69,54Hz$ ($BW = 18,03Hz$), o que infere $Q = 3,34$, com erro relativo de $11,3\%$.

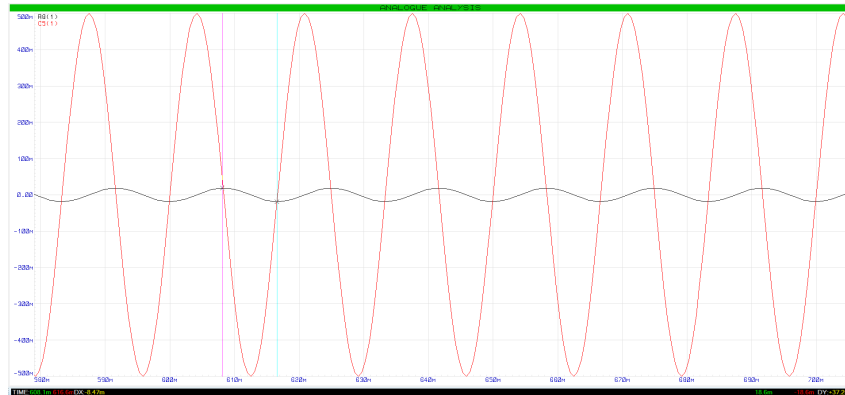
Figura 50 – Resposta em frequência do filtro *notch* *Tow-Thomas*.



Fonte: Autor (2025).

Para uma entrada de $1V_{pp}$ a $60Hz$, o filtro teve uma atenuação de $37,2mV$, que pode ser visualizada na Figura 51.

Figura 51 – Resposta do filtro *notch* *Tow-Thomas* (em vermelho a entrada, em preto a saída).

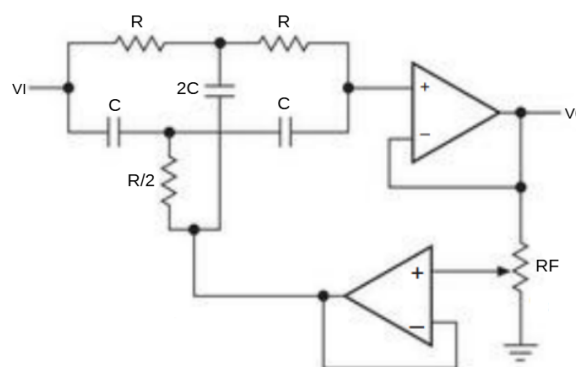


Fonte: Autor (2025).

3.3.5 Topologia *Twin-T*

O filtro *notch* *Twin-T* apresenta desempenho semelhante ao *Sallen-Key*, porém, diferentemente deste, emprega dois amplificadores (Figura 52), sendo um para atuação direta na formação da atenuação máxima na frequência central (em conjunto com os resistores e capacitores) e o outro dedicado ao controle do fator de qualidade (juntamente com RF), permitindo ajuste de seletividade e, conseqüentemente, da largura de banda (SANTOS et al., 2024; HOROWITZ; HILL, 2015).

Figura 52 – Esquemático do filtro *notch* *Twin-T*.



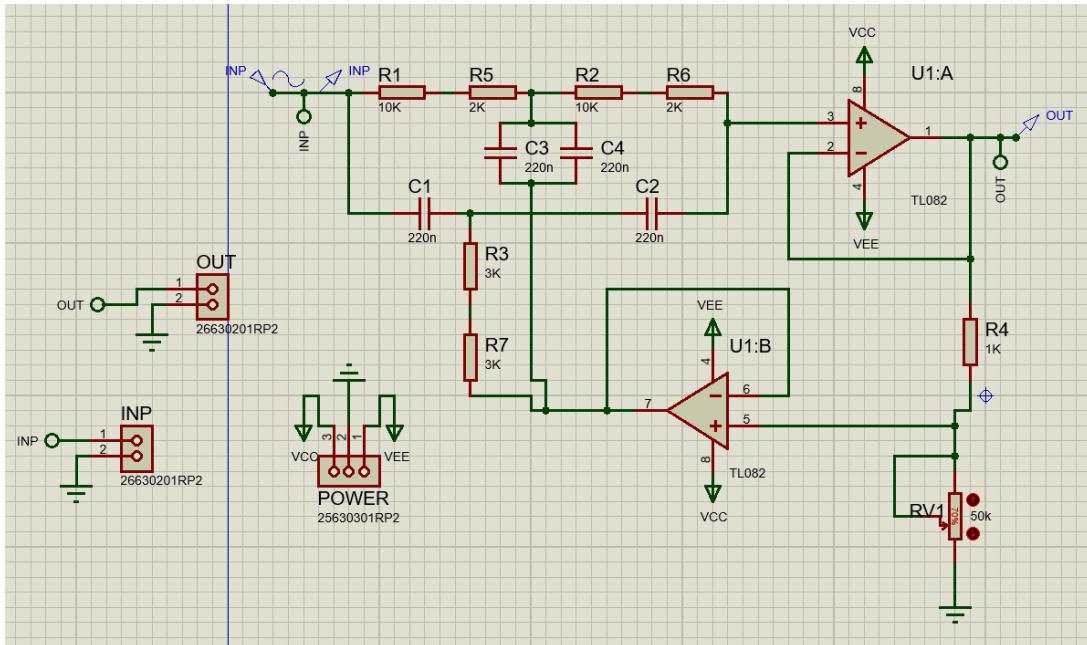
Fonte: (HOROWITZ; HILL, 2015).

Para calcular os valores de resistores, selecionou-se $C = 220nF$ e, baseado na Equação 3.23, tem-se:

$$60 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot 220nF} \therefore R \approx 12K\Omega \quad (3.37)$$

Diante disso, realizou-se a simulação, apresentada na Figura 53.

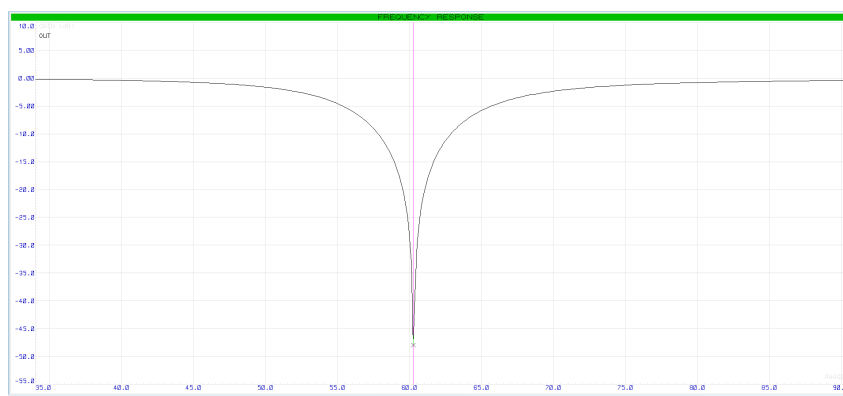
Figura 53 – Esquemático da simulação do filtro *notch Twin-T*.



Fonte: Autor (2025).

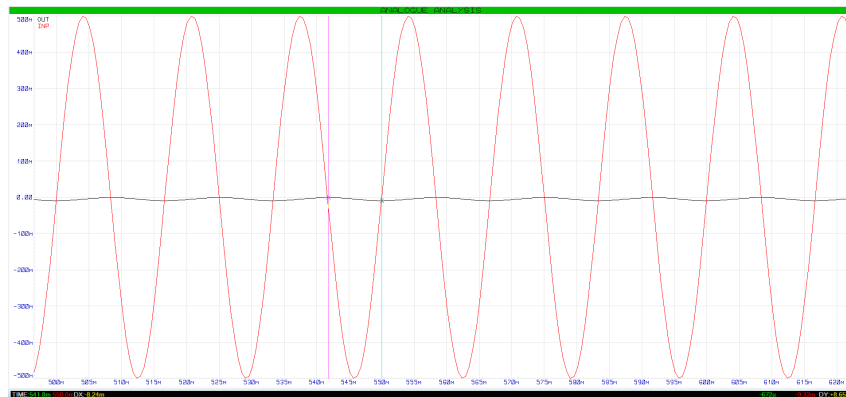
A resposta em frequência do filtro é mostrada na Figura 54, na qual a frequência central é $60,25\text{Hz}$, com uma largura de banda de $53,18\text{Hz} - 68,37\text{Hz}$ ($BW = 15,19\text{Hz}$), o que implica um fator de qualidade de $Q = 3,96$, cujo erro relativo é 32% .

Figura 54 – Resposta em frequência do filtro *notch Twin-T*.



Fonte: Autor (2025).

A saída do filtro, para uma entrada de $1V_{pp}$ a 60Hz , é mostrada na Figura 55 e obteve atenuação de $8,63\text{mV}$.

Figura 55 – Resposta do filtro *notch Twin-T* (em vermelho a entrada, em preto a saída).

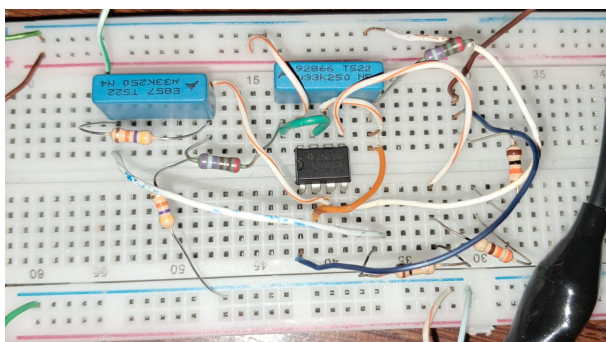
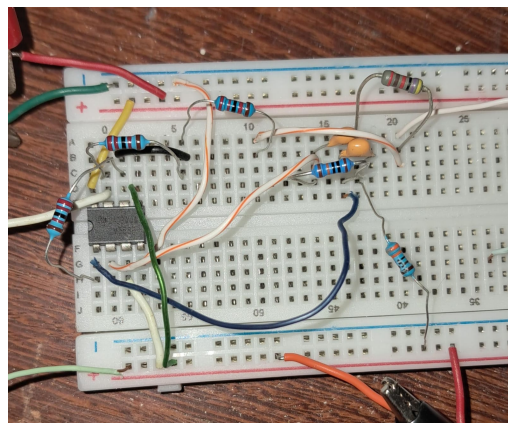
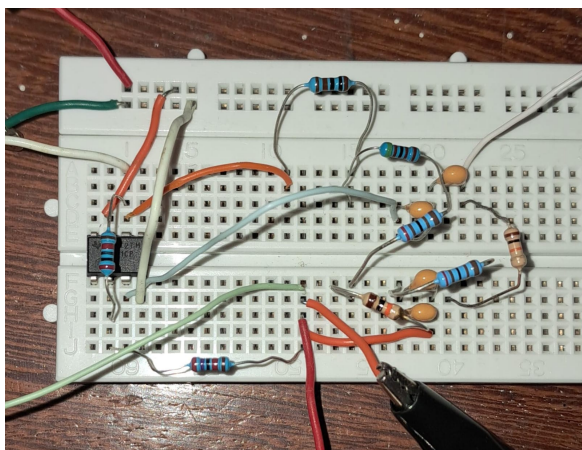
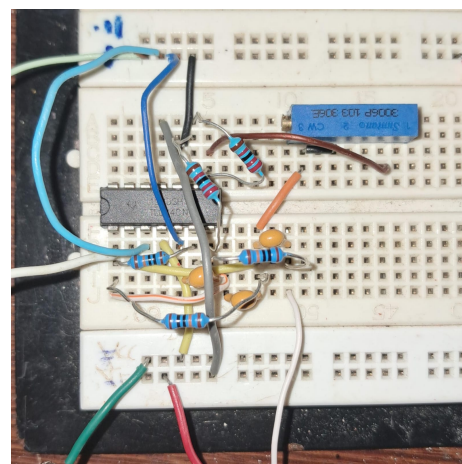
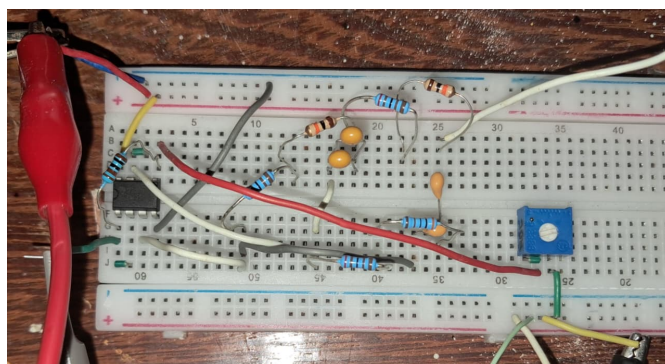
Fonte: Autor (2025).

3.3.6 Protocolo de Validação

Após o dimensionamento teórico realizado na Seção 3.3, adotou-se um protocolo de validação experimental em duas etapas, objetivando confirmar a coerência entre o comportamento previsto nas simulações e a implementação física do circuito em bancada.

Primeiramente, o filtro simulado foi montado em *protoboard*, etapa escolhida porque permite ajustes rápidos e substituição imediata dos componentes, além de facilitar a verificação preliminar do funcionamento e também a identificação de erros de conexão. Essa fase foi utilizada como validação inicial, assegurando que o filtro apresentasse a rejeição esperada em $60Hz$.

As figuras a seguir (56a, 56b 56c, 56d e 56e), elencam as cinco topologias (*Fliege*, *MultipleFeedBack*, *Sallen-Key*, *Tow-thomas* e *Twin-T*), montadas em *protoboard*:

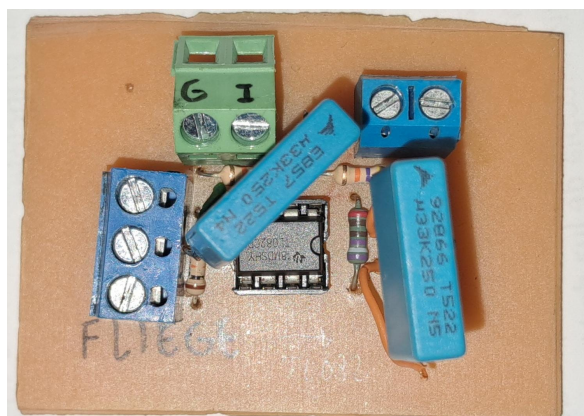
Figura 56 – Filtros analógicos montados em *protoboard*.(a) Topologia *Fliege*.(b) Topologia *MultipleFeedBack*.(c) Topologia *Sallen-Key*.(d) Topologia *Tow-Thomas*.(e) Topologia *Twin-T*.

Fonte: Autor (2025).

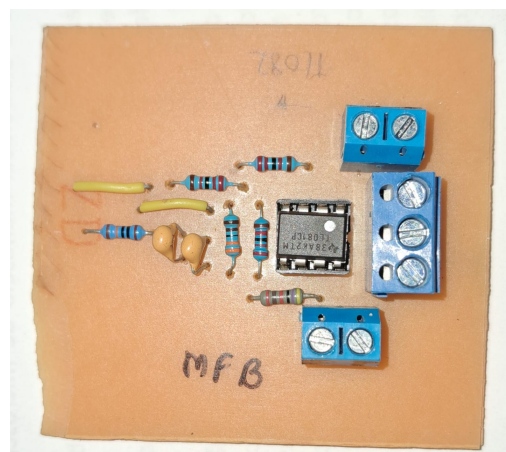
Após a confirmação do funcionamento em *protoboard*, procedeu-se à implementação final através da soldagem dos componentes na placa de circuito impresso, essa segunda etapa foi adotada para reduzir efeitos de acoplamento capacitivo e ruído proveniente da *protoboard*, aumentando a robustez do filtro.

A Figura 57, mostra o resultado final dos filtros em PCB:

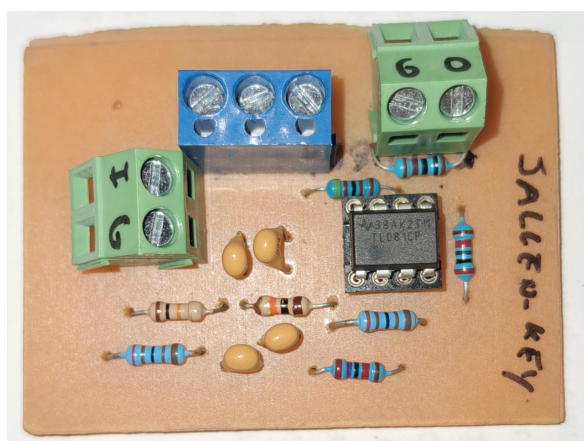
Figura 57 – Filtros analógicos finalizados em PCB.



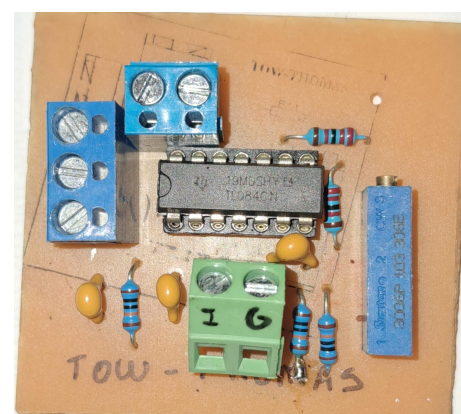
(a) Topologia *Fliege*.



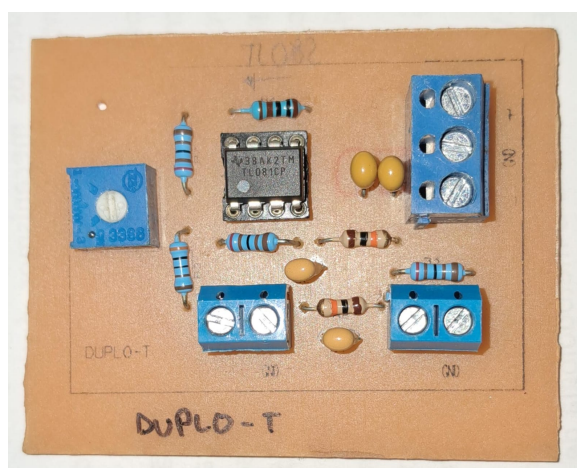
(b) Topologia *MultipleFeedBack*.



(c) Topologia *Sallen-Key*.



(d) Topologia *Tow-Thomas*.



(e) Topologia *Twin-T*.

Fonte: Autor (2025).

Assim sendo, o protocolo de validação consistiu em uma transição controlada da simulação para a montagem provisória e, por fim, para a integração em PCB, garantindo confiabilidade no desempenho final do filtro.

3.4 FILTRAGEM EM SOFTWARE

Nesta seção descreve-se a etapa de filtragem digital, na qual os filtros *notch* foram implementados computacionalmente a partir das funções de transferência associadas às cinco topologias apresentadas na Seção 3.3. A filtragem foi realizada no *MatLab* sobre um sinal bruto previamente adquirido pelo sistema descrito na Seção 3.2, o qual continha, resumidamente, apenas o condicionamento por passa-altas e passa-baixas.

3.4.1 Obtenção das Funções de Transferência

A obtenção das funções de transferência foi realizada no domínio de *Laplace* objetivando representar o comportamento dinâmico de cada topologia preservando. Assim, em lugar de empregar exclusivamente a forma canônica do rejeita-faixa, procedeu-se à análise de cada circuito no plano- s , aplicando as relações de impedâncias e as leis dos nós, com os valores de componentes definidos no dimensionamento da Seção 3.3. Para cada configuração, a relação entrada-saída foi expressa pela Equação 2.1: $H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$.

Por conseguinte, as cinco topologias foram reconstruídas no *MatLab* por meio da inserção de resistores e capacitores conforme o arranjo original de cada filtro, permitindo a obtenção das funções $H(s)$ correspondentes. A fim de possibilitar a aplicação sobre sinais discretos, todas as funções contínuas foram discretizadas pela transformada bilinear (método de *Tustin*), escolhida por preservar estabilidade e realizar o mapeamento do eixo imaginário do plano- s para o círculo unitário no plano- z (SUSCA; DOBRA, 2016; OPPENHEIM; SCHAFFER, 2010; SMITH, 2003).

A conversão analógico-digital foi implementada também no *MatLab*, resultando, para cada topologia, em um filtro IIR descrito pelos coeficientes do numerador e do denominador no domínio- z .

3.5 PROCEDIMENTO DE CAPTAÇÃO DO SINAL

O protocolo de captação do sinal EMG foi conduzido pela própria autora deste trabalho, a qual atuou também como voluntária durante o processo de aquisição dos dados. A coleta do sinal foi realizada em condições controladas, no Laboratório de Engenharia Biomédica (E.Bio), seguindo as recomendações técnicas para posicionamento dos eletrodos, preparação da pele e minimização de interferências externas, de modo a garantir a qualidade e confiabilidade dos resultados.

3.5.1 Músculo, Posicionamento dos Eletrodos e Protocolo de Movimento

O músculo selecionado para a captação do sinal foi o Bíceps Braquial, com base nas recomendações do SENIAM (*Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment*

of Muscles) (SENIAM, 2024). Essa escolha se deve ao fato de ser um músculo superficial, de fácil identificação e com ativação bem evidente durante a flexão do cotovelo, o que favorece a obtenção de um sinal mais estável e com menor influência de músculos adjacentes (HERMENS et al., 2000).

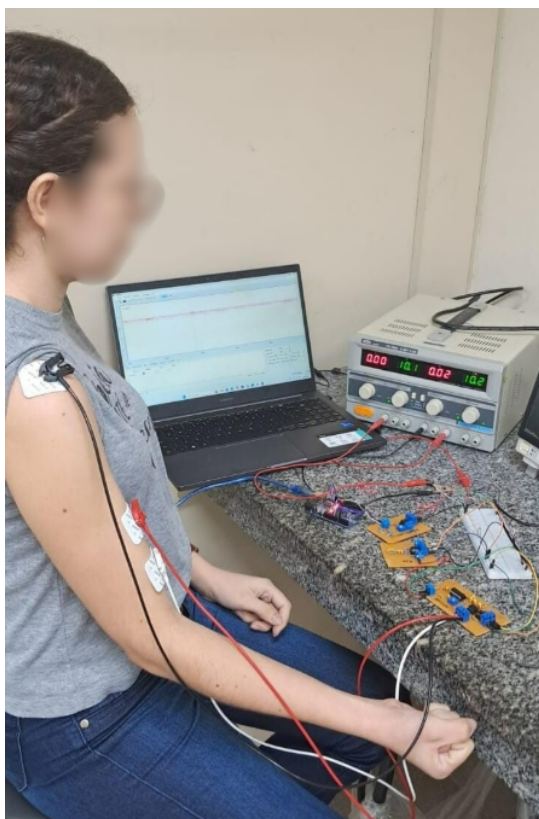
Antes da fixação dos eletrodos, realizou-se a preparação da pele com o objetivo de reduzir a impedância na interface eletrodo-pele e minimizar artefatos. Inicialmente, a região de interesse foi higienizada com sabão neutro e, em seguida, foi realizada abrasão leve da pele, de modo a remover impurezas e células mortas.

Quanto ao posicionamento, os eletrodos de superfície foram fixados sobre o ventre do Bíceps Braquial (eletrodo vermelho da Figura 58), na extremidade inferior do respectivo músculo (eletrodo branco da Figura 58) seguindo o alinhamento das fibras musculares, o eletrodo de referência (eletrodo preto da Figura 58) foi instalado na região do ombro, em um ponto com menor atividade muscular, com a finalidade de reduzir interferências e contribuir para a melhora da qualidade do sinal coletado (RATHKE, 2008).

O protocolo de movimento consistiu na execução de cinco contrações voluntárias do Bíceps Braquial, realizadas de maneira controlada, com duração total não superior a 15 segundos. Esse procedimento foi adotado para evitar fadiga muscular e manter a repetibilidade entre as contrações, permitindo uma análise mais consistente do sinal obtido (HERMENS et al., 2000).

A Figura 58 ilustra o protocolo supracitado.

Figura 58 – Procedimento de captação do sinal eletromiográfico no músculo Bíceps Braquial, com a voluntária posicionada de forma sentada e os eletrodos de superfície devidamente fixados para a aquisição do sinal.



Fonte: Autor (2025).

3.6 MÉTODOS DE ANÁLISE DE DESEMPENHO

A avaliação quantitativa do desempenho dos filtros rejeita-faixa foi realizada através de métricas consolidadas na literatura de processamento de sinais biomédicos. Esta seção descreve os métodos empregados para caracterizar a eficácia da atenuação do ruído de 60Hz e a preservação das características do sinal EMG.

3.6.1 Densidade Espectral de Potência

A Densidade Espectral de Potência constitui a métrica inicial para avaliação da atenuação em 60Hz , sendo utilizada de forma recorrente no processamento de biopotenciais (KONRAD, 2005; MERLETTI; PARKER, 2004). A PSD (Densidade Espectral de Potência) descreve a distribuição de potência do sinal ao longo do espectro de frequências, permitindo identificar e quantificar componentes espectrais indesejadas.

Neste trabalho, a PSD foi estimada através do método de *Welch* modificado, utilizando o periodograma com janelamento de *Hanning* (WELCH, 1967; OPPENHEIM;

SCHAFFER, 1999). A função janela de *Hanning* é definida por:

$$w[n] = 0.5 \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) \right), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.38)$$

foi aplicada ao sinal de comprimento N amostras para reduzir o vazamento espectral causado pela descontinuidade nas bordas da janela de análise (HARRIS, 1978). O periodograma foi calculado como:

$$\hat{P}_{xx}(f) = \frac{1}{N \cdot U} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot w[n] \cdot e^{-j2\pi f n / f_s} \right|^2 \quad (3.39)$$

onde $U = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w^2[n]$ é o fator de normalização da janela e f_s a frequência de amostragem (4 vezes a frequência de corte do passa-baixas do sistema de aquisição, ou seja, 4 vezes 300Hz) (STOICA; MOSES, 2005).

A transformada rápida de *Fourier* foi implementada com *zero-padding* até a próxima potência de 2 ($N_{FFT} = 2^{\lceil \log_2 N \rceil}$) para otimização computacional e interpolação no domínio da frequência, resultando em resolução espectral de $\Delta f = f_s / N_{FFT}$.

A métrica principal de desempenho (atenuação em 60Hz), foi calculada como a razão entre as potências espectrais médias antes e depois da filtragem, na banda de $59\text{Hz} - 61\text{Hz}$:

$$A_{60\text{Hz}}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{P_{xx}}(59-61 \text{ Hz})}{\overline{P_{yy}}(59-61 \text{ Hz})} \right) \quad (3.40)$$

onde $\overline{P_{xx}}$ e $\overline{P_{yy}}$ representam as médias das PSD do sinal bruto e filtrado, respectivamente, na banda especificada. A utilização de uma banda de $\pm 1 \text{ Hz}$ em torno da frequência nominal acomoda pequenas variações na frequência da rede elétrica e incertezas espectrais decorrentes da janela de *Hanning* (KESHTKARAN; YANG, 2014).

A conversão para decibéis (dB) utiliza o fator 10 por se tratar de razão entre potências. Para razões de amplitude, emprega-se o fator 20:

$$\text{dB}_{\text{potência}} = 10 \log_{10}(P_1/P_2) = 20 \log_{10}(A_1/A_2) \quad (3.41)$$

Critérios de aceitabilidade estabelecidos na literatura (LU et al., 2010; MEWETT; REYNOLDS; NAZERAN, 2004) indicam que atenuações superiores a 20dB são consideradas adequadas para remoção de interferência de 60Hz em sinais EMG, enquanto atenuações acima de 30dB caracterizam desempenho excelente.

3.6.2 RMS Janelado

O valor quadrático médio janelado foi empregado como métrica temporal complementar para avaliar a redução global de amplitude do sinal e caracterizar variações não-estacionárias (MERLETTI; PARKER, 2004). O RMS (Raiz Média Quadrática) é uma medida fundamental quando se trata de EMG, refletindo a energia do sinal e correlacionando-se com o nível de ativação muscular (WINTER, 2009).

O cálculo do RMS janelado foi realizado dividindo-se o sinal em janelas temporais deslizantes com sobreposição, conforme o procedimento padrão para análise de sinais EMG (KONRAD, 2005). Para cada janela i de comprimento W amostras, o RMS é definido por:

$$\text{RMS}_i = \sqrt{\frac{1}{W} \sum_{n=i}^{i+W-1} x^2[n]} \quad (3.42)$$

Os parâmetros adotados neste estudo foram:

- Comprimento da janela: $W = 100ms$, equivalente a 120 amostras para $f_s = 1200Hz$
- Sobreposição: 50% ($S = W/2 = 60$ amostras)
- Passo: $P = W - S = 60$ amostras

A escolha de janelas de $100ms$ baseia-se em recomendações de (HERMENS; FRIKIS, 2000), representando um compromisso entre resolução temporal e estabilidade estatística. A sobreposição de 50% aumenta a resolução temporal da curva RMS resultante, suavizando transições entre janelas consecutivas (LUCA, 2010).

O número total de janelas processadas é dado por:

$$N_{\text{janelas}} = \left\lfloor \frac{N - W}{P} \right\rfloor + 1 \quad (3.43)$$

Cada valor de RMS foi posicionado temporalmente no centro da janela correspondente, garantindo alinhamento temporal correto:

$$t_{\text{RMS}}[i] = \frac{(i - 1) \cdot P + W/2}{f_s} \quad (3.44)$$

A partir das curvas RMS dos sinais bruto e filtrado, foram calculadas as seguintes métricas de desempenho:

1. Atenuação global (dB):

$$A_{\text{global}} = 20 \log_{10} \left(\frac{\overline{\text{RMS}}_{\text{bruto}}}{\overline{\text{RMS}}_{\text{filtrado}}} \right) \quad (3.45)$$

2. Razão de atenuação:

$$R_{\text{RMS}} = \frac{\overline{\text{RMS}}_{\text{bruto}}}{\overline{\text{RMS}}_{\text{filtrado}}} \quad (3.46)$$

3. Redução percentual:

$$\Delta_{\%} = \left(1 - \frac{\overline{\text{RMS}}_{\text{filtrado}}}{\overline{\text{RMS}}_{\text{bruto}}} \right) \times 100\% \quad (3.47)$$

onde as barras denotam média temporal ao longo de todas as janelas.

A análise temporal via RMS janelado complementa a análise espectral ao revelar: (i) a consistência da atenuação ao longo do tempo, (ii) possíveis artefatos introduzidos pelo filtro, e (iii) preservação das características dinâmicas do sinal EMG (REAZ; HUSSAIN; MOHD-YASIN, 2006).

3.6.3 Relação Sinal-Ruído

A relação sinal-ruído foi estimada como métrica de qualidade do sinal pós-filtragem, definida por:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{\overline{\text{RMS}}_{\text{filtrado}}}{\overline{\text{RMS}}_{\text{ruído}}} \right) \quad (3.48)$$

onde $\overline{\text{RMS}}_{\text{ruído}}$ é o RMS médio do ruído extraído, estimado como $r[n] = x[n] - y[n]$, sendo $x[n]$ o sinal bruto e $y[n]$ o sinal filtrado.

Esta abordagem pressupõe alinhamento temporal entre os sinais, condição assegurada pelo uso de filtragem de fase zero via função `filtfilt` do MatLab, que elimina distorção de fase aplicando o filtro duas vezes (direto e reverso) (GUSTAFSSON, 1996). Valores de SNR superiores a $20dB$ indicam boa qualidade de sinal para análise EMG (CLANCY; MORIN; MERLETTI, 2002).

3.6.4 Resposta em Frequência do Filtro

A caracterização completa de cada filtro incluiu a análise de sua resposta em frequência, obtida através da transformada Z (para filtros digitais) ou transformada de Laplace (para filtros analógicos discretizados). A resposta em frequência foi avaliada em 4096 pontos igualmente espaçados entre 0 e $f_s/2$ para garantir resolução adequada (OPPENHEIM; SCHAFER, 1999).

A validação da estabilidade dos filtros IIR foi realizada verificando-se a localização de todos os pólos dentro do círculo unitário no plano z (PROAKIS; MANOLAKIS, 2006).

3.6.5 Preservação do Sinal EMG

Além da atenuação do ruído, foi fundamental avaliar a preservação das componentes espectrais relevantes do sinal EMG, a análise comparativa incluiu a inspeção visual da PSD nas bandas adjacentes a $60Hz$, o cálculo da distorção harmônica introduzida pelo filtro e, por fim, a análise temporal quantitativa da morfologia do sinal.

A métrica de preservação espectral foi avaliada pela razão:

$$P_{EMG} = \frac{\int_{10}^{300} P_{yy}(f) df}{\int_{10}^{300} P_{xx}(f) df} \quad (3.49)$$

onde valores próximos a 1 indicam boa preservação do conteúdo espectral (WIDROW et al., 1975).

3.6.6 Implementação Computacional

Todas as análises foram implementadas em *MatLab*, utilizando as funções da *Signal Processing Toolbox*. Os algoritmos desenvolvidos incluem:

- `periodogram`: cálculo da PSD com janelamento configurável
- `filtfilt`: filtragem de fase zero para filtros *IIR*
- `freqz`: resposta em frequência de filtros digitais
- `c2d`: discretização de filtros analógicos via transformação bilinear

3.6.7 Critérios de Comparação entre Filtros

A comparação entre os filtros analógicos e digitais implementados foi realizada com base nos seguintes critérios quantitativos:

1. **Eficácia primária:** Atenuação em $60Hz$
2. **Preservação do sinal:** Razão P_{EMG}
3. **Impacto energético:** Redução percentual do RMS global
4. **Qualidade resultante:** SNR do sinal filtrado

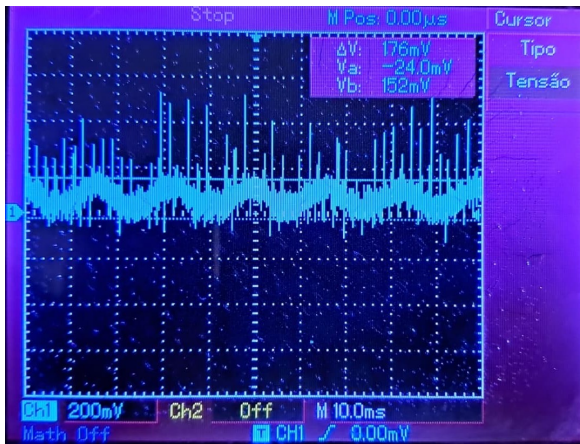
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados foram obtidos em duas etapas principais. A primeira etapa envolveu a validação dos filtros analógicos, onde se comparou o desempenho dos circuitos implementados em *protoboard* e em PCB, seguida da aquisição e análise do sinal EMG. A segunda etapa consistiu na implementação e avaliação dos filtros digitais, conforme metodologia descrita na Seção 3.6, aplicados diretamente aos sinais EMG previamente adquiridos. Por fim, a análise comparativa entre as abordagens analógica e digital foi conduzida para identificar o método de filtragem mais adequado ao processamento de sinais EMG.

4.1 DESEMPENHO EM *PROTOBOARD* E EM PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A priori, as 5 topologias analógicas foram montadas em *Protoboard* e posteriormente em PCB, de onde obteve-se os seguintes resultados elencados nas figuras 59 e 60 ambos para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$ a $60Hz$. A utilização desse sinal de teste é adequada por apresentar caráter determinístico e conteúdo espectral concentrado em uma única frequência, o que facilita a observação direta da atenuação promovida pelo filtro (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010; PROAKIS; MANOLAKIS, 2006)..

Figura 59 – Desempenho dos filtros analógicos em protoboard para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$.



(a) Desempenho do *Fliege* em *Protoboard*.



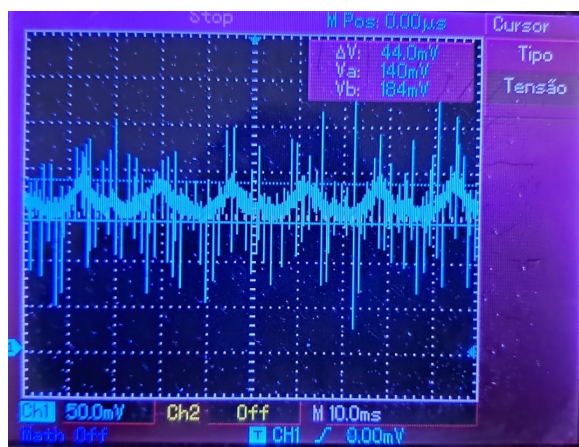
(b) Desempenho do *MultipleFeedBack* em *Protoboard*.



(c) Desempenho do *Sallen-Key* em *Protoboard*.



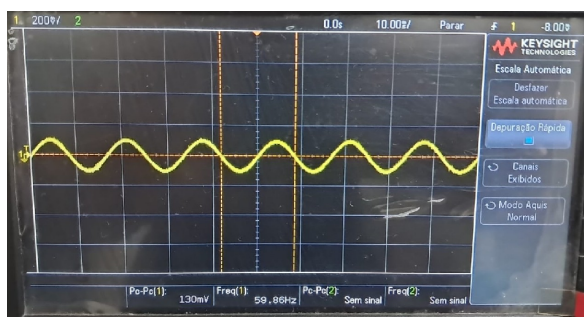
(d) Desempenho do *Tow-Thomas* em *Protoboard*.



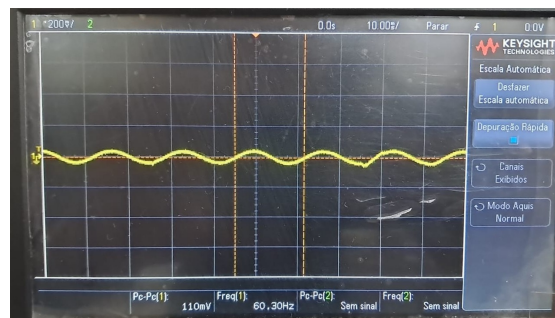
(e) Desempenho do *Twin-T* em *Protoboard*.

Fonte: Autor (2025).

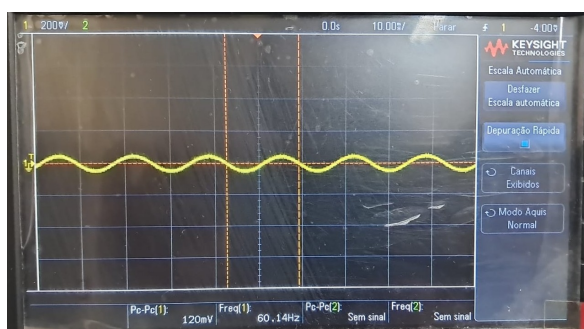
Figura 60 – Desempenho dos filtros analógicos em PCB para uma entrada senoidal de $1V_{pp}$.



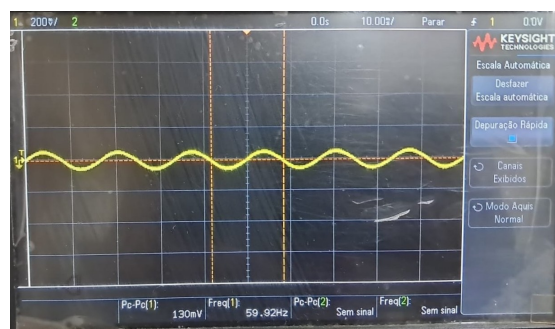
(a) Desempenho do *Fliege* em PCB.



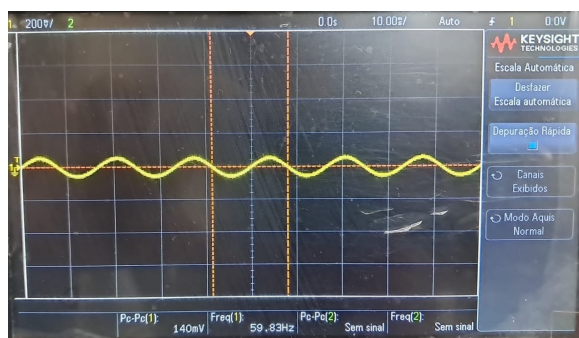
(b) Desempenho do *MultipleFeedBack* em PCB.



(c) Desempenho do *Sallen-Key* em PCB.



(d) Desempenho do *Tow-Thomas* em PCB.



(e) Desempenho do *Twin-T* em PCB.

Fonte: Autor (2025).

Ainda com base nas figuras 59 e 60, elaborou-se a Tabela 1, a qual contém os parâmetros obtidos em bancada no que se refere à frequência central, à atenuação e à largura de banda.

Tabela 1 – Comparação experimental dos filtros *notch* em *protoboard* e PCB

Topologia	Protoboard			PCB		
	$f_{central}$ (Hz)	BW (Hz)	Atenuação (V)	$f_{central}$ (Hz)	BW (Hz)	Atenuação (V)
<i>Fliege</i>	60,0	12	176 m	59,8	19	130 m
<i>Multiple Feedback</i>	60,2	15	136 m	60,3	11,6	110 m
<i>Sallen-Key</i>	59,8	19	116 m	60,1	19,5	120 m
<i>Tow-Thomas</i>	60,4	12	152 m	59,9	16,5	130 m
<i>Twin-T</i>	59,7	20	44 m	59,8	22	140 m

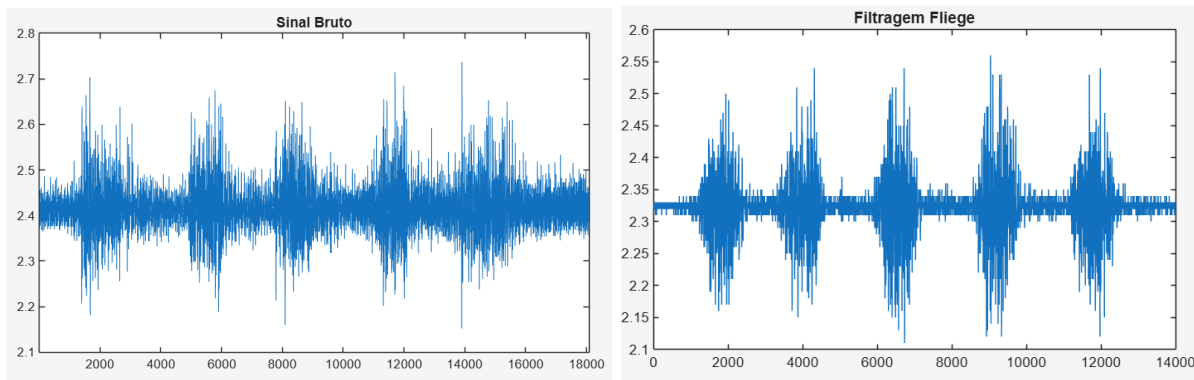
De modo geral, observa-se que a soldagem dos componentes em PCB resultou em um aumento da atenuação e em uma maior aproximação da frequência central dos filtros ao valor nominal de $60Hz$. Esse comportamento pode ser atribuído, principalmente, ao fato de que, na montagem em *proto-board*, são utilizados *jumpers* que apresentam resistências parasitas adicionais, somadas à resistência intrínseca da própria *proto-board*, o que afeta o desempenho elétrico e a estabilidade dos filtros.

Portanto, a implementação em PCB apresenta desempenho superior, uma vez que proporciona interconexões mais estáveis e consistentes, com menor influência de efeitos parasitas e do ambiente, o que contribui para a redução de variações nos parâmetros do circuito juntamente com uma maior fidelidade do comportamento do filtro.

4.2 DESEMPENHO DA FILTRAGEM ANALÓGICA

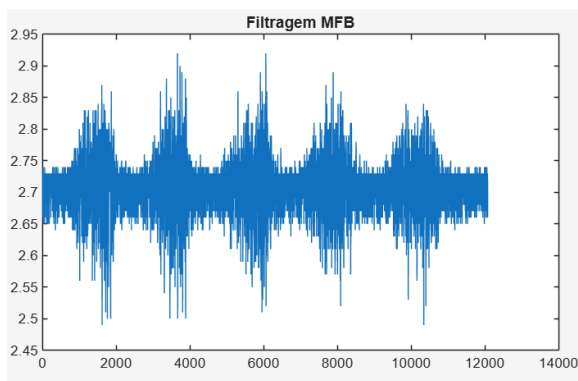
Após a realização da coleta do sinal EMG, seguindo os protocolos descritos na seção 3.5, obtiveram-se os sinais apresentados na Figura 61, sendo a Figura 61a correspondente ao sinal EMG bruto sem aplicação de filtro rejeita-faixa, mas com passa-altas e passa-baixas, enquanto as demais subfiguras apresentam os sinais resultantes da aplicação das diferentes topologias.

Figura 61 – Resultados das filtragens analógicas seguindo protocolo de 5 contrações do bíceps braquial (Amplitude x Amostras).

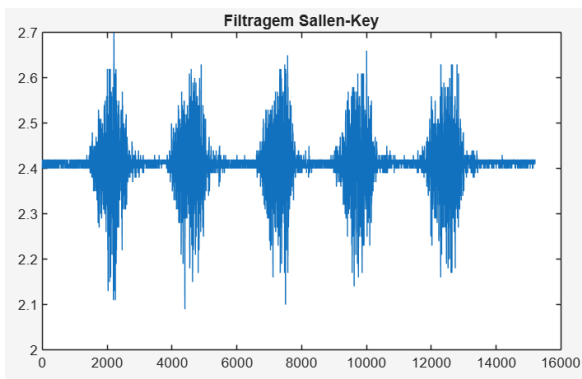


(a) Sinal EMG bruto.

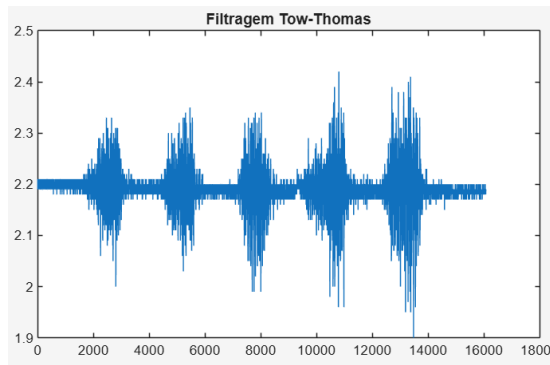
(b) Filtragem com *Fliege* analógico.



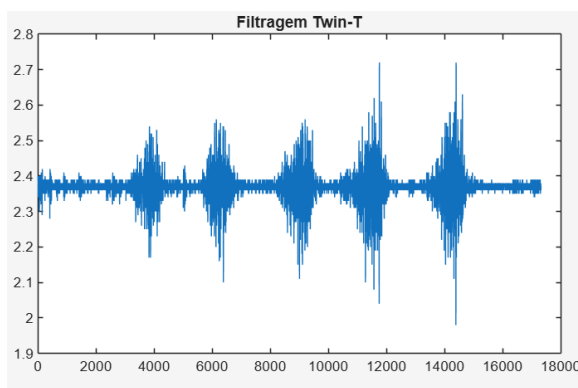
(c) Filtragem com *MultipleFeedBack* analógico.



(d) Filtragem com *Sallen-Key* analógico.



(e) Filtragem com *Tow-Thomas* analógico.



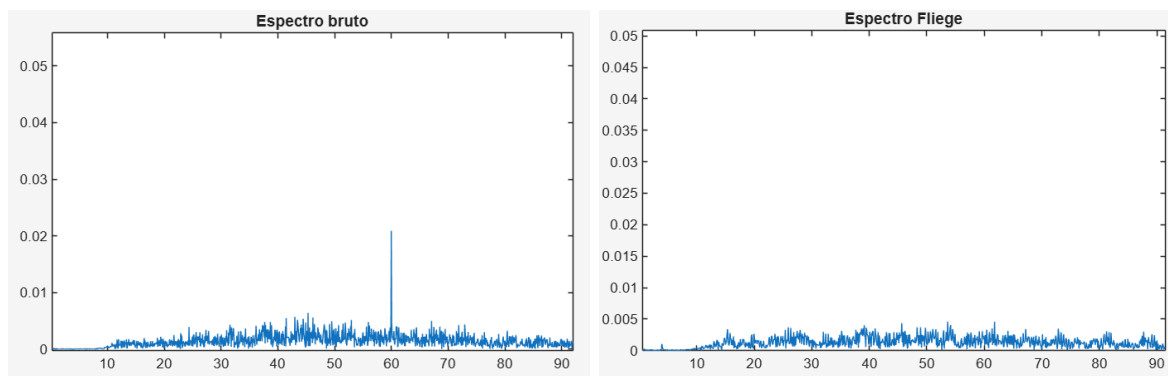
(f) Filtragem com *Twin-T* analógico.

Fonte: Autor (2025).

Nesse sentido, evidencia-se as 5 contrações bem divididas e visíveis caracterizadas por trechos de maior densidade e amplitude do sinal, intercalados por intervalos de menor amplitude, correspondentes aos estados de relaxamento. Além disso, nota-se que a amplitude e a espessura do traçado variam entre as topologias, indicando diferentes níveis de atenuação da componente de interferência e, em alguns casos como *Tow-Thomas* e *Twin-T*, alterações no nível global do sinal.

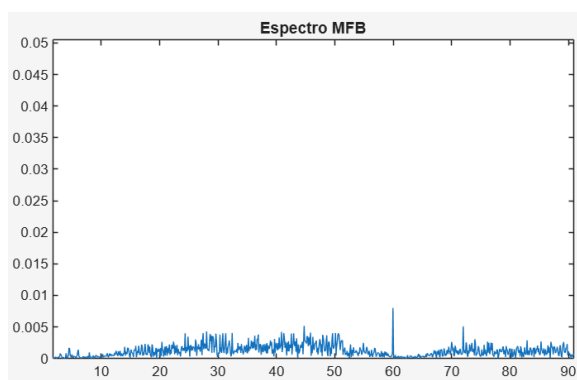
Além da análise no domínio do tempo, os espectros correspondentes aos sinais filtrados são apresentados na Figura 62, permitindo a avaliação do comportamento espectral de cada topologia.

Figura 62 – Espectros resultantes das filtragens analógicas (Amplitude (mV) x Frequência (Hz)).

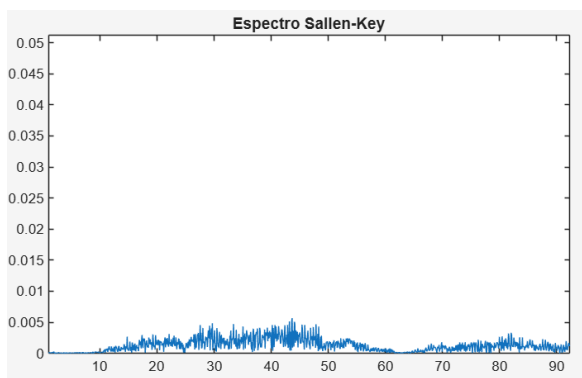


(a) Espectro do sinal EMG bruto.

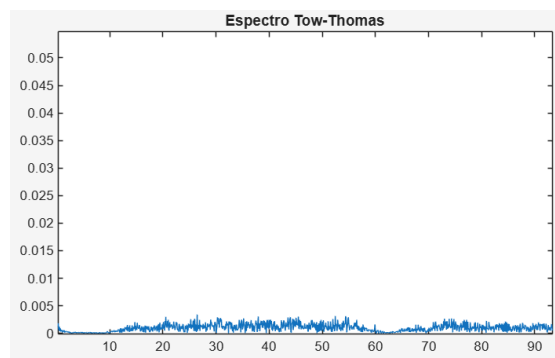
(b) Espectro após filtragem *Fliege* analógica.



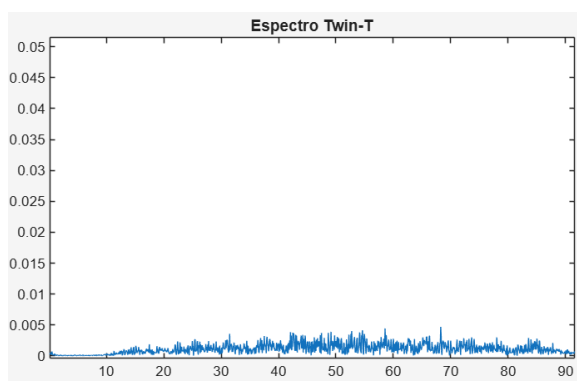
(c) Espectro após filtragem *MultipleFeedBack* analógica.



(d) Espectro após filtragem *Sallen-Key* analógica.



(e) Espectro após filtragem *Tow-Thomas* analógica.



(f) Espectro após filtragem *Twin-T* analógica.

Fonte: Autor (2025).

Nos espectros correspondentes às topologias *Fliege* 62b, *Sallen-Key* 62d, *Tow-Thomas* 62e e *Twin-T* 62f, o pico associado à interferência de rede torna-se pouco perceptível em relação ao nível espectral de fundo. No entanto, no caso do *MultipleFeedBack* 62c, ainda se verifica a presença de um pico residual na região de 60Hz , mesmo que com menor amplitude quando comparado a 62a, indicando uma rejeição menos efetiva relacionada a desvios de sintonia da frequência central provocados pelas tolerâncias dos resistores e capacitores utilizados na implementação do circuito, que alteram diretamente o valor da frequência de rejeição e do fator de qualidade.

Com as métricas de comparação assentadas em 3.6.7, que tangem à atenuação em 60Hz , preservação do sinal, redução do RMS e relação SNR, elaborou-se a Tabela comparativa 2.

Tabela 2 – Comparação de desempenho dos filtros *notch* analógicos.

Topologia	Atenuação em 60 Hz (dB)	Preservação do sinal (%)	Redução do RMS global (dB)	SNR (dB)
<i>Fliege</i>	7,20	61,00	4,29	-6,39
<i>Multiple Feedback</i>	10,28	77,70	2,19	-4,85
<i>Sallen-Key</i>	20,37	67,00	3,48	-6,23
<i>Tow-Thomas</i>	18,74	54,60	5,26	-7,07
<i>Twin-T</i>	8,85	60,90	4,31	-6,08

A partir dos valores apresentados na Tabela 2, verifica-se que, considerando o objetivo principal dos filtros rejeita-faixa, ou seja, a atenuação da interferência da rede elétrica em 60Hz , o filtro *Sallen-Key* apresentou o melhor desempenho dentre as topologias analógicas avaliadas, ao atingir a maior atenuação nessa frequência (20,37dB).

Com base nos critérios de aceitabilidade reportados na literatura (LU et al., 2010; MEWETT; REYNOLDS; NAZERAN, 2004), nos quais atenuações superiores a 20dB são consideradas adequadas para mitigação da interferência de 60Hz e valores acima de 30dB caracterizam desempenho excelente, observa-se que o *Sallen-Key* foi a única topologia que atingiu o patamar recomendado. O filtro *Tow-Thomas* também se destacou, com atenuação elevada (18,74dB) e próxima à obtida pelo *Sallen-Key*, situando-se muito próximo do limiar de aceitabilidade, enquanto as demais topologias apresentaram níveis de rejeição mais moderados.

Embora existam diferenças entre as taxas de preservação, observa-se que todas as topologias mantiveram valores superiores a 50%, indicando que, do ponto de vista fisiológico, o conteúdo do sinal de EMG foi preservado em nível global aceitável em todos os casos. Assim, a comparação pode ser conduzida pela atenuação em 60Hz , sem prejuízo significativo à integridade do sinal.

Observa-se, ainda, que a maior redução de RMS foi obtida pela topologia *Tow-Thomas*, indicando um efeito mais pronunciado sobre a energia total do sinal. Essa métrica foi empregada como indicador complementar do impacto da filtragem no domínio do tempo,

uma vez que, diferentemente da atenuação em $60Hz$ - que quantifica diretamente a rejeição da componente de rede - o RMS global agrega a energia de todas as componentes do EMG ao longo do registro. Por essa razão, seus valores não necessariamente acompanham a atenuação em $60Hz$. Assim, a redução do RMS deve ser interpretada em conjunto com a preservação do sinal, pois valores mais elevados podem refletir não apenas a mitigação do ruído de rede, mas também a atenuação de parcelas fisiológicas.

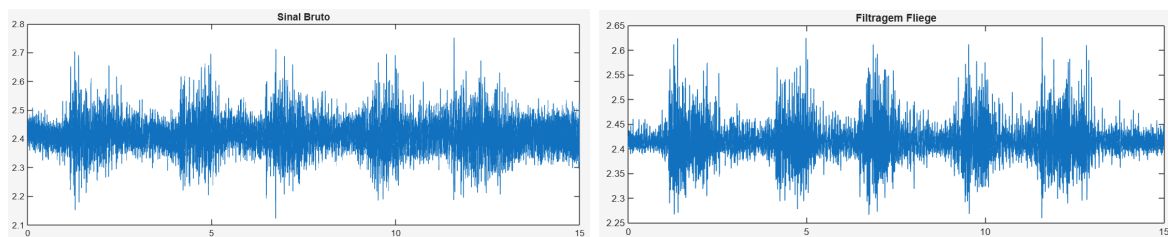
Por fim, o valor negativo do SNR obtido decorre do método de estimativa adotado, no qual o ruído é definido como a diferença entre os sinais bruto e filtrado, logo, o termo de ruído inclui não apenas a interferência da rede elétrica, mas também componentes fisiológicas atenuadas pelo processo de filtragem, o que pode resultar em valores de SNR baixos ou negativos (BECK et al., 2009). Ainda assim, a topologia *MultipleFeedBack* apresentou o melhor desempenho relativo de SNR, por ser o valor mais próximo de zero dentre as configurações avaliadas.

4.3 DESEMPENHO DA FILTRAGEM DIGITAL

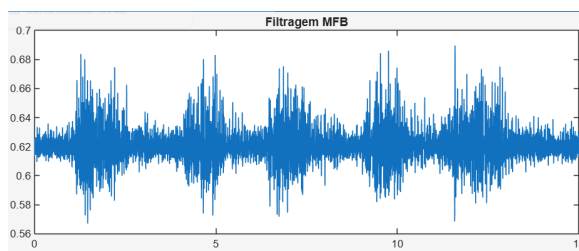
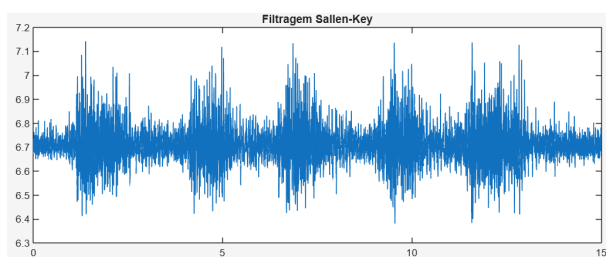
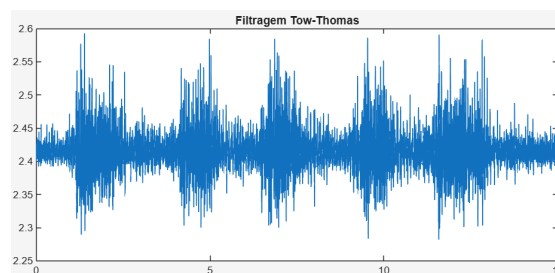
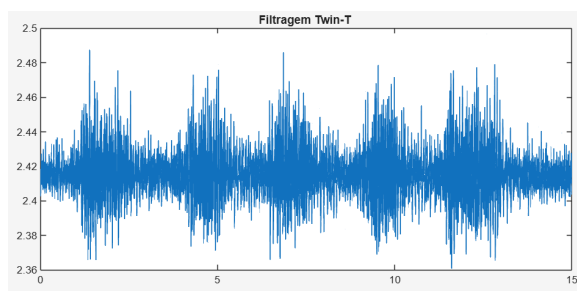
Esta seção aborda a avaliação do desempenho da filtragem digital, na qual as mesmas topologias de filtros rejeita-faixa analisadas no domínio analógico foram implementadas no domínio discreto via *MatLab*.

Os sinais no tempo filtrados digitalmente são pautados na Figura 63.

Figura 63 – Resultados das filtragens digitais (Amplitude x Tempo (s)).



(a) Sinal EMG bruto.

(b) Filtragem com *Fliege* digital.(c) Filtragem com *MultipleFeedBack* digital.(d) Filtragem com *Sallen-Key* digital.(e) Filtragem com *Tow-Thomas* digital.(f) Filtragem com *Twin-T* digital.

Fonte: Autor (2025).

A diferença visual entre os sinais filtrados de forma analógica e digital no domínio do tempo é explicada porque, no arranjo experimental utilizado, o sinal bruto não corresponde a um EMG totalmente sem tratamento, visto que ele já é condicionado pelo sistema descrito em 3.2 antes da digitalização. Assim, as comparações no tempo envolvem registros que já passaram por estágios analógicos que alteram a linha de base, a distribuição de energia do sinal e a rejeição de modo comum, além de que foram realizadas coletas distintas, o que naturalmente introduz variabilidade fisiológica do EMG e variações de acoplamento com a rede elétrica. Ademais, quando a rejeição de 60Hz ocorre no domínio analógico, reduz-se a interferência antes da quantização, preservando melhor a faixa dinâmica e

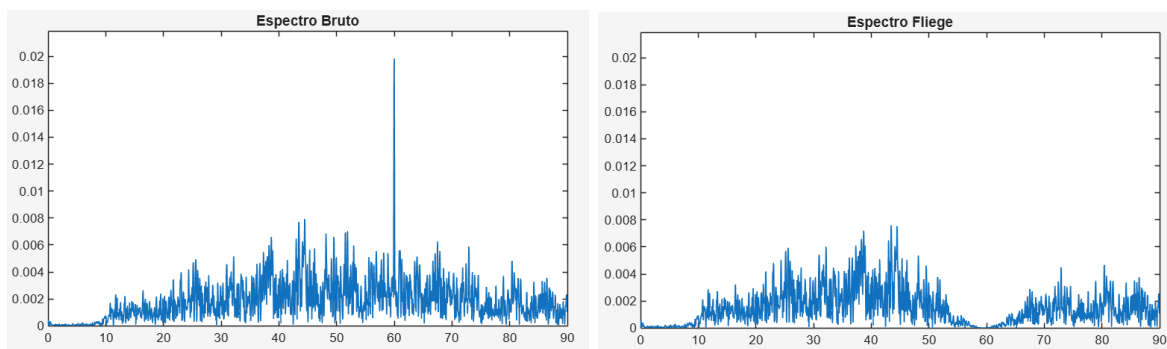
evitando efeitos como saturação e amplificação do ruído de quantização, tais efeitos, uma vez introduzidos na etapa de aquisição, não são totalmente reversíveis por filtragem digital, logo, para maior detalhamento, realiza-se a análise espectral. Portanto, uma aparência temporal mais limpa no caso analógico não implica erro do filtro digital, mas reflete a variação da posição do *notch* na cadeia de aquisição (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010; WIDROW et al., 1975).

Os respectivos espectros são elencados na Figura 64.

Nos espectros obtidos após a filtragem digital, observa-se uma atenuação mais pronunciada e consistente da componente em $60Hz$ quando comparada aos resultados analógicos, resposta coerente com o procedimento adotado, no qual as topologias analógicas foram recriadas no domínio digital mantendo os mesmos valores nominais de componentes, sendo posteriormente discretizadas por meio da transformada bilinear (*Tustin*). A aplicação da janela de *Hanning*, na estimativa espectral, contribui para a redução do vazamento espectral, permitindo uma visualização mais clara do comportamento do *notch* e da supressão da interferência de rede.

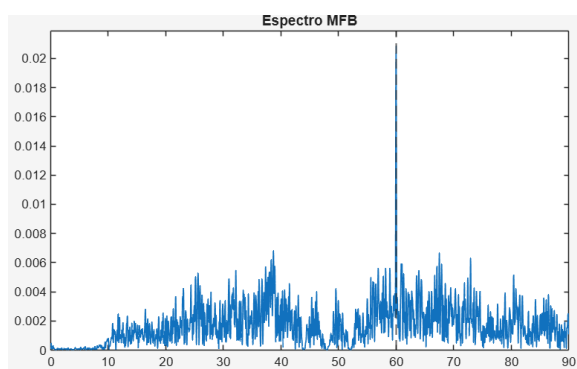
De modo geral, nota-se que as topologias digitais apresentam menor influência de desvios de sintonia, uma vez que não estão sujeitas às tolerâncias físicas dos componentes nem às condições do ambiente, o que resulta em um entalhe mais profundo e estável. Ainda assim, as diferenças entre as topologias permanecem visíveis, principalmente em 64c, onde observa-se a persistência de um pico em $60Hz$, ainda claramente distinguível em relação ao nível espectral de fundo, esse comportamento mostra que, mesmo após a discretização e janelamento, a topologia *MultipleFeedBack* digital, assim como a analógica, manteve uma rejeição menos profunda nessa frequência. Tal resultado sugere que a própria estrutura do filtro, aliada ao fator de qualidade, limita a profundidade do entalhe, fazendo com que a interferência de rede não seja completamente suprimida.

Figura 64 – Espectros obtidos a partir das filtragens digitais (Amplitude (mV) x Frequência (Hz)).

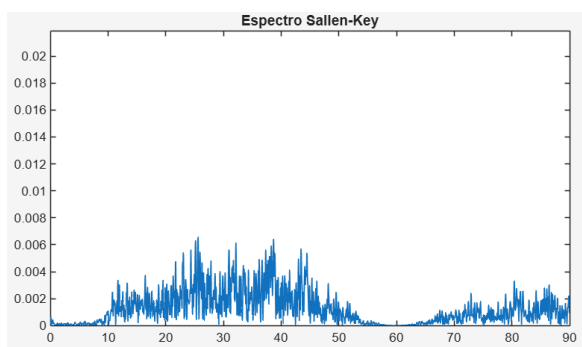


(a) Espectro do sinal EMG bruto.

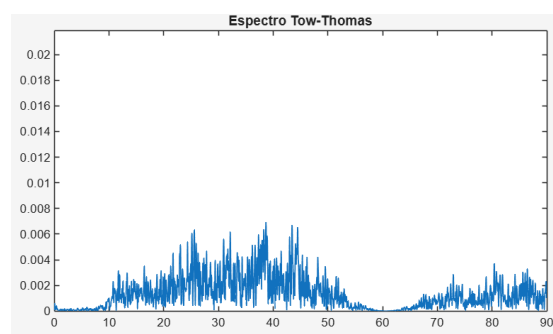
(b) Espectro *Fliege* após filtragem digital.



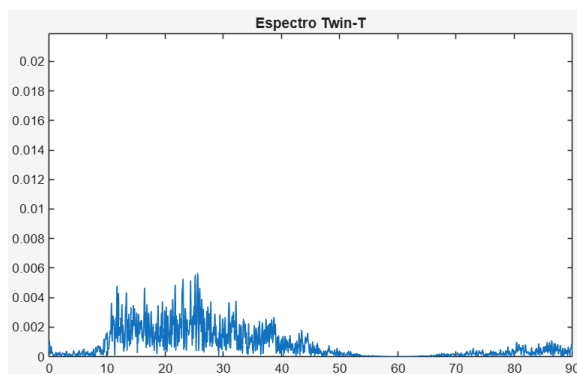
(c) Espectro *MultipleFeedBack* após filtragem digital.



(d) Espectro *Sallen-Key* após filtragem digital.



(e) Espectro *Tow-Thomas* após filtragem digital.



(f) Espectro *Twin-T* após filtragem digital.

Fonte: Autor (2025).

O desempenho geral dos filtros *notch* digitais são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Comparação de desempenho dos filtros *notch* digitais.

Topologia	Atenuação em 60 Hz (dB)	Preservação do sinal (%)	Redução do RMS global (dB)	SNR (dB)
<i>Fliege</i>	42,07	86,40	3,15	51,10
<i>Multiple Feedback</i>	0,44	94,90	0,45	8,90
<i>Sallen-Key</i>	56,73	79,28	2,02	64,96
<i>Tow-Thomas</i>	54,16	82,32	1,69	59,95
<i>Twin-T</i>	79,62	60,44	4,37	77,46

A partir dos resultados supracitados, observa-se que o filtro *Twin-T* foi o *notch* digital de melhor desempenho, pois reúne a maior atenuação em 60Hz (79,62dB) e o maior SNR (77,46dB), evidenciando elevada eficácia na remoção da interferência de rede. No entanto, essa performance é acompanhada por uma preservação do sinal de 60,44%, valor que ainda pode ser considerado aceitável, e pela maior redução do RMS global (4,37dB), indicando um compromisso mais elevado entre rejeição do ruído e manutenção do conteúdo fisiológico.

Os filtros *Sallen-Key* e *Tow-Thomas* formam um segundo grupo com desempenho consistente: ambos apresentam atenuações elevadas e bons níveis de SNR, com preservação do sinal superior à do *Twin-T*. O *Fliege* mostrou desempenho intermediário, enquanto o *MultipleFeedBack* apresentou baixa atenuação em 60Hz e SNR reduzido, caracterizando-se como a alternativa menos efetiva para rejeição da componente de rede. Desse modo, conclui-se, que a topologia *Twin-T* se destaca como o *notch* digital mais eficiente para rejeição de 60Hz.

4.4 COMPARAÇÃO ANALÓGICO E DIGITAL

Comparando as Tabelas 2 e 3, evidencia-se que o melhor filtro *notch*, entre *Sallen-Key* analógico e *Twin-T* digital, foi o *Twin-T* digital, uma vez que apresentou maior rejeição da interferência de rede em 60Hz. Esse resultado é coerente com o fato de que a implementação digital permite maior controle e repetibilidade dos parâmetros de projeto, além de possibilitar uma aplicação computacionalmente estável por meio da discretização via transformada bilinear (*Tustin*) e filtragem de fase zero (*filtfilt*), reduzindo efeitos de defasagem e variações típicas de componentes analógicos. Assim, ao transferir a topologia para o domínio digital preserva-se o comportamento do rejeita-faixa, mas com a vantagem de ajustes finos e consistentes, o que favorece uma supressão mais eficiente no pós-processamento.

Ao ampliar a análise para critérios de preservação morfológica e energia fora da banda de rejeição, o *Twin-T* digital permanece mais vantajoso no balanço global, embora a preservação percentual do sinal seja inferior à do *Sallen-Key* analógico (60,44% versus

67,00%), a redução do RMS global é maior (4,37dB contra 3,48dB), evidenciando menor energia residual no registro após a filtragem. Em outras palavras, o *Twin-T* digital não apenas remove com maior eficiência o componente estreito em 60Hz, como também reduz de forma mais consistente a energia associada a interferências remanescentes no entorno do entalhe, o que se reflete diretamente no ganho expressivo de SNR. Assim, considerando simultaneamente rejeição em 60Hz, melhoria de SNR, controle de projeto e impacto energético fora da banda de rejeição, o *Twin-T* digital se destaca como a alternativa de melhor desempenho.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

Conclui-se que o objetivo do trabalho foi alcançado, uma vez que foi possível implementar, comparar e validar filtros *notch* analógicos e digitais. A cadeia de aquisição empregada forneceu um condicionamento inicial adequado, reduzindo deriva e interferências e permitindo uma análise consistente entre as topologias.

Os resultados mostraram que, no domínio analógico, o *Sallen-Key* apresentou a melhor rejeição em $60Hz$ entre as topologias avaliadas, enquanto, no domínio digital, o *Twin-T* se destacou por atingir a maior atenuação e SNR, evidenciando maior seletividade quando corretamente discretizado.

Apesar do melhor desempenho do *notch* digital, o *notch* analógico permanece relevante, pois reduz a interferência ainda antes do conversor A/D, preservando a faixa dinâmica e mitigando o risco de saturação, ou seja, ao atenuar previamente a componente de rede, a etapa digital passa a operar sobre um sinal já condicionado, exigindo menor esforço de filtragem para alcançar níveis adequados de supressão, o que se traduz em menor custo computacional. Assim, uma arquitetura híbrida, combinando condicionamento analógico e refinamento digital, tende a oferecer o melhor compromisso entre qualidade final do sinal e viabilidade prática de implementação.

5.2 LIMITAÇÕES DO ESTUDO

No âmbito metodológico, uma limitação importante identificada diz respeito à variabilidade dos sinais coletados, uma vez que mantendo o mesmo voluntário e o mesmo protocolo de movimento, os sinais EMG adquiridos apresentam variações naturais decorrentes de fatores fisiológicos e do padrão de recrutamento de unidades motoras. Essa variabilidade dificulta a comparação rigorosa entre as diferentes topologias. Assim, para investigações futuras, recomenda-se a utilização de um gerador de sinais programável, capaz de reproduzir um sinal EMG sintético com características espectrais e temporais conhecidas. A utilização de um único sinal-padrão, replicável de forma idêntica para todos os filtros avaliados, eliminaria a variabilidade fisiológica e permitiria uma análise comparativa mais precisa do desempenho de cada topologia.

Adicionalmente, recomenda-se a realização de ensaios com um número maior de voluntários, contemplando diferentes grupos musculares, níveis de contração e condições de fadiga. O presente estudo adotou um protocolo controlado com participação de um único

voluntário, o que favoreceu a consistência metodológica, porém restringe a generalização dos achados. A ampliação da amostra possibilitaria avaliar a robustez das topologias frente à variabilidade fisiológica e anatômica, fortalecendo a validação das técnicas em contextos de aplicação mais próximos da prática clínica.

5.3 PERSPECTIVAS FUTURAS

Como perspectivas futuras, destaca-se as oportunidades de aprimoramento, que fornecem direções importantes para investigações posteriores.

Uma perspectiva relevante é a implementação de abordagens híbridas que integrem as etapas de filtragem analógica e digital. Os resultados obtidos sugerem que a filtragem analógica é particularmente efetiva no condicionamento inicial do sinal, reduzindo interferências antes da conversão A/D e contribuindo para a preservação da faixa do conversor. Em contrapartida, a filtragem digital evidenciou maior capacidade de atenuação seletiva e de ajuste fino dos parâmetros de rejeição. Nesse sentido, a concepção de sistemas que explorem de modo complementar essas duas etapas (com filtros analógicos para mitigação preliminar do ruído e filtros digitais mais rigorosos para refinamento no domínio espectral) tende a produzir ganhos expressivos na qualidade do sinal resultante. Adicionalmente, recomenda-se ampliar o escopo de comparação no domínio digital, contemplando outras estratégias e estruturas de filtragem com diferentes características de resposta, de modo a verificar sua adequação a requisitos específicos de aplicação e confrontá-las com as topologias analisadas neste trabalho.

Outro ponto relevante para investigações subsequentes é a análise do impacto da filtragem sobre parâmetros fisiológicos específicos do EMG, como frequência mediana, taxa de recrutamento de unidades motoras e velocidade de condução das fibras musculares. Embora este trabalho tenha adotado métricas consolidadas - como atenuação em 60Hz , preservação espectral e relação sinal-ruído -, a incorporação de descritores diretamente associados à fisiologia muscular pode oferecer evidências adicionais sobre a adequação de cada topologia a diferentes objetivos e cenários de uso.

Por fim, a integração de técnicas de inteligência artificial e aprendizado de máquina para otimização automática dos parâmetros de filtragem configura uma frente promissora. Algoritmos capazes de ajustar de modo adaptativo a frequência central, o fator de qualidade e a largura de banda, em função das características instantâneas do sinal, podem viabilizar sistemas de aquisição mais robustos e responsivos, com maior tolerância a variações na frequência da rede elétrica e a diferentes níveis de interferência, reduzindo a necessidade de intervenções manuais.

Referências

- ACHARYA, V. *Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/sbaa188/sbaa188.pdf?ts=1770531961358>>.
- ADAMEK, L. *Projeto e Construção de um Analisador de Biopotenciais*. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica)), Joinville, 2019. Disponível em: <<https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000071/00007140.pdf>>.
- ADUR, R. *Sistema de processamento de sinais biomédicos: módulo didático de eletroencefalograma*. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, 2008. Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: <<http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/92158>>.
- APARNA, K. et al. Development of high-performance analog and digital filter for biomedical signal processing. *ICTACT Journal on Microelectronics*, v. 9, n. 2, p. 1539–1544, 2023. Disponível em: <https://ictactjournals.in/paper/IJME_Vol_9_Iss_2_Paper_3_1539_1544.pdf>.
- BASMAJIAN, J.; LUCA, C. D. *Muscles Alive: Their Function Revealed by Electromyography*. [S.l.: s.n.], 1985.
- BECK, T. W. et al. A comparison of adaptive and notch filtering for removing electromagnetic noise from monopolar surface electromyographic signals. *Physiological Measurement*, v. 30, n. 4, p. 353–361, 2009. Disponível em: <<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0967-3334/30/4/001>>.
- BISWAL, K. et al. A high-q fractional-order twin-t notch filter for low-frequency applications. *Sadhana*, v. 48, n. 2, mar. 2023. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/369605161_A_high-Q_fractional-order_twin-T_notch_filter_for_low-frequency_applications>.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 8. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2004.
- CLANCY, E. A.; MORIN, E. L.; MERLETTI, R. Sampling, noise-reduction and amplitude estimation issues in surface electromyography. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, p. 1–16, 2002. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1050641101000335>>.
- DINIZ, P. S. R.; SILVA, E. A. B. da; NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas*. [S.l.]: Bookman, 2014.
- DOBRA, P.; SUSCA, M. Analog and digital notch filter implementation. In: *International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, Student Forum*. Cluj-Napoca, Romania: [s.n.], 2016. Disponível via ResearchGate (Conference Paper). Disponível em:

<https://www.researchgate.net/publication/325105810_Analog_and_Digital_Notch_Filter_Implementation>.

DUCHENE, J.; GOUBEL, F. Surface electromyogram during voluntary contraction: processing tools and relation to physiological events. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, v. 21, n. 4, p. 313–397, 1993. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/14956384_Surface_electromyogram_during_voluntary_contraction_Processing_tools_and_relation_to_physiological_events>.

ENOKA, R. M. *Bases neuromecânicas da cinesiologia*. São Paulo: Manole, 2000.

ENOKA, R. M. *Neuromechanics of Human Movement*. 4. ed. Champaign: Human Kinetics, 2008. 145–176 p.

FARINA, D.; MERLETTI, R.; ENOKA, R. M. The extraction of neural strategies from the surface emg. *Journal of Applied Physiology*, v. 117, n. 11, 2014. Disponível em: <<https://journals.physiology.org/doi/full/10.1152/jappphysiol.00453.2024>>.

FUGLEVAND, A. J.; WINTER, D. A.; PATLA, A. E. Detection of motor unit action potentials with surface electrodes. *Journal of Neurophysiology*, 1992. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1007/BF00201021>>.

GUPTA, R.; BHANDARI, S.; KAUR, S. Comparative analysis of q-factor for notch filter designing in cardiological signal processing. In: *ESDST 2017 Conference Proceedings*. IJERT, 2018. (International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), 5). Special Issue – 2017. Disponível em: <<https://www.ijert.org/research/comparative-analysis-of-q-factor-for-notch-filter-designing-in-cardiological-signal-processing-IJERTCC.pdf>>.

GUSTAFSSON, F. Determining the initial states in forward-backward filtering. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/492552>>.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. *Tratado de Fisiologia Médica*. 13. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2017. 156–250 p.

HARRIS, F. J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, v. 66, n. 1, p. 51–83, 1978. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1455106>>.

HENNEMAN, E. et al. Rank order of motoneurons within a pool: Law of combination. *Journal of Neurophysiology*, v. 34, n. 3, p. 452–466, 1971. Disponível em: <<https://journals.physiology.org/doi/abs/10.1152/jn.1974.37.6.1338>>.

HERMENS, H. J.; FRERIKS, B. *Development of Recommendations for SEMG Sensors and Sensor Placement Procedures*. Enschede, The Netherlands, 2000. SENIAM Project. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/12306188_Development_of_recommendations_for_SEMG_sensors_and_sensor_placement_procedures>.

HERMENS, H. J. et al. Development of recommendations for SEMG sensors and sensor placement procedures. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, v. 10, n. 5, out. 2000. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1050641100000274>>.

- HOROWITZ, P.; HILL, W. *The Art of Electronics*. 3. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2015. Versão traduzida para o português disponível em plataforma digital.
- JUNG, W. (Ed.). *Op Amp Applications Handbook*. [S.l.]: Newnes/Elsevier, 2005. (Analog Devices Series). Edited by Walt Jung (with technical staff of Analog Devices). ISBN 9780750678445.
- JUNIOR, A. D. S.; JÚNIOR, J. J. A. M.; FRANTZ, S. H. Controle de um braço robótico através de eletromiografia. 2014. Disponível em: <<https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/16906>>.
- JUNIOR, A. M. *Ambiente para aquisição e processamento de sinal eletromiográfico de superfície*. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica)) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Curitiba, PR, Brazil, 2015. Disponível em: <<https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/1685>>.
- JÚNIOR, A. P. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015.
- KANDEL, E. R. et al. *Principles of Neural Science*. 5. ed. New York: McGraw-Hill, 2013.
- KESHTKARAN, M. R.; YANG, Z. A robust method for suppression of power-line interference in multichannel neural recordings. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, v. 22, n. 3, p. 546–555, 2014. Disponível em: <<https://arxiv.org/pdf/1402.6862>>.
- KONRAD, P. *ABC of EMG: A Practical Introduction to Kinesiological Electromyography*. [S.l.: s.n.], 2005.
- KOZAN, R. F. *Circuitos de Condicionamento e Interfaceamento para Sinais de Eletromiografia*. [S.l.], 2010. Relatório técnico. Disponível em: <<https://rdu.unicesumar.edu.br/bitstream/123456789/5731/1/TRABALHO%20DE%20CONCLUS%C3%83O%20DE%20CURSO.pdf>>.
- KROGH-LUND, R.; JØRGENSEN, K. Myo-electric fatigue manifestations revisited: power spectrum, conduction velocity, and amplitude of elbow flexor muscles during endurance contractions. *European Journal of Applied Physiology*, 1991. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1007/BF01427058>>.
- LI, X. et al. The effects of notch filtering on electrically evoked myoelectric signals and associated motor unit index estimates. *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation*, v. 8, n. 64, 2011. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/51824711_The_effects_of_notch_filtering_on_electrically_evoked_myoelectric_signals_and_associated_motor_unit_index_estimates>.
- LOPES, V. H. S.; BACCARINI, L. M. R. et al. *Projeto e Desenvolvimento de um Sistema Portátil de Condicionamento de Aquisição de Sinais EMG*. [S.l.], 2018. Relatório técnico. Disponível em: <https://www.sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/view/337>.
- LU, G. et al. Removing ecg noise from surface emg signals using adaptive filtering. *Physiological Measurement*, IOP Publishing, n. 11, p. N51–N60, 2010. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0304394009008593>>.

- LUCA, C. J. D. *Surface Electromyography: Detection and Recording*. [S.l.: s.n.], 2002.
- LUCA, C. J. D. A tutorial on electromyography. *Delsys Incorporated*, v. 11, n. 1, p. 1–17, 2010. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/0471732877.emd097>>.
- MALVINO, A. P.; BATES, D. *Eletrônica*. 8. ed. [S.l.]: AMGH Editora, 2016. 790–840 p.
- MALVINO, A. P.; BATES, D. J. *Eletrônica*. 7. ed. [S.l.]: McGraw-Hill/Bookman, 2007. v. 1.
- MANFIO, E. *Análise, Comparação e Desenvolvimento de Filtros Analógicos Tipo Notch 60 Hz para Aplicação em Eletrocardiograma*. Trabalho de Conclusão de Curso, 2021. Disponível em: <<https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/27865/1/filtrosanalógicosnotcheletrocardiografia.pdf>>.
- MARCHETTI, P. H.; DUARTE, M. *Instrumentação em Eletromiografia*. [S.l.: s.n.], 2006.
- MENEGAZZI, D. Sistema de aquisição de sinais biomédicos: Módulo didático de eletrocardiograma. *Revista Vincci – Periódico Científico da Faculdade SATC*, v. 1, n. 1, p. 145–148, jan. 2016. Jan./Jul. Disponível em: <<https://revistavincci.satc.edu.br/index.php/Revista-Vincci/article/view/27>>.
- MERLETTI, R.; PARKER, P. *Electromyography: Physiology, Engineering, and Non-invasive Applications*. [S.l.: s.n.], 2004.
- MEWETT, D. T.; REYNOLDS, K. J.; NAZERAN, H. Reducing power line interference in digitised electromyogram recordings by spectrum interpolation. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 2004. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1007/BF02350994>>.
- NAAZ, M. et al. Design of low power notch filter for biomedical applications. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering (IJIREEICE)*, v. 4, n. 12, p. 75–79, dez. 2016. Disponível em: <<https://www.ijireeice.com/upload/2016/december-16/IJIREEICE%2015.pdf>>.
- NOWAK, L.; REYES, P. F. Muscle biopsy: A diagnostic tool in muscle diseases. *Journal of Histotechnology*, v. 31, n. 3, p. 102, 2008. Disponível em: <<https://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1179/his.2008.31.3.101>>.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 2. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 3. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2010.
- PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. 4. ed. [S.l.]: Pearson Education, 2006.
- RATHKE, J. E. *Sistema de processamento de sinais biomédicos: módulos didáticos de aquisição de ECG, EMG, EOG e conversão analógico-digital de biossinais*. Dissertação (Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, 2008. Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: <<http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/92056>>.

- REAZ, M. B. I.; HUSSAIN, M. S.; MOHD-YASIN, F. Techniques of emg signal analysis: detection, processing, classification and applications. *Biological Procedures Online*, v. 8, n. 1, p. 11–35, 2006. Disponível em: <<https://link.springer.com/article/10.1251/bpo115>>.
- ROZAQI, L. et al. Design of analog and digital filter of electromyography. In: *2019 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA)*. Tangerang, Indonesia: IEEE, 2019. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8938645>>.
- SADIKU, M. N. O.; ALEXANDER, C. K. *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. 4. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2007.
- SANTANA, D. M. M. et al. Um sistema de hardware e software para aquisição, filtragem e visualização de sinais de eletrocardiograma. In: *Anais da Semana Nacional de Ciência e Tecnologia (SNCT) do IFS*. [s.n.], 2020. V. 2, n. 1. Publicado no portal em 2021-10-27. Disponível em: <<https://periodicos.ifs.edu.br/periodicos/SNCT/article/view/975>>.
- SANTOS, M. V. A. dos et al. Análise e comparação do desempenho de filtros notch numa aplicação de sinais de eletromiografia. *Anais do Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB)*, p. 1–6, 2024.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.
- SEMMLOW, J. L. *Signals and Systems for Bioengineers*. [S.l.: s.n.], 2012. 81–129 p.
- SENIAM. *Surface ElectroMyoGraphy for the Non-Invasive Assessment of Muscles*. 2024. Disponível em: <<https://seniam.org/>>.
- SMITH, S. W. *Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists*. [S.l.]: Newnes, 2003.
- SODERBERG, G. L.; COOK, T. M. Electromyography in biomechanics. *Physical Therapy*, v. 64, n. 12, p. 1813–1820, 1984. Disponível em: <<https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/6505026/>>.
- STOICA, P.; MOSES, R. L. *Spectral Analysis of Signals*. Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, 2005.
- SUSCA, M. M.; DOBRA, P. Analog and digital notch filter implementation. In: *Proceedings (Conference Paper)*. Cluj-Napoca, Romania: [s.n.], 2016. Department of Automation, Technical University of Cluj-Napoca. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/325105810_Analog_and_Digital_Notch_Filter_Implementation>.
- TEXAS INSTRUMENTS. *INA128, INA129 Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers*. [S.l.], 2022. Datasheet. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf>>.
- Vishay Semiconductors. *1N4728A to 1N4761A Zener Diodes*. 2024. Datasheet. Rev. 2.7, 07-Nov-2024. Disponível em: <https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=1n4728a%20datasheet&gad_source=1&gad_campaignid=169919099&gbraid=0AAAAADcdDU8pvEIG5was7Mt5H3yTgiBTM&gclid=Cj0KCQiAhaHMBhD2ARIsAPAU_D64ySfR1IEn6nw4IQd1e99YzxV2_MqofX_60Y6FOW_zFZ0V9qcloZMaApZBEALw_wcB>.

- WANG, Y.; TANG, L.; BRONLUND, J. E. Surface emg signal amplification and filtering. *International Journal of Computer Applications*, Foundation of Computer Science, v. 82, n. 1, p. 16–18, 2013. Disponível em: <<https://research.ijcaonline.org/volume82/number1/pxc3892073.pdf>>.
- WEBSTER, J. G. *Medical Instrumentation: Application and Design*. 4. ed. New York: Wiley, 2009.
- WELCH, P. D. The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, v. 15, n. 2, p. 70–73, 1967. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1161901>>.
- WIDROW, B. et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, p. 1692–1716, 1975. Disponível em: <<https://www-isl.stanford.edu/~widrow/papers/j1975adaptivenoise.pdf>>.
- WINTER, B. B.; WEBSTER, J. G. Driven-right-leg circuit design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-30, n. 1, p. 62–66, jan. 1983. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/4121504/>>.
- WINTER, D. A. *Biomechanics and Motor Control of Human Movement*. 4. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. 224–277 p.