



**Universidade Estadual do Maranhão**  
**Centro de Ciências Tecnológicas**  
**Programa de Pós-Graduação**  
**em Engenharia da Computação e Sistemas**

**Simulações de Circuitos Comerciais para**  
**Eletromiografia em Superfícies Cutâneas**

**Rodrigo Lamounier Teixeira**

**São Luís**  
**2023**

**Rodrigo Lamounier Teixeira**

**SIMULAÇÕES DE CIRCUITOS COMERCIAIS  
PARA ELETROMIOGRAFIA EM SUPERFÍCIES  
CUTÂNEAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Computação e Sistemas, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Computação.

Orientador: Prof. Raimundo Freire, D.Sc.

Coorientador: Prof. José Pinheiro Moura, D.Sc.

São Luís

2023



Teixeira, Rodrigo Lamounier.

Simulações de circuitos comerciais para eletromiografia em superfícies cutâneas / Rodrigo Lamounier Teixeira. – São Luís, 2023.

106f

Dissertação (Mestrado no Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Computação e Sistemas) - Universidade Estadual do Maranhão, São Luís, 2023.

Orientador: Prof. Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire.

1.Eletromiografia. 2.Simulação de Análise. 3.Circuitos Eletrônicos.  
I.Título.

CDU: 621.311.1

**Elaborado por Luciana de Araújo - CRB 13/445**

Rodrigo Lamounier Teixeira

SIMULAÇÕES DE CIRCUITOS COMERCIAIS PARA  
ELETROMIOGRAFIA EM SUPERFÍCIES CUTÂNEAS

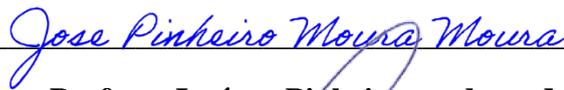
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Computação e Sistemas, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Computação.

Dissertação defendida e aprovada em 23 de agosto de 2023 pela banca examinadora constituída pelos professores:



---

**Prof. Raimundo Carlos Silvério Freire, Dr.**  
Orientador, Instituição (UEMA)



---

**Prof. José Pinheiro de Moura, Dr.**  
Coorientador, Instituição (UEMA)

---

**Prof. Mauro Sérgio Silva Pinto, Dr.**  
Membro interno, Instituição (UEMA)



---

**Prof. João Viana da Fonseca Neto, Dr.**  
Membro externo, Instituição (UFMA)



---

**Prof. Elyson Adan Nunes Carvalho, Dr.**



*Dedico o esforço empenhado nesse  
trabalho ao meu filho Gael.*

## **Agradecimentos**

A minha esposa, filhos, os meus pais e irmãos, que me incentivaram nos momentos difíceis. Aos meus orientadores que sempre me apoiaram e mostraram os caminhos para êxito neste trabalho. A todos os professores ao longo desse curso, que dedicaram seu tempo para disseminação do conhecimento. Aos meus colegas do curso, onde compartilhamos bons momentos de troca de conhecimento e parcerias. À toda equipe do Programa de Pós-Graduação Mestrado em Engenharia de Computação e Sistemas e Universidade Estadual do Maranhão Centro de Ciências Tecnológicas, que participaram deste processo de formação. Aos membros da banca, que dedicaram seu tempo para somar e avaliar este trabalho. Aos meus amigos da Vale SA, que incentivaram de forma direta ou indireta para que fosse possível a realização deste curso.

*“Feliz aquele que transfere o que  
sabe e aprende o que ensina”  
(Cora Coralina)*

## **Resumo**

Resumo da Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação Mestrado em Engenharia de Computação e Sistemas e Universidade Estadual do Maranhão Centro de Ciências Tecnológicas como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

### **SIMULAÇÕES DE CIRCUITOS COMERCIAIS PARA ELETROMIOGRAFIA EM SUPERFÍCIES CUTÂNEAS**

Rodrigo Lamounier Teixeira

Julho, 2023

Orientadores: Prof. Raimundo Freire, D.Sc.

Prof. José Pinheiro Moura, D.Sc.

Este trabalho tem por objetivo identificar circuitos comerciais direcionados para Eletromiografia Superficial da pele disponíveis no mercado e fazer análise dos circuitos eletrônicos com o uso de ferramenta de simulação. Com essa abordagem visa-se mostrar para o usuário final a importância das simulações para efeitos de testes dos circuitos EMG, comparações com os resultados de hardware publicado e por fim mostrar as dificuldades que podem ser encontradas. TINA é um produto da DesignSoft exclusivo para Texas Instruments e é o simulador escolhido para as simulações dos circuitos comerciais de eletromiografia para superfícies cutâneas.

**Palavras-chave:** Eletromiografia (EMG), Simulação de Análise de Circuitos Eletrônicos

**Macro Tema:** Eletrônica; **Linha de Pesquisa:** Simulação de circuitos EMG;

## **Abstract**

Summary of the Dissertation presented to the Graduate Program Master in computer and Systems Engineering and State University of Maranhão Center for Technological Sciences as part of the requirements for obtaining the Master of Science (M.Sc.)

SIMULATIONS OF COMMERCIAL CIRCUITS FOR ELECTROMYOGRAPHY ON SKIN SURFACES

Rodrigo Lamounier Teixeira

July, 2023

Advisors: Prof. Raimundo Freire, D.Sc.

Prof. José Pinheiro Moura, D.Sc.

This work aims to identify commercial circuits directed to Superficial Electromyography of the skin available in the market and to analyze the electronic circuits using a simulation tool. With this approach, the aim is to show the end user the importance of simulations for the purpose of testing EMG circuits, comparisons with published hardware results and finally show the difficulties that can be encountered. TINA is a DesignSoft product exclusive to Texas Instruments and is the simulator of choice for simulations of commercial electromyography circuits for skin surfaces.

**Keywords:** Electromyography, Electronic Circuit Analysis Simulation.

**Macro theme:** Electronics; **Research Line:** EMG Circuit;

## Lista de Figuras

Figura 2.1: Detalhe de diferentes tipos de células musculares. ....	21
Figura 2.2: Localização do Bíceps .....	21
Figura 2.3: Localização do Bíceps .....	22
Figura 2.4: Os sarcômeros e os mio filamentos .....	23
Figura 2.5: Ação Potencial da Membrana .....	24
Figura 2.6: A Eletromiografia de superfície é composta pela soma algébrica de todos as unidades de ações potenciais. ....	25
Figura 2.7: Amplificador diferencial e modo comum .....	28
Figura 2.8: Circ. Op-amp inversor ou não inversor típico usando um op-amp, tanto a tensão do sinal quanto a tensão de modo comum aparecem na saída do amplificador. ....	29
Figura: 2.9: In-Amp Multisim .....	31
Figura 2.10: Tensões DC do in-amp.....	31
Figura 2.11: Tensão de saída AC para o in-amp. ....	32
Figura 2.12: Curva de resposta em frequência em malha aberta. ....	33
Figura 2.13: Comparação das Curvas de resposta em malha aberta e malha fechada. .....	33
Figura 2.14: Estímulo de entrada no sistema. Resposta é a amplitude e frequência. ....	35
Figura 2.15: A relação entre a frequência de entrada e a saída de resposta é o ganho do sistema.....	35
Figura 2.16: A fase entre o estímulo de entrada e a saída de resposta é a mudança de fase. ....	35
Figura 2.17: A fase entre o estímulo de entrada e a saída de resposta é a mudança de fase. ....	37
Figura 2.18: Impedância Vs. Frequência (Mhz).....	38
Figura 2.19: Rejeição da Fonte de alimentação Vs. Frequência. ....	39
Figura 2.20: Fonte de corrente distorcida. ....	40

Figura 2.21: Filtro passivo Passa Baixa. ....	41
Figura 2.22: Filtro Sallen Key Passa baixa de 2ª ordem. ....	43
Figura 2.23: Efeitos das ordens nos filtros Passa Baixa. ....	43
Figura 2.24: Filtro Passa Tudo de 1ª ordem. ....	44
Figura 2.25: Filtro Butterworth Passa Baixa. ....	45
Figura 2.26: Curto-circuito e massa virtual. ....	46
Figura 2.27: Falso pico de desligamento. ....	47
Figura 2.28: Transição clara usando histerese. ....	47
Figura 2.29: Retificador ativo de meia onda. ....	48
Figura 2.30: Circuito Integrador.....	50
Figura 2.31: Circuito Integrador com resistor limitador de ganho e curva de resposta em frequência.....	50
Figura 3.1: Diagrama de Blocos Circuito Tremor.....	51
Figura 3.2: Diagrama de Blocos Circuito Groove Seeed Studios. ....	51
Figura 3.3: Diagrama de Blocos Circuito EMG STM.....	51
Figura 3.4: Kamen (2010), o circuito equivalente para um único eletrodo.....	53
Figura 3.5: Adesivo descartável feito com material a base de gel e Ag / AgCl.....	53
Figura 3.6: EMG Click Mikroe. ....	55
Figura 3.7: Tela Principal do Software TINA .....	56
Figura 4.1: Pré-amplificação do circuito Tremor. ....	60
Figura 4.2: Teste de análise de tabela DC do circuito de pré-amplificação. ....	61
Figura 4.3: Teste de osciloscópio mostrado a saída do sinal do circuito de pré- amplificação. ....	61
Figura 4.4: Ganho do circuito de Pré-Amplificação.....	62
Figura 4.5: Inclusão de ruído e circuito somador nas entradas do amplificador de instrumentação. ....	62

Figura 4.6: Análise Espectral para investigar a presença de sinal de ruído na saída do circuito de pré-amplificação. ....	63
Figura 4.7: Circuito Teste de pré-amplificação e separação de frequências com amplificação de diferenças.....	64
Figura 4.8: Confirmação de ganho do Op-amp através da resistência $R_G = 49,9$ Ohms.....	64
Figura 4.9: Gráfico Característico Passa Tudo em fase com o de Passa baixa. ....	65
Figura 4.10: Análise transitória dos sinais com e sem amplificação.....	65
Figura 4.11: Análise Transitória do sinal de diferenças e a amplificação.....	66
Figura 4.12: Análise espectral do amplificador de diferenças.....	66
Figura 4.13: Circuito de simulação da Análise AC dos filtros passa Alta 4ª Ordem Butterworth. ....	67
Figura 4.14: Atenuação com filtro passa alta $F_c$ de 500 Hz. ....	67
Figura 4.15: Circuito de condicionamento do músculos com filtros passa baixa de 4ª Ordem Butterworth. ....	68
Figura 4.16: Análise AC do comportamento do circuito Passa Baixa de 4ª ordem Butteworth, com $F_c$ de 500 Hz. ....	68
Figura 4.17: Circuito Tremor Completo.....	69
Figura 4.18: Sinal analógico do Nervo e Músculo. ....	70
Figura 4.19: Análise espectral na saída do gráfico Nerve Signal.....	70
Figura 4.20: Análise espectral do sinal de saída muscular.....	71
Figura 4.21: Circuito Tremor, adequação de sinal de entrada e saída para condicionamento do sinal EMG.....	71
Figura 4.22: Sinal de entrada e saída EMG. Entrada inversora e não inversora. ....	72
Figura 4.23: Circuito Alvo EMG-STM.....	73
Figura 4.24: Circuito de Referência TP5.....	74
Figura 4.25: Tensão e corrente do circuito comparador.....	75
Figura 4.26: Circuito nota de aplicação EMG construído no TINA. ....	76

Figura 4.27: Análise transitória com R13 modificado para 0 Ohms. ....	77
Figura 4.28: Análise transitória sem alteração na resistência R14. ....	77
Figura 4.29: Saida TP4 prejudicada com variação de resistores no filtro passa baixa. .....	78
Figura 4.30: Saida TP4 com variação do potenciômetro para 10 Ohms. ....	79
Figura 4.31: Valores da saída dos resistores R18 e R19. ....	79
Figura 4.32: Circuito mostrando o potenciômetro ilustrado no círculo vermelho. ....	80
Figura 4.33: Análise AC, frequência de corte de 3 Hz. ....	81
Figura 4.34: Gráfico com comportamento baseado na retificação de meia do circuito alvo. ....	81
Figura 4.35: Gráfico de saída com todos os sinais mostrando a comparação com o gráfico teórico. ....	82
Figura 4.36: Gráfico teórico que mostra a saída do circuito STM completo. ....	82
Figura 4.37: Circuito Alvo Detetor de EMG. (Adaptado).....	84
Figura 4.38: Circuito RC Passa Baixa para Rejeição de alta Frequência. ....	84
Figura 4.39: Simulação do filtro passivo RC com Ganho e Fase. ....	85
Figura 4.40: Circuito de Referência do detetor de EMG. ....	85
Figura 4.41: Circuito Integrador (Circuito Original).....	86
Figura 4.42: Circuito Integrador (Adaptado).....	87
Figura 4.43: INA331 instrumentação (Relação de ganho do circuito).....	88
Figura 4.44: Circuito Simulação Op-Amp de instrumentação (Relação de Ganho do circuito) vs entrada. ....	88
Figura 4.45: Adequação de Circuito para atender o ganho do estágio de amplificação do in-amp. ....	89
Figura 4.46: Circuito Teste INA331. ....	89
Figura 4.47: Filtro Passivo Passa Alta. ....	90
Figura 4.48: Análise AC do Ganho e fase do filtro Passivo RC Passa Alta. ....	90

Figura 4.49: Destaque para a resistência que determina relação de ganho Circuito. ....	91
Figura 4.50: Resultados das tensões impressas para diferentes resistências. ....	91
Figura 8.1 Valores RMS de: (a) ruído em um par de eletrodos colocados na pele; (b) ruído em um amplificador com os eletrodos interligados diretamente com gel; (c) ruído térmico equivalente calculado para a impedância dos eletrodos na pele. ....	101
Figura 8.2 Diagrama de blocos de um sistema de coleta, apresentando acoplamentos .....	102

## **Lista de Quadros**

**Quadro 2.1:** Informação da folha de dados do componente INA331, tensão de modo comum.

## **Lista de Símbolos**

*I*: Corrente.

*R*: Resistência elétrica.

*V*: Tensão.

## Sumário

<b>1.</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>16</b>
1.1.	História .....	16
1.2.	Circuitos Comerciais de eletromiografia .....	17
1.3.	Objetivos.....	17
1.4.	Contribuições .....	18
<b>2.</b>	<b>Estudos de Eletromiografia .....</b>	<b>20</b>
2.1.	Fisiologia básica da geração de sinais EMG .....	20
2.1.1.	Músculos.....	20
2.1.2.	Unidade Motora.....	21
2.1.3.	Ação Potencial.....	23
2.1.4.	Modelagem EMG .....	24
2.1.5.	Desordens Neurológicas .....	25
2.2.	Revisão Eletrônica .....	26
2.2.1.	Amplificadores Operacionais .....	26
2.2.2.	Curto-Circuito e Massa Virtual .....	46
2.2.3.	Circuito Comparador .....	46
2.2.4.	Circuito de Retificação .....	48
2.2.5.	Circuito Integrador .....	49
<b>3.</b>	<b>Materiais e Métodos .....</b>	<b>51</b>
3.1.	Diagramas de blocos dos circuitos investigados .....	51
3.2.	Eletrodos .....	53
3.3.	DRL (Driven Right Leg) .....	54
3.4.	Proteção ESD (Descarga Eletrostática) .....	54
3.5.	Software de Simulação de Circuitos Eletrônicos: .....	55
3.6.	Análise DC.....	56

3.7. Análise AC circuito: .....	57
3.8. Análise TR Transiente: .....	58
<b>4. Resultados e Discussão .....</b>	<b>59</b>
4.1. Amplificador de grande alcance dinâmico mais ADC, Tremor Project .....	60
4.1.1. Simulação do Circuito de Pré-Amplificação .....	60
4.2. Aplicação de Nota AN4995, pertencente a STMicroelectronics .....	72
4.2.1. Estágio de pré amplificação:.....	73
4.2.2. Análise DC dos Circuitos de Referência e Comparador .....	74
4.2.3. Análise Transitória do Circuito Retificador e Filtro Passivo Passa Baixa .....	75
4.3. Grove-EMG sensor da SeeedStudio .....	83
4.3.1. Circuito Impresso Groove – Detetor EMG .....	83
4.3.2. Coleta / Filtro RC passivo Passa Baixa. ....	84
<b>5. Conclusão.....</b>	<b>91</b>
<b>6. Trabalhos Futuros .....</b>	<b>93</b>
<b>7. Referências Bibliográficas.....</b>	<b>94</b>
<b>8. APÊNDICE A: Ruídos. ....</b>	<b>97</b>
8.1. Ruído Tiro (Ruído shot): .....	97
8.2. Ruído térmico: .....	97
8.3. Ruído de frequências baixas (Ruído flicker): .....	98
8.4. Ruído Popcorn ou Burst: .....	99
8.5. Ruído Avalanche: .....	99
8.6. Ruídos Instrumentais .....	99
8.7. Ruídos Ambientais.....	101
8.8. Ruídos (Unidade e Adição de Tensões).....	103

## **1. Introdução**

Esta Dissertação está dividida em mais quatro capítulos além desta Introdução. No capítulo 2 é abordada a Revisão Bibliográfica sobre Eletromiografia (EMG). No capítulo 3 é indicada a metodologia aplicada no desenvolvimento da Dissertação. No capítulo 4 são tratados os resultados obtidos com a utilização dos softwares de simulação de circuitos, comparações dos resultados entre outros recursos. No capítulo 5 e 6 respectivamente com as conclusões finais e a sugestão de novas aplicações para o desenvolvimento de futuros trabalhos. As referências bibliográficas no capítulo 7 e por fim o apêndice no capítulo 8.

### **1.1. História**

A investigação de estudos elétricos em corpos humanos iniciou em 1771 com o cientista Galvani que mostrou que a estimulação elétrica do tecido muscular produz contração e força. A resposta elétrica não foi quantificada até o desenvolvimento de equipamentos de gravação aprimorados, incluindo o osciloscópio de raios catódicos de Gasser e Erlanger em 1922 e o amplificador e o oscilógrafo de Matthews em 1928, Mohamed (2016).

Em 1929, Adrian e Bronk desenvolveram um método para registrar um potencial de ação de unidade motora única (MUAP) em seres humanos, conectando eletrodos de agulha concêntricos e bipolares a um amplificador e um alto-falante. Em 1938, Denny-Brown e Pennybacker registraram e descreveram fasciculações (Contração muscular pequena, local), ou potenciais de ação de unidades motoras com contração única ou disparo espontâneo. A primeira máquina EMG moderna foi construída por Jasper em 1942 na Universidade McGill, Montreal no Canadá.

No final da guerra em 1945, Bugs de computador e depuração começaram a ser apenas uma parte de todo o processo de teste de software. O mundo do software estava passando por uma transformação em várias áreas de aplicação. Uma delas, muito crescente na mesma época e que sofreu bastante influência devido à demanda necessária desse período, foi a área de simulações eletroeletrônica. A história da simulação eletrônica remonta à década de 1970. Antes da disponibilidade de computadores pessoais, a simulação eletrônica foi realizada de forma analógica usando amplificadores e componentes passivos. A simulação, portanto, durante essa época era muito limitada, imprecisa, e era usada principalmente na análise de sistemas de controle automático. A partir de então com a evolução de softwares de simulação, engenheiros, estudantes, hobistas, projetistas entre outros passaram a utilizar esse recurso para

agilizar os projetos que antes eram demorados e custosos. Vale ressaltar também que infelizmente antes das simulações, acidentes aconteciam e eram causados pela falta de maturidade tecnológica, pois os projetos eram prototipados em hardwares ao invés de serem criados e testados em softwares.

Atualmente a maioria dos programas de simulação eletrônica profissional utilizam a base do circuito SPICE para técnicas de modelagem. Existem diversos simuladores de circuitos profissionais disponíveis comercialmente no mercado. Alguns simuladores de circuito populares atualmente disponíveis são: TINA, Altium, Proteus, PSPICE, SiMetrix, CircuitLab, LTspice, Multisim, Micro-Cap, PLECS e CircuitLogix. O software a ser utilizado neste trabalho será o **TINA**.

## **1.2. Circuitos Comerciais de eletromiografia**

Atualmente o mercado de circuitos integrados está bastante aquecido no mundo com diversas aplicações diferentes disponíveis para o usuário final e distribuídas por várias empresas de tecnologia de hardware e software tais como Mikroe, STM, ARM, SeeedStudios, Microchip, Sparkfun Electronics, Analog Devices, Texas Instruments, entre outras. Na maioria das vezes os circuitos comercializados são de propriedade intelectual das fabricantes e infelizmente nem a arquitetura e nem as simulações dos testes de circuitos são disponibilizadas ao usuário. É o caso da fabricante Sparkfun que possui alguns kits de eletromiografia e infelizmente informações do circuito não são compartilhadas. Outro exemplo é a SeeedStudio que fornece parcialmente informações a respeito do kit, porém superficiais, nada como por exemplo, o porque do ganho do amplificador de instrumentação e a razão da escolha de tal opamp dentre tantos outros disponíveis para tal aplicação. Os circuitos de eletromiografia para essa investigação foram escolhidos da empresa STMicroelectronics por meio de uma nota de aplicação chamada an4995-Utilizando eletromiografia para detecção de atividade muscular. O segundo circuito foi da empresa SeeedStudio através do kit Grove - EMG Detector e por último, o projeto Tremor, pertencente a uma empresa privada que fez uma parceria com a universidade PolyTech para projetar o circuito.

## **1.3. Objetivos**

O objetivo desse trabalho é explanar a respeito da aplicação de circuitos comerciais Eletromiográficos projetados para superfície cutânea. São propostas simulações de circuitos

eletrônico em software, com o intuito de mostrar que para cada circuito é necessário ter critério para interpretar qual a limitação do circuito, como deve desempenhar frente aos resultados esperados em cada estágio a ser analisado.

Os objetivos específicos propostos são:

- Realizar o levantamento bibliográfico sobre o uso de software de simulações de análise de circuitos analógicos (Análise de filtros passivos e ativos), proteções.
- Análise de circuito com engenharia reversa nos circuitos alvos.
- Simulações dos estágios dos circuitos alvos (análise transiente e análise AC).
- Submeter os resultados para publicação científica em congressos ou periódicos.

#### 1.4. Contribuições

Como **contribuição científica** do trabalho é a investigação de simulações de circuitos comerciais disponíveis no mercado para eletromiografia em superfícies cutâneas.

Como **contribuição técnica** do trabalho é analisar e comparar os diferentes circuitos Eletromiográficos com recursos de análise AC e Transitória, identificação de frequências com análise de Fourier.

Como **contribuição industrial** a abordagem de trazer para o usuário a importância do software de simulação quanto a checagem de atualização de componentes eletrônicos (obsolescência), direcionamento e aplicação dos diferentes circuitos considerados (EMG) com suas particularidades quanto aos sinais a serem testados e as saídas produzidas.

Para este trabalho foi realizada pesquisa eletrônica com o objetivo de procurar circuitos comerciais eletrônicos com ênfase em eletromiografia de superfície cutânea. Os três circuitos a serem apresentados brevemente foram escolhidos com as seguintes premissas:

- Disponibilização de informações através de notas de aplicação para poder ser comparado com as simulações eletrônicas a serem testadas nesse trabalho.
- Acesso ao circuito esquemático para que possa ser formalizado o circuito alvo a ser analisado. Em muitos dos casos os fabricantes não disponibilizam o acesso e explicam parcialmente os resultados de cada estágio do circuito eletrônico devido a proteção de propriedade intelectual. Isso acaba dificultando o trabalho

do projetista pois muito das vezes ele não consegue validar os resultados ou obter alguma outra informação ou confirmação de projeto.

- Se caso houver disparidade de informações no circuito esquemático ou qualquer outra informação que possa ser gerado dúvidas quanto aos resultados, será adotado uma abordagem de explicações sobre os prós e contras da análise e quais foram os resultados.

## **2. Estudos de Eletromiografia**

Nesse capítulo serão abordadas algumas definições fisiológicas a respeito de sinal eletromiográfico e em seguida uma breve revisão eletrônica com circuitos similares encontrados nos circuitos comerciais investigados.

### **2.1. Fisiologia básica da geração de sinais EMG**

De acordo com Merletti (2004), os sinais de eletromiografia (EMG) são objeto de estudo porque há uma relação entre eles e a força exercida pelos músculos. Então é possível compreender a atividade muscular através da leitura dos sinais EMG que eles produzem. O primeiro passo é identificar o grupo muscular, entender o biopotencial (EMG) e medi-lo através de um sensor.

A EMG é uma avaliação ou método de registro da função muscular a partir de um potencial de ação ou sinal eletrônico que faz com que os músculos gerem um movimento muscular de sinais que contraem músculos estriados ou sarcômeros. A atividade eletrônica em tecidos vivos é um fenômeno que ocorre em nível celular, sendo estritamente dependente da membrana celular. Os sinais que viajam pelos seres vivos são chamados de biopotenciais.

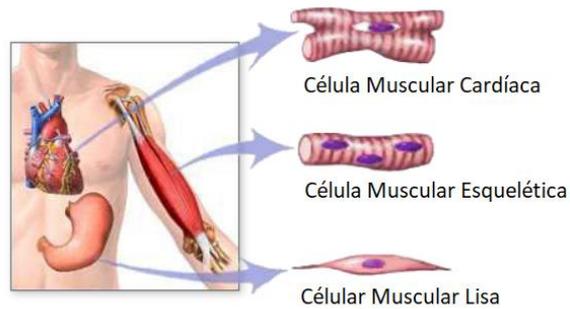
#### **2.1.1. Músculos**

Antes de iniciar o estudo da atividade elétrica dos músculos e sua produção de força uma definição de músculo deve ser dada primeiro. Um músculo é um tecido corporal e consiste em células longas que se contraem quando estimuladas e produzem movimento. Na figura 2.1, “Os três tipos de tecido muscular são cardíaco, liso e esquelético.

- As células musculares cardíacas estão localizadas nas paredes do coração, aparecem listradas (estriadas) e estão sob controle involuntário.
- As fibras musculares lisas estão localizadas nas paredes dos órgãos viscerais ocos (como fígado, pâncreas e intestinos), exceto o coração, aparecem em forma de fuso e estão sob controle involuntário.

As fibras musculares esqueléticas ocorrem nos músculos que estão ligados ao esqueleto. Eles são estriados na aparência e estão sob controle voluntário”.

Figura 2.1: Detalhe de diferentes tipos de células musculares.



Fonte: <https://medlineplus.gov/ency/imagepages/19841.htm>

Bíceps - na anatomia humana, o bíceps e o bíceps braquial são um músculo de duas cabeças que fica no braço entre o ombro e o cotovelo, conforme ilustrado na figura. 2.2. As duas cabeças surgem na escápula e juntam-se para formar uma única barriga muscular.

- O bíceps tem duas funções:
- auxilia o músculo braquial para realizar a flexão do cotovelo.
- Tem papel secundário nessa função de flexão, sendo o músculo braquial o principal flexor do cotovelo.

Figura 2.2: Localização do Bíceps



Fonte: <https://maurogracitelli.com/blog/biceps-distal-cotovelo>

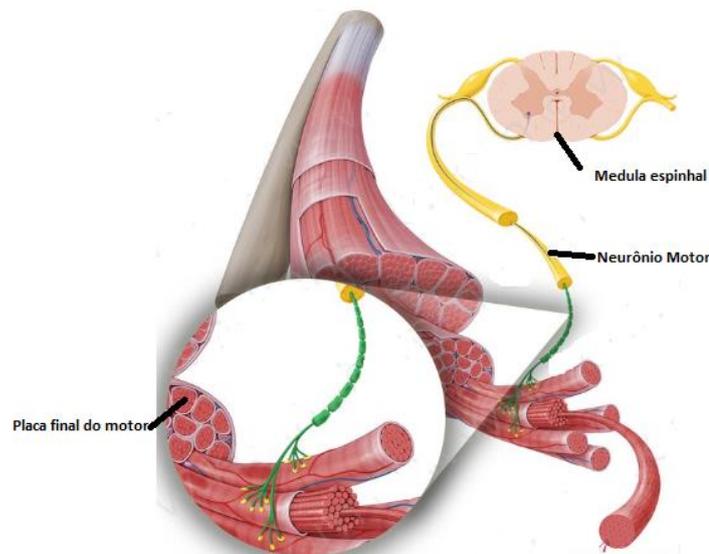
### 2.1.2. Unidade Motora

De acordo com Merletti (2004), o sistema muscular está intimamente ligado ao sistema nervoso e os músculos são a última parte que é atravessada pelos comandos de controle. O sistema nervoso central é organizado de forma hierárquica, e o movimento consciente de um músculo começa no topo da hierarquia, no córtex pré-motor, onde ocorre o movimento do tecido. Em seguida, o estímulo viaja para a medula espinhal através do trato piramidal, passando

pelos gânglios da base que modifica, melhora e aumenta a precisão e sutileza do comando do movimento, e pelo cerebelo que regula o movimento.

Na figura 2.3 é ilustrado a medula espinhal que é responsável pela transmissão das informações de várias partes do corpo. Nessa fase o impulso percorre a medula até o músculo através dos neurônios motores. Uma vez no músculo, o sinal elétrico se transforma em um sinal químico que provoca a contração muscular desejada pelo córtex.

Figura 2.3: Localização do Bíceps



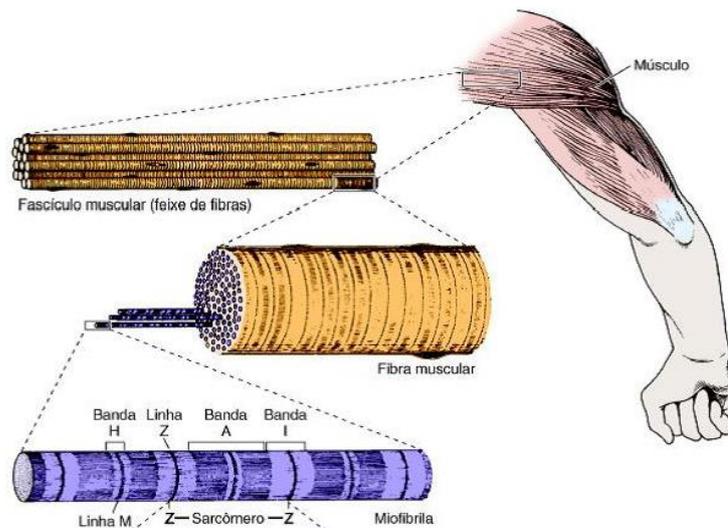
Fonte: Adaptado da <https://www.kenhub.com/pt/library/anatomia/potencial-de-acao>

Na Figura 2.4, os elementos contráteis de uma fibra muscular conhecida como miofibrilas são ilustrados. As miofibrilas são fibrilas contráteis (actina e miosina). Cada miofibrila exibe bandas escuras e claras alternadas chamadas de filamentos proteicos de actina (mio filamentos finos) e miosina (mio filamentos grossos).

- As Miofibrilas são constituídas por unidades que se repetem ao longo do seu comprimento denominados sarcômeros.
- A distribuição dos filamentos de actina e miosina varia ao longo do sarcômero
- As faixas mais extremas e mais claras do sarcômero (Banda I) contém actina.
- Dentro da (Banda I) existe uma linha que se cora mais intensamente (Banda Z) que são várias uniões entre dois filamentos de actina.
- A faixa central mais escura é chamada de (banda A) e são formadas por filamentos de actina e miosina sobrepostos.

- Dentro da (Banda A) existe uma região mais clara a (banda H) que contém apenas miosina.
- O sarcômero compreende ao segmento entre as duas linhas z consecutivas e é a unidade contrátil da fibra muscular. A contração ocorre pelo deslizamento dos filamentos de actina sobre os de miosina, o sarcômero diminui devido à aproximação das duas linhas Z, e a zona H chega a desaparecer.

Figura 2.4: Os sarcômeros e os mio filamentos



Fonte: <https://www.unifal-mg.edu.br/histologiainterativa/tecido-muscular/>

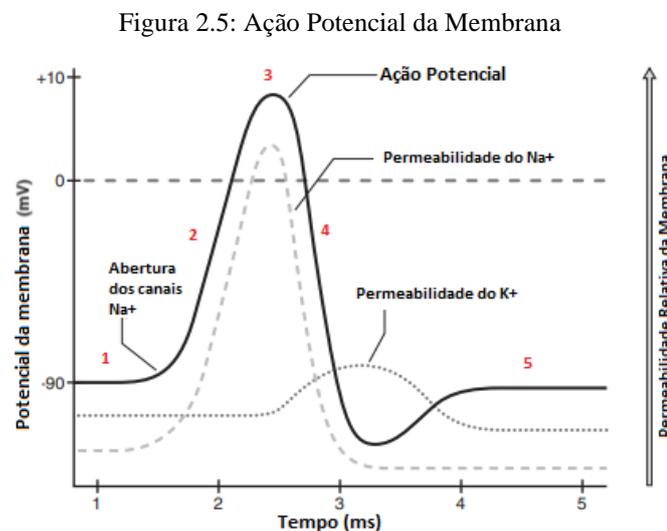
### 2.1.3. Ação Potencial

As células musculares cercadas por líquido semipermeável, é chamado de sarcolema. Devido a condições de repouso existe uma diferença de potencial através da membrana tal qual dentro da fibra dela em torno de -90 mV em relação a parte de externa. Esse gradiente potencial é produzido devido as diferenças de concentrações iônicas no interior e exterior das células. Numa condição de repouso a concentração iônica de sódio ( $\text{Na}^+$ ) exterior à membrana é maior do que no interior. E a concentração de potássio ( $\text{K}^+$ ) é maior no interior da membrana do que no exterior. Essa condição cria o potencial de repouso. Quando o musculo é estimulado as fibras dos músculos se depolarizam fazendo com que a permeabilidade da membrana ocorra mudanças permitindo que a concentração de sódio aumente entrando na membrana. Se a depolarização é alcançada os canais de sódio (controlados pela tensão), se abrem e o sódio ( $\text{Na}^+$ ) corre para dentro revertendo a polaridade da célula para + 10 mV momentaneamente. Um período de trocas físico-químicas acontece em curto tempo, a membrana não responde a qualquer ação potencial de estimulação. A tensão é controlada e os canais de sódio são fechados

e de potássio são abertos, permitindo que atravessem a membrana para o meio exterior. Nesse momento o oposto acontece: A alta concentração de  $K^+$  é maior no meio exterior e no meio interior é maior para a concentração de  $Na^+$ . Finalmente o bombeamento de sódio – potássio é reiniciado para as concentrações originais. Transporte ativo de 3 moléculas de sódio e 2 moléculas de potássio. Considerando que várias fibras são inervadas pelo mesmo neurônio motor, o gatilho para cada neurônio resulta na ativação de muitas fibras. O somatório de atividade muscular das fibras gera um UMAP (Unidades Múltiplas de Ação Potencial).

Potencial de ação da fibra muscular, figura 2.5:

- Na primeira etapa (1) a membrana está em repouso a  $-90mV$ .
- Em (2) ocorre a despolarização e se o limiar é atingido, o potencial sobe até  $+10mV$ .
- Durante (3) os canais de sódio fecham e a fibra não pode produzir nenhum novo potencial de ação.
- (4) é o repolarização que termina com as mesmas condições iniciais em (5).



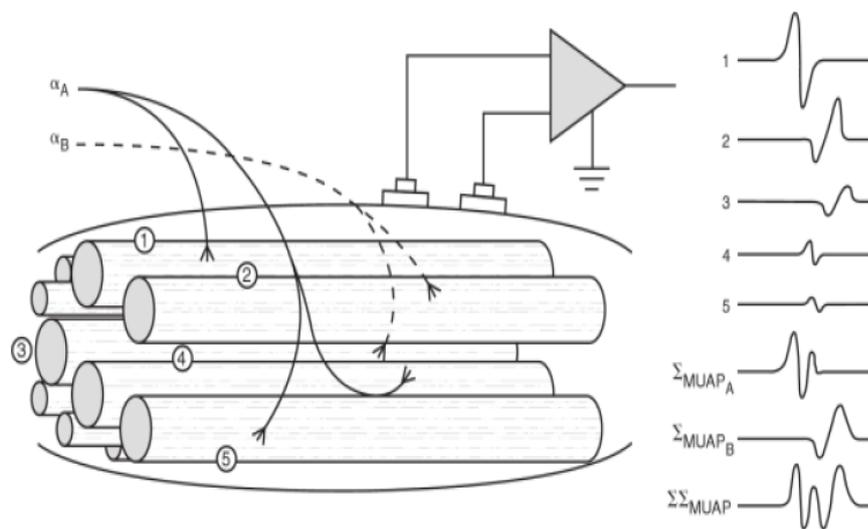
Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics, 2010.

#### 2.1.4. Modelagem EMG

De acordo com Basmajian e De Luca (1985) os sinais EMG adquiridos na superfície durante uma contração voluntária do músculo é assumido como a soma de todas as unidades motoras (UM) ativas. De acordo com Saitou et, al (2000), é amplamente dependente das propriedades de (UMs) e seus padrões de disparo, bem como zonas de inervação muscular. De

acordo com Person and Kozhina (1992) e Lebedev and Polyakov (1992), as características das UMAPs (Unidades Motoras Ação Potencial), ou seja, formas e distribuição de amplitude e duração, são determinados pelas propriedades morfofuncionais das fibras musculares ativadas e UMs juntamente com fenômenos bioelétricos passivos e ativos. Os padrões de disparo refletem o controle motor do sistema nervoso central e em situações particulares, como uma estimulação, eles podem se correlacionar com a frequência de vibração (Pessoa e Kozhina, 1992, Lebedev e Polyakov, 1992).

Figura 2.6: A Eletromiografia de superfície é composta pela soma algébrica de todos as unidades de ações potenciais.



Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics, 2010.

### 2.1.5. Desordens Neurológicas

De acordo com Medlineplus (2014), tremores são definidos como movimentos musculares rítmicos não intencionais de uma ou mais partes do corpo. De acordo com *National Multiple Sclerosis Society and Parkinson Foundation* (2014), mais de 2,3 milhões de pessoas no mundo sofrem de esclerose múltipla e mais de seis milhões sofrem de doença de Parkinson. Não há cura para as doenças citadas nem tratamento real além de que podem causar mudanças significativas nas vidas das pessoas.

Quando ocorre um tremor, o interneurônio fica sub ou super estimulado. Quando o potencial de ação dentro do neurônio motor atinge o terminal sináptico do neurônio, o potencial de tensão causa a liberação de acetilcolina através da sinapse entre a célula nervosa e o músculo. O corpo humano usa a acetilcolina, um neurotransmissor, para muitas aplicações. Observar a

amplitude e a frequência dos sinais nervosos, bem como os sinais musculares, determina se o músculo controla voluntária ou involuntariamente.

## **2.2. Revisão Eletrônica**

Após o embasamento teórico sobre sinais EMG, medidas e importância, nesta seção será considerado fazer uma revisão eletrônica. Conceitos-chave relativos aos circuitos investigados são explicados de forma a dar ao leitor as ferramentas necessárias para uma compreensão completa deste documento. Aspectos teóricos que precisam ser abordados, como ruído (apêndice), medição diferencial, filtros e amplificação serão cobertos.

### **2.2.1. Amplificadores Operacionais**

O amplificador operacional é sem dúvida um dos componentes mais utilizados em circuitos e sistemas analógicos. A simplicidade de utilização, as elevadas funcionalidades, desempenho e o enorme mercado conduziram as empresas fabricantes ao desenvolvimento de uma gama variadíssima de componentes alternativos, visando essencialmente satisfazer de forma abrangente os requisitos particulares das diversas aplicações possíveis, processamento de sinal, incluindo a própria amplificação.

O op-amp ideal constitui um modelo simplificado de um amplo conjunto de amplificadores de tensão atualmente existentes no mercado.

- Impedância de entrada infinita;
- Impedância de saída nula;
- Ganho de tensão infinito;
- Ausência de qualquer limitação em frequência e em amplitude
- Tensão de desvio zero (*Offset*)
- Largura de Banda infinita
- Corrente de entrada zero
- Ruído zero
- taxa de rejeição de modo comum infinita
- taxa de rejeição de fonte de alimentação infinita

### 2.2.1.1. SINAL DE MODO COMUM E DIFERENCIAL

No Site da fabricante Toshiba, há uma explicação a respeito do sinal de modo comum que vale a introdução. A tensão de entrada em modo comum ( $CMV_{IN}$ ) é definida nas características elétricas do datasheet do amplificador operacional. Esta é a tensão de entrada que satisfaz as características elétricas ( $CMRR$ , etc.) da folha de dados quando o mesmo sinal é aplicado aos terminais  $IN(+)$  e  $IN(-)$  do op-amp. Pode-se considerar que os sinais de modo comum nunca são aplicados a um amplificador operacional. No entanto, os amplificadores operacionais são comumente usados com realimentação negativa, o que resulta em curtos-circuitos nos terminais  $IN(+)$  e  $IN(-)$ . Isso equivale a aplicar sinais de modo comum (ou sinais com pouca diferença de tensão) ao amplificador operacional.

Se os sinais de entrada de um amplificador operacional estiverem fora da faixa de tensão de entrada de modo comum especificada, o ganho do amplificador diferencial diminui, resultando em uma distorção do sinal de saída. Se a tensão de entrada for ainda maior e exceder a tensão de entrada diferencial nominal máxima, o dispositivo pode se deteriorar ou sofrer danos permanentes.

Quadro 2.1: Informação da folha de dados do componente INA331, tensão de modo comum.

Parâmetros	Condições	INA331IDGK	Unidades
Faixa de entrada de modo comum	$V_s = 2,7 \text{ V}$	Min = 0,35	V
	$V_s = 5 \text{ V}$	Min = 0,55	V

Fonte: INA331 INA2331 SBOS215C – DECEMBER 2001 – REVISED APRIL 2005.

De acordo com Lopes (2013), um sinal diferencial é simplesmente a diferença entre dois sinais. São as melhores opções de transmitir informações de um ponto a outro devido a sua alta imunidade a interferências e ruídos externos. Por outro lado, quando o sinal de terminação única (*single ended*), o sinal de transmissão ocorre tanto o emissor quanto o receptor compartilham de um potencial de aterramento comum, com o qual o sinal é comparado, fazendo com que as interferências com o terra comum obscureçam o sinal de interesse.

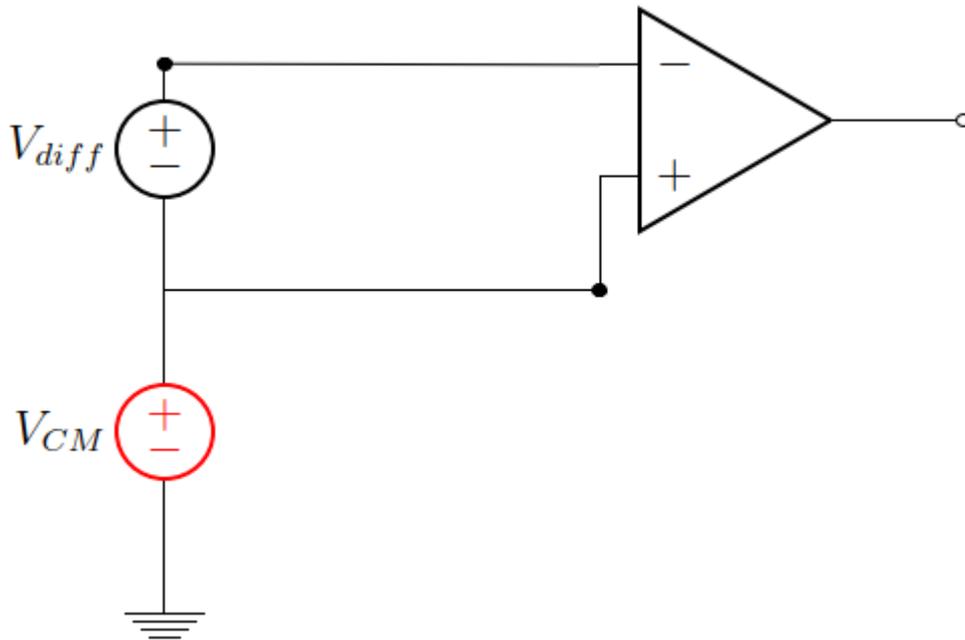
Em outras palavras a informação é transmitida com a diferença entre os sinais e não entre saída final e o terra do circuito receptor. Normalmente quando se tem sinal diferencial, existe também um modo comum sobreposto ao sinal, produzido por um acoplamento parasita entre o sinal diferencial e o ponto de terra comum. O sinal sobreposto é o modo comum e não

é desejável em medições pois não contém informações de interesse. Acaba prejudicando o processo de detecção do sinal.

$$V_{comum} = V_p - V_n ,$$

$$V_{comum} = \frac{V_p + V_n}{2}$$

Figura 2.7: Amplificador diferencial e modo comum



Fonte: Lopez, Aced, Sebastian (2012). Design and Construction of an Emg Multichannel Acquisition System Prototype. Dissertação de Mestrado Politecnico Di Torino.

O modelo ideal do Op-Amp, o amplificador deve fornecer rejeição infinita contra a tensão  $V_{cm}$ , na realidade, o CMRR não é infinito, mas é muito grande ( $> 100\text{db}$ , geralmente). No entanto, esse valor pode não ter sentido se o projetista não levar em conta fenômenos como a conversão de modo comum para diferencial. Então, para fazer boas medições diferenciais, o equilíbrio nas entradas do amplificador diferencial devem ser o mais preciso possível.

De acordo com Fiore (2016), o circuito diferencial possui limitações tais como:

- Impossível obter entradas de alta impedância combinadas enquanto mantém alto ganho e deslocamento satisfatório e desempenho de ruído.
- As impedâncias de entradas não são isoladas
- A impedância de entrada pode muito ser uma função do sinal presente na outra entrada.

- Situação inaceitável quando existe a necessidade de um amplificador de precisão se particularmente a fonte de impedância não é muito baixa.

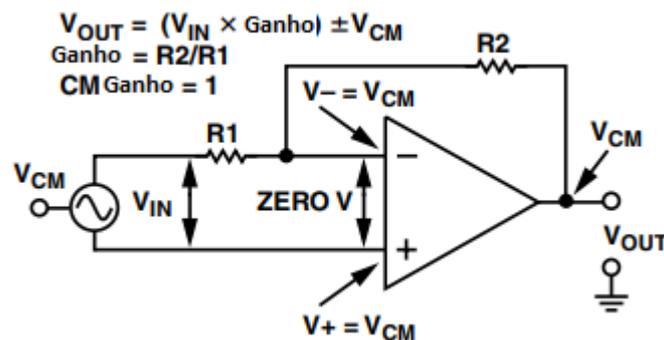
### 2.2.1.2. Amplificador de instrumentação

De acordo com Fiore (2016), o amplificador de instrumentação supera as limitações citadas na secção anterior. O in-amp (amplificador de instrumentação), oferece:

- Fiore (2006), entradas balanceadas, isoladas com Impedância muito alta, através seguidor de tensão na frente de cada entrada.
- Kitchins (2006), correntes de polarização são muito baixas, tipicamente  $1\eta A$  e  $50\eta A$ . Ou tão baixa quanto o  $3fA$  do LMP7721 da Texas Instruments.
- Excelente taxa de rejeição de modo comum (CMRR).
- Kitchins (2006), o ganho é definido através de resistor, se não for pré-definido internamente, que é isolado das entradas do terminal.

Kitchins (2006). Apesar de que os op-amps, in-amps e diff-amps (Amplificadores diferenciais) forneçam rejeição de modo comum, os op-amps no caso, não foram projetados para prevenir sinal de modo comum na saída. Em aplicações típicas, os op-amps processam os sinais de modo comum passando-os para a saída, mas não os rejeitam. Figura 2.8 ilustra essa explicação.

Figura 2.8: Circ. Op-amp inversor ou não inversor típico usando um op-amp, tanto a tensão do sinal quanto a tensão de modo comum aparecem na saída do amplificador.



Fonte: Kitchin, Charles Lew Counts: A Designer's guide to instrumentation amplifiers. Analog Devices Inc., 2006.

De acordo com Kitchins (2006), a figura 2.8 mostra um amplificador operacional conectado a uma fonte de entrada que funciona com uma tensão de modo comum. Devido ao feedback aplicado externamente entre a saída e a junção de soma, a tensão na entrada “-” é forçada a ser a mesma da tensão de entrada “+”. Portanto, o amplificador operacional

idealmente terá zero volts em seus terminais de entrada. Como resultado, a tensão na saída do amplificador operacional deve ser igual a VCM, para entrada diferencial de zero volts. Mesmo que o amplificador operacional tenha rejeição de modo comum, a tensão de modo comum é transferida para a saída junto com o sinal. Na prática, o sinal é amplificado pelo ganho de malha fechada do amplificador operacional, enquanto a tensão em modo comum recebe apenas ganho unitário. Essa diferença no ganho fornece alguma redução na tensão de modo comum como uma porcentagem da tensão do sinal. No entanto, a tensão de modo comum ainda aparece na saída e sua presença reduz a oscilação de saída disponível do amplificador. Por muitas razões, qualquer sinal de modo comum (Dc ou Ac) aparecendo na saída do amplificador operacional é altamente indesejável.

Os amplificadores operacionais são a melhor escolha quando se trata de amplificação de sinais fracos, pois amplificam a diferença deles nos dois terminais de entrada enquanto se rejeita qualquer sinal de modo comum de ambos. A figura 2.9, ilustra o circuito típico de um amplificador de instrumentação com sinal de modo comum de tensão. Nesse caso específico, para se ver a rejeição de modo comum, o sinal diferencial é de 1 mV de onda senoidal e o sinal de Vcm é de 1Vdc. A solução de polarização inicial mostra que os amplificadores operacionais 1 e 2 amplificam ambas as porções AC e DC da entrada, enquanto o modo comum a rejeição é deixada para o amplificador operacional 3. Isso é evidenciado pelo fato de que os nós de entrada do op-amp final veem o mesmo potencial DC. Na saída, a onda senoidal foi amplificada em aproximadamente 500 como esperado. Não há desvio DC na saída, indicando rejeição do sinal CC de modo comum.

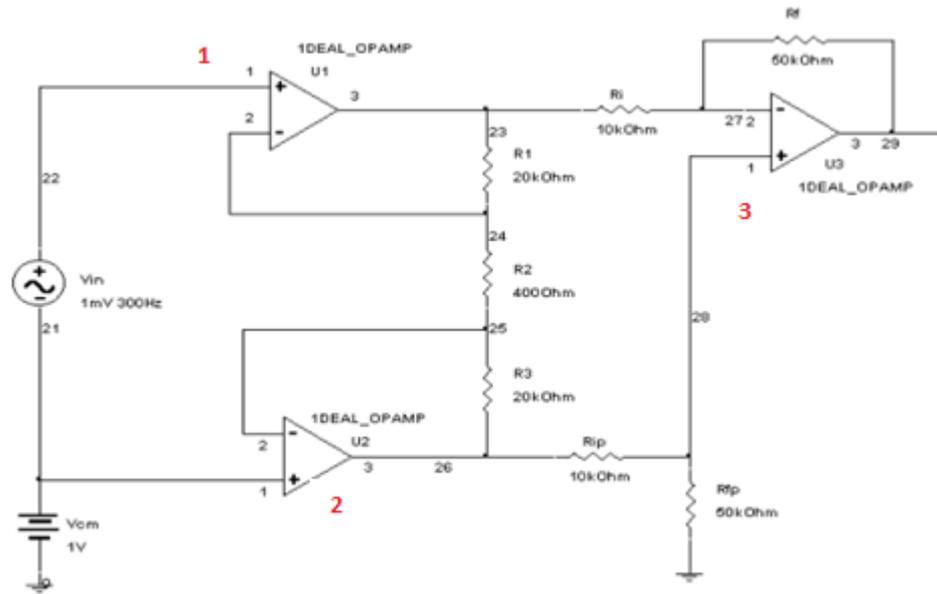
Equações consideradas:

$$V_{in} = 1_{mV}V_{pp} + 1 V_{cm}$$

Aplicando o modelo ideal de op-amp, o resultado:

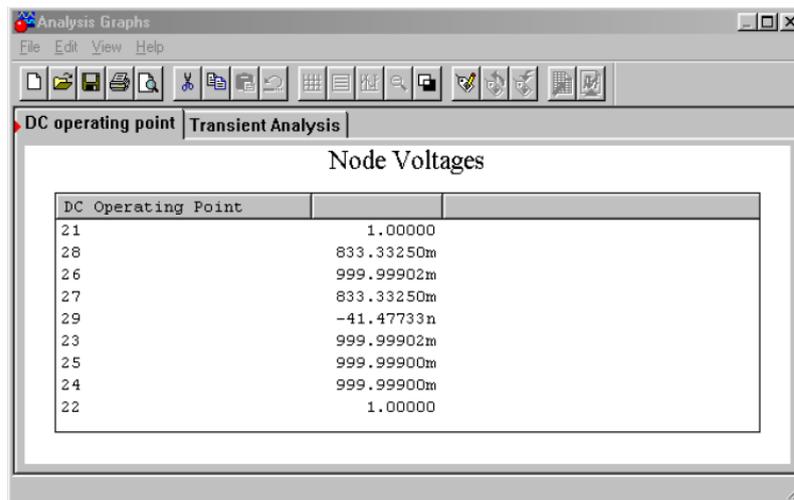
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(1 + 2 * \frac{R_1}{R_{Ganho}}\right) * \frac{R_3}{R_2}$$

Figura: 2.9: In-Amp Multisim



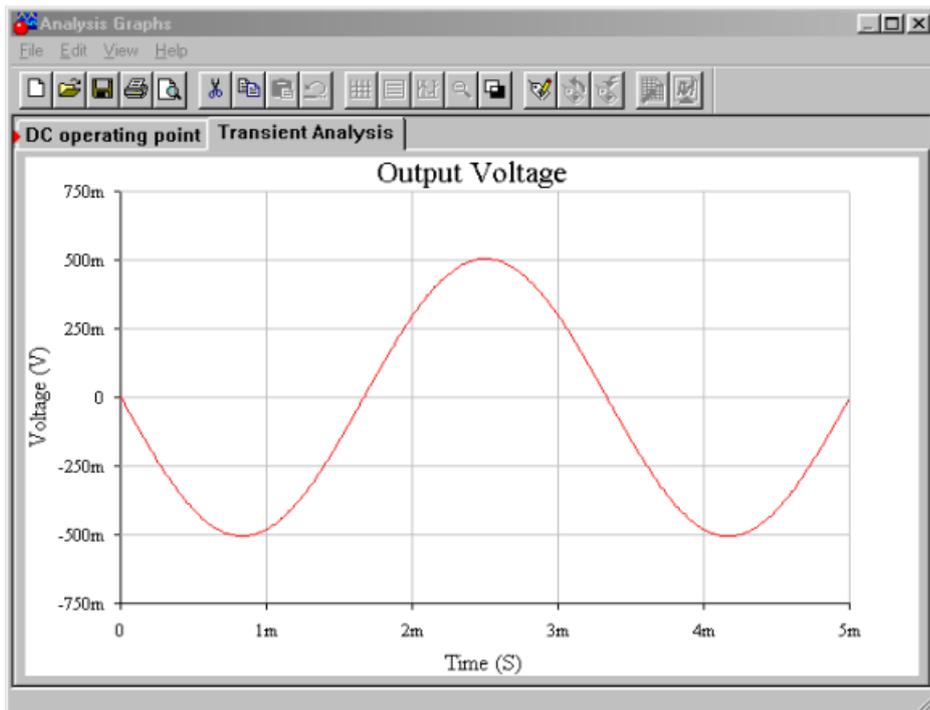
Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

Figura 2.10: Tensões DC do in-amp.



Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

Figura 2.11: Tensão de saída AC para o in-amp.



Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

### 2.2.1.3. Produto de Ganho de Largura Banda

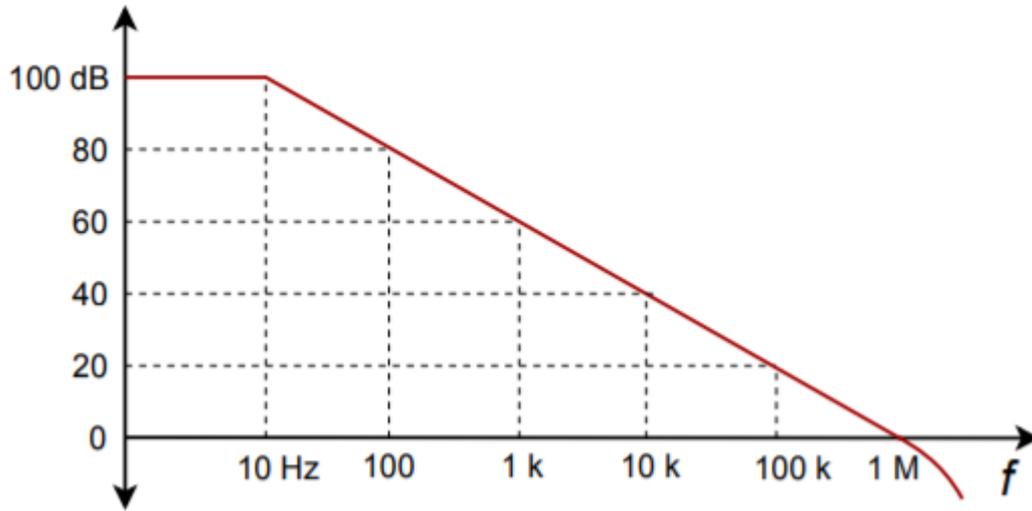
Na prática o ganho de tensão e a largura de faixa não são infinitos. O ganho de tensão diminui com o aumento da frequência. A figura 2.12 ilustra o gráfico com as seguintes premissas:

- Curva de resposta em frequência em malha aberta de um AO típico.
- Existem duas escalas, sendo uma em dB e a outra relacionado a tensão de saída e a entrada ( $\frac{V_s}{V_e}$ ), existindo uma relação elas:

$$\text{Ganho(dB)} = 20 * \log \left( \frac{V_s}{V_e} \right)$$

- O ganho diminui à taxa de 20 dB por década cada vez que a frequência é multiplicada por 1000.
- Frequência de ganho unitário torna-se igual a 1
- O produto de ganho x largura de faixa. Se o ganho aumentar a LF (Largura de faixa) diminui e vice-versa.
- Largura de faixa é definida como  $LF = f_{cs} - f_{ci}$ ,  $f_{cs}$  = Frequência de corte superior,  $f_{ci}$  = Frequência de corte inferior.

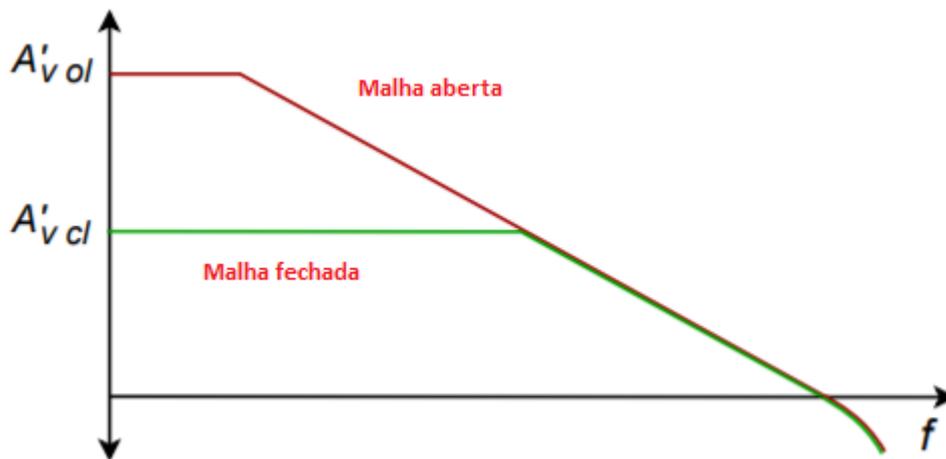
Figura 2.12: Curva de resposta em frequência em malha aberta.



Fonte: Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

- Na figura 2.13, o amplificador realimentado em malha fechada o ganho diminui, mas a largura de faixa aumenta na mesma proporção que o de malha aberta.

Figura 2.13: Comparação das Curvas de resposta em malha aberta e malha fechada.



Fonte: Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

#### 2.2.1.4. Impedância de Entrada

De acordo com Kamen (2010), a impedância de entrada, portanto, refere-se à resistência nos terminais de entrada, que determina quanta corrente o amplificador extrairá da fonte de tensão.

Merletti (2008), este parâmetro é encontrado em folhas de dados como um valor de resistência em paralelo com um valor capacitivo (a capacitância de entrada do amplificador operacional). Para medição de EMG, dispositivos com impedância de entrada inferior a  $100M\omega$  não são recomendados como estágios de entrada para amplificadores EMG

Kamen (2010), como os eletrodos e o amplificador formam um circuito em série, suas impedâncias de entrada devem ser consideradas em relação uma à outra. O objetivo é ter a maior parte da queda de tensão ocorrendo no amplificador (onde é medida), em relação aos eletrodos. Pode-se fazer isso diminuindo a impedância de entrada do eletrodo por meio de uma melhor preparação da pele.

### **2.2.1.5. Corrente de polarização**

Kamen (2010), corrente de polarização é a corrente de base que deve fluir o tempo todo para manter a eletrônica dentro do amplificador ligado. Nenhuma corrente abaixo do nível de polarização do amplificador pode ser detectada. Esta corrente realmente flui para fora do amplificador e é injetada de volta para a placa de circuito.

Lopez (2012), a corrente de polarização de entrada é uma corrente que realmente flui para dentro do amplificador para polarizar todos os seus transistores internos, e é realmente importante fornecer um caminho CC para este fluxo de corrente. Um amplificador sem este caminho não pode funcionar corretamente.

### **2.2.1.6. Resposta em frequência**

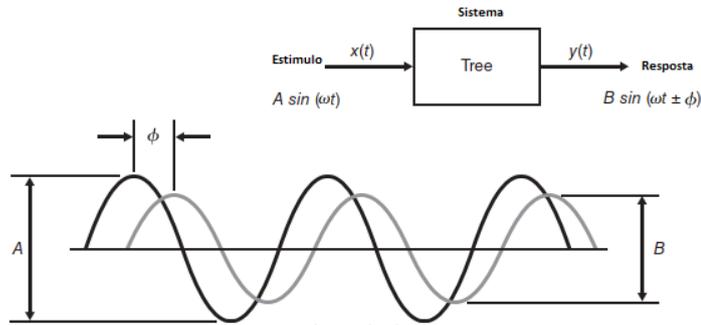
Kamenn (2010), Os Amplificadores contêm circuitos analógicos que são capazes de alterar o conteúdo de frequência de o sinal de entrada. Alterar o conteúdo da frequência é sinônimo de filtragem de sinal.

### **2.2.1.7. Gráficos de Bode:**

Kamen (2010), a maneira mais eficaz de comunicar como o amplificador altera o conteúdo da frequência do sinal é através do uso de gráfico de bode. Imprime os gráficos com as características físicas de qualquer sistema em termos de estímulo de entrada e a resposta em saída. A cada incremento de frequência, a relação de amplitude da resposta de saída para o estímulo de entrada é calculada ( $B_{out} / A_{in}$ ) e plotado. A relação ( $B_{out} / A_{in}$ ) é chamada o ganho (G) do sistema. Dois gráficos definem os gráficos de bode. O primeiro gráfico é o ganho do

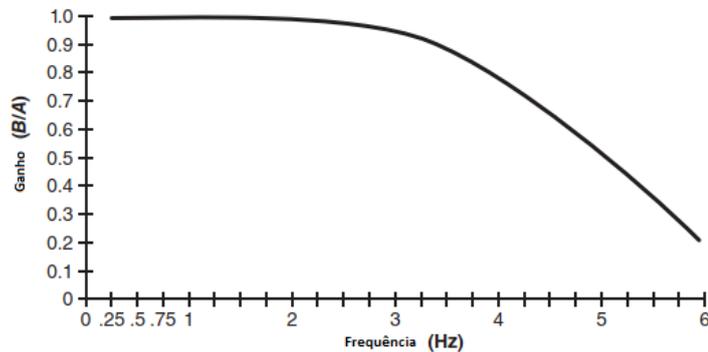
sistema (eixo y) versus estímulo frequência (eixo x). A segunda é a diferença de fase entre o estímulo de entrada e resposta de saída (eixo y) versus frequência do estímulo (eixo x). O ganho e a fase os relacionamentos juntos compõem os gráficos de bode que descrevem o sistema físico na figura 2.14, 2.15 e 2.16.

Figura 2.14: Estímulo de entrada no sistema. Resposta é a amplitude e frequência.



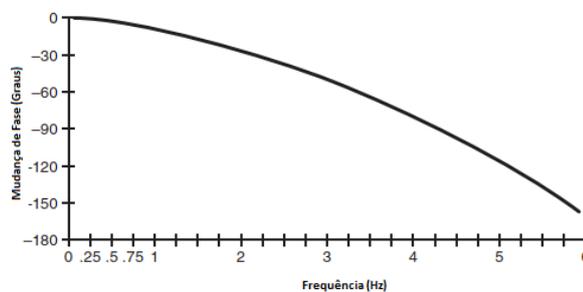
Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics, 2010

Figura 2.15: A relação entre a frequência de entrada e a saída de resposta é o ganho do sistema.



Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics,

Figura 2.16: A fase entre o estímulo de entrada e a saída de resposta é a mudança de fase.



Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics,

### 2.2.1.8. Decibéis

Kamen (2010), a relação entre a potência do sinal de saída e a potência do sinal de entrada foi formado para determinar o ganho (G) do amplificador  $G = \frac{P_{Saída}}{P_{Entrada}}$ . Onde a unidade de potência é em watts (W). A relação de potência é expressa em uma escala logarítmica de decibéis (dB). A escala decibel é  $10 \log_{10} X$ , onde X é qualquer número. O ganho sistema em decibéis é:

$$G = 10 * \log_{10} \left( \frac{P_{Saída}}{P_{Entrada}} \right)$$

A amplitude da tensão RMS, ganho do sistema em decibéis se reduz a

$$G = 20 * \log \frac{V_{saída}}{V_{Entrada}}$$

A razão agora é baseada somente em amplitude RMS (Método da raiz dos quadrados) da tensão de entrada e saída. A amplitude de tensão é de 0,707 do seu valor completo na frequência de corte. Esse parâmetro é importante como ponto de referência o sinal é alterado no filtro.

$$20 * \log_{10} (0,707) = -3 \text{ dB}$$

### 2.2.1.9. Tipos de amplificadores

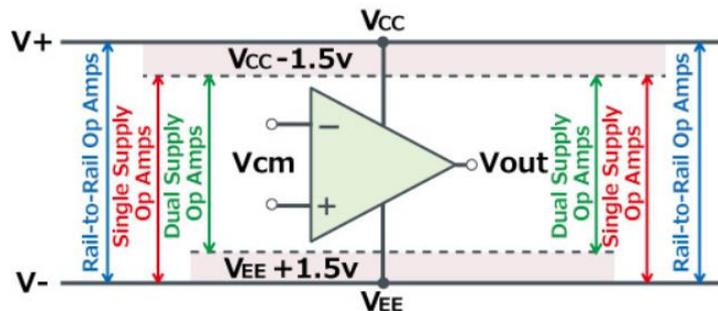
Os amplificadores operacionais podem ser classificados em 3 tipos principais com base na faixa de tensão de entrada/saída: Alimentação Dupla, Alimentação Única e Rail-to-Rail. A faixa de tensão de entrada/saída de cada tipo de amplificador operacional é mostrada abaixo nas observações de cada tipo de op-amp e na figura 2.17.

- Amplificadores operacionais de alimentação dupla: Como os amplificadores operacionais geralmente amplificam pequenos sinais próximos a 0 V, quando a entrada de 0 V é necessária, no caso de um amplificador operacional de alimentação dupla, o VEE deve ser definido como -1,5 V ou menos. Por esse motivo, uma fonte de alimentação negativa é frequentemente usada e, como são necessárias fontes positivas e negativas, ela é chamada de amplificador operacional de alimentação dupla.
- Amplificadores operacionais de alimentação única (sentido de aterramento). Ao inserir sinais próximos a 0V, uma tensão negativa é necessária se estiver

usando um amplificador operacional de alimentação dupla (uso geral), mas um amplificador operacional que permite a entrada sem essa tensão negativa é chamado de amplificador operacional de alimentação única. Ele também é conhecido como amplificador operacional de detecção de solo, pois pode operar até o sinal de entrada do nível do solo.

- Amps Op Rail-to-Rail (Entrada/Saída Full Swing). Com a tendência recente de conservação de energia, um número maior de conjuntos está sendo acionado em baixas tensões. Os amplificadores operacionais também precisam operar em tensões baixas, mas se a tensão de alimentação  $V_{CC}$  cair para quase 5 V, um amplificador operacional de alimentação única é capaz de inserir apenas 1,5 V a menos que o VCC, o que pode ser inconveniente. Em contraste, um amplificador operacional Rail-to-Rail pode operar normalmente mesmo quando a tensão de entrada oscila de VEE para VCC. Como ele pode entrar/sair em toda a faixa de tensão de alimentação (VEE a VCC), geralmente é chamado de amplificador operacional full swing de entrada/saída.

Figura 2.17: A fase entre o estímulo de entrada e a saída de resposta é a mudança de fase.



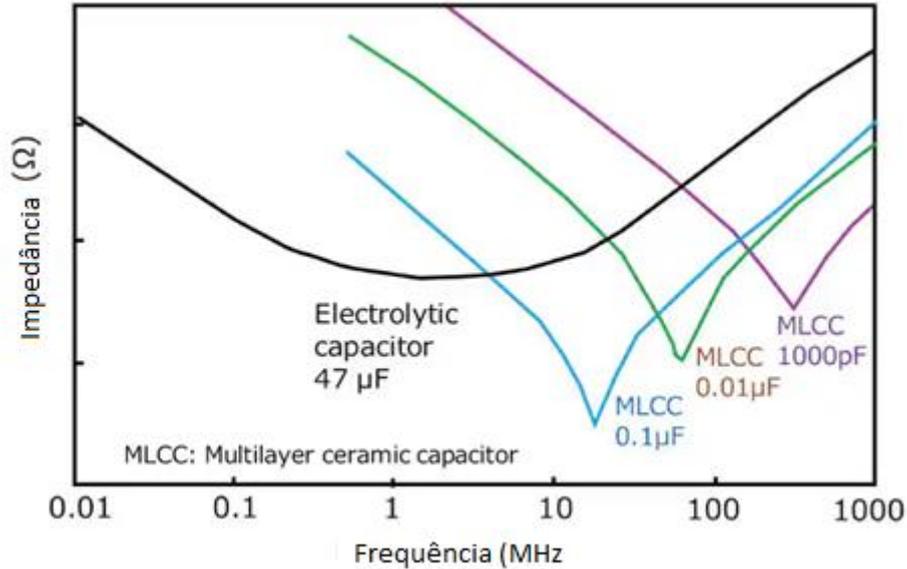
Fonte: <https://www.rohm.com/electronics-basics/opamps/op-amp-types#:~:text=Op%20amps%20can%20be%20classified,op%20amp%20is%20shown%20below.>

### 2.2.1.10. Capacitores de Desvio

É necessário conectar capacitores de *by-pass* (também chamados de capacitores de desacoplamento) ao terminal da fonte de alimentação (VDD)? Sem capacitores de desvio, um amplificador operacional pode funcionar mal ou, na pior das hipóteses, sofrer oscilação ou outros problemas. Os capacitores têm resistência e indutância parasitas, que são especificadas como resistência em série equivalente e indutância em série equivalente, respectivamente, nos

padrões de capacitores. Portanto, os capacitores exibem características de frequência versus impedância conforme mostrado abaixo.

Figura 2.18: Impedância Vs. Frequência (Mhz).



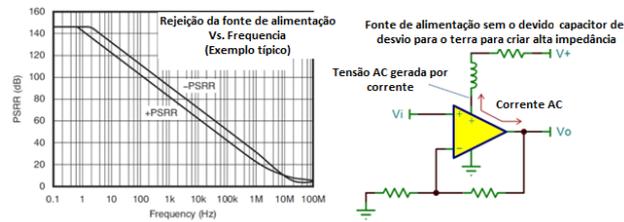
Fonte: [https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/linear\\_opamp/is-it-necessary-to-connect-bypass-capacitors-to-the-power-supply-terminal-of-an-op-amp.html](https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/linear_opamp/is-it-necessary-to-connect-bypass-capacitors-to-the-power-supply-terminal-of-an-op-amp.html)

É recomendável conectar um capacitor de filtro de alta frequência (0,01 μF a 0,1 μF) e um capacitor de filtro de baixa frequência (10 μF a 100 μF) nos terminais VDD e GND.

O capacitor do filtro de alta frequência, que é mais suscetível ao efeito da indutância da fiação da placa, deve ser colocado mais próximo do amplificador operacional do que o capacitor do filtro de baixa frequência. Os traços de PCB para esses capacitores devem ser tão largos e curtos quanto possível para reduzir a impedância do loop  $V_{DD}$ -By-pass capacitor-GND.

De acordo com Trump (2022), a rejeição da fonte de alimentação é a capacidade de um amplificador de rejeitar variações na tensão da fonte de alimentação. A Figura 2.19, mostra que essa capacidade de rejeição é muito boa em baixa frequência, mas diminui à medida que a frequência aumenta.

Figura 2.19: Rejeição da Fonte de alimentação Vs. Frequência.



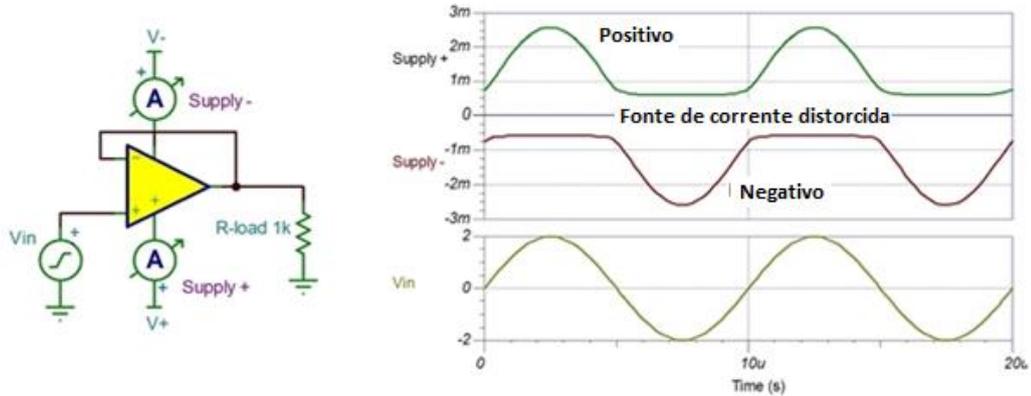
Fonte: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why](https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why)

Muitas vezes é pensado em ruídos de fontes de alimentação externas interferindo em um amplificador. Mas amplificadores operacionais podem criar seus próprios problemas.

- Corrente de carga de saída deve vir dos terminais da fonte de alimentação.
- Sem o desvio adequado, a impedância em um terminal de alimentação pode ser alta.
- Permite que a corrente de carga AC produza uma tensão AC no pino de alimentação.
- Cria um caminho de feedback não intencional e descontrolado.
- A indutância nesta conexão de fonte de alimentação pode aumentar a tensão AC resultante no pino de alimentação.
- Em alta frequência, onde a rejeição da fonte de alimentação é ruim, esse feedback não intencional pode causar oscilação.
- Também existem forças internas em ação. Sem uma fonte de alimentação sólida, os nós do circuito interno podem se comunicar, criando caminhos de feedback indesejados.
- Os circuitos internos são projetados para operar com impedância firme e baixa nos terminais da fonte de alimentação.
- Um amplificador pode se comportar de maneira bastante diferente e imprevisível sem a base sólida de fontes de baixa impedância.

Com uma entrada de onda senoidal limpa, o *feedback* não intencional devido ao *by-pass* (*desvio*) ruim pode não produzir uma onda senoidal organizada. As correntes de sinal nos terminais de alimentação, figura 2.20, são muitas vezes distorcidas porque representam apenas metade da corrente de onda senoidal. Com diferentes características de rejeição da fonte de alimentação nas fontes positiva e negativa, a forma de onda na saída fica sujeita a distorções.

Figura 2.20: Fonte de corrente distorcida.



Fonte: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why](https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why)

- Os problemas são ampliados com alta corrente de carga.
- As cargas reativas criam correntes de carga com deslocamento de fase que podem agravar os problemas.
- As cargas capacitivas já correm maior risco de oscilações devido à mudança de fase adicional no caminho de realimentação.

**Esses comportamentos não são bem modelados no TINA-TI ou em outros programas SPICE.**

- As fontes de tensão no SPICE são perfeitamente sólidas, imperturbáveis pelas correntes de carga.
- Modelar a impedância real da fonte do seu suprimento e layout da placa com componentes adicionais é complicado e impreciso.
- A magnitude da rejeição da fonte de alimentação é modelada nos melhores modelos macro desenvolvidos pela TI, mas é improvável que a relação de fase desse caminho de realimentação corresponda à realidade.
- A simulação pode ser extremamente útil, mas não prevê com precisão esse comportamento.

### 2.2.1.11. Filtros

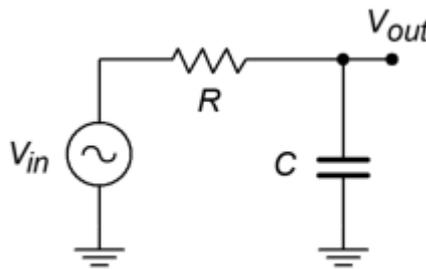
De acordo com Mancini (2016), filtro é um dispositivo que passa sinais elétricos em certas frequências ou intervalos, impedindo a passagem de outros. Esses dispositivos

são usados em diversos campos de aplicação desde telecomunicação, a fontes de alimentação de sistemas em muitos tipos, faixas e configurações.

Existem diversos tipos de filtros e são classificados dependendo da função em que é desempenhado: Filtro (*Notch* Passa Baixa, Passa Alta, Passa Faixa etc.). Outra classificação é feita dependendo do tipo de componente usado durante a sua construção: Ativos e passivos (figura 2.21).

- Filtro Passivo: Consiste em componentes RLC (Resistor, Indutor e capacitor).
- Filtros passivos sempre mostram alguma perda de sinal na banda passante.
- Filtros passivos atuam na faixa de frequência de MHz ou acima.

Figura 2.21: Filtro passivo Passa Baixa.



Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

- Filtro Ativo: Consistem em componentes com amplificadores operacionais, resistores, capacitores.

De acordo com Fiore (2002), os filtros ativos oferecem muitas vantagens sobre as implementações passivas. Filtro ativo na figura 2.22.

- Os filtros ativos não exibem perda de inserção. Isso significa que o ganho da banda passante igual a 0 dB.
- Os filtros ativos podem ser feitos com ganho de banda passante, se desejado.
- Os filtros ativos também permitem isolamento e controle de impedâncias de entrada e saída. Isso alivia problemas com carregamento entre estágios e simplifica projetos complexos.

- Produz tamanhos de componentes modestos (por exemplo, capacitores tendem a ser menores para uma determinada resposta).
- Filtros Ativos complexos podem ser realizados sem o uso de indutores. Isso é desejável, pois os indutores práticos tendem a ser muito menos ideais do que resistores e capacitores típicos e geralmente são mais caros.
- Os filtros ativos requerem uma fonte de alimentação CC, enquanto os passivos não.
- Os filtros ativos também são limitados em sua faixa de frequência. Um amplificador operacional tem um produto de largura de banda de ganho finito, e o filtro ativo produzido pode certamente. Como os filtros ativos são construídos com componentes tais como op-amps, resistores e capacitores é comum frequências até 1 MHz.

Sumarizando, o resultado é que a abordagem ativa permite o design rápido e estável de filtros econômicos em uma variedade de aplicações.

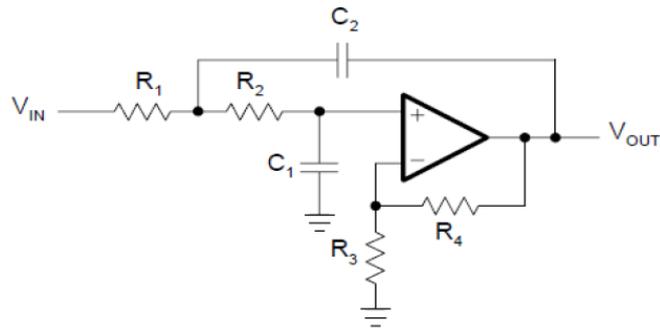
A taxa na qual a resposta de um filtro cai na banda de transição é determinada pela ordem do filtro. Quanto maior a ordem de um filtro, mais rápida é sua taxa de *rolloff*. A ordem de um filtro é fornecida como um valor inteiro e é derivado da função de transferência do filtro.

Filtro passa-baixa de 2ª ordem pode ser mais eficaz em comparação com um de 1ª ordem. Pode ser projetado pela cascata de dois filtros de 1ª ordem conectados a um amplificador operacional. O circuito dado na Figura 2.22. Para  $R_1 = R_2$  e  $C_1 = C_2$ , a frequência de corte do

circuito:  $F_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ .  $R_3$  e  $R_4$  são opcionais, pois são necessários para configurações de

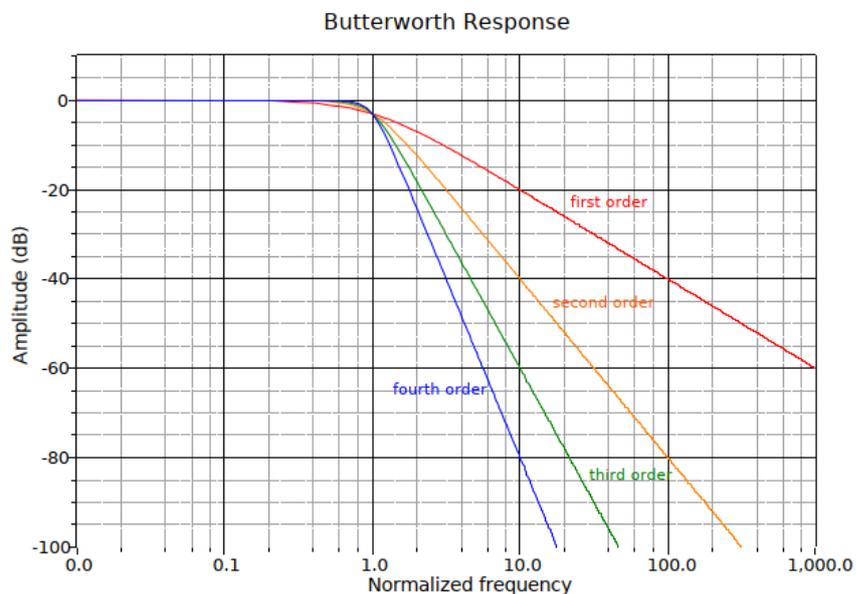
ganho separadas, conforme fornecido. A atenuação dos filtros ativos de 2 polos (Queda de 40dB/década). São denominados assim por ter dois circuitos RC, figura 2.23.

Figura 2.22: Filtro Sallen Key Passa baixa de 2ª ordem.



Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

Figura 2.23: Efeitos das ordens nos filtros Passa Baixa.

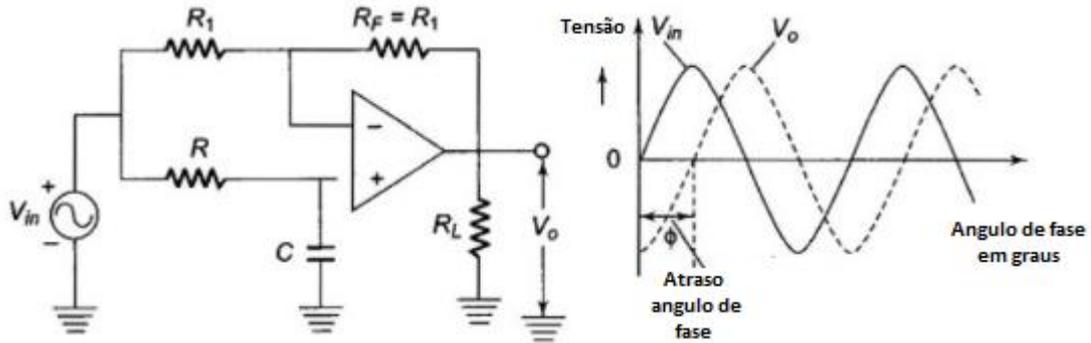


Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

### 2.2.1.12. Passa Tudo Primeira Ordem (All Pass Band)

Mancini (2009), o filtro passa tudo, tem um ganho constante através de toda a faixa de frequência e a resposta em fase que muda linearmente com a frequência. Por causa dessa propriedade são usados em compensação de fase e em circuitos de sinais de atraso. A figura 2.24, mostra o filtro passa tudo com um ganho de +1 em baixa frequência e o ganho -1 em alta frequência. Portanto a magnitude do ganho é 1 enquanto a fase é de 0° para 180°. Complementando, filtros que não filtram frequências de sinais de entrada complexa, mas adicionam mudanças de fase linear para cada componente de frequência contribuindo assim para a constante de tempo de atraso.

Figura 2.24: Filtro Passa Tudo de 1ª ordem.



Fonte: <https://www.eeeguide.com/all-pass-filter-design/>

O gráfico na figura 2.24, mostra o filtro passa-tudo com a saída atrasada em relação à entrada. A tensão de saída  $V_o$  do filtro pode ser obtida pelo teorema da superposição, conforme segue.

$$V_o = -V_{in} + \frac{-jX_c}{R - jX_c} * V_{in} * 2$$

A função de transferência do circuito:

$$A(s) = \frac{1 - RC * \omega_c * s}{1 + RC * \omega_c * s}$$

Coefficiente de comparação:  $a_i = RC \times 2\pi f_c$

Para projetar a 1ª ordem Passa tudo, necessário especificar  $F_c$  e o  $C$ , então resolver por  $R$ :

$$R = \frac{a_i}{2\pi f_c * C}$$

$$T_{gr0} = 2 * RC$$

### 2.2.1.13. Butterworth

Fiore (2016) filtro Butterworth é caracterizado por sua amplitude moderada e resposta de fase. Ele apresenta o mais rápido *rolloff* de qualquer filtro monotônico (ou seja, inclinação única ou suave). No domínio do tempo, toque moderado nos pulsos pode ser observado. Este também é o único filtro cujos 3 dB de frequência descendente é igual à sua frequência crítica ( $F_{3dB} = f_c$ ). O Butterworth faz um excelente filtro de uso geral e é amplamente utilizado. Esse circuito está presente no circuito alvo **Tremor** a ser investigado (figura 2.25).

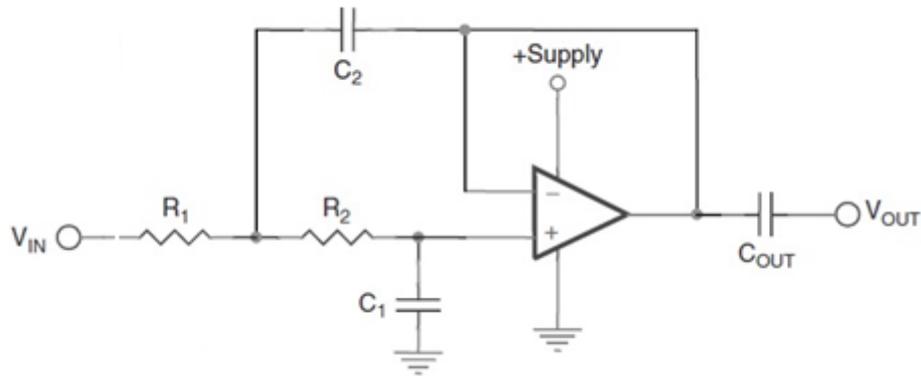


Figura 2.25: Filtro Butterworth Passa Baixa.

Fonte: Carter, Bruce and Mancini, Ron. (2009). Op-amps for everyone Third Edition. ISBN: 978-1-85617-505-0

#### 2.2.1.14. Filtro Notch

O filtro Notch, frequentemente usado para filtrar o ruído da linha de energia de 50/60 Hz foi omitido na investigação do trabalho porque a maior parte da energia EMG existe perto dessa frequência e nenhum dos circuitos alvos utilizam essa técnica de filtragem. Lopez (2012), filtrar a interferência da linha de energia com filtros Notch tem sido uma prática popular e baseia-se na eliminação do componente de 50 Hz da medição. Alguns filtros são analógicos e vêm depois da fase de amplificação, e alguns deles são digitais, agindo após a conversão ADC como o finito- filtros adaptativos de resposta ao impulso (FIR).

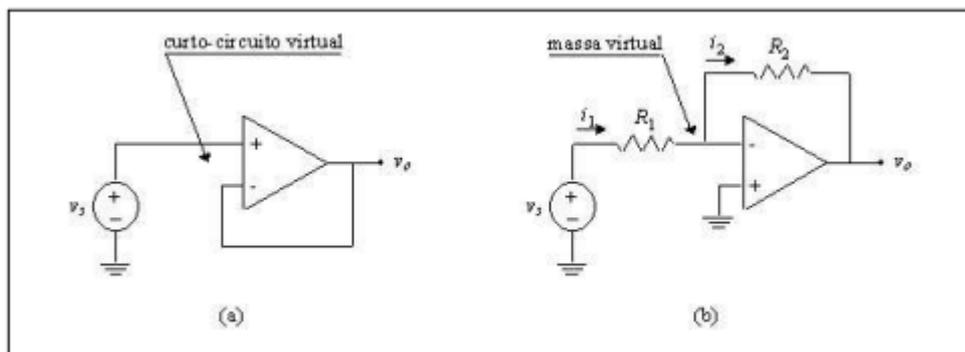
De acordo com Acharya (2011), atenção especial deve ser tomada com tais operações para que os sinais do mundo real não sejam comprometidos com esse tipo de filtragem, deve-se garantir que as informações de fase não sejam distorcidas por causa da operação de filtragem. Todos os circuitos considerados nessa investigação, não utilizam filtros Notch analógico. É sabido que eles eliminam parte da informação do sinal localizada em 50 Hz e nenhum dos fabricantes dos circuitos citam aplicação desse filtro.

O gráfico de Bode para o filtro Notch possui a frequência de corte em 60 Hz. O problema é que um filtro Notch de 60 Hz também tem uma taxa de redução de resposta que afeta a potência do sinal associada às frequências adjacentes na banda de transição, não apenas em 60 Hz. Além disso, uma quantidade significativa de sinal a potência gerada pela atividade muscular é encontrada em 60 Hz e não deve ser eliminada. Devido a essas condições esse trabalho não encontrou circuitos comerciais que possuem a aplicação de filtro Notch, além de que na própria

literatura, recomenda-se desabilitar a chave do filtro Notch de 60 Hz para evitar os problemas citados acima.

### 2.2.2. Curto-Circuito e Massa Virtual

Figura 2.26: Curto-circuito e massa virtual.



Fonte: Prof. João C. Giacomini. Departamento de Ciência da Computação COM145 – Eletrônica Básica Amplificadores Operacionais DCC-UFLA

A montagem em (a) a relação entre as tensões nos nós é:

$$V_o = V^- = V^+ = V_s$$

Isto é, a tensão na saída do op-amp segue a da fonte de sinal aplicada na entrada. Por outro lado, no caso da montagem representada em (b) verifica-se que:

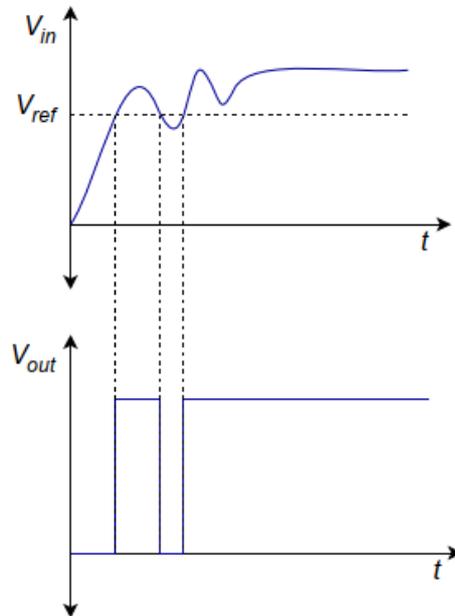
$$V^- = V^+ = 0$$

Ou seja, que o terminal negativo do amplificador se encontra ao **nível da massa**, sem, no entanto, se encontrar fisicamente ligado a ela. Diz-se então que o terminal negativo do amplificador operacional constitui uma **massa virtual**.

### 2.2.3. Circuito Comparador

Os amplificadores gerais em comparação aos op-amps comparadores dedicados, são funcionais, porém não são rápidos e não utilizam histerese. Os comparadores utilizam histerese, fornece uma margem de segurança e limpa os chaveamentos transitórios que ocorrem. A figura 2.27, ilustra como um circuito se comportaria se fosse realizado por um comparador sem histerese, o ruído iria criar um falso chaveamento.

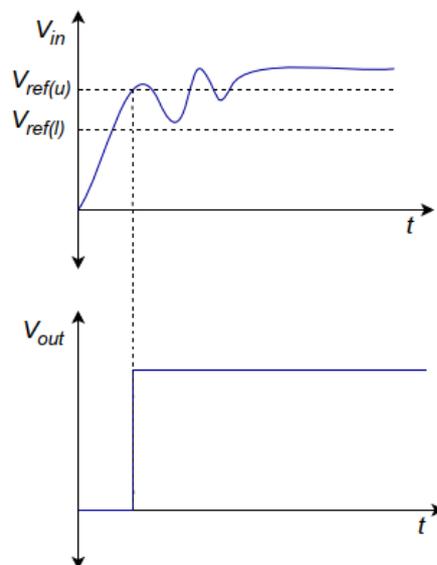
Figura 2.27: Falso pico de desligamento.



Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

Por outro lado, se esse mesmo sinal fosse desempenhado por um comparador com histerese, o sinal teria que ultrapassar as referências  $V_{ref(u)}$  e  $V_{ref(l)}$  para habilitar o chaveamento, figura 2.28.

Figura 2.28: Transição clara usando histerese.



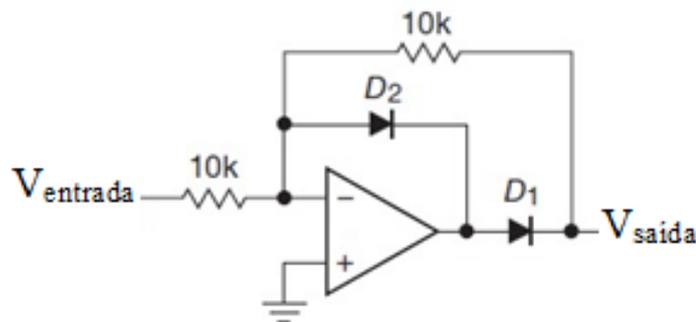
Fonte: Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E.

O circuito que utiliza a funcionalidade de estágio de comparação para ser utilizado como entrada no microcontrolador é o circuito alvo STM. Esta função pode ser realizada sem a necessidade de circuitos comparadores de alto desempenho. Fica, portanto fora de escopo a teoria de circuitos comparadores de alto desempenho, pois o amplificador empregado no circuito alvo é comum. No entanto para evitar ruídos e diminuição de custo, foi considerado no circuito STM a histerese que é uma imunidade contra o ruído sendo limitada pelo *slew rate* (Taxa de inclinação) do op-amp.

#### 2.2.4. Circuito de Retificação

Circuitos de retificação são usados em desenhos de fontes de alimentação. Nessas aplicações as tensões a serem amplificadas são maiores que a queda de tensão nos díodos e, portanto, despreza-se a queda de tensão nos díodos. Horowitz e Hill (2015), por outro lado em aplicações de instrumentação a amplitude pode ser muito pequena sendo impossível aplicar circuitos retificadores convencionais (Figura 2.29).

Figura 2.29: Retificador ativo de meia onda.



Fonte: Horowitz, Paul, Hill, Winfield. The Art of Electronics. Cambridge University Press, 3rd ed, 2015. P.238 - 239. ISBN 978-0-521-80926-9.

Para uma tensão positiva  $V_{entrada}$ :

- O diodo  $D_2$  conduz e fecha a malha de realimentação à volta do amplificador operacional. Assim existirá massa **virtual na entrada** e a saída do op-amp estará a  $\cong 0,7$  V e  $V_{saída} = 0$  V uma vez que  $D_1$  estará inversamente polarizado e não haverá corrente através de  $R_2$ .

Quando  $V_{entrada}$  é negativo:

- o terminal inversor do amplificador operacional ficará negativo e a saída positiva. O diodo  $D_2$  fica polarizado inversamente e ao corte.

- O diodo  $D_1$  conduzirá e fechará a malha de realimentação ficando a entrada do amplificador operacional em **massa virtual**. A corrente de entrada passará por  $R_2$ .
- Se  $R_1 = R_2$  a tensão de saída  $V_{saída} = -V_{entrada}$ , e  $V_{entrada} \leq 0$ .
- Declive da curva de transferência pode ter o valor desejado variando  $R_1$  e  $R_2$ . A maior vantagem do retificador de meia onda é que a malha de realimentação está sempre fechada operando o amplificador operacional na zona linear (evitando o tempo de comutação de saída do amplificador da saturação).

Horowitz e Hill (2015), a definição de envelope: Similar a detecção de pico, mas combina múltiplos gatilhos de leitura de sinal nas faixas (min / max).

De acordo com Basmajian e de Luca (1985). A combinação de retificação de sinal EMG bruto e filtragem passa-baixa é chamada de Envelope Linear EMG. O envelope de um sinal EMG também pode ser estimado calculando o valor quadrático médio local (RMS) do EMG bruto por meio de uma janela móvel.

Esposito, Centracchio, Bifulco, Andreozzi (2023), durante o processamento do sinal EMG, apenas valores positivos são analisados. Quando a retificação de meia onda é executada, todos os dados negativos são descartados e os dados positivos são mantidos. O valor absoluto de cada ponto de dado é usado durante a retificação de onda completa. Normalmente, para retificação, a retificação de onda completa é preferida.

Os textos citados acima são necessários para que o usuário tenha uma noção do que é o envelope de sinal, pois no documento de nota de aplicação da fabricante STM referente ao circuito alvo, existe uma aplicação de retificação e é citado o termo de identificação do envelope do sinal com filtro passa baixa.

### 2.2.5. Circuito Integrador

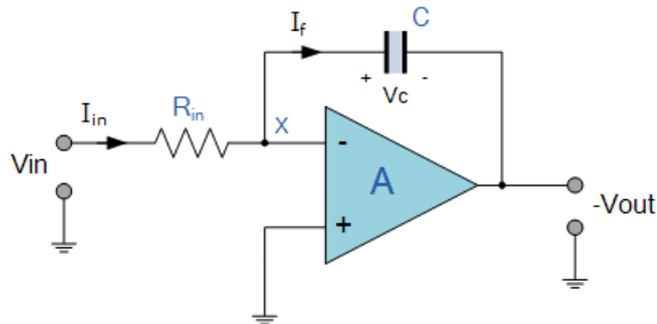
O circuito integrador simula operação matemática, modificação em formas de onda, geração de pulsos, ondas quadradas, triangulares etc. São largamente utilizados em sistemas de controle para dar-lhes estabilidade.

- A tensão de saída é proporcional à integral da tensão de entrada.
- O sinal de (-) se deve a configuração inversora do op-amp.

Na prática esse circuito apresenta problemas:

- Não apresenta realimentação CC, pois o capacitor é circuito aberto em CC. O ganho, portanto, é muito alto fazendo o op-amp saturar mesmo com tensões na ordem de mV como a tensão de offset de entrada.

Figura 2.30: Circuito Integrador



Fonte: [https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp\\_6.html](https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp_6.html)

De acordo com Blanchard (2000), o integrador serve como um filtro passa alta para remoção de componente DC na saída do amplificador de instrumentação.

- A solução é diminuir o ganho em CC colocando em paralelo com o capacitor um resistor conforme figura 2.31.
- O circuito só se comporta como integrador para frequências muito acima da de corte  $f_c$ .

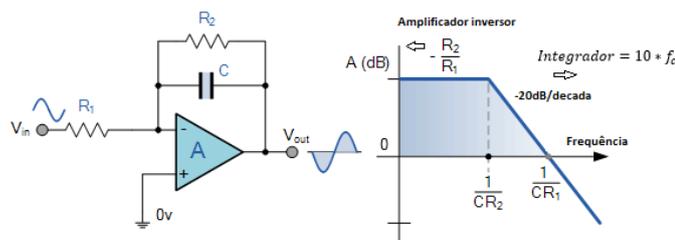
$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

Na frequência de corte a reatância de C fica igual a  $R_2$ ,  $X_c = R_2$  ou

$$R_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C}, \quad C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C}$$

$$\text{Integrador} = 10 \cdot f_c$$

Figura 2.31: Circuito Integrador com resistor limitador de ganho e curva de resposta em frequência.



Fonte: [https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp\\_6.html](https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp_6.html)

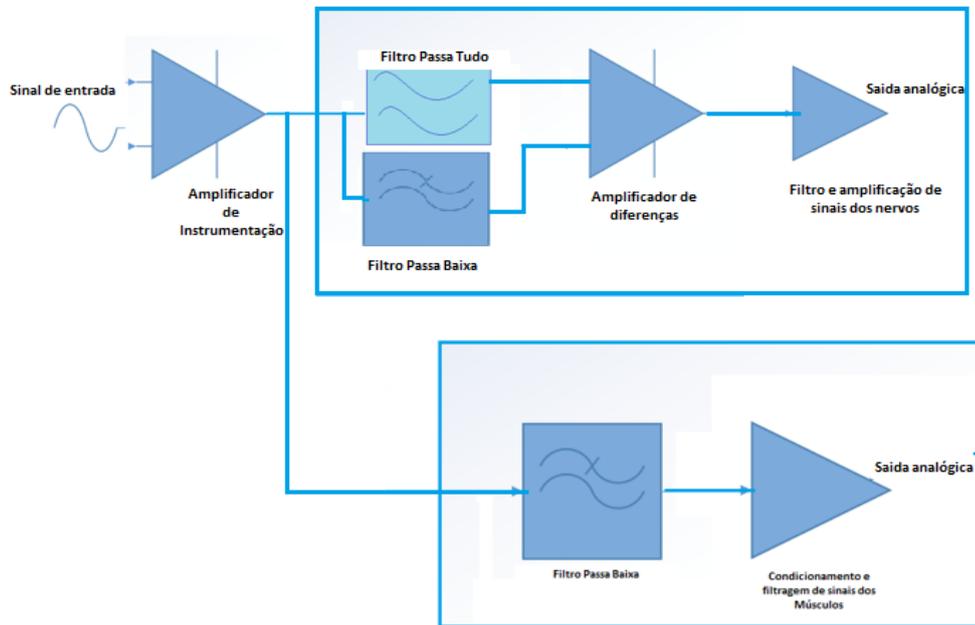
### 3. Materiais e Métodos

Nesta secção serão ilustrados e explicados cada diagrama de blocos dos circuitos investigados e suas particularidades.

#### 3.1. Diagramas de blocos dos circuitos investigados

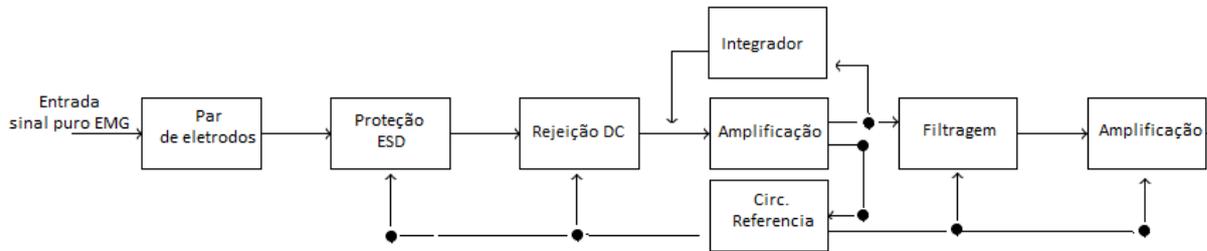
Um circuito completo de aquisição de EMG consiste em vários estágios em cascata de amplificação e filtragem. A seguir serão mostrados os três circuitos alvos de investigação para simulação eletrônica. A visão geral das arquiteturas de blocos dos circuitos, são mostrados nas figuras 3.1, 3.2, 3.3.

Figura 3.1: Diagrama de Blocos Circuito Tremor.



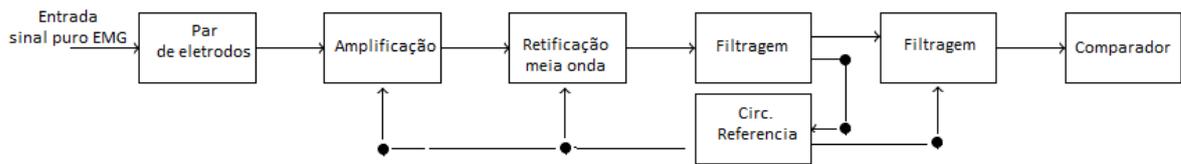
Fonte: Autor.

Figura 3.2: Diagrama de Blocos Circuito Groove Seed Studios.



Fonte: Autor.

Figura 3.3: Diagrama de Blocos Circuito EMG STM



Fonte: Autor.

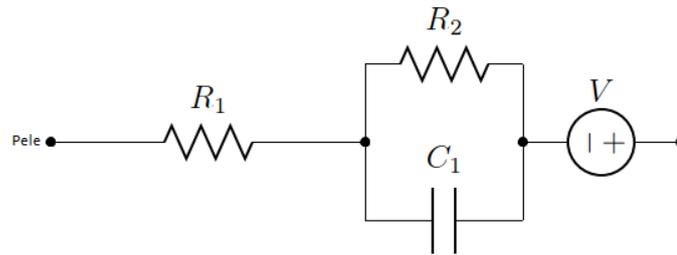
Para todos os circuitos investigados, os sinais de entrada são captados pelos eletrodos e pelo circuito de pré-amplificação e amplificação realizada pelo amplificador de instrumentação. A partir desse momento é que é exposto a particularidade e objetivo de cada circuito.

- A figura 3.1, mostra o diagrama de blocos do circuito Tremor, com sinais EMG (sinais nervosos estão na faixa de 1 kHz ou acima) e os (sinais musculares estão até 500 Hz). Após a pré-amplificação, o circuito é desviado ou separado em duas aplicações de filtrações devido ao objetivo de captar / condicionar sinais nervosos e musculares. Para o circuito de sinais nervosos, utiliza-se após a pré-amplificação, os filtros Passa tudo e passa baixa, op-amp de instrumentação para aplicar subtração no sinal resultante. Por fim, são utilizados filtros passa alta para condicionar os sinais e deixá-los suave para a completa escala a ser utilizada para o ADC (que não é escopo dessa investigação).
- A figura 3.2, mostra o diagrama de blocos do circuito Groove da seed Studios. Nesse circuito há a entrada dos sinais captados pelos eletrodos. Os sinais passam por um filtro passivo passa alta para eliminação de componentes DC e no circuito de pre-amplificação há a realimentação através do circuito integrador. A saída a pre-amplificação é corrigida para eliminação de componente DC através de filtro passa alta e por fim a amplificação do sinal analógico na escala completa para entrada do canal analógico do uC.
- A figura 3.3 mostra o diagrama de blocos do circuito alvo STM. Os eletrodos captam os sinais de entrada no circuito de pré-amplificação. Após esse estágio, o sinal passa para um circuito de retificação de meia onda para obter a tensão acima da tensão de referência. O próximo estágio é feito a filtração do sinal com circuito passa baixa com intuito de remover a frequência do musculo. O último estágio é o circuito comparador que transforma o sinal de saída do circuito analógico em entrada digital no uC.

### 3.2. Eletrodos

Dos três circuitos investigados, o único que detalha a especificação dos eletrodos utilizados para a solução é o circuito Tremor. De acordo com o Hsueh (2015), os eletrodos devem ter uma máxima impedância de 5 kOhms e o mínimo de 100 Ohms. A baixa impedância do eletrodo permite a amostragem de entrada dos sinais.

Figura 3.4: Kamen (2010), o circuito equivalente para um único eletrodo.



Fonte: Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics, 2010.

O circuito equivalente é composto pela massa resistência do eletrólito em gel ( $R_s = R_1$ ), os efeitos capacitivos da camada dipolo do eletrólito no eletrodo superfície ( $C_e = C_1$ ) e a resistência da reação química (energias de ativação) que move a carga na interface ( $R_f = R_2$ ). Quanto maior a energia de ativação necessária para que a reação química ocorra, maior a resistência à transdução do sinal.

Figura 3.5: Adesivo descartável feito com material a base de gel e Ag / AgCl.



Fonte: Sebastián Aced López. Design and Construction of an EMG Multichannel Acquisition System Prototype (2012)

### **3.3. DRL (Driven Right Leg)**

De acordo com Lopez (2012), um dos maiores problemas em medição de biopotenciais é o efeito do divisor de tensão, que é a transformação de interferência de modo em sinais diferenciais que são amplificados pelo sistema. O CMRR não é tão importante se houver grandes incompatibilidades entre eletrodos às linhas do amplificador e os esforços devem se concentrar em como reduzir o modo comum em si. Existem muitas técnicas para melhorar o desempenho da RMC e tentar reduzir o próprio modo comum para evitar o efeito do divisor de tensão.

Merletti (2008), direcionando a tensão de modo comum de volta ao corpo. O circuito da perna direita (DRL) foi inicialmente projetado para redução de interferência em registros de ECG e posteriormente aplicado a outros registros de biopotenciais. O sistema é baseado em um circuito de realimentação que conduz a tensão de modo comum de volta ao corpo do paciente, amplificada e com fase invertida em  $180^\circ$ . Este loop de feedback melhora a CMR em uma quantidade igual a  $(1 + A)$ , onde  $A$  é o ganho de loop fechado do loop de feedback Acharya (2011).

Em nenhum dos circuitos investigados foi implementado o circuito DRL. O circuito Tremor cita que deverá ser continuada a investigação para redução de frequências 60 Hz de potência de linhas, outros potenciais celulares, ruído, faixa de frequência real devem ser discutidos em pesquisas a serem definidas.

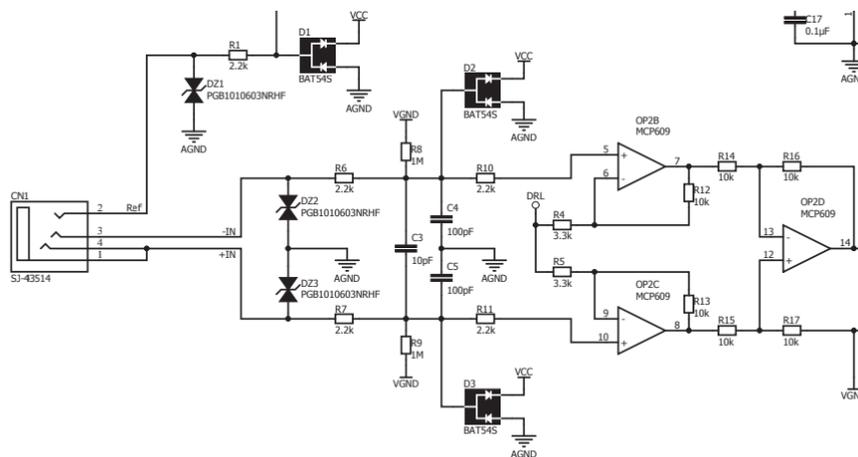
### **3.4. Proteção ESD (Descarga Eletrostática)**

De acordo com Lopez (2012), uma descarga eletrostática (ESD) é um transiente de alta tensão com tempo de subida e decaimento rápido que ocorre quando um objeto eletricamente carregado se descarrega em outro com potencial menor. As atividades diárias podem carregar eletrostaticamente o corpo humano em um processo denominado carregamento triboelétrico tais como: atravessar um piso acarpetado, escorregar de uma cadeira de escritório etc. A subsequente transferência de carga elétrica adquirida em dispositivos eletrônicos sensíveis pode danificar permanentemente eles. Portanto, é muito importante proteger dispositivos sensíveis e ainda mais se eles estão em contato direto com o corpo humano, como os eletrodos do sistema de aquisição EMG. Muitas soluções para o problema de ESD estão disponíveis hoje em dia: Varistores de óxido de metal tores, diodos de supressão de tensão transiente, diodos Zener,

diodos bipolares de fixação podem ser usados para desviar a energia ESD, fornecendo proteção aos ICs. Estas soluções são projetadas para lidar com descargas eletrostáticas introduzidas no sistema sem passar por circuitos sensíveis. Uma unidade de proteção ESD deve ser fornecida para cada porta de E/S do circuito, especialmente se estiverem em contato direto com o corpo humano (como no caso dos eletrodos).

Dos três circuitos investigados, nenhum deles detalham ou citam a especificação utilizada para projetar o circuito de proteção eletrostática. Nenhum dos circuitos utilizam a combinação de diodos zener ou circuitos de proteção para surtos de tensão. Como exemplo a ser um contraponto a essa investigação, o circuito da MikroE possui proteção eletrostática bem definido conforme figura 3.6.

Figura 3.6: EMG Click Mikroe.

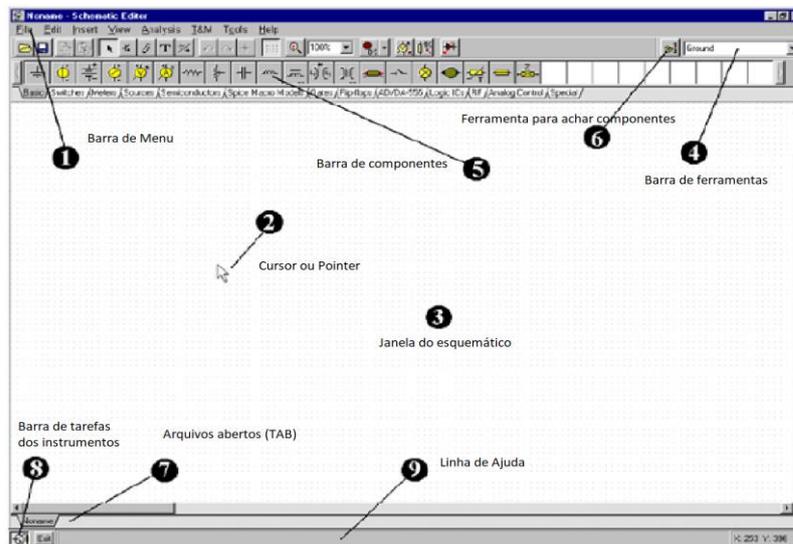


Fonte: Datasheet EMG\_Click MikroE. <https://download.mikroe.com/documents/add-on-boards/emg/emg-click-schematic.pdf>

### 3.5. Software de Simulação de Circuitos Eletrônicos:

De acordo com o plano de trabalho elaborado, o software para análise de circuito a ser utilizado é o TINA versão 11 industrial da (Texas Instruments). É um software de simulação industrial de circuitos eletrônicos com vários recursos e que são comuns a outros softwares no mercado. A figura 3.7 mostra a tela principal do software TINA para ilustrar o ambiente de construção do circuito e as diferentes análises.

Figura 3.7: Tela Principal do Software TINA



Fonte: TINA v11, The Complete Electronics Lab for Windows, 1990-2017. pp. 50

Através desse software será demonstrada a construção dos três circuitos citados como referência de análise. A seguir, o plano de trabalho a serem consideradas para os testes de simulação. Importante frisar que seguindo o plano de testes, a idéia é padronizar simulações de cada circuito com as devidas peculiaridades de cada aplicação.

### 3.6. Análise DC

Após a construção de cada circuito no simulador eletrônico, será realizado um teste de simulação de análise DC com tabelas mostrando todas as correntes, tensões nodais, tensões de saídas e medições correlatas. Esses valores serão confirmados com informações se caso estiverem presentes nos documentos do circuito comercial. Caso alguma informação esteja discrepante ou faltante, o *datasheet* dos componentes será utilizado para confirmação ou adequação de circuito. O objetivo final nesse caso é tentar aproximar o máximo possível da orientação dos *datasheets* (Folhas de dados), pois são os fabricantes dos componentes. Lembrando que os circuitos comerciais já estão projetados e alimentação dos componentes definidos. A seguir algumas perguntas que podem surgir durante os testes:

- Qual a melhor solução a ser adotada para alimentação dos op-amps *rail-to-rail*? Alimentar os dois terminais ou apenas um e aterrar o outro terminal. Durante os testes, essa avaliação precisa ser feita, pois nas documentações de projetos dos circuitos comerciais, essa informação não é explicada e nem os testes de comissionamento do circuito eletrônico são discutidos. As formas de onda podem ficar comprometidas e, portanto, a simulação pode corrigir / ajustar essas condições.
- Que tipo de entrada de sinal (Fonte geradora de sinal) deveria ser considerado em termos de simulação eletrônica para validar as saídas geradas pelo comportamento do circuito? Qual o comportamento da saída do circuito, quais os valores a serem medidos na saída ou faixa de nível de tensão. Essas informações, portanto, são ocultas para o usuário final e apenas o resultado visual é apresentado.
- A análise de tensão de modo comum é um importante dado a ser considerado na investigação do componente. O INA331 é um exemplo claro que houve a necessidade de considerar essa condição e a não interligação do circuito de realimentação no pino de referência.
- Obsolescência de componentes é necessário considerar na análise devido a descontinuidade dos componentes ou falta de modelos SPICE que precisam ser acessados devido a importância na investigação dos circuitos. Esses componentes precisam ser checados pelo projetista a respeito de atualizações com outros componentes similares. Foi o caso do INA166 que precisou ser substituído pelo INA848.

### **3.7. Análise AC circuito:**

Após a construção do circuito, os testes de checagem de conexões de nós e alimentações dos componentes eletrônicos é compilado e verificado se contém erros. O teste de análise AC será desempenhado em blocos específicos para

checagem de ganho, frequência de corte específico para os filtros presentes nos circuitos e como teste final será desempenhado o teste de análise AC do circuito completo. Na verdade, é comum testar individualmente os circuitos para checar se está validando com a teoria de cada filtro. No caso do Tina, algumas particularidades precisam ser respeitadas para esse teste para que ocorra a correta simulação. Importante que apenas uma fonte geradora de sinal esteja configurada como input, caso contrário ocorrerá erro de simulação e, portanto, deverá ser corrigido essa condição. O Tina possui configurações que permitem o usuário mostrar o sinal ou não quando for gerado o gráfico.

OBS: Não será considerado escopo desse trabalho, rodar as mesmas simulações dos componentes (op-amps entre outros) que já existem nas informações de folhas de dados dos fabricantes pois já demonstram os resultados dos gráficos de desempenho deles. Subtende-se que o fabricante a partir do momento que disponibiliza o modelo SPICE para download, fica claro que se caso o componente ainda estiver disponível para o mercado, o modelo SPICE continua também obtendo atualizações de parâmetros de simulação.

### **3.8. Análise TR Transiente:**

Após a construção do circuito e realizado os testes de checagem de conexões de nós e alimentações dos componentes eletrônicos, o teste de análise TR transiente será desempenhado da seguinte maneira:

- Será realizado o cálculo de resposta do circuito em referência as formas de ondas geradas nas entradas. Como exemplo, o circuito Tremor que mais tarde será explicado os testes no capítulo de resultados experimentais, possui duas fontes geradoras de sinal com tensões e frequências diferentes e que serão simuladas com sinais senoidais. Essas duas fontes serão somadas em um nó chamado input que por sua vez contém a soma dos dois sinais. Por fim a análise transiente vai desempenhar ao longo de um tempo definido pelo usuário uma varredura de gráficos gerados nas saídas dos nós de medições e que são definidos pelo usuário para serem mostrados numa tela geradora de gráficos. Esses gráficos são comportamentos dos circuitos

construídos sejam eles saídas de pré-amplificação, filtros ativos entre outros.

- Para efeito de separação de frequências o recurso a ser considerado é desempenhado através da extração do espectro de frequências (análise de Fourier). Esse recurso será mostrado na secção de resultados para poder ficar claro para o usuário a separação de frequências do sinal resultante. Com esse recurso será possível mostrar as frequências presentes nas saídas e comparar se houve ou não a atenuação do sinal pelos filtros.
- Para a análise transiente ser desempenhada de forma eficiente, é necessário atenção na frequência presente da fonte geradora de sinal. Por exemplo, se caso um sinal senoidal de no mínimo 50 uV ou de 10 mV com frequência de 1 Hz for gerada no circuito, necessário considerar um ciclo de varredura de 2 ou 3 segundos de duração da análise transiente pois o gráfico produzido na saída do circuito irá ficar claro e visível para o usuário a variação do sinal repetido três vezes. Se caso o usuário aumentar de mais a frequência para a ordem acima de 500 Hz ou acima de KHz, por causa da aplicação peculiar do circuito, talvez não seja possível perceber um resultado satisfatório com os gráficos gerados, causando dúvidas e dificuldades de interpretação. O objetivo é tentar considerar um sinal que tenha uma característica similar ao sinal real em termos de início e fim de ciclo. **Como exemplo, é citado o documento da nota de aplicação do circuito STM, no qual o sinal EMG produzido na entrada e na saída, na aplicação real tem a duração de que a cada 1 segundo uma pessoa não consegue abrir e fechar a mão 3 vezes. Essa análise é importante conforme será visto na investigação do filtro passa baixa do circuito STM.**

#### 4. Resultados e Discussão

Neste capítulo, serão investigadas as simulações dos circuitos alvos:

- Amplificador de grande alcance dinâmico mais ADC, Tremor Project;
- Aplicação de Nota AN4995, pertencente a STMicroelectronics
- Grove-EMG sensor da SeeedStudio

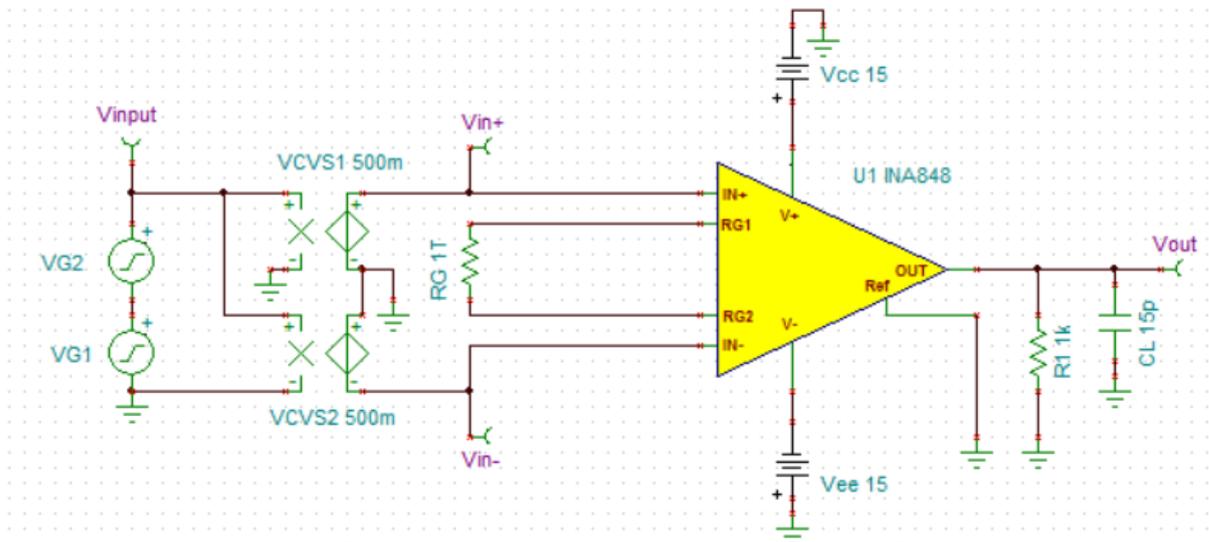
## 4.1. Amplificador de grande alcance dinâmico mais ADC, Tremor Project

O amplificador de grande alcance dinâmico será o primeiro circuito alvo a ser discutido com os resultados de cada estágio do circuito simulado.

### 4.1.1. Simulação do Circuito de Pré-Amplificação

Para este circuito, os testes de simulação e iniciou com a comparação de testes simulados em software e testes realizados em hardware (osciloscópio e placa de circuito), desenvolvida no projeto Tremor. A figura 4.1 mostra os sinais de entrada e os resultados em comparação com hardware. A primeira simulação ocorre no amplificador de instrumentação considerado como o primeiro estágio de pré-amplificação. Os sinais de entrada conforme ilustração, possui respectivamente dois sinais senoidais:  $V_{G2} = 50 \text{ mV}$  e  $250 \text{ Hz}$ , e  $V_{G1} = 10 \text{ mV}$  e  $1,5 \text{ kHz}$ . A configuração do circuito esquemático possibilita os dois sinais servirem de entrada tanto para a entrada não inversora quanto para inversora.

Figura 4.1: Pré-amplificação do circuito Tremor.

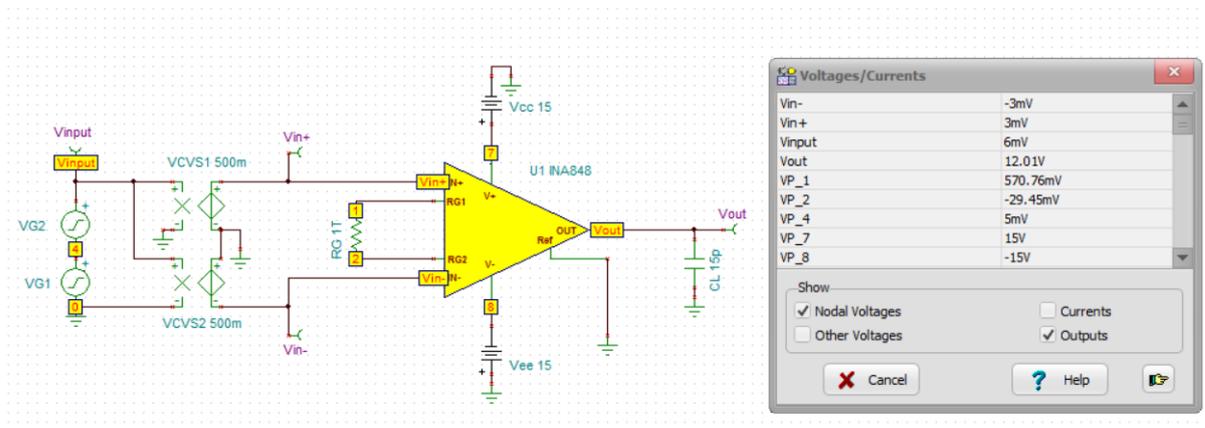


Fonte: Própria (2023).

A figura 4.2, mostra a tabela de medição DC do circuito de pré-amplificação e mostra diversas medições de sinais. Para efeito de validação dos resultados os sinais que merecem atenção são: Sinal =  $V_{\text{entrada}} = 64,49\text{mV}$ . Esse sinal é a entrada no circuito de pré-amplificação e o sinal de saída é  $V_{\text{saída}}$ . Ambos os sinais

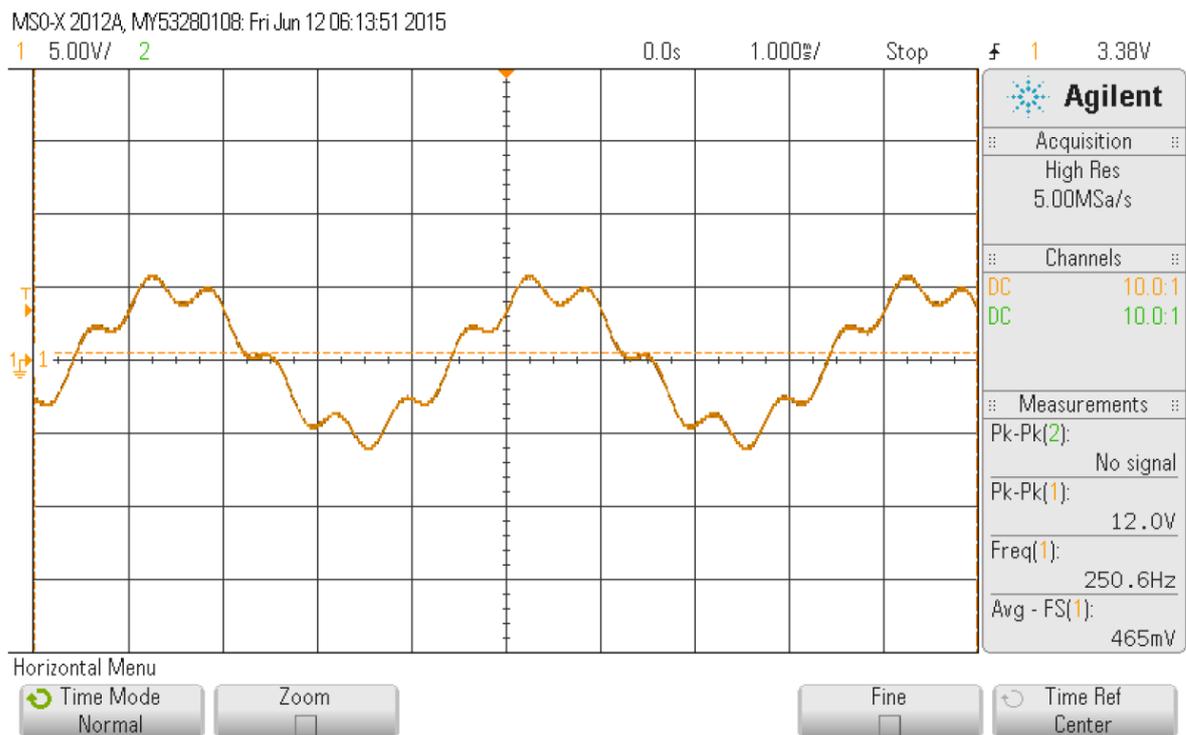
simulados foram satisfatórios conforme resultado de teste em hardware. O sinal esperado pelo amplificador conforme cálculo do ganho =  $A_{\text{esperado}} = \frac{12V}{6mV} = 2000$ .

Figura 4.2: Teste de análise de tabela DC do circuito de pré-amplificação.



Fonte: Própria (2023).

Figura 4.3: Teste de osciloscópio mostrado a saída do sinal do circuito de pré-amplificação.

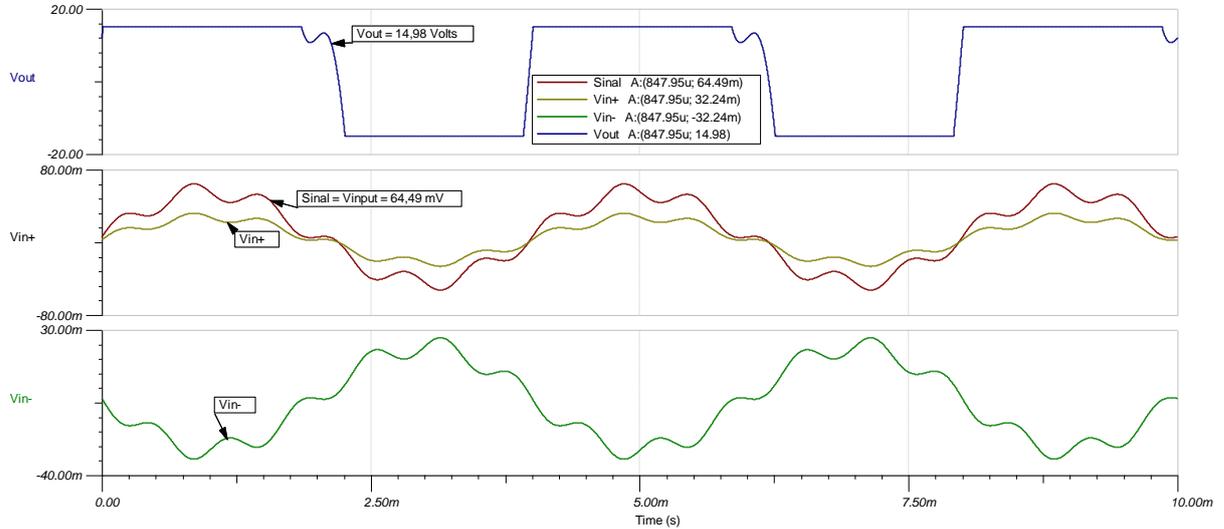


Fonte: Hsueh, Ted. Large Dynamic Range Amplifier Plus ADC. Senior Project Electrical Engineering Department, California Polytechnic State University. San Luis Obispo 2015.

A figura 4.4, mostra alguns dos vários testes simulados para chegar ao entendimento do sinal a ser validado para produzir uma saída sem saturar o amplificador. Para esse caso o sinal de entrada possui 64,49 mV de amplitude e a

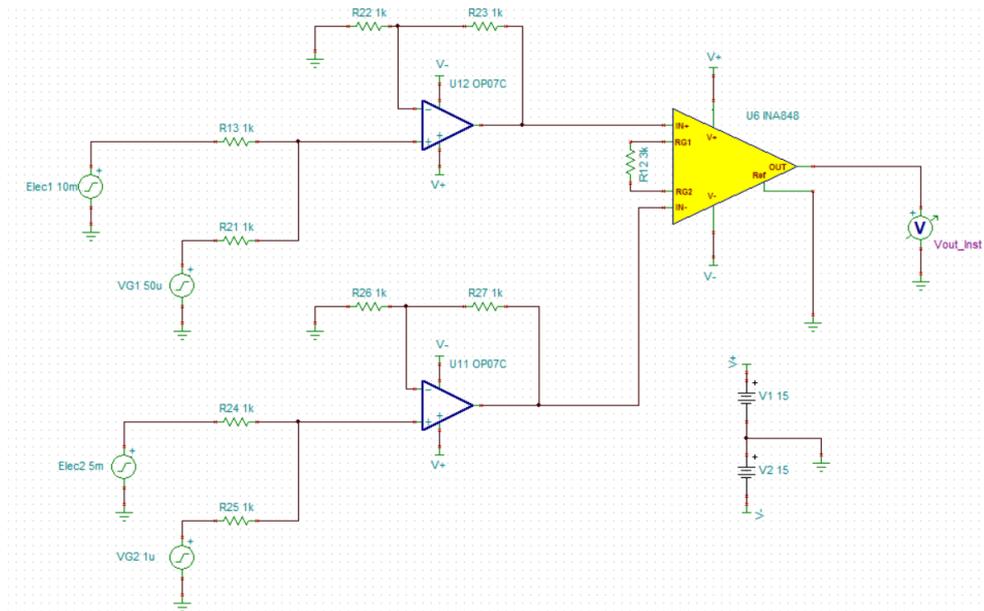
saída do circuito de pré-amplificação imprimiu uma saída de 14,98 Volts que ao comparar com o teste de hardware similar, validando o teste.

Figura 4.4: Ganho do circuito de Pré-Amplificação.



Fonte: Própria (2023).

Figura 4.5: Inclusão de ruído e circuito somador nas entradas do amplificador de instrumentação.

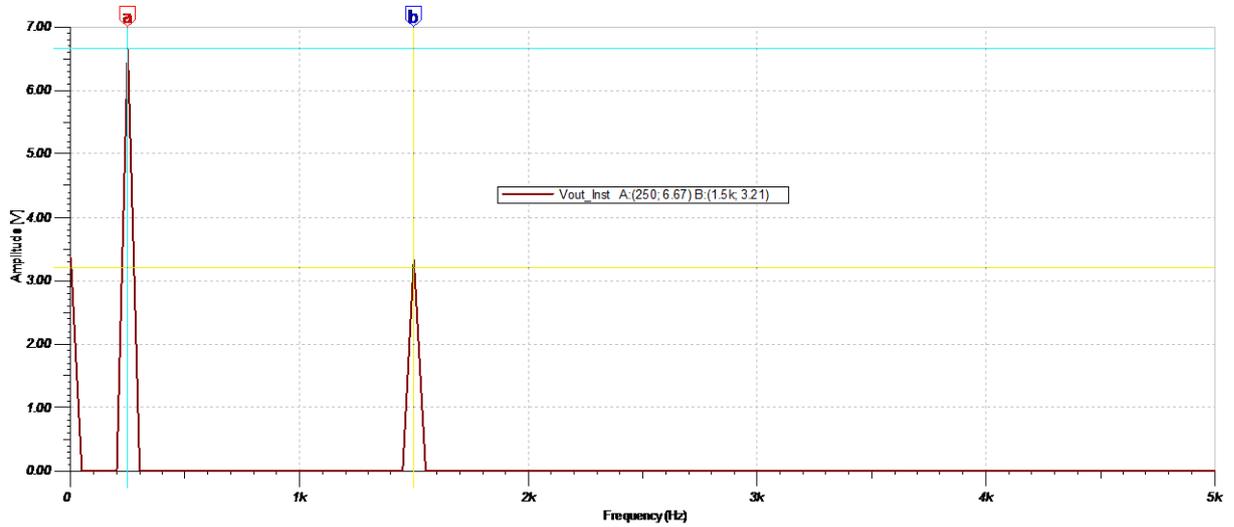


Fonte: Própria (2023).

Para este teste, foi considerado a inclusão de um circuito somador em ambas as entradas do circuito de pré-amplificação. O intuito desse teste era investigar a presença de frequência de ruído na saída do circuito através do teste de análise espectral, recurso do TINA para análise de Fourier. A figura 4.6, mostra as duas frequências de teste presentes na saída do circuito de pré-amplificação. São as de

signal de 250 Hz e 1,5 kHz. Ou seja, as outras duas fontes de ruídos foram atenuadas pelo circuito.

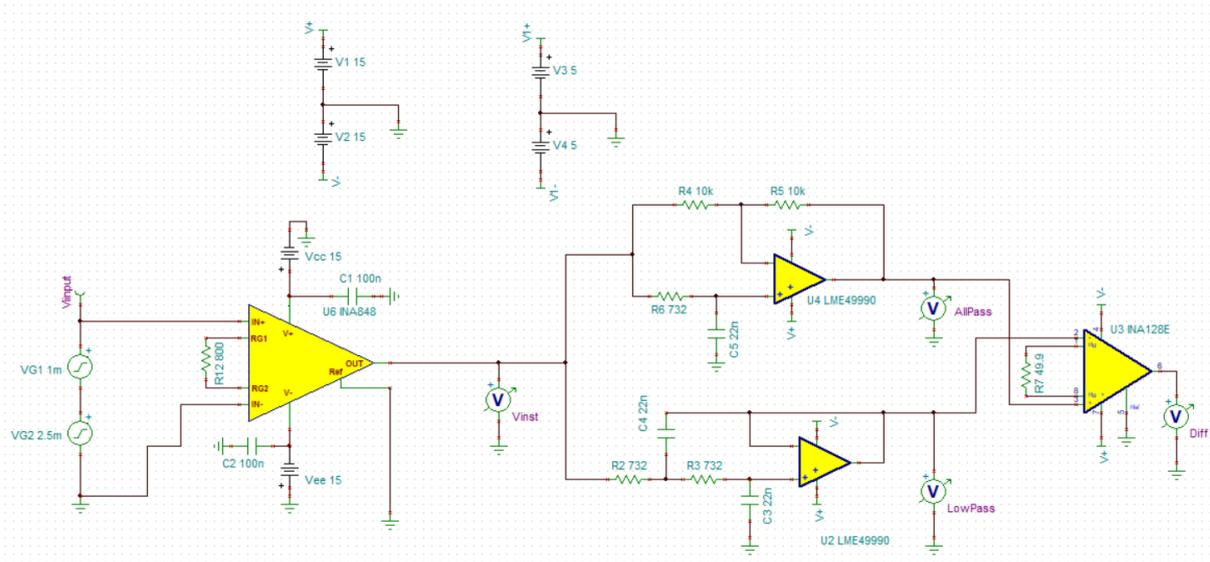
Figura 4.6: Análise Espectral para investigar a presença de sinal de ruído na saída do circuito de pré-amplificação.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.7, ilustra o circuito teste complementando a pré-amplificação e separação de frequências com amplificação diferencial. Importante notar o uso do datasheet para confirmar o ganho do amplificador diferencial INA128E que utiliza o ganho de 1000 através da resistência de 49,9 Ohms. Na figura 4.8 é ilustrado a relação de ganhos do amplificador INA128E. A construção e operação dessa parte do circuito é muito importante para confirmar a investigação do funcionamento do filtro assim como relação de fases entre passa tudo e passa baixa. Essa confirmação é feita no gráfico da figura 4.9.

Figura 4.7: Circuito Teste de pré-amplificação e separação de frequências com amplificação de diferenças.



Fonte: Própria (2023).

Figura 4.8: Confirmação de ganho do Op-amp através da resistência  $R_G = 49,9$  Ohms.

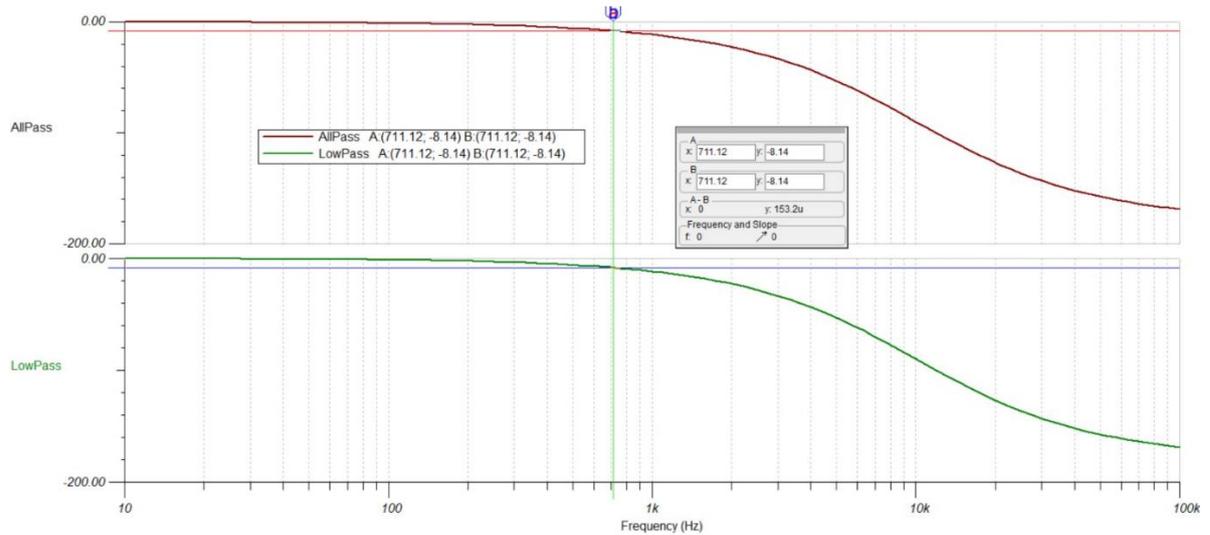
**INA128:**

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G}$$

DESIRED GAIN (V/V)	INA128		INA129	
	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ ( $\Omega$ )	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ ( $\Omega$ )
1	NC	NC	NC	NC
2	50.00k	49.9k	49.4k	49.9k
5	12.50k	12.4k	12.35k	12.4k
10	5.556k	5.62k	5489	5.49k
20	2.632k	2.61k	2600	2.61k
50	1.02k	1.02k	1008	1k
100	505.1	511	499	499
200	251.3	249	248	249
500	100.2	100	99	100
1000	50.05	49.9	49.5	49.9
2000	25.01	24.9	24.7	24.9
5000	10.00	10	9.88	9.76
10000	5.001	4.99	4.94	4.87

Fonte: Própria, adaptada (2023).

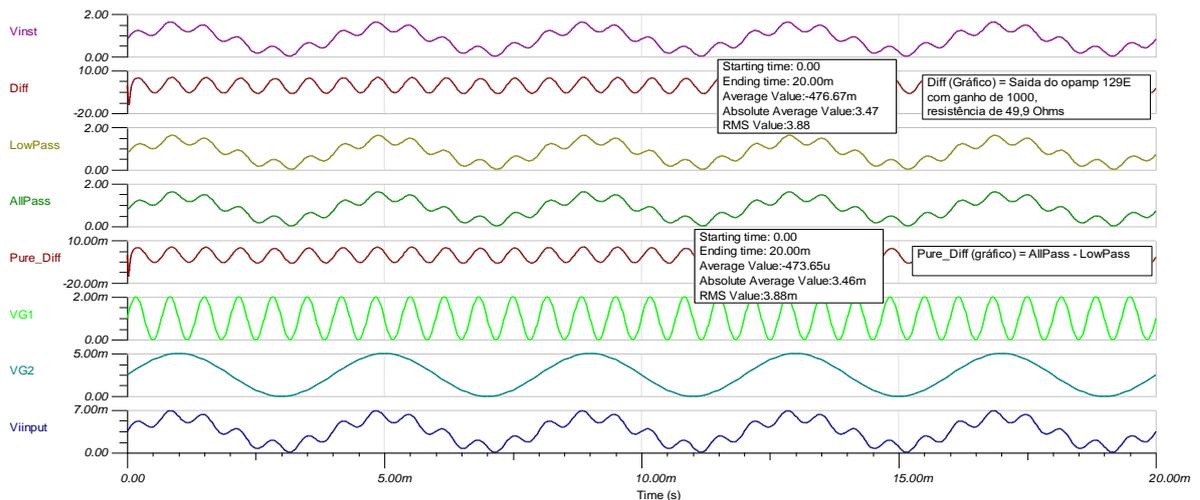
Figura 4.9: Gráfico Característico Passa Tudo em fase com o de Passa baixa.



Fonte: Própria (2023).

A análise AC do circuito na figura 4.9 possui o comportamento que mostra a relação de fases dos dois circuitos na frequência de 712 Hz e sincronia com a figura 4.10 na análise transitória. Ou seja, em ambos os gráficos, os circuitos passa tudo e passa baixa estão síncronos. Notar a similaridade no comportamento dos sinais com e sem amplificação. As frequências geradas pelas fontes de alimentação no circuito de amplificação não foram alteradas pois estão dentro das margens dos filtros. A frequência de corte do filtro passa baixa é de 10 kHz.

Figura 4.10: Análise transitória dos sinais com e sem amplificação.

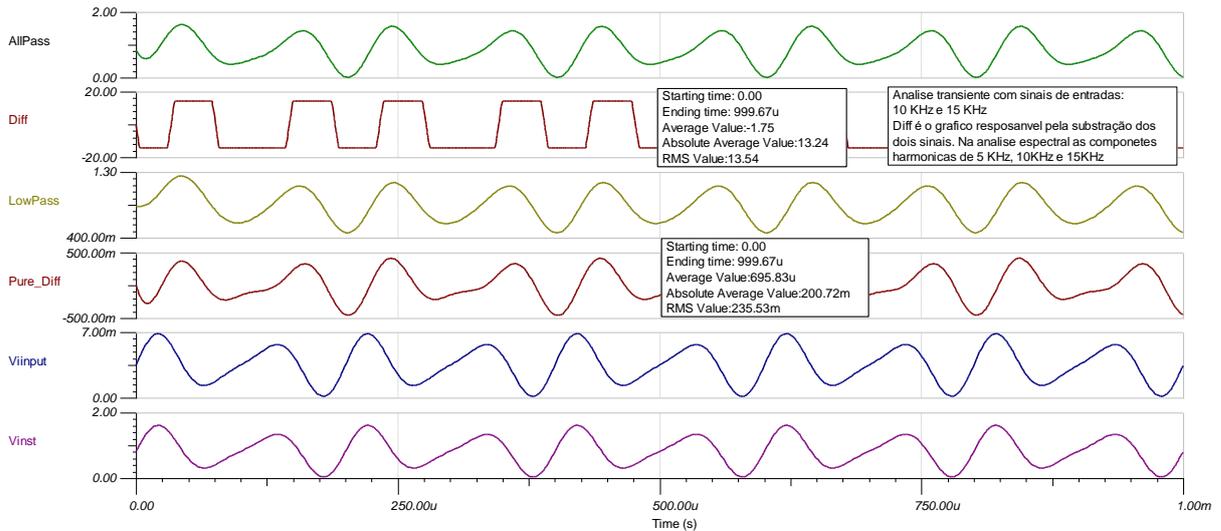


Fonte: Própria (2023).

Para a figura 4.11, foi proposto as simulações de sinais com 10 kHz e 15 kHz. O gráfico diff, apresenta amplificação conforme resultado de saída Diff,

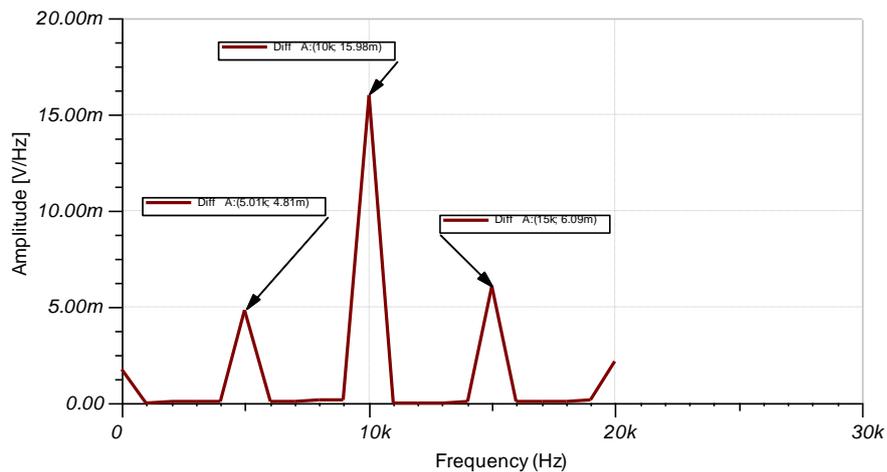
responsável pela subtração e amplificação dos sinais. A figura 4.12, ilustra a análise espectral com a diferença dos sinais filtrados. Os sinais são: 10 kHz, 15 kHz e 5 kHz. Nesse gráfico pode ser visto a média RMS dos sinais e as comparações com e sem amplificação. A importância do circuito amplificador nesse caso para seguirmos para o próximo estágio nas figuras 4.13 e 4.14 com os filtros passa alta a serem comentados a seguir.

Figura 4.11: Análise Transitória do sinal de diferenças e a amplificação.



Fonte: Própria (2023).

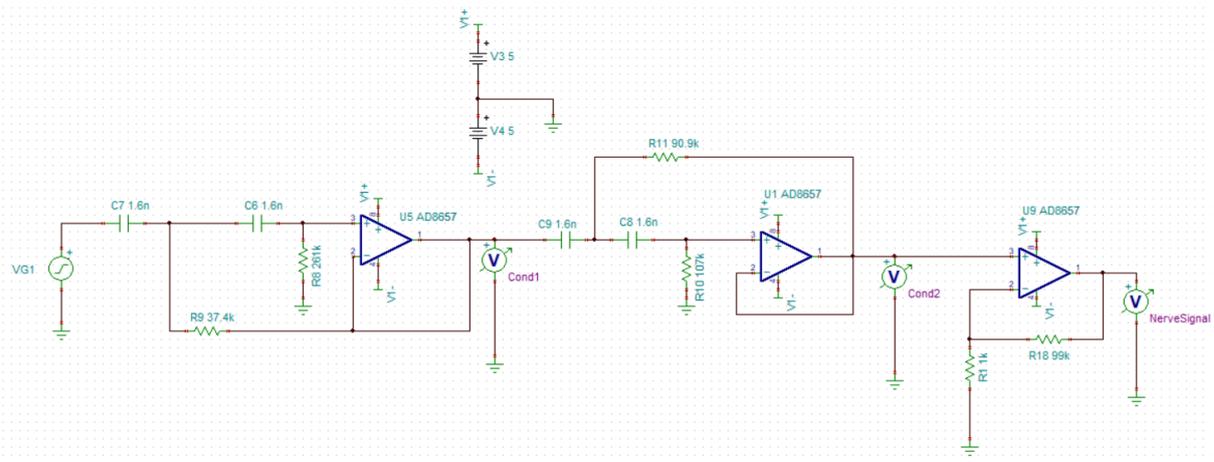
Figura 4.12: Análise espectral do amplificador de diferenças



Fonte: Própria (2023).

O circuito a seguir mostra a continuação dos testes para condicionar o sinal de nervos. Nesse teste é ilustrado o comportamento AC do sinal com a frequência de corte.

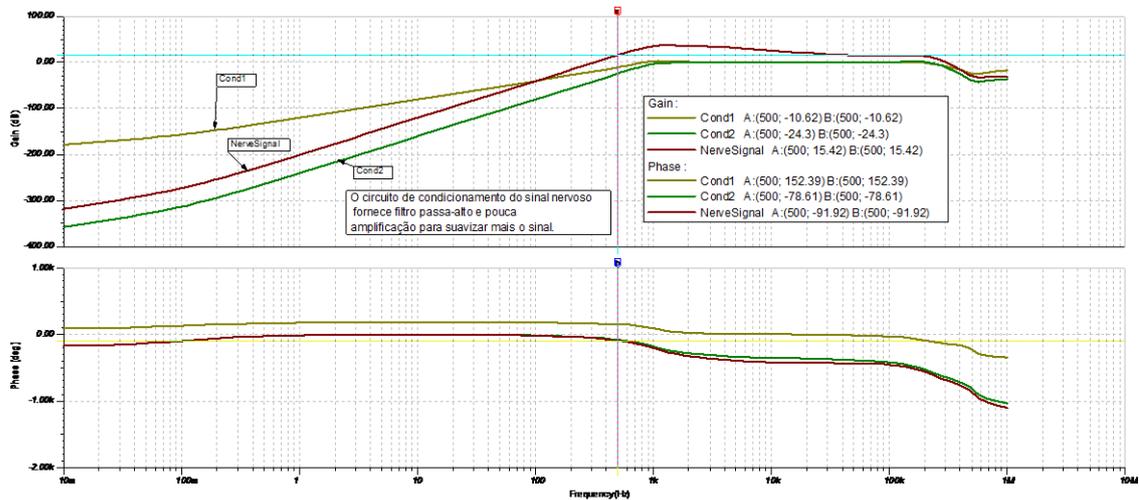
Figura 4.13: Circuito de simulação da Análise AC dos filtros passa Alta 4ª Ordem Butterworth.



Fonte: Própria (2023).

Na figura 4.13, é ilustrado a montagem do Circuito no software de simulação TINA. O circuito foi alterado com a fonte geradora de sinal para poder ser investigado a remoção de componentes DC e pouca amplificação de sinal para suavizar o sinal. A figura 4.14, mostra o comportamento do sinal na análise AC, com o condicionamento do sinal nervoso para frequências acima de  $f_c = 500$  Hz.

Figura 4.14: Atenuação com filtro passa alta  $F_c$  de 500 Hz.

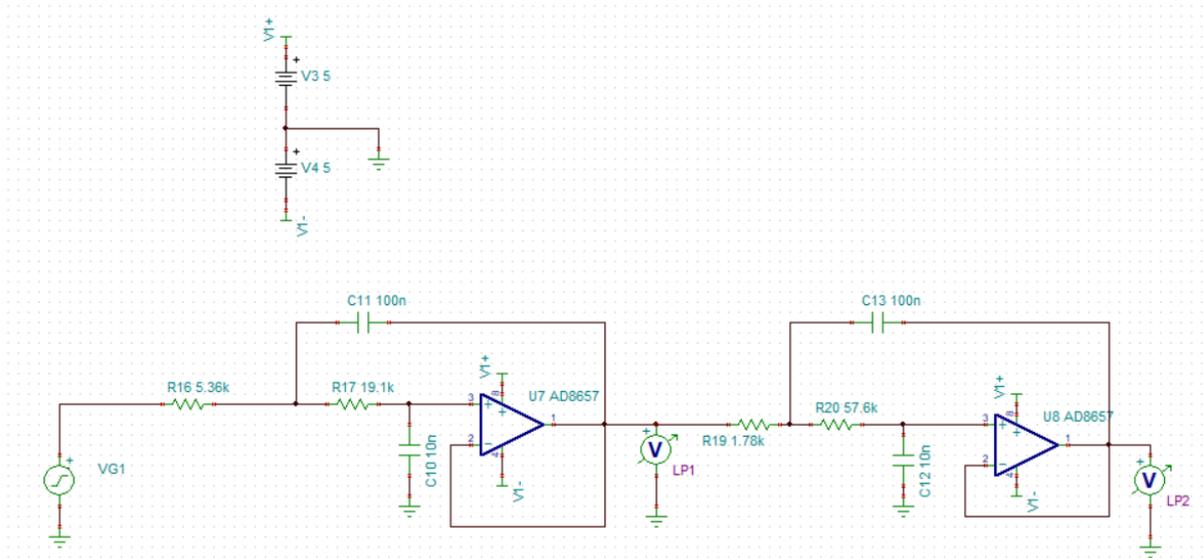


Fonte: Própria (2023).

A figura 4.14 faz parte da derivação do circuito logo após o circuito de pré-Amplificação. É um Filtro de 4º ordem Butterworth que filtra frequências acima de

500 Hz. Na figura 4.15 é ilustrado a análise AC com o comportamento do gráfico de resposta vs frequência.

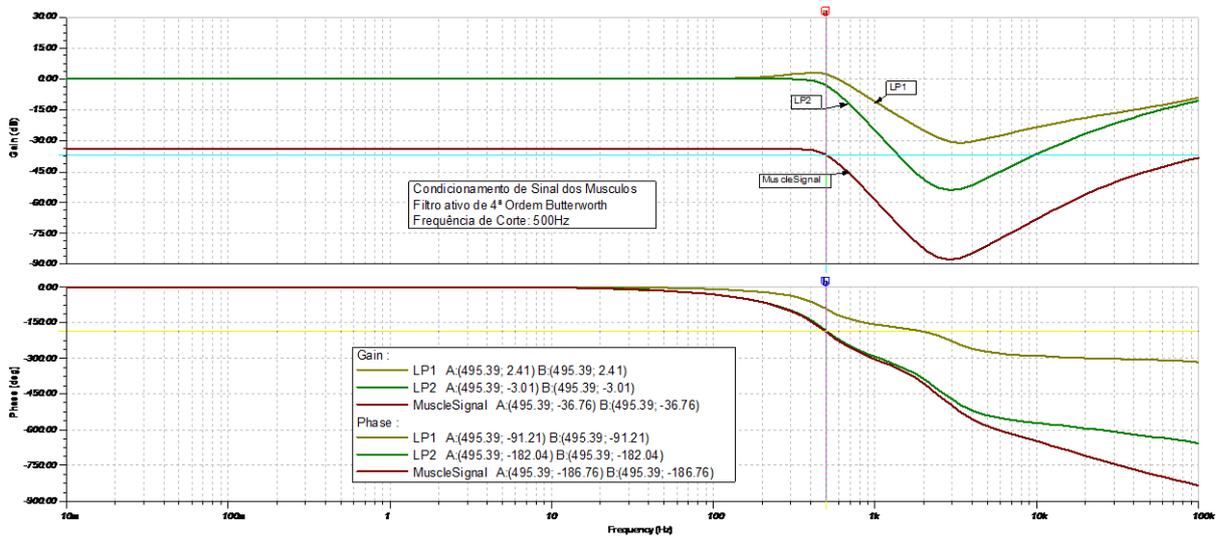
Figura 4.15: Circuito de condicionamento do músculos com filtros passa baixa de 4ª Ordem Butterworth.



Fonte: Autor.

O filtro atenua sinais dentro da banda passante de sinais musculares conforme análise do circuito validando o desempenho da análise AC. O circuito foi modificado, retirando a parte do circuito de pré-amplificação.

Figura 4.16: Análise AC do comportamento do circuito Passa Baixa de 4ª ordem Butterworth, com Fc de 500 Hz.

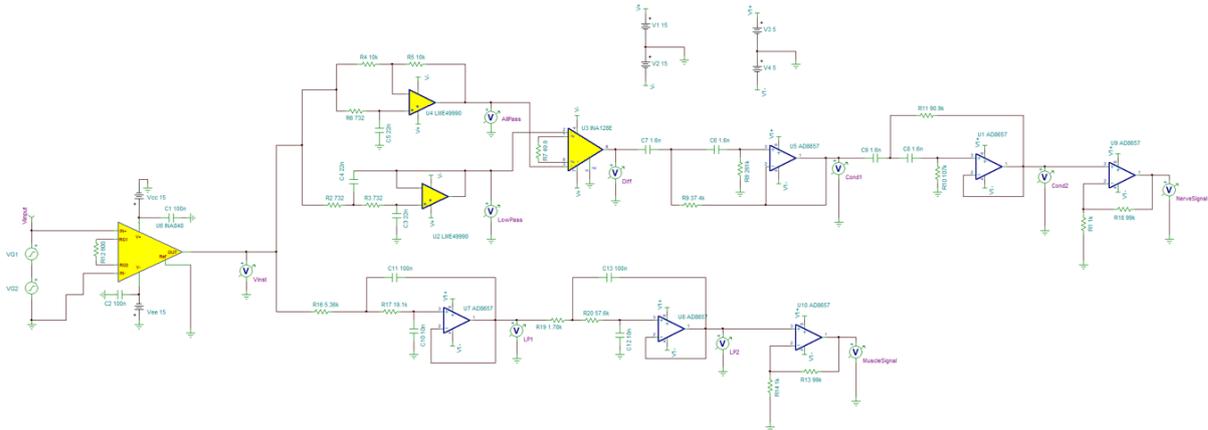


Fonte: Própria (2023).

A figura 4.18, ilustra a simulação com todos os sinais de entrada e saída mapeados para serem medidos no circuito Tremor. O circuito completo com ambas as derivações de sinais logo após o circuito de pré-amplificação. Conforme visto,

os sinais de interesse (Sinal do nervo e sinal do músculo), estão dentro escala analógica para poderem ser integrados ao controlador. A figuras 4.19 a 4.20 mostram as confirmações das separações dos sinais / frequências em cada saída do circuito. A frequência para sinais nervosos está com a presença de sinal 1500 Hz. A figura 4.20 está com a presença de sinal 250 e 500 Hz.

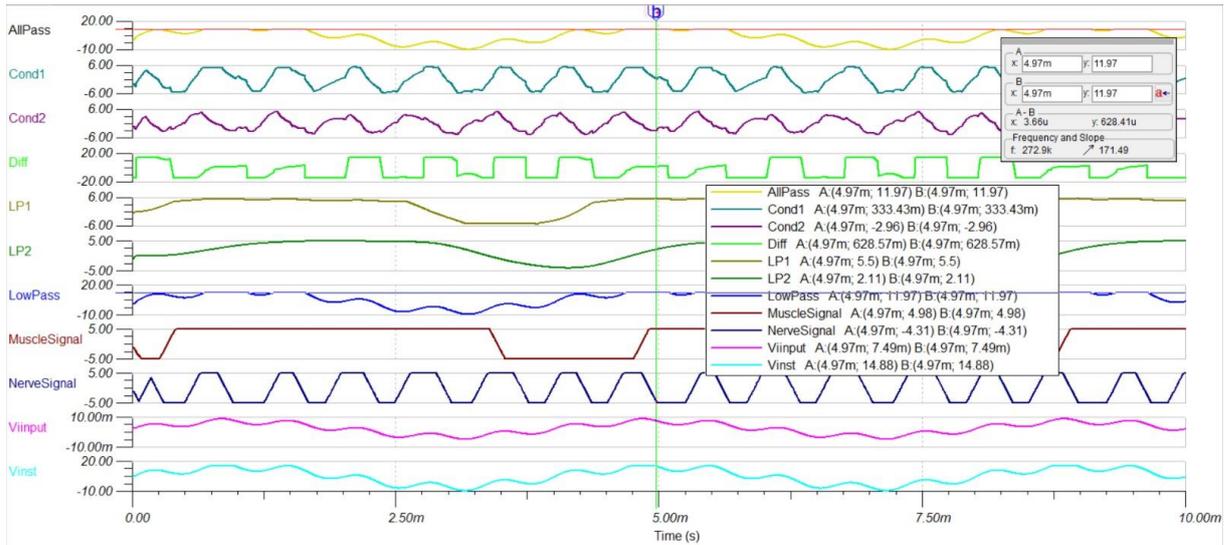
Figura 4.17: Circuito Tremor Completo.



Fonte: Própria (2023).

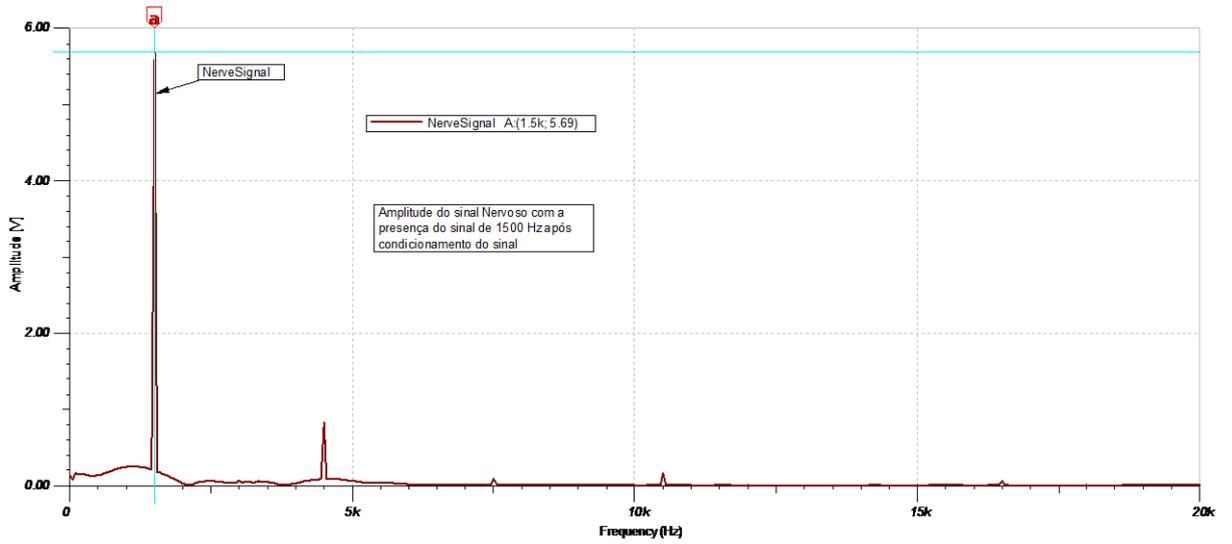
Na figura 4.17, o circuito Tremor foi construído completo para simulação dos gráficos impressos na figura 4.18. O circuito deriva os sinais direcionados para saída nervosa e muscular com sinais gerados em amplitudes e frequências diferentes. Os sinais gerados pela fonte são somados em *input* (que é um nó de saída no circuito onde mostra os dois sinais misturados). Logo após esse estágio, o sinal entra no circuito de pré, amplificação através do INA848 que a partir desse estágio é derivado para os circuitos de interesse. O cálculo para o primeiro estágio de pré-amplificação INA848:  $14,88 / 7,49m = 1987,9 \sim 2000$ . Cálculo para o segundo estágio de amplificação com INA128:  $628,57m / 628.41u = 1000.25$ . O gráfico mostra as relações convertidas corretamente dentro dos limites operacionais dos op-amps de instrumentação.

Figura 4.18: Sinal analógico do Nervo e Músculo.



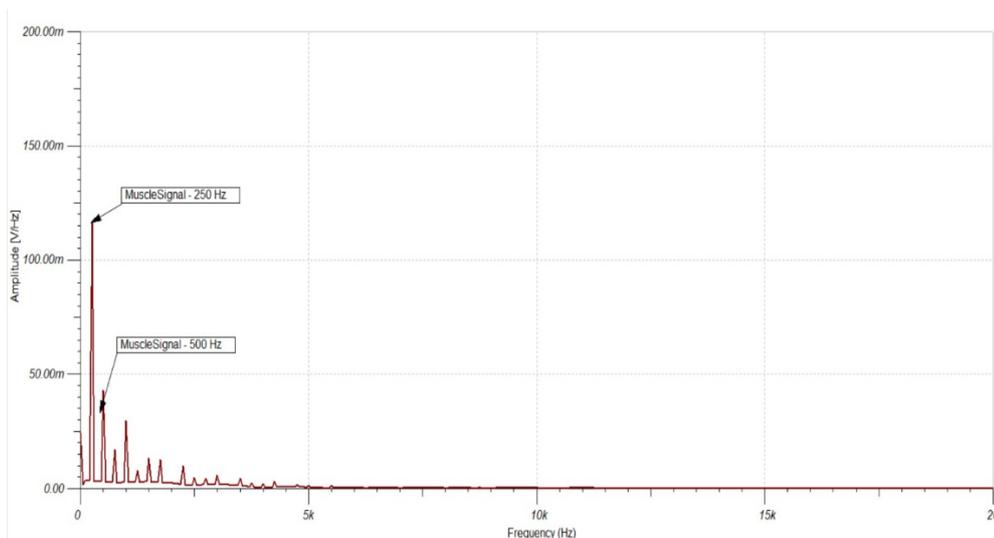
Fonte: Própria (2023).

Figura 4.19: Análise espectral na saída do gráfico Nerve Signal.



Fonte: Própria (2023).

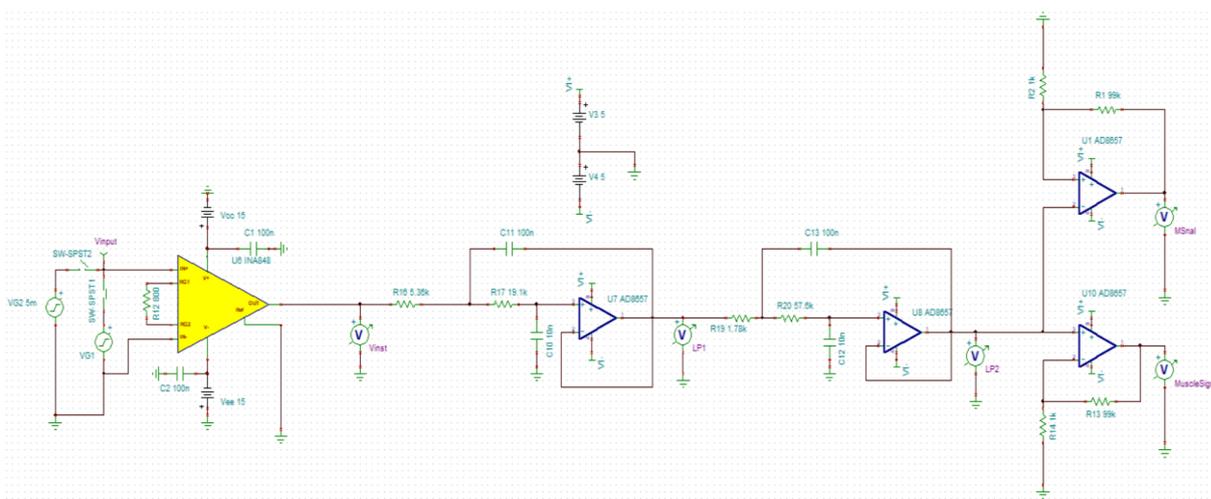
Figura 4.20: Análise espectral do sinal de saída muscular.



Fonte: Autor.

O teste a seguir mostra o comportamento do circuito com simulação de sinal de entrada EMG ao invés do sinal senoidal no circuito Músculo. Não foi detalhado qual tipo de amplificação a ser utilizada para esse caso. Para efeito de teste, foi proposto a simulação com duas variações de amplificação para os terminais inversor e não inversor. Lembrando que o sinal de entrada precisou também sofrer alteração devido ao comportamento na saída da pré-amplificação. Os gráficos a seguir ilustram a explicação.

Figura 4.21: Circuito Tremor, adequação de sinal de entrada e saída para condicionamento do sinal EMG.

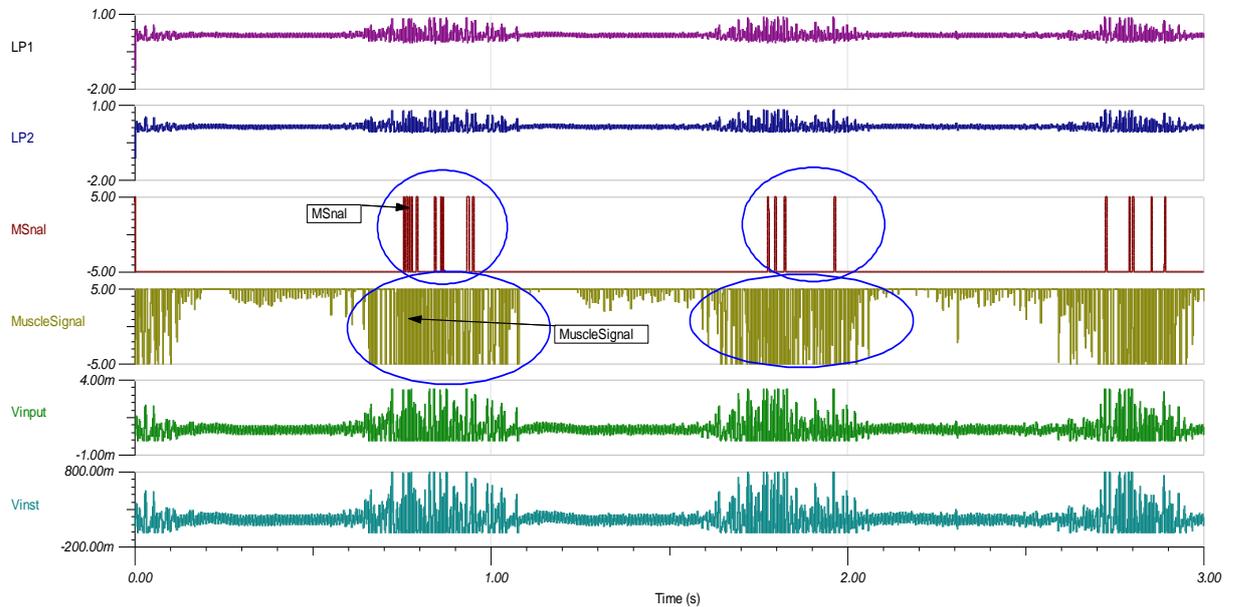


Fonte: Autor.

A figura 4.21 mostra os dois sinais de saída MSinal e MuscleSignal, e que estão com comportamentos diferentes. Não há uma referência para poder comparar

qual das duas saídas é a mais indicada pois depende do ponto de vista do projetista. Pode-se considerar que o sinal está puro e caso haja interesse de retificação completa do sinal, pode ser uma abordagem de estudo a ser considerada. A figura 4.22 mostra o sinal de saída utilizando a fonte de sinal geradora piecewise linear com dados brutos EMGs gerados e o comportamento na saída do circuito derivado do musculo. Notar nesse teste que o ganho do op-amp de instrumentação não corresponde com o valor de 2000 pois durante os testes foi desempenhado outro ganho de menor conversão.

Figura 4.22: Sinal de entrada e saída EMG. Entrada inversora e não inversora.

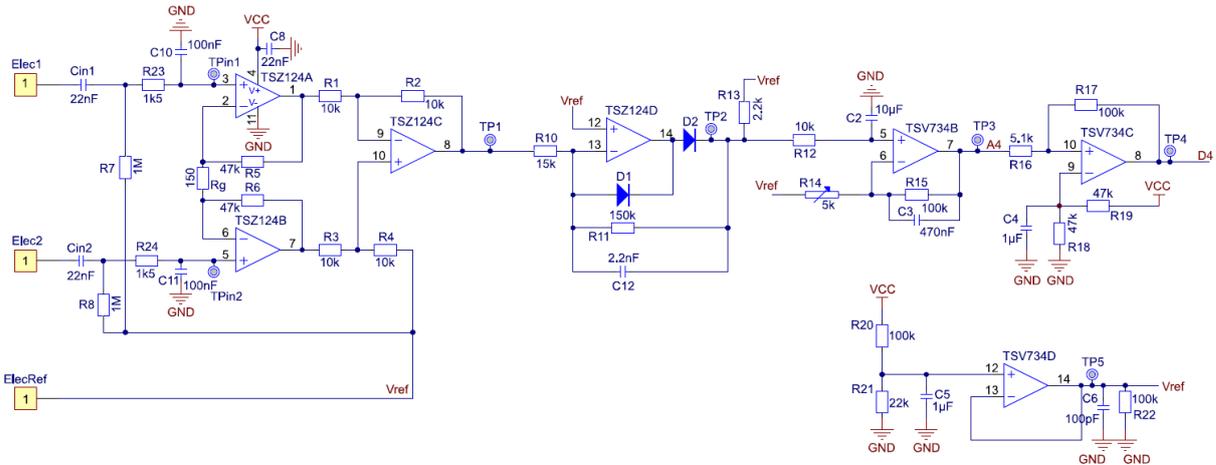


Fonte: Autor.

## 4.2. Aplicação de Nota AN4995, pertencente a STMicroelectronics

As simulações eletrônicas utilizando a aplicação de nota AN4995 foram realizadas contemplando uma abordagem totalmente diferente em comparação com o projeto Tremor. O circuito não prevê o uso de sinais nervosos (ordem de nano Volts), não faz uso de filtros ativos e nem de amplificadores de instrumentação dedicados. Pelo contrário, o circuito contempla o uso de amplificadores de instrumentação utilizando a arquitetura clássica, circuito de retificação, filtro passivo, circuito de amplificação e circuito de comparação conforme figura 4.23.

Figura 4.23: Circuito Alvo EMG-STM



Fonte: Sylvain Colliard-Piraud. AN4995, Application note Using an electromyogram technique to detect muscle activity (2017).

A documentação do circuito não especifica qual a potência dos resistores, capacitores e nem a tecnologia a ser considerada para a placa de circuito caso fosse projetada. Para essa aplicação de nota, subte-se que faz parte de uma das soluções de estudos de eletromiografia que a fabricante fornece a seus usuários. Nesse estudo de caso o circuito é puramente analógico em todos os estágios do circuito. Similar ao projeto Tremor, o circuito não possui circuito eletrônico para tratar de filtragem de 60 Hz tais como filtro Notch (Rejeição de banda).

A ilustração a seguir mostra o circuito no TINA Design e o início da análise DC para cada caso a seguir. Simulação: O primeiro teste que precisa ser garantido logo após o circuito ter sido todo construído no TINA Design é ter certeza de que os valores medidos nos nós estão condizentes com os valores citados na nota de aplicação.

#### 4.2.1. Estágio de pré amplificação:

$$V_{out} = (V_2 - V_1)(1 + 2 R_5) + V_{ref} - (V_{io2} - V_{io1})(1 + 2 \frac{R_5}{R_g}) - 2 * V_{io3}$$

O músculo gera uma frequência máxima de até 500 Hz. O ganho do primeiro estágio considerando as resistências  $R_5=R_6 = 47K$  e  $R_g = 150$  Ohms, o ganho do primeiro estágio do opamp é de 313,833 conforme calculado abaixo. O resultado da frequência gerada pelo musculo e multiplicado pelo ganho gera o ganho de largura na margem de 160KHz. Esse valor está dentro da largura de ganho

especificada pelo datasheet do amplificador utilizado na nota de aplicação que é de 400 KHz.

$$V_2 = 0, R_5 = 4.700 \text{ Ohms}, V_1 = 50 \cdot 10^{-6}, R_g = 150 \text{ Ohms}$$

$$V_{\text{out}} = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_5}{R_g}\right) = -0,031$$

$$\text{Diff} = \frac{\left[\frac{V_{\text{out}}}{V_2 - V_1}\right]}{2} = 313,83 = \text{Ganho gerado pelo estágio de amplificação}$$

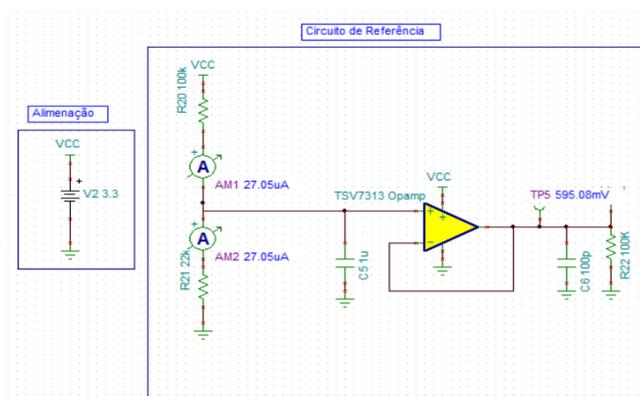
Ganho de largura de banda gerado com a frequência máxima do músculo:

$$\text{GPB} = \text{D}_{\text{diff}} \cdot 500 \text{ Hz} = 159,916 \text{ KHz}$$

#### 4.2.2. Análise DC dos Circuitos de Referência e Comparador

- Os resistores R20 e R21 do circuito de referência possuem corrente de contribuição no divisor de tensão de:  $27 \mu\text{A}$  conforme figura 4.24. O circuito de referência é um circuito muito usual para entrega de um valor de referência produzindo baixa impedância. Conforme visto no circuito acima, o sinal de 595mV na saída TP5 é conectado no eletrodo de referência e na entrada de referência do amplificador de instrumentação clássico (com os três op-amps). A saída produzida pelo amplificador possui baixa impedância. Normalmente é considerado um CI (Circuito integrado) de regulação de voltagem para ser montado na referência do op-amp de instrumentação.

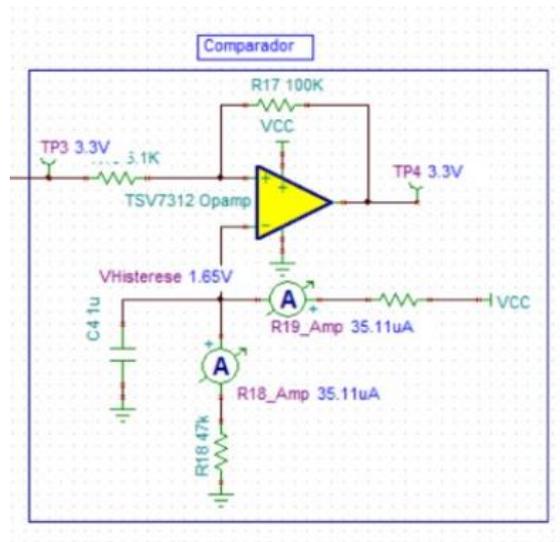
Figura 4.24: Circuito de Referência TP5.



Fonte: Própria (2023).

- Contribuição de correntes: R18 e R19 no divisor de ponte do circuito comparador é de: 35  $\mu$ A. A figura 4.25, mostra os valores de saída no nó  $V_{\text{histerese}}$  e as respectivas correntes.

Figura 4.25: Tensão e corrente do circuito comparador.



Fonte: Própria (2023).

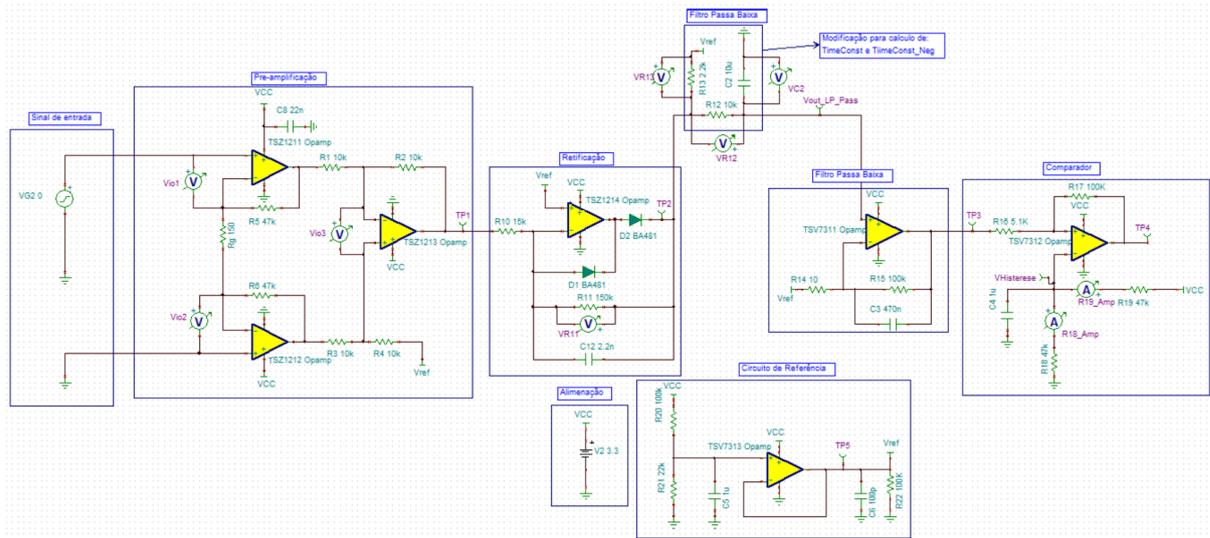
#### 4.2.3. Análise Transitória do Circuito Retificador e Filtro Passivo Passa Baixa

A figura 4.26 ilustra o circuito completo alvo com algumas adaptações para poderem ser investigadas referentes as correlações que existem entre as resistências dos circuitos de retificação e filtro passa baixa. Abaixo são demonstradas algumas condições que explicam alguns cenários de carregamento do capacitor e anulação de alguns resistores. Esses cenários são descritos e mostrados nos graficos de analise tansitoria nas figuras 4.27 e 4.28. O intuito desse teste é validar a nota de aplicação com as seguintes premissas descritas abaixo e os comportamentos dos nos de saída com seus gráficos de resposta transitória.

- Ao carregar a saída do retificador (considerando  $R_{13} \ll R_{11}$ ), as constantes de tempo  $R_{12} * C_2$  e  $(R_{12} + R_{13}) * C_2$  são insignificantes em comparação com o período de atividade muscular.
- Nessa configuração e quando há atividade muscular, há um aumento de voltagem no  $V_{\text{out}}$  nó.

- Sem R13, o capacitor C2 descarrega em R11 (150 kΩ) e consequentemente o tempo constante  $(R11 + R12) * C2$  torna-se perigosamente próximo do período que podemos contrair/descontrair um músculo.

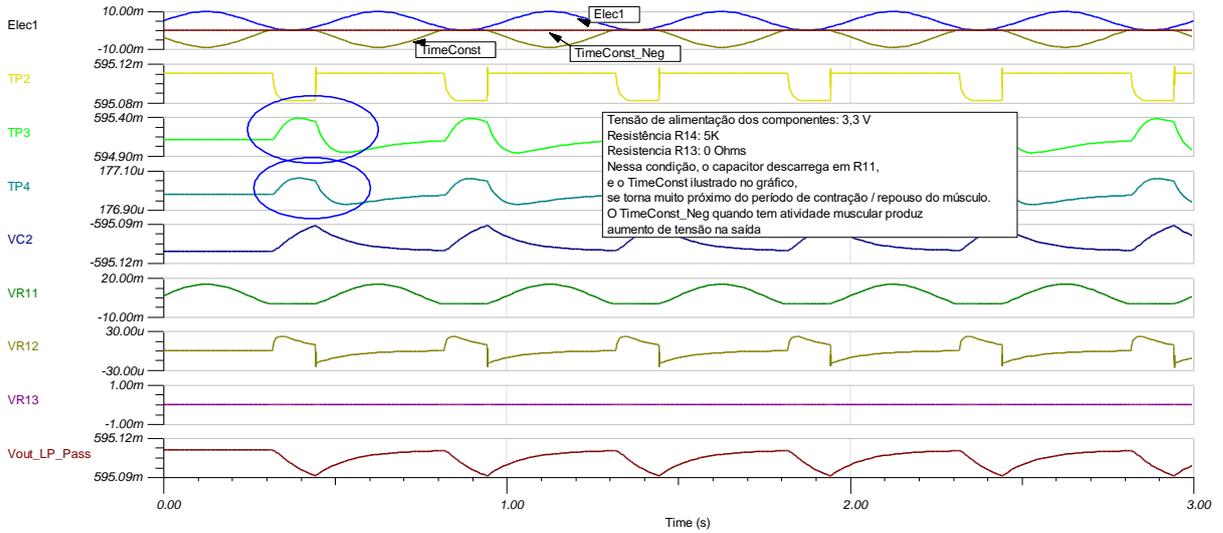
Figura 4.26: Circuito nota de aplicação EMG construído no TINA.



Fonte: Própria (2023).

Na figura 4.26, foi implementado alguns medidores nas resistências R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> e no capacitor C<sub>2</sub>. O gráfico gerado na figura 4.27 mostra o comportamento de TP4 quando a resistencia R<sub>13</sub> é modificada para 0 Ohms e que mesmo alterando o valor do pontenciômetro R<sub>14</sub> para 5 kOhms, 2,5 kOhms e 10 Ohms, TP4 fica inalterado no valor de 176 uV para os dois valores R<sub>14</sub> e sobe para 220.13 V com o R<sub>14</sub> em 10 Ohms.

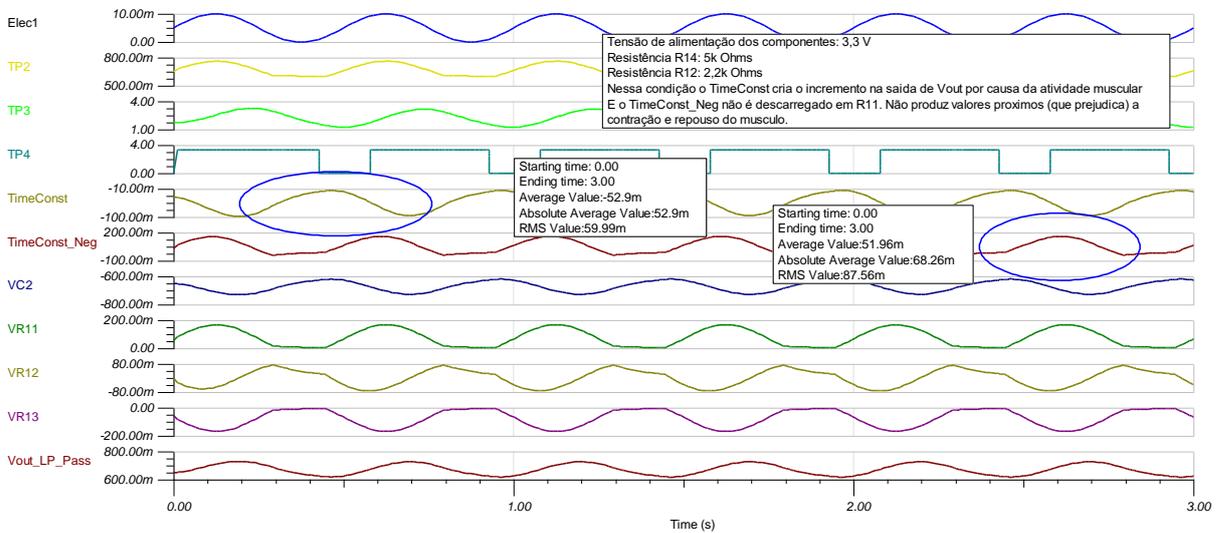
Figura 4.27: Análise transitória com R13 modificado para 0 Ohms.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.28, R<sub>14</sub> não é alterado, e a simulação nesse caso mantém a originalidade do circuito de acordo com a nota de aplicação e é possível ver em TP4 o chaveamento dentro da escala do circuito comparador para servir de entrada digital para o controlador.

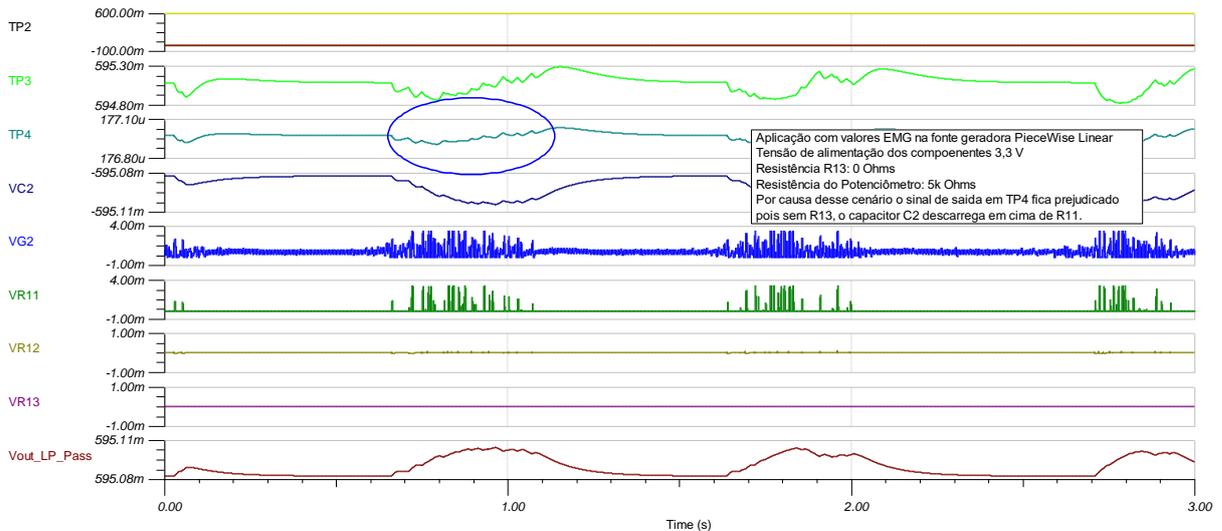
Figura 4.28: Análise transitória sem alteração na resistência R14.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.29, mostra que por causa desse cenário de zerar a resistência R13, a saída do sinal TP4 fica atenuada. A razão dessa situação é que quando resistor R13 está no valor mínimo de 0 Ohms, o capacitor C<sub>2</sub> descarrega em cima de R<sub>11</sub>. O sinal da fonte geradora nesse caso foi considerado característico de EMG.

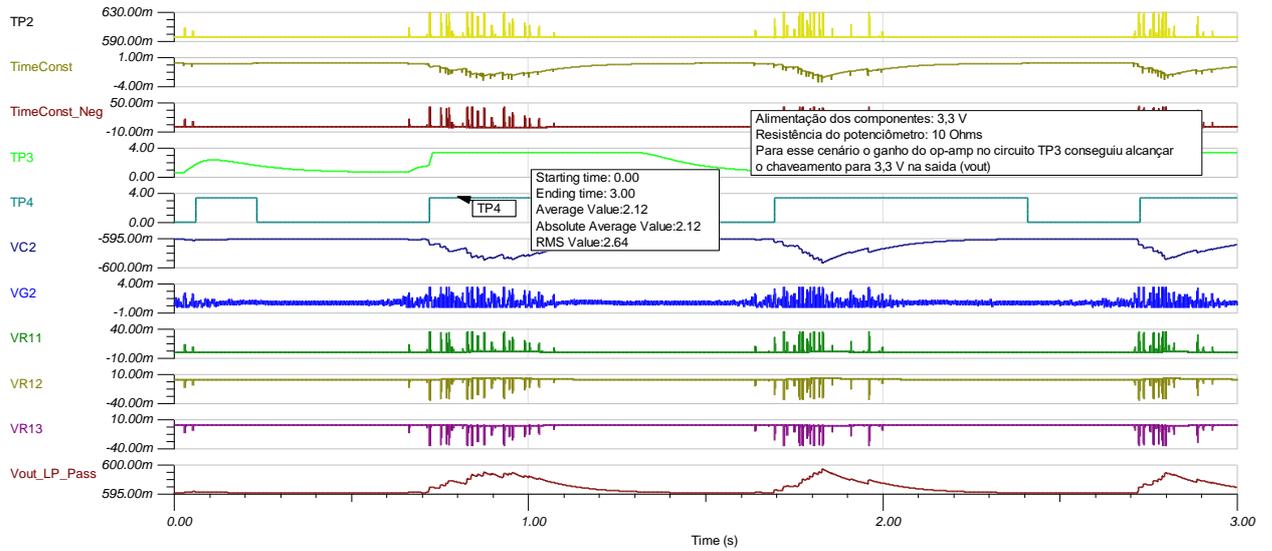
Figura 4.29: Saida TP4 prejudicada com variação de resistores no filtro passa baixa.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.30, ilustra o comportamento do gráfico mantendo as premissas de funcionamento do filtro passa baixa sem modificar nenhum valor conforme a nota de aplicação. Por outro lado, é feita variação no Potenciômetro R14. Foram testados três cenários de testes na qual a resistência é modificada de 10 a 5 kOhms. O gráfico ilustra a conversão de chaveamento feita corretamente pelo circuito comparador. Nesse caso ao invés de utilizar sinais gerados pela fonte tipo senoidal, foi usado o sinal piecewise linear com sinal característico EMG. Importante observar que foi considerado alimentação da fonte geradora de apenas uma das entradas com o sinal característico EMG e mostra esse resultado na figura 4.29. Foi também testado com duas fontes e o resultado não foi satisfatório em relação a amplificação. Outra observação importante a ser compartilhada é que a resistência para obter o chaveamento com sinal EMG foi diferente quando simulado com sinal senoidal. Como pode observar, no sinal senoidal houve o chaveamento com 5 kOhms e no caso do EMG a resistência para obter o chaveamento dentro da escala foi de 10 Ohms.

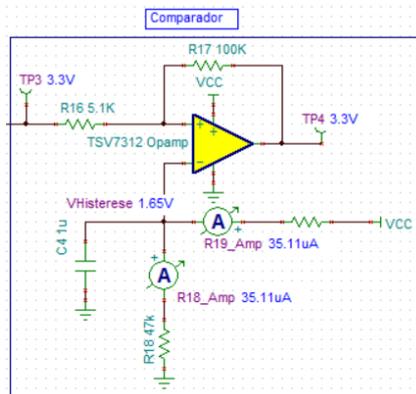
Figura 4.30: Saida TP4 com variação do potenciômetro para 10 Ohms.



Fonte: Própria (2023).

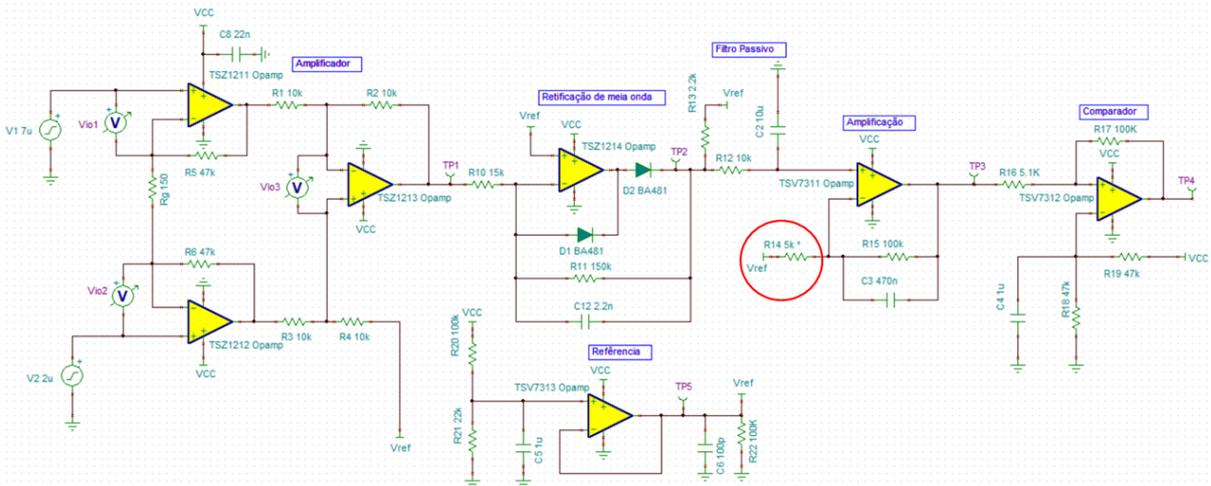
A fase final da análise do sinal muscular é o estágio do comparador que permite um sinal de entrada digital no microcontrolador para ser usado ao invés de conversor ADC. A Figura mostra a aplicação: a tensão de disparo é definida através de uma ponte divisora composta por resistores R18 e R19.

Figura 4.31: Valores da saída dos resistores R18 e R19.



Fonte: Própria (2023).

Figura 4.32: Circuito mostrando o potenciômetro ilustrado no círculo vermelho.

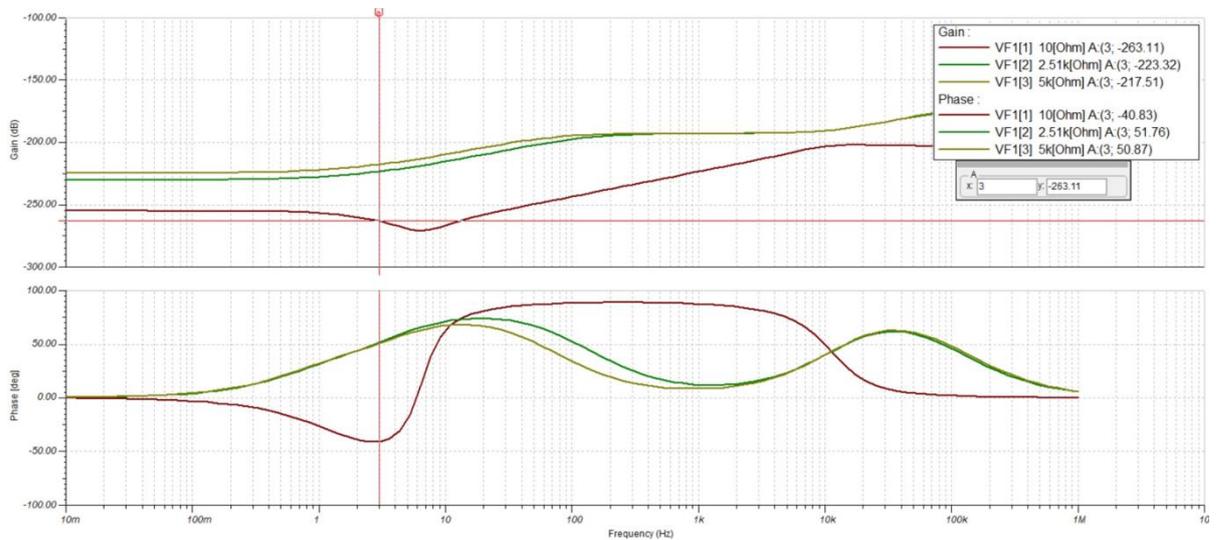


Fonte: Própria (2023).

A simulação de análise AC mostra a variação de gráficos em três simulações simultâneas para resistências diferentes. Como é um potenciômetro, serão simulados testes com resistências em 10, 2,5K e 5K Ohms. Na figura 4.33, foi realizado a simulação de análise AC e pode-se notar que para o gráfico vermelho com resistência de teste de 10 Ohms, mostra a frequência de corte em 3 Hz. A frequência de 3 Hz é a frequência de corte escolhida para o filtro passa baixa para o circuito no estágio de saída TP3 conforme circuito na figura 4.32. Esse gráfico mostra a junção dos dois circuitos passa baixa passivo e ativo com Resumo das saídas geradas pelo gráfico com entrada de 50uVp-p e frequência de 1Hz no intervalo de 3 segundos. Para melhor explicação das saídas geradas mantendo um padrão de testes foram consideradas o sincronismos de informações e chaveamentos de acordo com o gráfico teórico resultante da nota de aplicação. Nesse documento não cita quais entradas foram consideradas na fonte geradora de sinal, no entanto foi mencionado um intervalo entre 50uVp-p e 5mVp-p.

A figura 4.33, ilustra a análise AC do circuito com a frequência de corte em 3 Hz e os respectivos ganhos.

Figura 4.33: Análise AC, frequência de corte de 3 Hz.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.34, ilustra a o gráfico de retificação teórico do circuito na nota de aplicação. Esse gráfico é importante para poder ser comparado o comportamento do circuito de retificação de meia onda na simulação. A figura 4.35 e 4.36 mostram os resultados das simulações e a similaridades com os gráficos teóricos da nota de aplicação. Por fim a validação da investigação com os resultados refletidos.

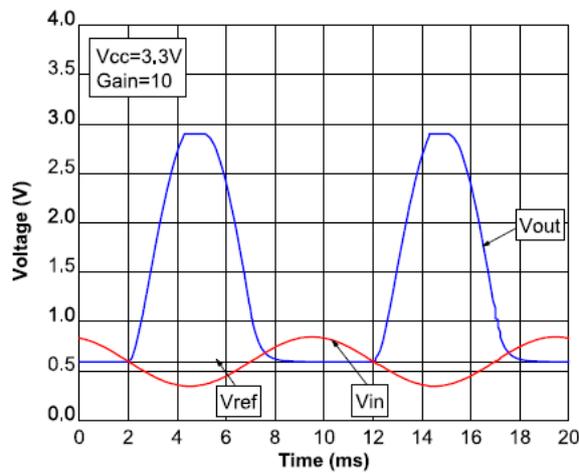
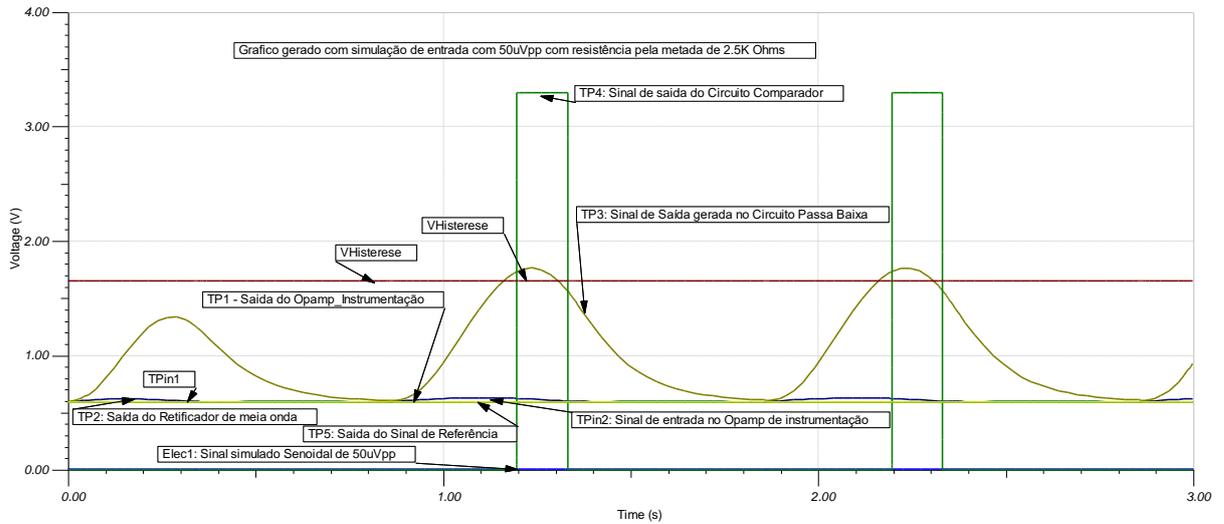


Figura 4.34: Gráfico com comportamento baseado na retificação de meia do circuito alvo.

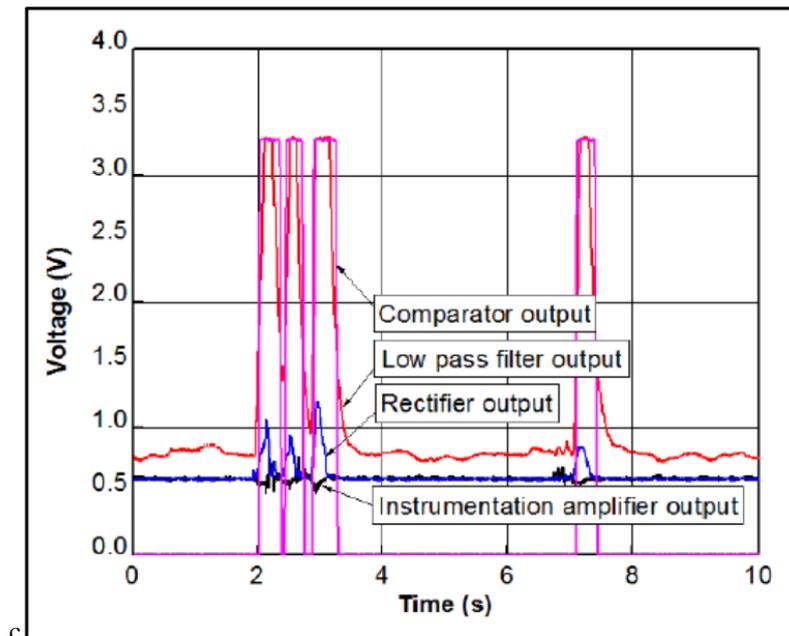
Fonte: Nota de aplicação STM.

Figura 4.35: Gráfico de saída com todos os sinais mostrando a comparação com o gráfico teórico.



Fonte: Própria (2023).

Figura 4.36: Gráfico teórico que mostra a saída do circuito STM completo.



Fonte: Sylvain Colliard-Piraud. AN4995, Application note Using an electromyogram technique to detect muscle activity (2017).

### **4.3. Grove-EMG sensor da SeeedStudio**

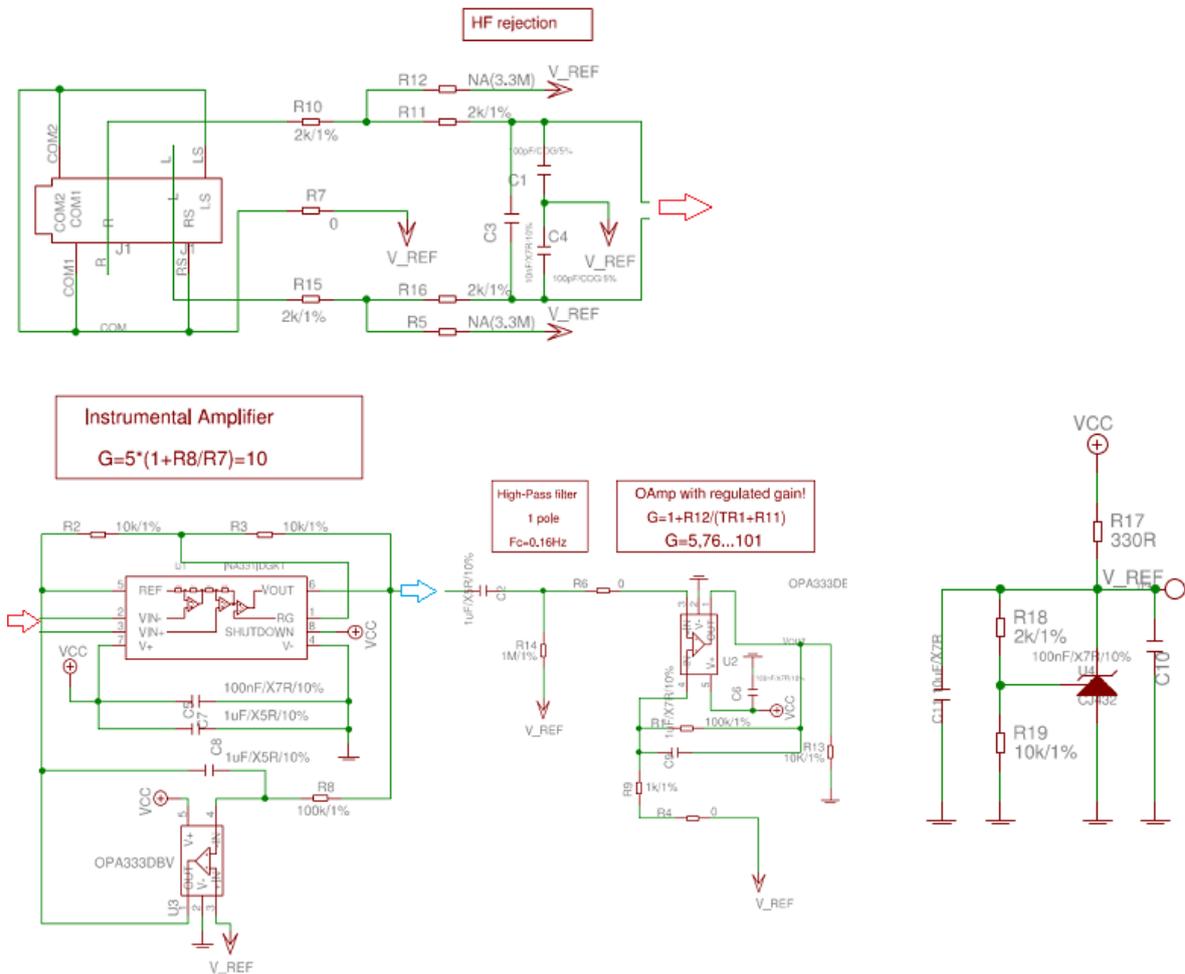
O circuito Grove-EMG sensor da SeeedStudio será o último circuito alvo a ser discutido. As principais características desse circuito e que são compartilhadas pelo fabricante são tensões mínima (1,5 V) / máxima chegando a (3,3 V) e alimentação do circuito que possui duas opções (3,3 V e 5 V). O fabricante disponibiliza uma aplicação com hardware extra (gráfico de led) que para essa investigação fica fora de escopo.

#### **4.3.1. Circuito Impresso Groove – Detetor EMG**

O circuito Alvo impresso da Grove sensor da SeeedStudio está ilustrado nas figuras 4.37. O circuito foi construído em 5 estágios:

- Coleta / Filtro RC passivo Passa Baixa.
- Amplificação mais integrador.
- Filtro Passivo RC passa Alta.
- Amplificação
- Circuito de Referência

Figura 4.37: Circuito Alvo Detetor de EMG. (Adaptado)

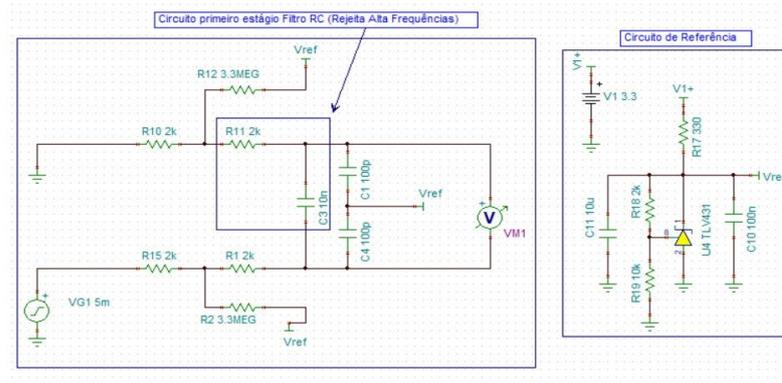


Fonte: [https://wiki.seedstudio.com/Grove-EMG\\_Detector/](https://wiki.seedstudio.com/Grove-EMG_Detector/).

#### 4.3.2. Coleta / Filtro RC passivo Passa Baixa.

A figura 4.38 ilustra o primeiro estágio do circuito no TINA com a construção do circuito de simulação e referência.

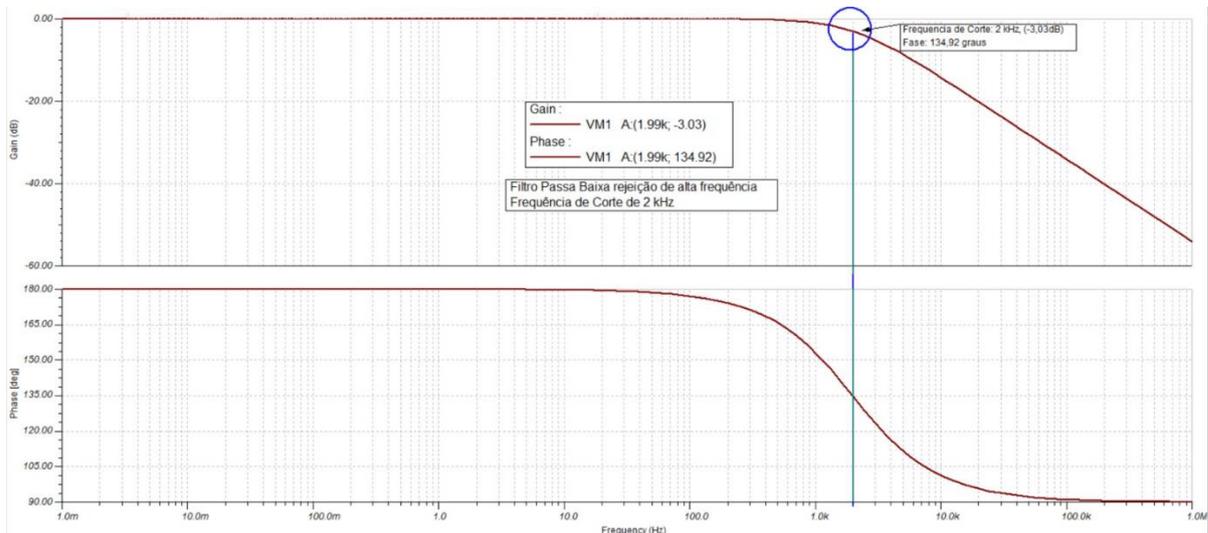
Figura 4.38: Circuito RC Passa Baixa para Rejeição de alta Frequência.



Fonte: Própria (2023).

Na simulação AC realizada na figura 4.39 os gráficos de ganho e fase refletem com os resultados teóricos esperados: Ganho de -3.03 dB na frequência de corte 2 kHz.

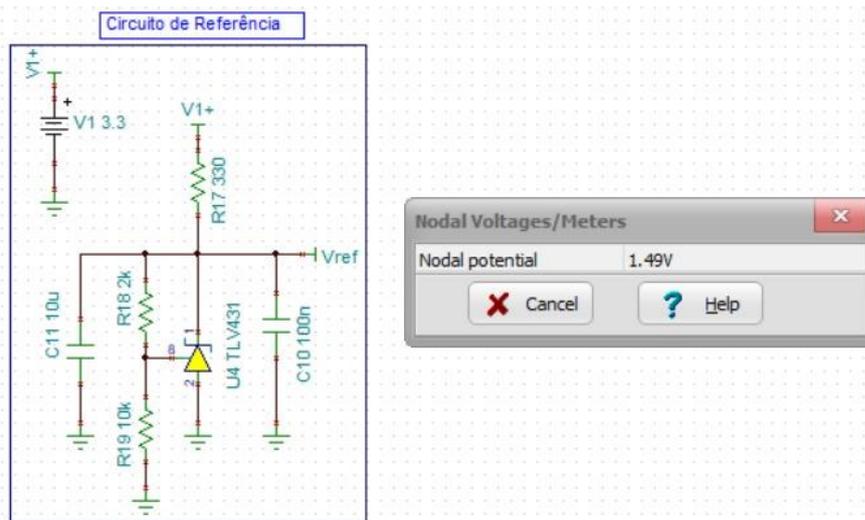
Figura 4.39: Simulação do filtro passivo RC com Ganho e Fase.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.40 mostra a tensão de referência considerada para o circuito. Essa tensão não é divulgada pelo fabricante qual o valor a ser esperado. O cliente nesse caso é obrigado a testar com multímetro qual a tensão considerada. Outra opção é verificar no *datasheet* na secção de aplicação do INA331 que é o amplificador de instrumentação considerado nesse circuito e comparação se esses resultados representam o que o simulado está calculando.

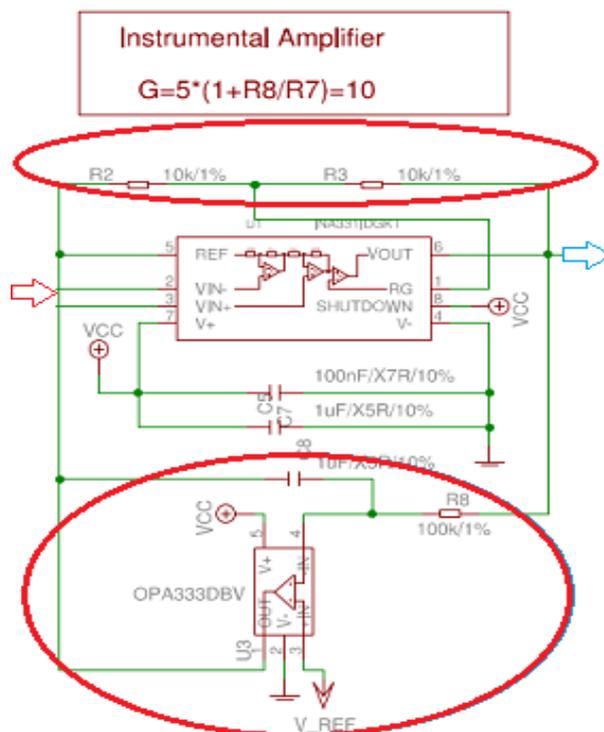
Figura 4.40: Circuito de Referência do detetor de EMG.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.41 foi adaptada para investigação, pois houve a interpretação de que esse circuito complementar pudesse ter a função de integrador. Esse é um dos casos na qual o projetista com interesse de saber mais detalhes sobre o produto e acaba enfrentando dificuldades perante os resultados do projeto. O intuito do integrador de acordo com Blanchard (2000), serve para remover desvio de corrente direta (*DC Offset*) no amplificador de instrumentação.

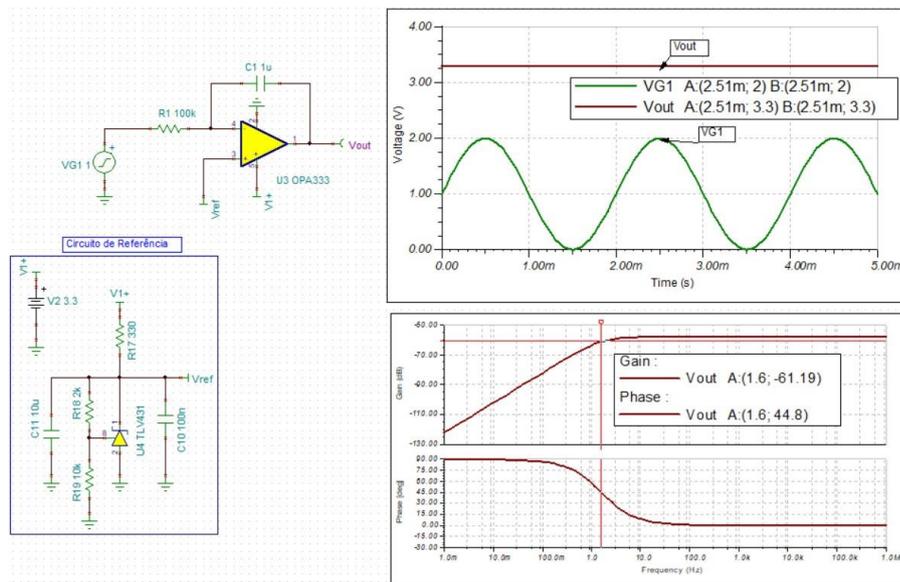
Figura 4.41: Circuito Integrador (Circuito Original).



Fonte: Própria (2023).

Na figura 4.42, os resultados dos gráficos de resposta para simulação dessa complementação do circuito que merece destaque a respeito de remoção de componente DC. A análise transitória do circuito identifica a remoção de componente DC na saída do circuito em  $V_{out}$ .

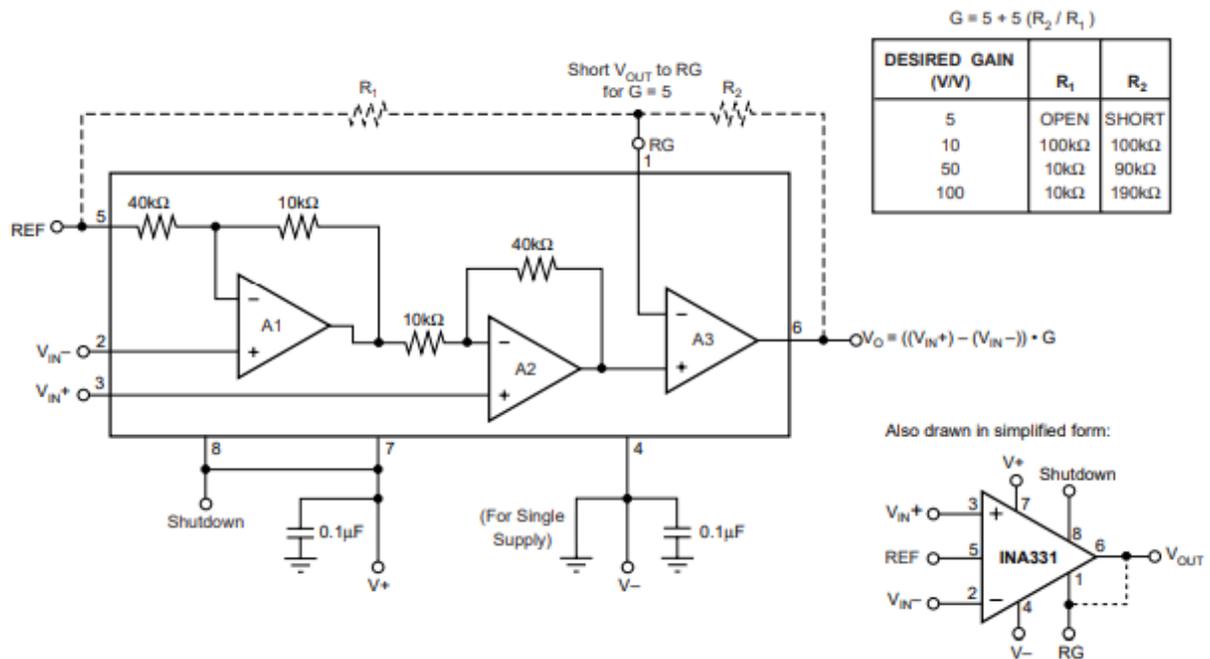
Figura 4.42: Circuito Integrador (Adaptado)



Fonte: Própria (2023).

O amplificador de instrumentação considerado para amplificar o sinal EMG, está ilustrado na figura 4.43.

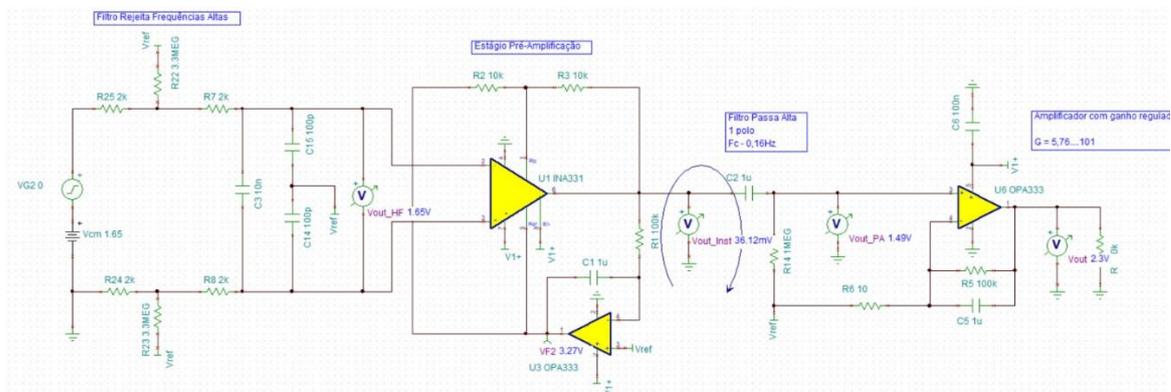
Figura 4.43: INA331 instrumentação (Relação de ganho do circuito)



Fonte: Folha de dados do Fornecedor Texas TI.

O fabricante faz uma correlação com a fórmula que está no *datasheet* do INA331 ilustrado na figura 4.44. Como pode ser visto na simulação proposta pelo fabricante, não foi possível obter os resultados na simulação igual ao datasheet com essa proposta de circuito. O valor de saída do circuito de instrumentação, não reflete o ganho do circuito de acordo com a folha de dados. Para uma entrada de 5 mV o ganho do amplificador de instrumentação deveria gerar uma saída de entre 50 e 60 mV. Na figura 4.44 do circuito, o destaque para o nó que está circulado representada pela *Vout\_Inst* tem uma tensão de saída de 36,12 mV bem abaixo do ganho a ser considerado pela relação de resistências.

Figura 4.44: Circuito Simulação Op-Amp de instrumentação (Relação de Ganho do circuito) vs entrada.



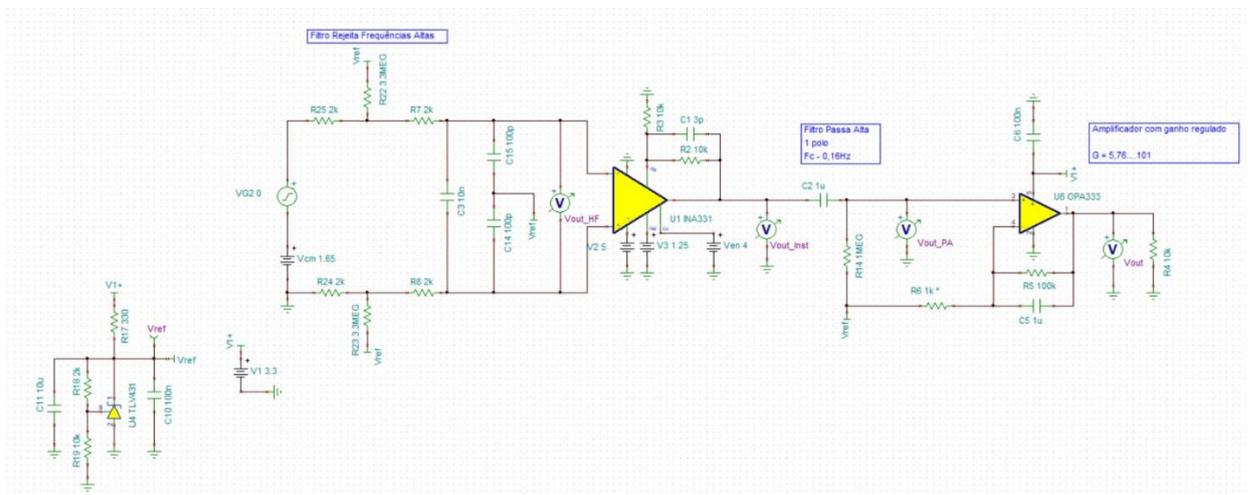
Fonte: Própria (2023).

Para que o circuito tenha a reprodução do valor de saída do op-amp de instrumentação condizente com a folha de dados foram realizadas modificações no circuito tais como:

- Inclusão de VCM, tensão de modo comum na fonte geradora.
- Retirada de interligação entre a saída do OPA333 e o circuito de ganho. Se caso eles tiverem conectados foi verificado que a tensão cai para 28 mV.
- Tensão de alimentação do pino 8 “en”: 4 Volts.

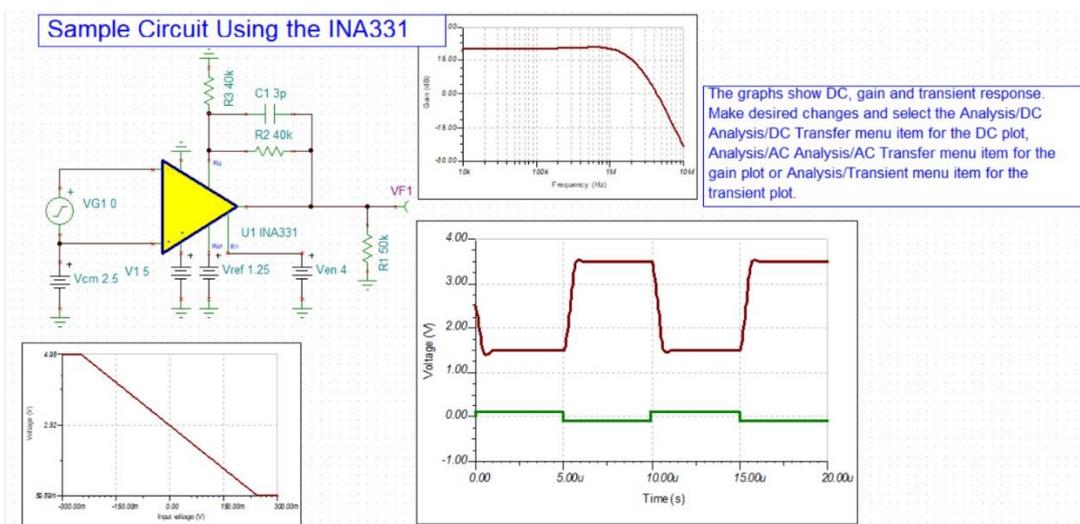
A figura 4.45 ilustra as modificações realizadas. Essa adequação foi utilizada como circuito teste pela TINA pois é fabricante do software e tem a maioria dos seus componentes pertencente a Texas Instruments. O circuito teste utilizado está na figura 4.46.

Figura 4.45: Adequação de Circuito para atender o ganho do estágio de amplificação do in-amp.



Fonte: Própria (2023).

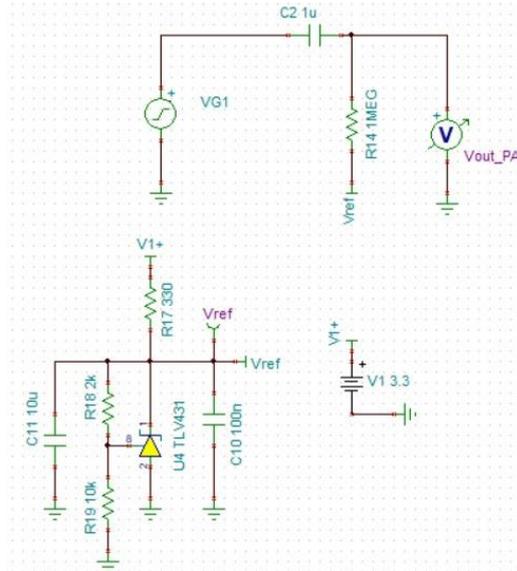
Figura 4.46: Circuito Teste INA331.



Fonte: TINA design.

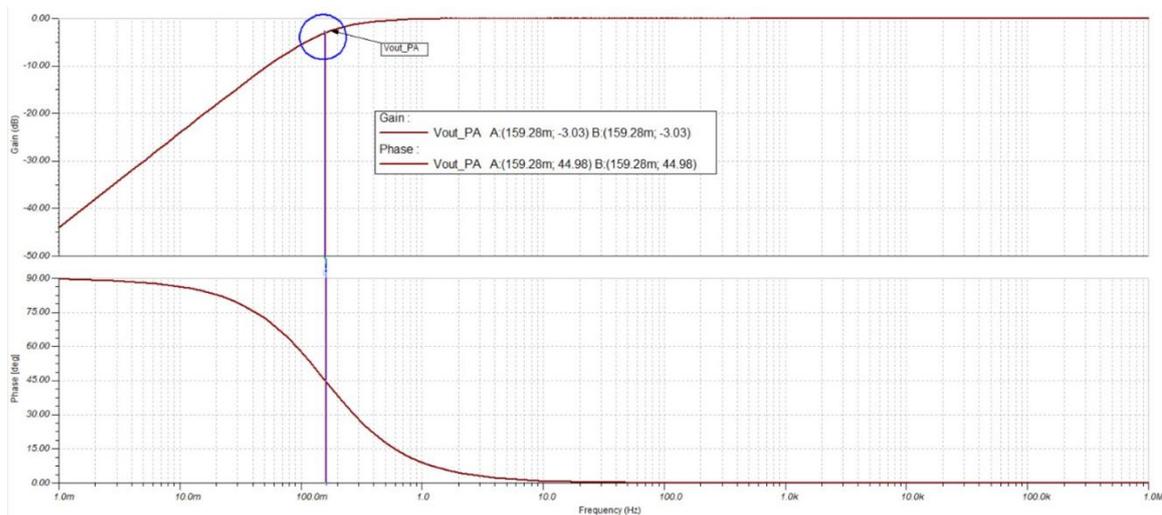
O próximo estágio é a aplicação de filtro passa alta no sinal. A figura 4.47 ilustra o circuito montado e a figura 4.48 a simulação AC desempenhada com os resultados que refletem a teoria. A frequência de corte informada pelo próprio fabricante reflete ao resultado,  $Freq_{Corte}: 0,16 \text{ Hz}$ . O intuito desse filtro é a eliminação de componente DC no sinal.

Figura 4.47: Filtro Passivo Passa Alta.



Fonte: Própria (2023).

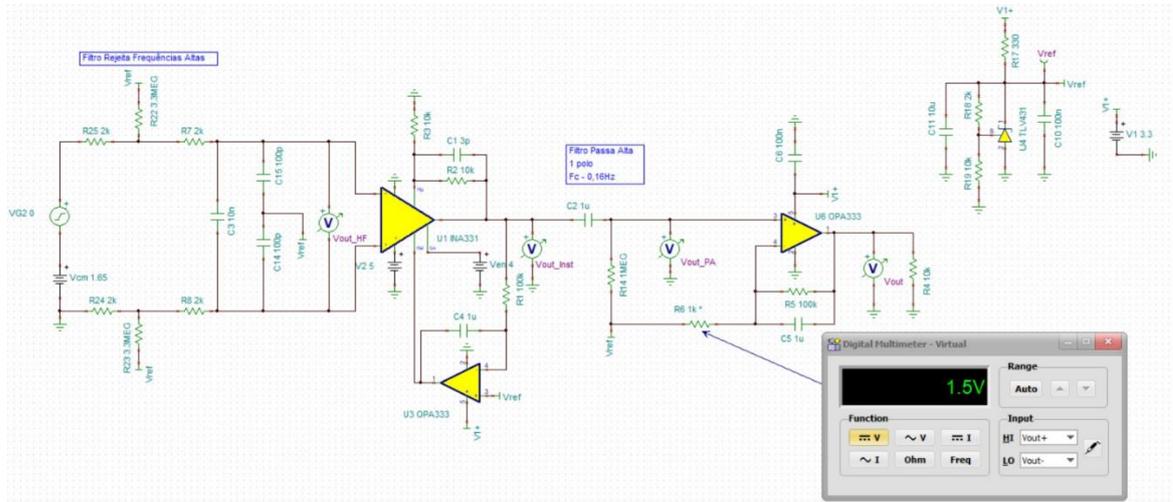
Figura 4.48: Análise AC do Ganho e fase do filtro Passivo RC Passa Alta.



Fonte: Própria (2023).

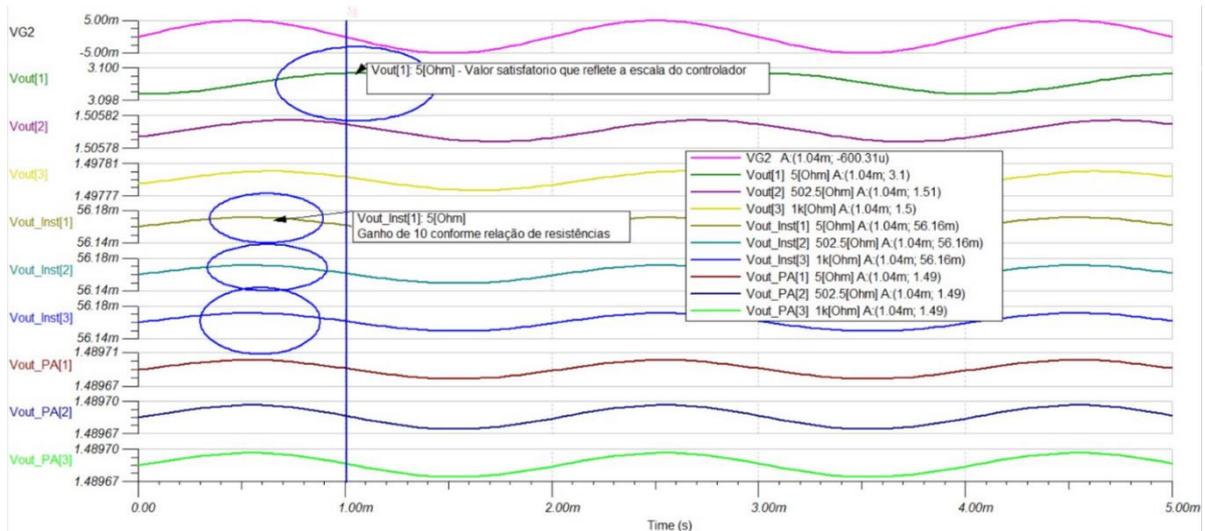
O último estágio é o de amplificação do sinal para ser utilizada na entrada analógica do controlador respeitando a escala de tensão. Na figura 4.48 está a ilustração do circuito e a simulação do gráfico com os níveis de tensões de todos os nós do circuito.

Figura 4.49: Destaque para a resistência que determina relação de ganho Circuito.



Fonte: Própria, adaptado (2023).

Figura 4.50: Resultados das tensões impressas para diferentes resistências.



Fonte: Própria (2023).

A figura 4.50, ilustra o gráfico transitório com todos os sinais gerados com a influência do sinal de entrada senoidal. Os círculos em destaques mostram que houve as corretas tensões impressas em cada nó.

## 5. Conclusão

Ficou claro que cada circuito tem as suas particularidades para aquisição de sinais EMG. Aquisição nesse sentido inclui toda a explicação técnica referente aos eletrodos, proteção eletrostática, circuito de pré-amplificação, filtragens e ampliações de sinais entre outros. Muitos desses assuntos foram omitidos pelos fabricantes no sentido de proteção intelectual do dispositivo. Importante considerar que o teste de ruído não foi contemplado na simulação

devido à falta de referência e informações nos documentos para se ter algum tipo de comparação.

Algumas informações como a taxa de variação de tempo dos capacitores quando em carregamento e descarregamento seria interessante mais detalhes para poder analisar junto ao fabricante que não forneceu tais dados e nem como seriam os gráficos de comportamento do circuito. Outro dado importante é a alimentação do circuito tanto no Tremor quanto no Groove Detector. Os sinais de saída de ambos os circuitos foram modificados para investigação desse trabalho.

O conhecimento do software também faz a diferença para recursos mais detalhados e mais profissionais. Durante a fase de estudo o recurso por exemplo de operações matemáticas com gráficos foi introduzida com estudo da ferramenta. Muitos dos testes que foram feitos acabaram sem a devida confirmação com o fabricante para comparar se estavam corretos ou não, pois não havia alguma referência para comparação.

O trabalho em grupo é muito importante para discussões técnicas e enriquecimento da investigação de um circuito médico no qual envolve variáveis que são importantes para o paciente. Outro dado importante é a constante verificação de atualizações nos circuitos modelos SPICE, ou seja, revisões e obsolescências que ocorrem em qualquer material ou componente virtual e que precisa estar nos olhos do projetista durante uma investigação ou projeto. São os famosos *recalls* que os próprios fabricantes informam aos clientes nos sites.

## **6. Trabalhos Futuros**

- Simulação de condicionamento de sinal EMG com ADS (incluir nova licença de software de simulação TINA) com recursos de simulação de arquivos IBIS.
- Simulação de hardware dos circuitos comerciais para investigação de comparação com simulado.
- Simulação de sinais EMG com software de controle digital e microcontrolado
- Simulação de circuito EMG com dados digitais.

## 7. Referências Bibliográficas

About Parkinson's Disease - parkinsonfoundation.org

Basmajian, J.V., De Luca, C.J. (1985). Muscles alive (5th ed.). Baltimore: Williams & Wilkins, ISBN 978-068-3004-14-4

Carter, Bruce and Mancini, Ron. (2009). Opamps for everyone Third Edition. ISBN: 978-1-85617-505-0

Fiore, James. (2016). Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits: Theory and Application / 2E Theory and Application / 2E

Horowitz, Paul, Hill, Winfield. The Art of Electronics. Cambridge University Press, 3rd ed, 2015. P.231 -232. ISBN 978-0-521-80926-9.

Hsueh, Ted. Large Dynamic Range Amplifier Plus ADC. Senior Project Electrical Engineering Department, California Polytechnic State University. San Luis Obispo 2015

Kay, Art (2012). Operational Amplifier Noise. Techniques and tips for analyzing and reducing noise. Newnes is an imprint of Elsevier, ISBN: 978-0-7506-8525-2

Kamen, Gary David A. Gabriel: Essentials of electromyography. Human Kinetics, 2010

Kitchin, Charles Lew Counts: A Designer's guide to instrumentation amplifiers. , Analog Devices Inc., 2006.

Lopez, Aced, Sebastian. (2012) Design and Construction of an Emg Multichannel Acquisition System Prototype. Dissertação de Mestrado. Politecnico Di Torino

M.B.I. Raez, M.S. Hussain, F. Mohd-Yasin. Techniques of EMG signal analysis: detection, processing, classification and applications (Correction). Biol Proced Online. 2006. 8. p.11–35

METTING VAN RIJN, A. C.; PEPPER, A.; GRIMBERGEN, C. A. High-quality recording of bioelectric events. Part 1. Interference reduction, theory and practice. Medical & biological engineering & computing, v. 28, n. 5, p. 389–97, 1990. Disponível em: <<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/2277538>>. Acesso em: 2/6/2013.

Merletti, Roberto, Alberto Botter, Amedeo Troiano, Enrico Merlo Marco Alessandro Minetto: Technology and instrumentation for detection and conditioning of the surface electromyographic signal: State of the art. ELSEVIER, 2008.

Merletti, Roberto Philip A. Parker: ELECTROMYOGRAPHY Physiology, Engineering, and Noninvasive Applications. Wiley-Interscience, 2004.

Mohamed Kazamel, Paula Province, Mohammad Alsharabati, Shin Oh: History of Electromyography (EMG) and Nerve Conduction Studies (NCS): A Tribute to the Founding Fathers (P05.259). First published February 8, 2016.

Motchenbacher, C.D. F.C. Fitchen: Low-Noise Electronic Design. Wiley-Interscience, 1973.

NAGEL, J. H. Biopotential Amplifiers. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). The Biomedical Engineering Handbook. Boca Raton, Florida: CRC Press LLC, 2 nd ed., 2000. p.1364–1377.

National Multiple Sclerosis Society, "Multiple Sclerosis FAQs," 1 November 2014. [Online].

Available: <http://www.nationalmssociety.org/What-is-MS/MS-FAQ-s>.

Neil J. Gonter, <https://medlineplus.gov/ency/imagepages/19841.htm>

NEUMAN, M. R. Biopotential Electrodes. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). Biomedical Engineering Handbook. Boca Raton, Florida: CRC Press LLC, 2000. p.889–901.

NEUMAN, M. R. Biopotential Amplifiers. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). Medical Instrumentation. John Wiley & Sons, 4 th ed., 2009. p.241–292.

Saitou K., Masuda T., Michikami D., Kojima R., Okada M. (2000). Innervation zones of the upper and lower limb muscles estimated by using multichannel surface EMG. Journal of Human Ergology. Vol.29, pp 35-52.

Thomas Liji, MD [http://www.ninds.nih.gov/disorders/tremor/detail\\_tremor.htm](http://www.ninds.nih.gov/disorders/tremor/detail_tremor.htm). 2014.

Trump, Bruce (2013). [https://e2e.ti.com/blogs\\_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why](https://e2e.ti.com/blogs_/archives/b/thesignal/posts/bypass-capacitors-yes-but-why).

WINTER, B. B.; WEBSTER, J. G. Reduction of interference due to common mode voltage in biopotential amplifiers. IEEE transactions on bio-medical engineering, v. 30, n. 1, p. 58–62, 1983a.

Zanetti, Rafael (2013). Desenvolvimento de Um Sistema Embarcado para Aquisição de Sinais Biomédicos. Dissertação de Mestrado N° 801. Universidade Federal de Minas Gerais Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## 8. APÊNDICE A: Ruídos.

De acordo com Motchenbacher (1973) o ruído pode ser basicamente definido como qualquer perturbação indesejada que obscurece ou interfere com o sinal desejado.

- Distúrbio: Frequentemente aparece de fontes externas ao circuito e resulta de interferência eletromagnética ou acoplamento eletrostático de linhas de transmissão, luzes fluorescentes, celulares, circuitos adjacentes que produzem cruzamentos de sinais. Todos esses distúrbios citados são interferências que são praticadas pela influência do homem e por isso podem ser eliminadas.
- Ruído é um sinal aleatório, com amplitude e componentes de fase, e embora um valor RMS possa ser medido, é impossível de prever os valores instantâneos.

De acordo com Motchenbacher (1973), o ruído é o resultado de flutuações espontâneas devido aos materiais dos quais eles foram feitos (fabricados) dentro do processo de sistemas elétricos, sendo impossível de ser completamente eliminado, apenas pode ser manipulado.

### 8.1. Ruído Tiro (Ruido shot):

Muito comum nas junções PN dos transistores e diodos. É resultado de potenciais barreiras aleatórias cruzadas pelas cargas de portadoras de dispositivos que não fluem suavemente ou de modo contínuo. É o efeito da soma de vários pulsos aleatórios de corrente independente).

Equação de Valor: RMS:

$$I = \sqrt{2 * q * I * \Delta f}$$

$$q = 1.59 \times 10^{-19} \text{C}$$

$$I = I_{dc}$$

$$\Delta f = \text{Largura de banda em Hz}$$

### 8.2. Ruído térmico:

Causado por uma vibração aleatória resultante de excitação térmica das portadoras de carga em um condutor (buracos ou elétrons). Este tipo de movimento do portador é semelhante ao

movimento browniano das partículas, e na verdade, foi previsto a partir de estudos neste campo. De acordo com Blanchard (2000).

$$e^2 = \int 4 * K * T * R * df$$

K = Constante de Boltzmann

T = Temperatura dos condutores em Kelvin

R = Resistência dos condutores em Ohms

df = frequência diferencial

### 8.3. Ruído de frequências baixas (Ruído flicker):

A característica desse ruído é que a densidade espectral aumenta sem limites enquanto a frequências abaixa. De acordo com Motchenbacher (1973), o ruído (Flicker) está presente em todas os dispositivos ativos tais como transistores, diodos e resistores até potenciais de membrana sistemas biológicos. Nas equações descritas abaixo Ke e Ki são constantes relativas a cada dispositivo, f é frequência e df é frequência diferencial.

$$e^2 = \int \frac{K^2}{f} df$$

$$i^2 = \int \frac{K^2}{f} df$$

Ruído por unidade de frequência:

Potência espectral é medida em  $(\frac{W}{hz})$

Densidade da tensão espectral é medida em  $(\frac{V}{rt-hz})$

De acordo com Blanchard (2000), ruídos de frequências baixas (DC *offset* de amplificadores, sensor *drift*, flutuações de temperatura), podem ser eliminadas com filtro passa alta e frequência de corte configurada acima da frequência de ruído e abaixo dos sinais de frequências biológicos. Os ruídos de frequências altas (Condução do nervo, transmissões de rádio frequência, computadores, celulares) podem ser reduzidos pela aplicação de filtros passa baixa com frequência de corte configurada abaixo da

frequência de ruído e acima das frequências de sinais biológicos que estão sendo monitorados.

$$v_o(t) = v_s(t) + v_n(t), \text{ onde}$$

$v_s(t)$  é o sinal desejado e  $v_n(t)$  é o sinal corrompido

$$\text{SNR} = 20 * \log_{10} \left[ \frac{v_s(\text{rms})}{V_n(\text{rms})} \right]$$

#### **8.4. Ruído Popcorn ou Burst:**

Esse ruído tem uma característica de acordo com Kay (2012) de passo repentino ou salto na corrente de base no transistor bipolar ou passo na tensão limite em um transistor FET. O nome de pipoca ou popcorn por causa do som que é feito na saída do áudio de pipoca estourando. Esse ruído é também chamado de burst e sinais telegráficos aleatórios (tipicamente ocorrem na frequência < 1K Hz). Um dispositivo com esse ruído é considerado defeituoso.

#### **8.5. Ruído Avalanche:**

De acordo com Mancini (2002), o ruído é associado a diodos Zener e é criado quando uma junção PN é operada no modo de ruptura reversa. Quando a região de depleção das junções é polarizada inversamente com um forte campo, os elétrons adquirem energia cinética suficiente para que, ao colidirem com os átomos de estrutura cristal, criam buracos elétron adicionais. Essas colisões são vistas como uma série de grandes picos.

#### **8.6. Ruídos Instrumentais**

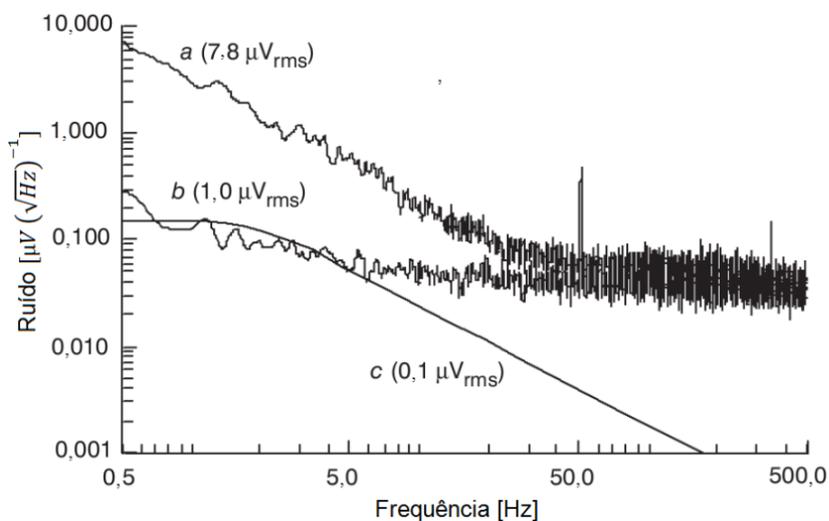
Os ruídos gerados pelo próprio sistema de coleta, tanto pelos circuitos eletrônicos, quanto introduzidos por meio dos eletrodos de coleta devem ser conhecidos para que possam ser reduzidos. Os mais importantes são:

- Tensão de meia-célula: É causada pela concentração de cargas na interface de contato entre eletrodo-eletrólito devido a reações químicas entre eles. Trata-se de uma tensão contínua (Potencial de Nernst), principalmente determinada pelo tipo de metal utilizado no eletrodo (Ag – 0,799 VDC; Au – 1,680 VDC; Ag/AgCl – 0,223 VDC), quando nenhuma corrente flui por ele. Durante a passagem de corrente, esse potencial pode sofrer alteração devido à polarização do eletrodo e essa diferença de potencial é chamada de sobretensão (NEUMAN,

2000). Portanto, o eletrodo contribui com um ruído de modo comum em tensão contínua (idealmente de 0,223VDC para eletrodos Ag/AgCl) e uma tensão diferencial correspondente à sobretensão, que pode atingir até centenas de milivolts (NAGEL, 2000);

- De acordo com Zanetti (2013), artefatos de movimento: caso os eletrodos se movam em relação ao eletrólito, há uma mudança na distribuição de cargas na interface eletrodo-eletrólito. Essa mudança gera uma alteração na tensão de meia-célula em baixa frequência, porém de alta amplitude, que altera a linha de base na medição;
- De acordo com Zanetti (2013), ruídos gerados na placa de circuito impresso (PCI): um circuito analógico projetado para uma PCI que também comporta circuitos digitais de alta velocidade está sujeito a interferências acopladas via capacitâncias e indutâncias parasitas. São várias as fontes de ruídos em PCIs, dentre as quais pode-se citar: chaveamentos de nível lógico (principalmente em linhas de clock), microcontroladores e fontes chaveadas.
- HUIGEN et al.(2002) realizaram um estudo sobre a origem dos ruídos de eletrodos de superfície, no qual analisaram: o ruído gerado na interface metal-eletrólito (flutuações na tensão de meia-célula), o ruído da interface eletrólito-pele (incluí ruído 1/f) e o ruído térmico gerado pelas resistências em cada uma das duas interfaces. A Figura 2.7 apresenta a variação do valor RMS desses ruídos na frequência 0,5 - 500 Hz. Pode-se observar que em baixas frequências há um domínio do ruído 1/f e que em altas frequências, o ruído do amplificador torna-se o mais significativo.

Figura 8.1 Valores RMS de: (a) ruído em um par de eletrodos colocados na pele; (b) ruído em um amplificador com os eletrodos interligados diretamente com gel; (c) ruído térmico equivalente calculado para a impedância dos eletrodos na pele.



Fonte: HUIGEN et al. (2002).

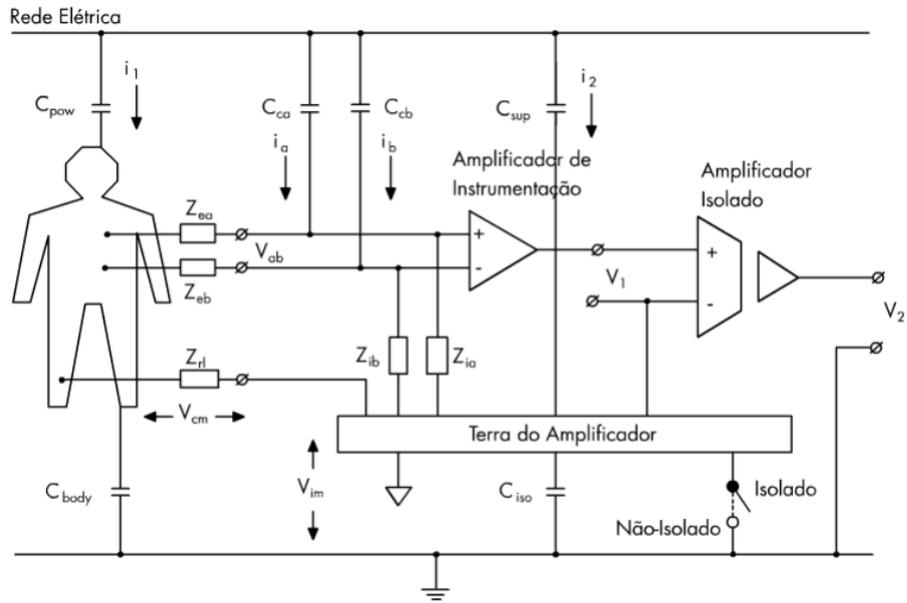
## 8.7. Ruídos Ambientais

De acordo com Zanetti (2013), os ruídos ambientais são derivados das fontes de alimentação dos sistemas de coleta, de dispositivos operando no entorno do sistema de coleta ou até mesmo de ondas viajantes de campo distante. Existem acoplamentos capacitivos e indutivos que promovem a inserção desses ruídos no sistema, além de conexões galvânicas capazes de conduzir ruídos diretamente das fontes geradoras até os circuitos de entrada.

As principais fontes de ruídos ambientais são:

- Zanetti (2013) Interferências produzidas pela rede elétrica (50/ 60 Hz): os ruídos gerados pela fonte de alimentação estão entre os de maior amplitude em um sistema de coleta de sinais, podendo ser conduzidos por conexões galvânicas ou acoplados ao sistema. Segundo Winter e Webster (1983), o acoplamento pode ocorrer através de: i) correntes de deslocamento acopladas a cabos e ao paciente; ii) indução eletromagnética em espiras formadas pelos cabos e tecidos do corpo durante a medição. A título de demonstração, pode-se observar, no diagrama de blocos da Figura 8.2, proposto por Metting Van rijn et al. (1990), os vários acoplamentos capacitivos presentes em um sistema de coleta de sinais biológicos e suas respectivas correntes de deslocamento.

Figura 8.2 Diagrama de blocos de um sistema de coleta, apresentando acoplamentos



Fonte: METTING VAN RIJN et al., (1990).

Zanetti (2013), na figura 8.2, as capacitâncias  $C_{ca}$  e  $C_{cb}$  representam o acoplamento capacitivo entre a rede elétrica e os cabos entre paciente e amplificador. Considerando que essas não terão o mesmo valor, suas correntes de deslocamento não terão o mesmo módulo e assim um ruído diferencial será gerado em 50/ 60 Hz e seus harmônicos. A capacitância  $C_{sup}$  representa o acoplamento entre a rede e a referência do circuito, a qual também é comprometida pela incidência de ruídos 50/ 60 Hz e seus harmônicos (WINTER e WEBSTER, 1983a, 1983b; METTING VAN RIJN et al., 1990).

As correntes de deslocamento através do paciente geram tanto uma tensão de modo comum quanto ruído diferencial (WINTER e WEBSTER, 1983a; METTING VAN RIJN et al., 1990). A tensão de modo comum é proporcional ao divisor de tensão entre as impedâncias dos capacitores  $C_{pow}$  e  $C_{body}$ . Já o ruído diferencial é gerado pelo descasamento entre as impedâncias da interface eletrodo-pele (WINTER e WEBSTER, 1983b).

- Zanetti (2013), Interferência produzida por lâmpadas fluorescentes: radiação eletromagnética é gerada por lâmpadas fluorescentes que provocam ruídos na forma de *spikes* com energia na faixa de 1 kHz - 10 kHz, ocorrendo a uma taxa de 100/ 120 Hz. Caso o paciente, durante coleta de **EEG**, esteja a uma distância de 1 – 2 m de uma lâmpada, esse ruído pode atingir de 10 a 50% da amplitude

do ruído de 50/60 Hz, podendo causar uma interferência de modo comum superior ao último, já que o circuito de filtro de entrada característico em bioamplificadores degrada mais a CMRR do amplificador em frequências mais altas (WINTER e WEBSTER, 1983b).

- Zanetti (2013), Interferências por radiofrequência (RF): o corpo humano pode funcionar como antena de sinais de radiofrequência, principalmente para sinais cujos comprimentos de onda estejam na ordem de grandeza do comprimento do corpo (CARDOSO, 2010). Assim, ondas de rádio em modulação de amplitude podem ser captadas pelo paciente introduzindo ruídos, que, da mesma maneira que a interferência de 50/60 Hz, podem ser de modo comum ou diferenciais. Além disso, existem diversas outras fontes de RF (celulares, roteadores de *internet*, etc.) que podem ser acopladas magneticamente ao circuito eletrônico. O principal problema que pode decorrer da introdução desses ruídos é a ocorrência de *aliasing* capaz de inserir sinais e comprometer componentes de frequência nas bandas de interesse.
- Zanetti (2013) Tensões produzidas por cargas eletrostáticas: segundo WINTER e WEBSTER (1983a), a capacitância  $C_{body}$  (Figura 8.2) possui valores típicos na ordem de 10-12 F. Assim, pequenos valores de cargas acumuladas na superfície do corpo devido à fricção ou indução eletrostática podem gerar uma tensão de modo comum contínua entre o corpo e a terra. Ela pode danificar o circuito de entrada do sistema por meio de descargas eletrostáticas ou degradar o sinal medido, uma vez que a referência do circuito estaria em um potencial algumas vezes menor. Além disso, mais uma vez devido ao descasamento entre as impedâncias eletrodo-pele, a parcela diferencial dessa tensão pode gerar flutuações de baixa frequência no sinal de saída, já que sua intensidade pode variar no tempo devido a movimentações do paciente.

### 8.8. Ruídos (Unidade e Adição de Tensões)

- As informações técnicas descritas nas folhas de dados dos componentes ou em literatura, mostram que o ruído é especificado como RMS:  $(\frac{V}{\sqrt{Hz}})$  ou  $(\frac{A}{\sqrt{Hz}})$ . Isto significa que para cálculos de ruídos o comportamento dos componentes é dependente da largura de banda. Dos cinco tipos de ruídos citados, os três

primeiros são dependentes de largura de banda. Por causa de dependência de frequência, sistemas com alta largura de banda tendem a ser mais ruidos do que os que são de largura menor. Dependência de frequência é a razão para que o cálculo de ruído em sistemas com largura de banda de 2M Hz não tem o mesmo comportamento que largura de 1K Hz. Com faixa de frequência adequada e especificação de ruído  $\frac{\eta V}{\sqrt{Hz}}$ , outros indicadores tais como entrada de ruído equivalente (Ein) e razão de sinal-ruído (SNR) podem ser calculados. Para esta dissertação o cálculo de ruído não será considerado para projeto de amplificador operacional, mas sim para achar o quanto de ruído está presente na saída. Isso permite que seja determinado o sinal-ruído (S/N) do circuito ou o quanto quieto é o amplificador.

- Adição de ruídos: Adicionar tensões de ruído é equivalente a somar um número muito grande de componentes de frequências com uma distribuição totalmente aleatória de fases e amplitudes. Um somatório RMS é usado para encontrar a resultante de amplitude de tensão.

Equação 1 - Fontes independentes:  $V = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$

Equação 2 – Fontes dependentes:  $V = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2 * C E_1 E_2}$