

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

TYNDALLE DOS SANTOS SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UMA INTERFACE HOMEM MÁQUINA PARA
ELETROMIOGRAFIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**TOLEDO
2017**

TYNDALLE DOS SANTOS SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UMA INTERFACE HOMEM MÁQUINA PARA
ELETROMIOGRAFIA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico, da Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Campus Toledo.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Walter Dafico Pfrimer.

TOLEDO

2017



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Toledo
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 44

DESENVOLVIMENTO DE UMA INTERFACE HOMEM MÁQUINA PARA ELETROMIOGRAFIA

por

Tyndalle dos Santos Silva

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 16:00 do dia **16 de Outubro de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Prof. Me. Marcos Roberto Bombacini
(UTFPR-TD)

Prof. Ruahn Fuser
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Felipe Walter Dafico Pfrimer
(UTFPR-TD)
Orientador

Visto da Coordenação

Prof. Me. Jorge Augusto Vasconcelos Alves
Coordenador da COELE

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos a quem de forma direta ou indireta colaborou não só para este trabalho, mas em toda a jornada da minha graduação.

Agradeço aos meus pais Anete e Raimundo pelo suporte e motivação, bem como os demais familiares.

A minha namorada Priscilla pela paciência e constante apoio.

Ao professor Felipe por não se restringir a simples obrigação do cargo, mas comprometer-se com o ensino.

E a quem dedicou um tempo de sua vida a leitura deste trabalho.

“Feliz aquele que transfere o que sabe e aprende o que ensina” Cora Carolina

RESUMO

SILVA, Tyndalle S. **DESENVOLVIMENTO DE UMA INTERFACE HOMEM MÁQUINA PARA ELETROMIOGRAFIA**. 2017. 75f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Toledo, 2017.

Este trabalho apresenta o projeto e a construção de uma interface homem máquina para sensoriamento de músculos utilizando a eletromiografia, capaz de capturar reações musculares humanas. O desenvolvimento da interface inclui um eletromiógrafo portátil com seus respectivos circuitos de alimentação, captação de sinais, processamento de sinais, bem como amostragem dos sinais de entrada (conversão analógica-digital ou ADC). Como auxílio de um microcontrolador a interface comunica-se a um computador apresentando os sinais através de uma interface gráfica desenvolvida.

Palavras-chave: Instrumentação Eletrônica, Eletromiografia, biopotenciais.

ABSTRACT

SILVA, Tyndalle dos Santos. Development of a human machine interface for electromyography. 2017. 75f. Final Project Report (Bachelor's Degree in Electronics Engineering), Federal University of Technology - Paraná, Toledo, 2017.

This project presents the design and construction of the human machine interface (HMI) for sensing muscles using electromyography, capturing human muscle reactions. The interface includes a portable electromyograph with power supply circuits, signal collection and processing circuits. Was used a MCU for conversion ADC, the read data was sent a computer using USART protocol. A graphical user interface was developed for viewed of signals electromyographycs in computer.

Keywords: Electronic Instrumentation, Electromyography, biopotentials.

LISTA DE FIGURAS

Figura 01 - Exemplo de um sinal EMG típico	12
Figura 02 - Eletromiógrafo EMG comercial	14
Figura 03– Diagrama de blocos do projeto à desenvolver	13
Figura 04 - Ilustração esquemática da separação dos meios intra e extracelular pela membrana citoplasmática.	17
Figura 05–Gráfico de um sinal contínuo no tempo $x(t)$	19
Figura 06- Diferentes tipos de eletrodos de superfíciecomerciais	20
Figura 07–Diagrama elétrico simplificado de uma medida EMG através de amplificador de instrumentação.	23
Figura 08 – Esquemático das IEM existentes em uma medida EMG.....	25
Figura 09 - Esquemático para implementação do circuito DRL.....	29
Figura 10 - Diagrama de blocos dos processos de desenvolvimento da IHM	35
Figura 13 - Circuito filtro passa-altas de 1ª ordem	36
Figura 14 - Diagrama de bode filtro passa altas.	37
Figura 15 - Circuito filtropassa baixas de segunda ordem	37
Figura 16 - Diagrama de bode filtro passa baixas.	39
Figura 17 - Circuito adição de offset.....	40
Figura 18 – Diagrama de bode simulado a partir da função de transferência $H_A(s)$..	41
Figura 19 - Circuito de alimentação da interface	42
Figura 20 - Circuito para referencia de tensão de <i>offset</i>	43
Figura 21 – Esquema elétrico do circuito simulador de sinais EMG.....	43
Figura 22 – Tiva C Series TM4C123G LaunchPad.	46
Figura 23 - Fluxograma do <i>Firmware</i> desenvolvido	48
Figura 24 - Diagrama de blocos do software desenvolvido em <i>Labview</i>	52
Figura 25 - Tela principal do software desenvolvido	53
Figura 26 - Interface homem máquina desenvolvida.....	54
Figura 27 - Diagrama elétrico da interface IHM	55
Figura 28 – Diagrama elétrico para testes e validação do projeto.....	56
Figura 29 – Sinais de tensão aferidos em G_F e V_{d1}	58
Figura 30 – Sinal senoidal de 10 Hz na de saída V_{O1}	59
Figura 31 – Sinal senoidal de 30 Hz na de saída V_{O1}	59
Figura 32 – Sinal senoidal de 50 Hz na de saída V_{O1}	60

Figura 33 – Sinal senoidal de 100 Hz na de saída V_{O1}	61
Figura 34 – Sinal senoidal de 139 Hz na de saída V_{O1}	61
Figura 35 – Sinal senoidal de 294 Hz na de saída V_{O1}	62
Figura 36 – Sinal senoidal de 543 Hz na de saída V_{O1}	62
Figura 37 – Sinal senoidal de 1900 Hz na de saída V_{O1}	63
Figura 38 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 8 Hz	64
Figura 39 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 20 Hz	64
Figura 40 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 40 Hz	65
Figura 41 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 80 Hz	65
Figura 42 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 100 Hz	66
Figura 43 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 200 Hz	66
Figura 44 - Sinal visualizado na tela do computador, senoidal de 540 Hz	67
Figura 45 – Medidas da resposta na frequência do equipamento IHM construído....	68
Figura 46 – Diagrama de bode simulado a partir da função de transferência $H_A(s)$. 69	

LISTA DE ABREVIações

ADC – *Analog to digital converter*
A/D – Analógico Digital
Amp Op – Amplificador operacional
bit - Menor unidade de informação em sistemas digitais
bps ou BPS – *bits per second*
C.I. - Circuito integrado
CMRR – *Common Mode Rejection Ratio*(dB)
EMG – Eletromiografia
F – unidade de medida de capacitância (farad)
Hz - Unidade de medida de frequência (hertz).
IDE –*Integrated development environment*
IEM – Interferência eletromagnética
IHM – Interface homem máquina
INA – *Instrumentation amplifier*
kB – 2^{10} bytes
kSPS – 10^3 amostras por segundo
LKT – Lei de Kirchhoff para tensões
LKC – Lei de Kirchhoff para correntes
MCU – Microcontrolador
mV - 10^{-3} volts
Offset – Deslocamento do nível de tensão
Ohm ou Ω - Unidade de medida de resistência;
SNR – *Signal to noise ratio*
SPS – *Sample per second*
UM – Unidade motora
V – Volts unidade de medida de tensão
Vd – Tensão diferencial
Vin – Tensão de entrada
Vout – Tensão de saída
 μ V - 10^{-6} volts

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1. OBJETIVOS	13
1.2. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	14
2. REFERENCIAL TEÓRICO	16
2.1. FISILOGIA MUSCULAR	16
2.2. BIOPOTENCIAIS MUSCULARES	16
2.3. ELETROMIOGRAMA	18
2.4. CAPTAÇÃO DOS BIOPOTENCIAIS	20
2.5. AMPLIFICADORES BIOPOTENCIAIS	21
2.6. INTERFERÊNCIAS NA CAPTAÇÃO DO SINAL EMG	24
2.7. ESTRATEGIAS DE MELHORAMENTO DO SINAL	27
3. MATERIAIS	31
4. METODOLOGIA	32
4.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA	32
4.2. CIRCUITO DE PRÉ-AMPLIFICAÇÃO	34
4.3. CIRCUITOS DE PROCESSAMENTO ANALÓGICO DE SINAIS	35
4.4. CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR DE BIOPOTENCIAIS PROJETADO	40
4.5. ALIMENTAÇÃO E REFERENCIA DE TENSÃO PARA CIRCUITOS	41
4.6. GERAÇÃO DE SINAIS DE TESTE	43
4.7. AMOSTRAGEM E TRANSMISSÃO DE DADOS	45
4.8. DESENVOLVIMENTO DO FIRMWARE	47
4.9. INTERFACE GRÁFICA PARA VISUALIZAÇÃO DO SINAL EMG	51
5. RESULTADOS E DISCUSSÕES	54
5.1. MEDIDA DOS SINAIS DE ENTRADA E SAÍDA DO AMPLIFICADOR BIOPOTENCIAIS	57
5.2. MEDIDAS DOS SINAIS NA INTERFACE GRÁFICA DESENVOLVIDA	63

5.3.	DISCUSOES	67
6.	CONCLUSÃO.....	71
7.	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	73

1. INTRODUÇÃO

A Eletromiografia refere-se as técnicas de monitoramento da atividade elétrica oriunda das membranas excitáveis da musculatura, resultando na medição dos potenciais de ação¹ do sarcolema (membrana plasmática das células do tecido muscular), como um gráfico de tensão em função do tempo. O sinal eletromiográfico (EMG) é a soma algébrica de todos os sinais detectados em certa área do corpo, podendo ser afetado por propriedades musculares, anatômicas e fisiológicas, assim como pelo controle do sistema nervoso periférico e a instrumentação utilizada para a aquisição dos sinais(Enoka, 2000).

É bem conhecido que a amplitude do sinal EMG é um sinal estocástico e pode ser razoavelmente representado por uma distribuição Gaussiana. A amplitude do sinal pode variar de 0 a 10mV(pico-a-pico). A energia do sinal é limitada na faixa de 0 a 500Hz, com a energia dominante ficando na faixa de 50 a 150Hz(De Luca, 1996). A Figura 01apresenta um exemplo de sinal EMG.

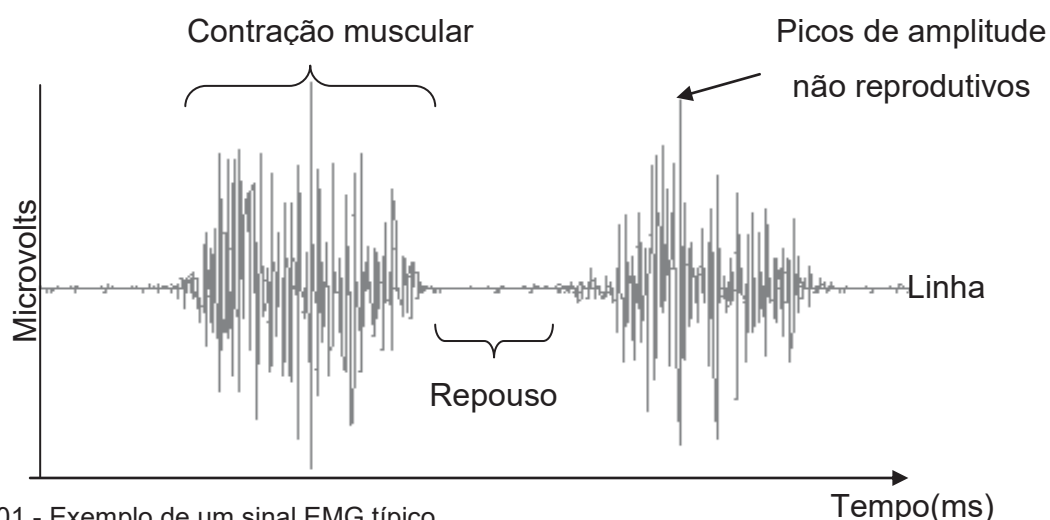


Figura 01 - Exemplo de um sinal EMG típico
Fonte: Adaptado de (Amorim & Marson, 2012).

O sinal EMG pode ser adquirido por um instrumento de medida eletrônico chamado eletromiógrafo, similar ao modelo apresentado na Figura 02, que geralmente está ligado a um computador ou interface gráfica dedicada. Sendo um sinal analógico (contínuo no tempo) e de baixíssima amplitude, o sinal EMG deve ser amplificado para ser convertido em um sinal digital, para poder ser registrado no

¹ Potencial de ação é uma onda de descarga elétrica que percorre a membrana de uma célula.

² Capacidade de um indivíduo em reconhecer a localização espacial do próprio corpo.

computador (Marchetti & Duarte, 2006). Portanto, um eletromiógrafo é constituído de um circuito analógico, que coleta e amplifica o sinal, e um circuito digital responsável pela digitalização e processamento do sinal EMG.



Figura 02–Eletromiógrafo EMG comercial
Fonte: (Kandel Equipamentos Médicos e Suprimentos, 2017)

Para a construção de um eletromiógrafo alguns parâmetros, tais como o ganho do amplificador, a frequência de amostragem, filtragem do sinal e o tipo de eletrodo, são importantes.

Nas próximas seções deste capítulo, serão discutidos os objetivos e as justificativas do presente trabalho.

1.1. OBJETIVOS

A área da engenharia biomédica expande-se a cada passo alcançado, trazendo inovação tecnológica para aqueles que necessitam direta e indiretamente dos benefícios desenvolvidos. Neste sentido, este trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de um sistema capaz de captar, visualizar e processar os estímulos musculares (sinal EMG). O diagrama de blocos, presente na Figura 03, representa o sistema almejado.

Como pode ser observado na Figura 03, o sistema é composto por: um gerador de sinais EMG; circuito de amplificação e filtragem; placa microcontrolada; e uma interface gráfica em um computador pessoal.

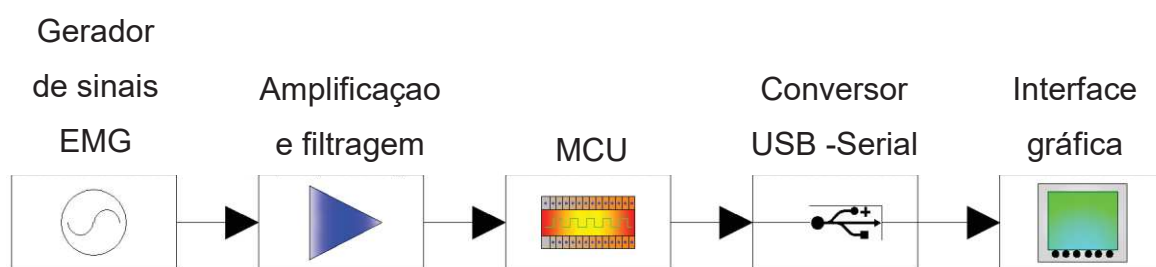


Figura 03 - Diagrama de blocos do projeto adesevolver
 Fonte: O autor (2017).

O gerador de sinais EMG tem por objetivo a geração de sinais equivalentes em amplitude e frequência ao sinal EMG, de forma que o sistema possa ser testado sem a necessidade de uma cobaia humana. Dessa forma, este trabalho não apresentará resultados coletados a partir de testes em pessoas, ficando esta tarefa como proposta para trabalho futuro.

Dessa forma, podem-se citar os seguintes objetivos específicos:

- Estudo, projeto e análise de um amplificador de biopotenciais para o sinal EMG;
- Estudo e análise da necessidade de filtragem adicional após a amplificação do sinal EMG;
- Construção de uma placa de circuito impresso do amplificador de biopotenciais;
- Amostragem do sinal EMG através de um conversor analógico-digital (*analog-digital converter* ou ADC);
- Elaboração de um protocolo de comunicação entre um computador e um MCU transmitindo os dados lidos pelo ADC;
- Programação de uma interface gráfica em um computador para a visualização do sinal EMG;
- Elaboração de um circuito capaz de gerar sinais equivalentes em amplitude e frequência ao sinal EMG;
- Avaliar a funcionalidade do sistema.

1.2. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Para a operação de máquinas não autônomas, são desenvolvidas interfaces homem máquina capazes de capturar uma grandeza física, essa grandeza pode ser proveniente de uma medida direta ao corpo humano, por exemplo, utilizando eletromiografia ou medida a partir da interação humana uma a interface, como nos *displays touch screen*. Os dados gerados a partir do sinal medido deve refletir

propriedades e/ou padrões, esses deverão ser interpretados e relacionados a ações de um sistema de controle(Rocha & Baranauskas, 2000).

A obtenção do sinal EMG é importante na área da medicina, auxiliando a análise clínica da marcha, fornecendo informações relevantes sobre o tempo de ativação da musculatura envolvida no movimento (tempo de reação muscular), a intensidade de sua ativação, a duração de sua atividade e a variabilidade ciclo a ciclo(Marchetti & Duarte, 2006).

A utilização da eletromiografia também é importante na análise clínica da propriocepção².Este trabalho poderá servir como base para pesquisas acadêmicas desenvolvendo outros equipamentos, tais como, um braço robótico ou equipamentos e sistemas de acessibilidade.

²Capacidade de um indivíduo em reconhecer a localização espacial do próprio corpo.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

Esta seção apresenta, de maneira resumida e introdutória, os princípios físicos e fisiológicos de um processo de captura de sinais eletromiográficos, indicando as características técnicas necessárias para construção de um eletromiógrafo.

2.1. FISILOGIA MUSCULAR

O tecido muscular humano pode ser classificado em 3 grandes áreas:

- Tecido muscular liso: responsável pelo revestimento dos órgãos, contraídos involuntariamente;
- Tecido muscular cardíaco: músculo do coração ou miocárdio;
- Tecido muscular esquelético: musculatura responsável por contrações e movimentos voluntários.

A contração de uma fibra muscular se inicia através de sinapses, realizadas entre um neurônio e um grupo de células musculares, numa região denominada placa motora, ou unidade motora. Ao receber do neurônio a ordem de movimento, inicia-se um processo de despolarização da membrana das células musculares, que por sua vez provoca a liberação de íons, provenientes de reservatórios contidos no interior destas células, denominados retículos sarcoplasmáticos. O influxo destes íons em estruturas situadas no interior da célula muscular provoca reações que culminam com o deslizamento entre filamentos de suas fibras. Por esta razão, constituem-se partículas portadoras de carga elétrica capazes de formarem, através do movimento em presença de um campo elétrico e também por difusão, correntes iônicas. (Cardoso, 2010).

2.2. BIOPOTENCIAIS MUSCULARES

Biopotenciais são diferenças de potencial elétrico produzidas pelas condições dos meios interno e externo à célula, juntamente com sua atividade metabólica. Os potenciais de ação em neurônios e células musculares constituem importantes mecanismos de troca de informação no universo biológico (Berne, Levy, & Koeppen, 1998).

Os fenômenos elétricos relacionados ao funcionamento de grupos de células musculares ou neurônios se propagam através do fluido extracelular, e devido à corrente iônica, podem ser percebidos em tecidos distantes daquele que os originou. Tais fenômenos são universalmente tratados por biopotenciais (Prutchi & Norris, 2005).

A Figura 04 ilustra uma representação esquemática de um trecho da fronteira entre uma célula e o fluido extracelular. Os fluidos intra e extracelulares estão separados por uma membrana semipermeável, conhecida como membrana citoplasmática. A concentração de íons sódio (Na^+) no meio externo é maior que no meio interno, ao passo que a concentração de íons potássio (K^+) é maior no meio intracelular. Por esta razão, gradientes de difusão impulsionam os íons K^+ para fora da célula e íons Na^+ para seu interior. Contudo, a transferência de íons entre estes meios só é possível devido à existência de canais iônicos que transpassam a membrana celular. O gradiente de difusão origina a uma diferença de potencial (Kandel, Schwartz, & Jessell, 2000).

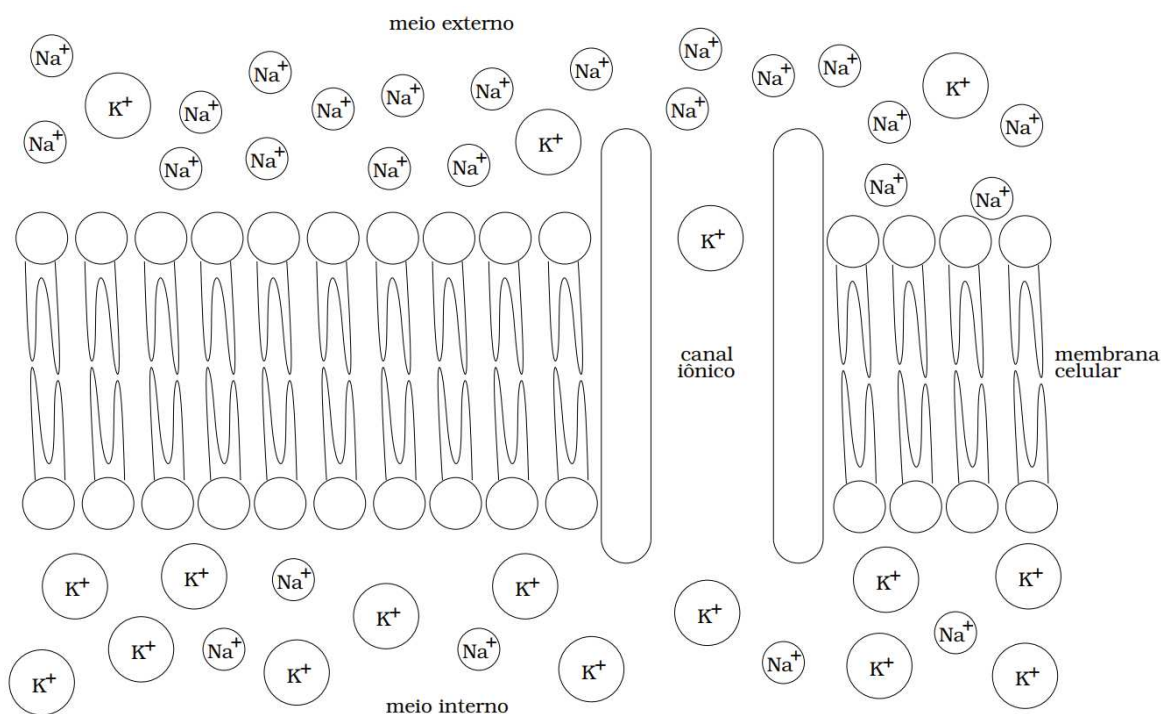


Figura 04 - Ilustração esquemática da separação dos meios intra e extracelular pela membrana citoplasmática.

Fonte: (Cardoso, 2010)

Os canais iônicos permitem que alguns íons Na^+ entrem na célula, ao mesmo tempo em que permitem que alguns íons K^+ se movam para o meio externo. Um equilíbrio é estabelecido quando as forças químicas, devidas ao gradiente de difusão dos íons, se igualam às forças elétricas, devidas à concentração de cargas elétricas de mesma polaridade. Nesta situação, existe uma diferença de potencial, denominada potencial de repouso da membrana, do interior para o exterior da célula. O valor desta diferença de potencial depende das concentrações dos vários íons envolvidos dentro e fora da célula, e também da permeabilidade da membrana a cada íon em questão (Cardoso, 2010).

Os sinais biopotenciais de eletromiografia resultam da atividade de fibras musculares, e, portanto, fornecem informação sobre o funcionamento de um músculo em questão (Cardoso, 2010).

2.3. ELETROMIOGRAMA

Os sinais EMG possuem como características formas de onda aleatórias e baixíssimo valor de amplitude. Quanto as características gerais do sinal, a amplitude média para um músculo normal é de aproximadamente 3 mV. As harmônicas da energia útil para análise estão entre 0 Hz e 500 Hz, com frequências fundamentais entre 50 Hz e 150 Hz (Soderberg & Cook, 1984).

2.3.1. Conversão analógica digital

Para amostrar sinais EMG em um dispositivo digital é necessário converter o sinal captado em um sinal discreto no tempo, assim como ilustra Figura 05, para posterior processamento, interpretação ou visualização. Este processo de amostragem é também chamado de conversão analógica para digital (A/D), onde capta-se um nível de tensão em instantes regulares de tempo. Após isto, este nível é apresentado por um valor selecionado de um conjunto finito de possíveis valores. Por fim, cada valor discreto é representado por uma sequência binária correspondente. Fisicamente, o processo de amostragem é feito por um dispositivo chamado conversor analógico-digital ou ADC (*analog-to-digital converter*).

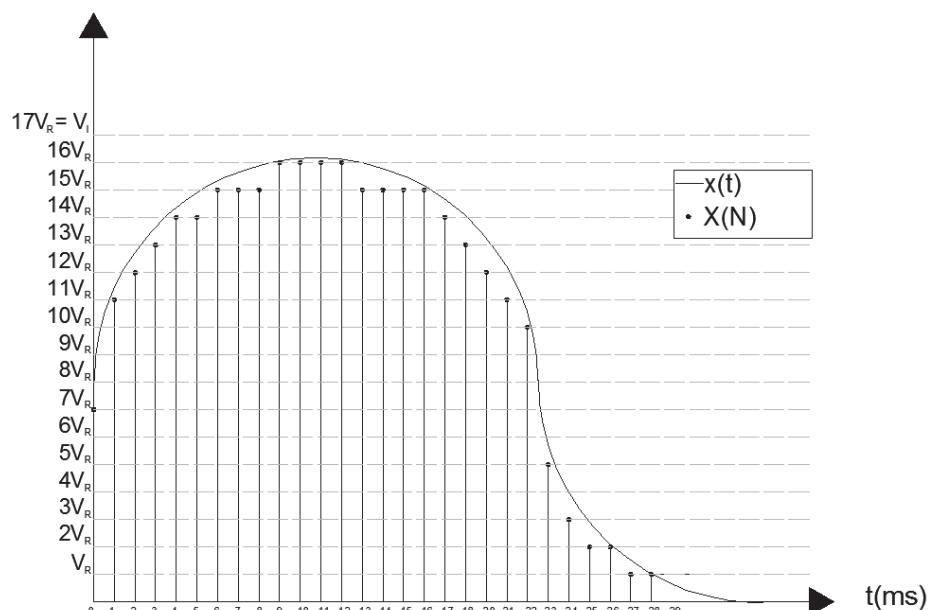


Figura 05—Gráfico de um sinal contínuo no tempo $x(t)$, onde o eixo t apresenta o tempo em ms. O sinal discreto $X(N)$ sobrescrito no gráfico de tempo, é a representação das amostras do sinal $x(t)$ lidas a cada intervalo de 1 ms, através da conversão A/D. A amplitude V_R é a resolução da conversão, e V_I a amplitude máxima do ADC.

Fonte: O autor (2017).

A sequência binária gerada após o processo de quantização consiste em transformar o sinal de tempo contínuo em um sinal de tempo discreto. Os circuitos integrados que realizam a conversão A/D, os ADCs, possuem um número fixo de bits para quantificar a tensão do sinal de entrada detectado. As arquiteturas mais comuns possuem resoluções de 8 a 16 bits. A digitalização do sinal é especificada por um valor de resolução de tensão mínimo (Marchetti & Duarte, 2006). Por definição, este intervalo é dado pelo esquema de quantização n -bit, e a precisão ou resolução do ADC pode ser caracterizada por:

$$V_R = \frac{V_I}{(2^n - 1)}, \quad (01)$$

onde: V_R é a tensão de resolução, ou seja, a menor variação de tensão que pode ser representada no conjunto de números discretos da conversão A/D; V_I é a tensão do intervalo, ou seja, a amplitude máxima ou fundo de escala do sinal contínuo para conversão A/D; e n indica o número de bits do conversor.

O SENIAM (Acrônimo para o consórcio europeu *Surface EMG for the Non-Invasive Assessment of Muscles*) define amostragem como a leitura de um valor do sinal em certo instante de tempo. A definição da frequência de amostragem de um

sinal possui um papel crítico para a correta reprodução digital do sinal analógico. Um sinal analógico, reproduzido digitalmente com uma baixa frequência de amostragem, pode não conter todas as informações relevantes, levando a uma interpretação errada das grandezas medidas (Marchetti & Duarte, 2006).

O teorema de Nyquist determina que para a correta reconstrução digital do sinal, deve-se utilizar uma frequência de amostragem de, no mínimo, o dobro de sua maior frequência de interesse. O sinal EMG, pode possuir frequências de até 500 Hz, dessa forma, considera-se como frequência de amostragem para este tipo de sinal, frequência igual ou superior a 1,0 kSPS³ (Hermens, Freriks, Dißelhorst-Klug, & Günter, 2000).

2.4. CAPTAÇÃO DOS BIOPOTENCIAIS

Os fenômenos elétricos devido à movimentação de íons formam correntes iônicas. Por esta razão, a primeira etapa da medição eletromiográfica consiste na transformação das correntes iônicas em correntes elétricas, através de eletrodos posicionados sobre a pele (Cardoso, 2010).

O sinal EMG pode ser medido por uma combinação dos sinais advindos de um ou vários detectores. Dependendo do número de eletrodos empregados, a medição é classificada como monopolar, bipolar ou multipolar. A Figura 06 mostra alguns eletrodos de superfície comerciais.

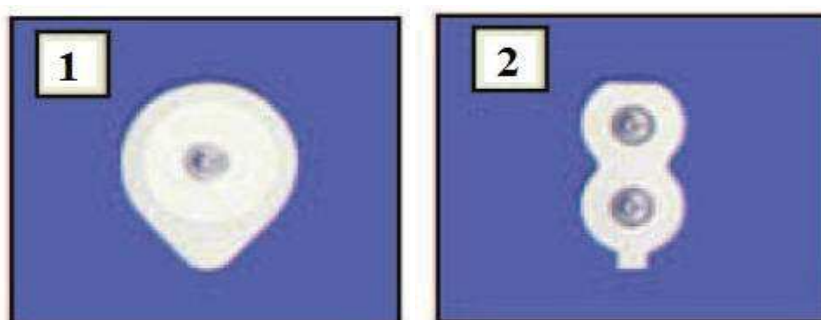


Figura 06- Diferentes tipos de eletrodos de superfície comerciais: destacado em (1) eletrodo monopolar fabricante Noraxon; em (2) eletrodo bipolar fabricante Noraxon; em (3) eletrodo bipolar fabricante Ambu; em (4) eletrodo monopolar fabricante Ambu.

Fonte: (Pfirmer, 2009)

³kSPS – Abreviação que indica quantidade de amostras digitais convertidas a partir da conversão de um sinal analógico no período de tempo de 1 segundo. A letra “k” indica um fator multiplicador 10³.

A configuração monopolar é mais utilizada quando se adquire um sinal simples. Neste caso, é necessário à utilização de um eletrodo de referência, longe o bastante do eletrodo ativo para evitar perturbações no campo elétrico das vizinhanças do local de aquisição. Nesta configuração, a razão sinal-ruído (SNR) torna-se pobre e a seletividade é dramaticamente diminuída, portanto possui sérias limitações, principalmente em medidas de velocidade de propagação da reação muscular. Este tipo de configuração monopolar é frequentemente utilizado em análises gerais do sinal, quando o objetivo é apenas comparar a morfologia interna com sinais externos ou quando o músculo é muito pequeno ou estreito para que configurações bipolares possam ser utilizadas (Marchetti & Duarte, 2006).

Eletrodos com configuração bipolar são mais utilizados em estudos que envolvem exercícios de contração voluntária ou sob condições de estimulação elétrica. O principal interesse em tal configuração está relacionado aos benefícios de uma alta taxa de rejeição de modo comum⁴, para um sistema de amplificação diferencial. A detecção diferencial pode ser empregada para eliminar grandes ruídos que possam estar presentes devido à rede de alimentação elétrica. O sinal é detectado em dois pontos, sendo que, idealmente, o circuito eletrônico diferencial subtrai e amplifica apenas a diferença entre o sinal captado pelos dois eletrodos, sem amplificar o sinal de modo comum. Portanto, sinais comuns tendem a ser removidos e os sinais diferenciais presentes nos eletrodos serão amplificados (Marchetti & Duarte, 2006).

2.5. AMPLIFICADORES BIOPOTENCIAIS

Em função da baixa amplitude dos biopotenciais musculares, faz-se necessário amplificar e filtrar o sinal EMG para posterior amostragem e processamento.

O potencial EMG pode ser modelado, de forma simplificada, como uma fonte de sinais (V_d) acrescida de uma impedância de saída (Z_E), conforme pode ser observado no modelo simplificado de sinal biopotencial apresentado na Figura 07, esta impedância é o modelo simplificado das diversas resistências e reatâncias

⁴ Tensão de modo comum: Na aferição dos potenciais elétricos é medida a diferença entre os potenciais de dois nós quaisquer de um circuito, por exemplo, V_1 e V_2 . O potencial de referência adotado não necessariamente é um dos potenciais envolvidos na medição. (Alexander & Sadiku, 2008).

existentes entre a unidade motora (gerador de sinal) e a superfície de detecção (Hermens, Freriks, Dißelhorst-Klug, & Günter, 2000).

Para evitar perdas de informação e atingir a máxima excursão de um sinal, o sistema amplificador de sinal deve possuir impedância de entrada muito elevada, idealmente infinita, em relação à impedância de saída da fonte de sinal de entrada (Alexander & Sadiku, 2008). Por esse motivo um amplificador de biopotencial deve ter impedância de entrada de pelo menos 10 vezes a impedância da pele. Para os eletrodos de superfície uma impedância de entrada igual ou maior que $1\text{M}\Omega$ é suficiente. Caso seja necessário, a impedância da pele pode ser reduzida por meio de uma preparação adequada, tal como limpeza da área com álcool e lixá-la, melhorando o contato com a pele, e promovendo a eliminação de alguns ruídos, diminuição do fator de ganho e diminuição do risco de desequilíbrio entre os eletrodos (Hermens, Freriks, Dißelhorst-Klug, & Günter, 2000).

Como já discutido na seção 2.4, o processo de captação de sinais biopotenciais pode ser realizado a partir da configuração bipolar. Para esse tipo de medição um circuito INA⁵ (Amplificador de Instrumentação) similar ao da Figura 07 é frequentemente utilizado (Alexander & Sadiku, 2008).

Algumas características de um amplificador de instrumentação, devido à topologia de seus componentes internos, são:

- Impedância de ambas as entradas elevada, não variando à medida que o ganho é ajustado;
- Alta Rejeição da Tensão de Modo Comum;
- O sinal de saída (V_{out}) depende da diferença de tensão entre as entradas V_d^+ e V_d^- , e do ajuste das resistências R_G , R_1 , R_2 e R_3 ;

⁵ “O amplificador de instrumentação (INA) é um circuito projetado a partir de amplificadores operacionais, muito utilizado para medições de precisão e controle de processo, o INA é uma extensão do amplificador diferencial visto que ele amplifica a diferença entre seus sinais de entrada” (Alexander & Sadiku, 2008).

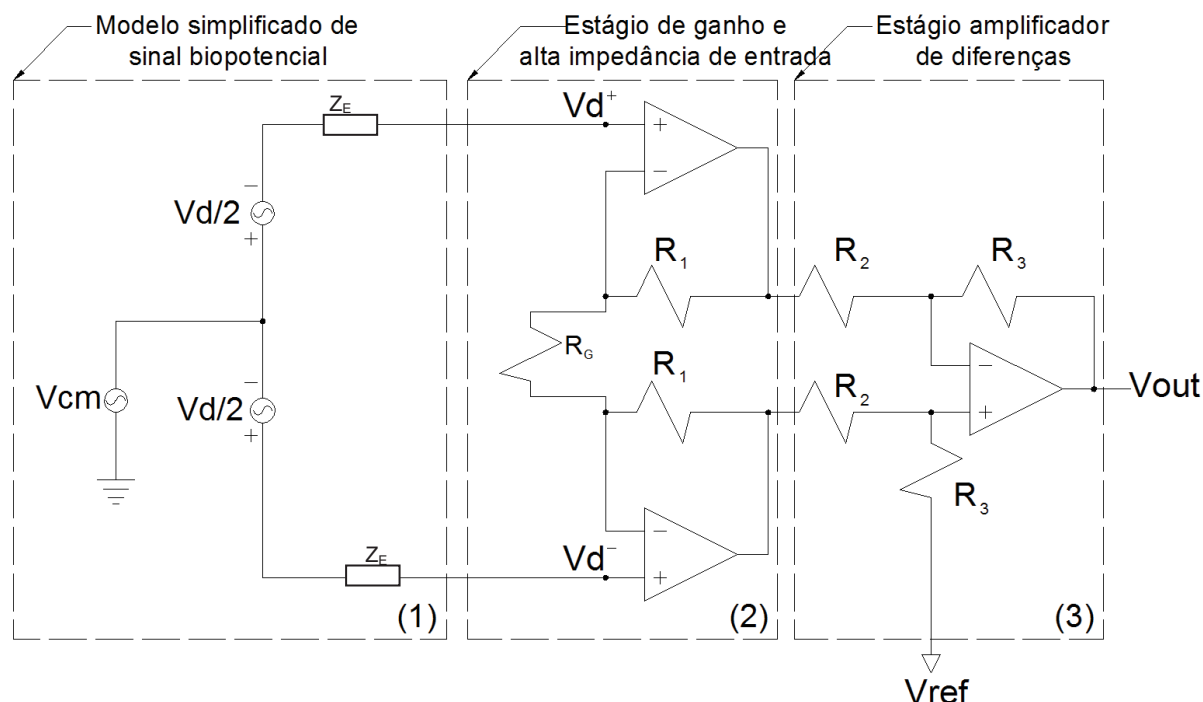


Figura 07–Diagrama elétrico simplificado de uma medida EMG através de amplificador de instrumentação. Em destaque: (1) modelo simplificado de um biopotencial; em (2) diagrama elétrico da entrada de alta impedância e ganho; em (3) diagrama elétrico do amplificador de diferenças. Onde V_d é a tensão diferencial resultante da captura EMG e Z_E as impedâncias entre a UM e a superfície de detecção.

Fonte: Adaptação a partir de (Texas Instruments, 1998).

Considerando o sinal EMG como uma fonte geradora linear e aplicando o teorema da superposição⁶, pode-se modelar os biopotenciais como uma fonte V_{cm} comum entre duas outras fontes diferenciais de amplitude V_d , conforme o destaque (1) na Figura 07, onde:

$$V_d^+ = V_{cm} + \frac{V_d}{2} \quad \text{e} \quad V_d^- = V_{cm} - \frac{V_d}{2} \quad (02)$$

Aplicando nas entradas diferenciais no INA a tensão V_d é definida por:

$$V_d = V_d^+ - V_d^- \quad (03)$$

Para amplificadores de instrumentação com esquema elétrico similar ao da Figura 07, considerando curto-circuito virtual entre os pontos (+) e (-) em cada amplificador operacional, impedância de entrada infinita, V_{ref} conectado à referência do circuito (terra), o ganho total $A_v = V_{out}/V_d$ é dado por:

⁶O Teorema da superposição para circuitos elétricos afirma que a corrente elétrica total em qualquer ramo de um circuito bilateral linear é igual à soma algébrica das correntes produzidas por cada fonte atuando separadamente no circuito. (Alexander & Sadiku, 2008).

$$A_V = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) \left(\frac{R_3}{R_2}\right) \quad (04)$$

Em alguns INAs os resistores R_2 e R_3 são implementados com valores iguais, bem como o resistor R_1 integrado ao componente, reduzindo a equação (04) para:

$$A_V = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right). \quad (05)$$

Nos INAs onde o resistor R_1 faz parte do C.I., o ganho A_V é ajustado somente através do resistor R_G , permanecendo a equação (05) que define o ganho, porém com o R_1 definido pelo fabricante.

Idealmente a componente de saída V_{out} referente à entrada de tensão de modo comum do INA (V_{cm}) é igual zero, porém, em casos práticos a rejeição da tensão de modo comum não é total, ou seja, existe um ganho de tensão de modo comum $G_{cm} \neq 0$ (Alexander & Sadiku, 2008).

Os fabricantes dos INAs normalmente informam a característica CMRR (Razão de Rejeição de Modo Comum), que indica a relação entre o ganho da componente diferencial de um sinal e do ganho da tensão de modo comum (Texas Instruments, 1998), como sendo:

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left(\frac{G_d}{G_{cm}} \right). \quad (06)$$

Idealmente, a CMRR em circuitos do tipo INA é infinita, mas não o é devido a não linearidades no circuito e aos erros de precisão dos valores das resistências.

2.6. INTERFERÊNCIAS NA CAPTAÇÃO DO SINAL EMG

A interferência eletromagnética (IEM) pode causar a degradação no desempenho de um dispositivo devido à geração de campos eletromagnéticos no ambiente (Sadiku, 2012).

Os processos de captura, amplificação e filtragem os sinais EMG estão sujeitos a diversos tipos de interferências que prejudicam a confiabilidade dos sinais a interpretar-se. Nesta seção serão apresentados alguns dos principais fatores que interferem nos sinais, como, por exemplo, interferência eletromagnética da rede alimentação, interferência devido à movimentação dos eletrodos e equipamentos sobre a pele, interferência de tensões estáticas e interferência oriundas de sinais rádio frequência (RF), representados pela Figura 08.

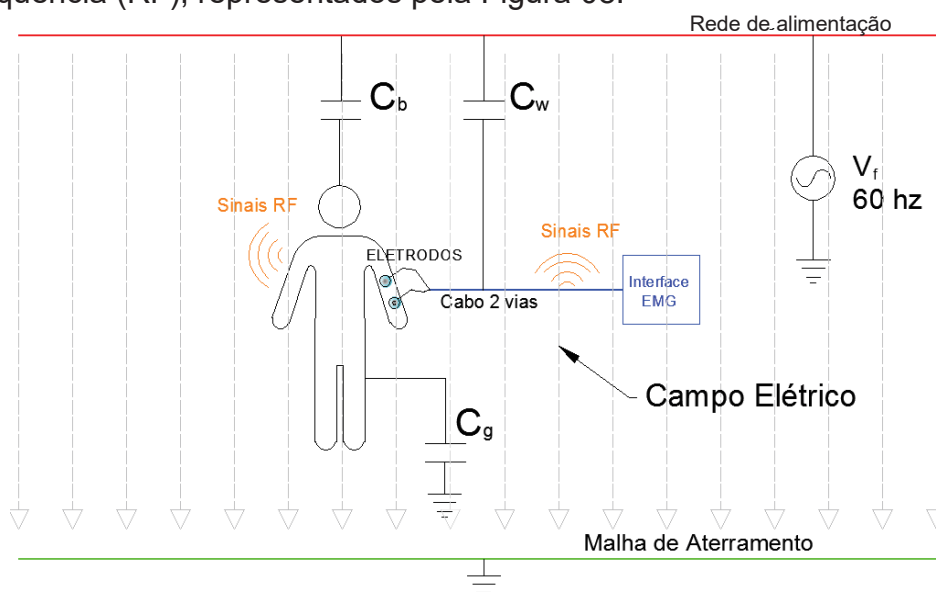


Figura 08—Esquemático das IEM existentes em uma medida EMG, onde C_b modela a capacitância existente entre o corpo e a rede de alimentação, C_w modela da capacitância existente entre a rede e os cabos do eletrodo, C_g modela a capacitância existente entre o corpo e a malha de aterramento e V_f é a tensão de fase da rede.
Fonte: O autor (2017).

Algumas componentes da tensão de modo comum V_{cm} , apresentada na seção 2.4 são compostas por interferências causadas pela rede de alimentação elétrica, tensões estáticas sobre o corpo, contato entre o eletrodo e a pele, movimentação do paciente e dos equipamentos e sinais de RF, tais interferências serão discutidas nas seções 2.6.1, 2.6.2, 2.6.3, 2.6.4 e 2.6.5, respectivamente.

2.6.1. Interferências da rede elétrica

As principais IEMs devido à rede de alimentação elétrica nas medições e registro de biopotenciais podem ser representadas através do esquemático apresentado na Figura 08, algumas das IEMs apresentadas geram as correntes induzidas no sistema de aquisição de dados devido a:

1. Indução magnética sobre a espira formada pelos cabos, eletrodos e tecidos do corpo sob medição, gerando uma tensão na entrada da interface(Huhta & Webster, 1973);
2. Correntes de deslocamento produzidas sobre os cabos que interligam os eletrodos à interface, por conta da capacitância, C_w , existente entre os cabos dos eletrodos e a rede de alimentação energia elétrica, conforme Figura 08(Huhta & Webster, 1973);
3. Corrente de deslocamento, acoplada ao corpo através da capacitância C_b apresentada na Figura 08, que produz uma tensão de modo comum, devido a impedância relativamente baixa do corpo sob medição, comparada às reatâncias capacitivas de C_g e C_b (Huhta & Webster, 1973);
4. A corrente citada na seção 3 gera uma diferença de potencial entre os eletrodos e a referencia do circuito amplificador quando é drenada ao terra(Huhta & Webster, 1973).

2.6.2. Tensão estática

A partir da movimentação do indivíduo há o acúmulo de carga elétrica sobre a superfície do corpo sob medição, originado pela fricção da pele com outras superfícies, ou por indução eletrostática. Dessa forma, é gerada uma tensão contínua V_c , devido à capacitância existente entre o corpo e o sistema de aterramento C_g (Huhta & Webster, 1973).

2.6.3. Eletrodo e a pele

Ao colocar o eletrodo sobre a pele é gerada uma tensão de modo comum devido ao equilíbrio eletroquímico formado, assim como a camada de células mortas que se depositam entre o eletrodo e a pele contribuem para gerar uma tensão eletrodo-pele (V_j). Normalmente, a tensão aparente no circuito em decorrência desta camada é da ordem de 30 mV, e quando a pele sofre abrasão, diminui sua impedância típica de 50 k Ω para menos de 5 k Ω (Huhta & Webster, 1973), tal

potencial decai com a deformação da pele quando nela é colocado o eletrodo, esta é apontada como uma grande causadora de interferências(Thakor & Webster, 1980).

2.6.4. Movimentação do corpo e de equipamentos

O movimento do eletrodo sobre a pele também traz ruído ao sinal, uma vez que tensões diferentes em cada junção eletrodo-pele são capturadas. Há também o ruído produzido pela movimentação dos cabos que conectam o amplificador aos eletrodos, que é gerado pela fricção e deformação de suas isolações, atuando como transdutores de efeito piezo elétrico (Heuningen, Goovaerts, & de Vries, 1984) (Webster, 1984).

2.6.5. Sinais RF

Os tecidos do corpo humano são bons condutores elétricos, portanto o corpo sob medição pode comportar-se como uma antena para sinais de rádio-frequência cujos comprimentos de onda sejam da mesma ordem de grandeza do corpo (Sadiku, 2012). Assim como os cabos de conexão entre os eletrodos e amplificador estão sujeitos ao mesmo fenômeno, conforme ilustrado na Figura 08. Em meio a crescente utilização de sistemas de comunicação sem fio, torna-se cada vez mais relevante a parcela de contribuição deste tipo de interferência agregada ao montante de sinais espúrios que degradam o sinal registrado. Embora grande parte dos INAs não responda à faixa de frequência destas radiações, fenômenos não-lineares ocorridos nos transistores do estágio de entrada do INA acarretam na transformação dos sinais de RF captados pelo corpo e cabos em tensões contínuas, as quais produzem erros de *offset* na saída do INA(Kitchin & Counts, 2006).

2.7. ESTRATEGIAS DE MELHORAMENTO DO SINAL

Nesta seção serão abordadas técnicas que podem ser utilizadas para melhorar do funcionamento de um eletromiógrafo. Buscando, principalmente, eliminar as interferências apresentadas na seção 2.6.

As três técnicas básicas de projeto mais utilizadas para controlar ou suprimir a IEM são: aterramento, blindagem e filtragem (Sadiku, 2012).

2.7.1. Circuito *Driven Right Leg*

Com o intuito de evitar a saturação do primeiro estágio de amplificação devido a valores inadequados de V_{cm} (Kugelstadt, 2005), é comum a implementação um circuito de realimentação que atribui ao corpo do paciente uma tensão de referência (através de um eletrodo), com valor conhecido e dentro de uma faixa de valores aceitável. Esta realimentação está representada na Figura 09 pelo bloco intitulado “Circuito de DRL”. A sigla DRL vem da expressão inglesa *driven right leg*, pois o eletrodo de referência geralmente é posicionado na perna direita.

Para a construção deste circuito é necessário que a resistência de ganho do INA (RG), seja dividida em duas resistências em série, sendo que cada uma tenha metade do valor original ($R_G/2$), assim como mostra a Figura 09. A tensão V_G , que se encontra entre as duas resistências de ganho, está dentro dos limites de operação do INA121. Desta forma, V_G pode ser amostrada e aplicada ao corpo para regular V_{CM} . A Figura 09 ilustra o circuito DRL desenvolvido para o sistema e, como pode ser observado, V_G é aplicada ao corpo através dos Amp Ops A1 e A2. Este circuito é recomendado pelo manual do INA121 (Texas Instruments, 1998). Adicionalmente, V_G pode ser conectado à blindagem do cabo dos eletrodos para diminuir interferências eletromagnéticas. No circuito da Figura 09, V_G é aplicado à blindagem após o amplificador A1 (seguidor de tensão). O valor de R geralmente é da ordem de centenas de $k\Omega$.

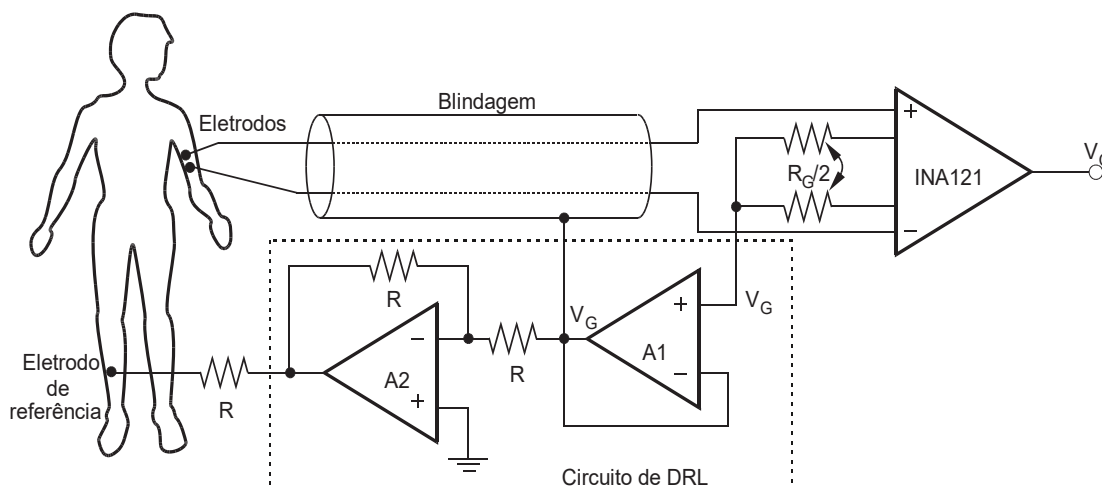


Figura 09 - Esquémático para implementação do circuito DRL.
Fonte: Adaptado a partir de (Texas Instruments, 1998)

2.7.2. Aterramento e blindagem

Embora cada uma das técnicas para eliminar as IEMs possua um papel diferente no projeto de um sistema, um aterramento adequado pode, às vezes, minimizar a necessidade de filtragem. O aterramento consiste em estabelecer um caminho condutor de eletricidade entre dois pontos com o objetivo de conectar componentes elétricos e eletrônicos de um sistema entre si ou conectá-los a um ponto de referência, que pode ser chamado de terra. Um aterramento ideal, possui um ponto de potencial zero e uma impedância de conexão até ele igual a zero, este ponto poderá ser utilizado como referencia para todos os sinais do circuito associado e no qual possa descarregar-se toda corrente indesejada eliminando seus efeitos(Sadiku, 2012).

O aterramento em um único ponto pode ser utilizado para minimizar correntes de terra em um equipamento, evitando desta forma o aparecimento de diferenças de potencial devido alguns tipos de IEM(Sadiku, 2012). Portanto a utilização de um único ponto referencial de tensão (Terra) para todas as carcaças e referências de um circuito, tende a reduzir as IEMs descritas na seção2.6.

A finalidade da blindagem é a de confinar a energia irradiada em uma região específica do espaço ou evitar que a energia irradiada penetre em uma determinada região. As blindagens podem ser na forma de compartimentos e de caixas, bem como na forma de cabos e de conectores(Sadiku, 2012). A blindagem dos cabos dos eletrodos pode reduzir consideravelmente a IEM devido aos sinais de RF.

2.7.3. Filtragem do sinal eletromiográfico

Um filtro é um dispositivo que tem a função de atenuar determinadas faixas de frequências indesejáveis para o sinal, podendo ser classificados em analógicos ou digitais. Os filtros analógicos possuem elevada variação dinâmica em amplitude e frequência e em geral são relacionados ao condicionamento do sinal. São confeccionados a partir de componentes eletrônicos passivos ou ativos, tais como: resistores, capacitores e indutores, transistores, circuitos integrados, entre outros.

Na prática, os filtros analógicos são usados em estágios de condicionamento de sinal, antes de qualquer amostragem para o domínio digital. O condicionamento do sinal refere-se à modificação do sinal com a proposta de facilitar sua interação com outros componentes, circuito e sistemas. Geralmente, isto pode envolver a retirada do ruído ou a redução do comprimento de banda para simplificar qualquer processo de análise (De Luca, 1996).

Em sinais EMG é indicado o uso de filtros passa banda nas frequências do sinal, com a frequência de corte inferior um pouco maior do que 0 Hz e superior em aproximadamente 500Hz. O filtro passa banda pode ser construído colocando um filtro passa baixas em cascata com um filtro passa altas. O filtro passa baixas deve ter frequência de corte sintonizada em torno de 500Hz, enquanto o filtro passa-altas deve ter frequência de corte entre 5 à 20Hz. O filtro passa altas é construído para evitar mudanças na base de tensão do sinal, que aparecem devido à movimentação dos cabos e eletrodos (Robertson, Caldwell, Hamil, Kamen, & Whittlesey, 2004).

Como o sinal EMG possui boa parte da informação em torno de 60 Hz, a rede de alimentação elétrica pode gerar ruídos. Porém não é aconselhável o uso de filtros rejeita faixa para eliminar os possíveis ruídos, pois destroem muita informação do sinal (Robertson, Caldwell, Hamil, Kamen, & Whittlesey, 2004).

3. MATERIAIS

Neste capítulo serão apresentados os materiais empregados para execução deste trabalho, incluindo componentes eletrônicos, ferramentas de desenvolvimento, equipamentos para testes.

Os laboratórios de eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus Toledo (UTFPR-TD) foram utilizados para o desenvolvimento do projeto, sendo utilizados os seguintes equipamentos:

- Fonte ajustável em corrente contínua;
- Gerador de funções;
- Osciloscópio;
- Multímetro digital.

Os componentes eletrônicos para realização do projeto foram:

- Amplificador de instrumentação INA 121;
- Amplificador operacional LM324AD;
- Resistores;
- Capacitores;
- Baterias 9 V;
- Circuito integrado LM7805;
- Circuito integrado LM7905;
- Circuito integrado LT11790;
- Kit de desenvolvimento Tiva™ C Series TM4C123G LaunchPad.

Além dos equipamentos de medição dos laboratórios da UTFPR-TD, também foram utilizados:

- Computador de uso pessoal, para simulações e testes;
- Conversor USB para RS-232.

4. METODOLOGIA

Neste capítulo serão apresentados a metodologia e as técnicas construtivas e critérios de projeto empregados construção da Interface Homem Máquina (IHM) proposta, incluindo os circuitos de captura e tratamento de sinais, programação de microcontrolador, comunicação MCU-Computador, desenvolvimento de *software* de visualização de dados.

Para avaliação do funcionamento do projeto, foram definidos testes em bancada eletrônica, certificando o funcionamento de cada etapa projetada. Após certificação das etapas, definiu-se como metodologia para certificar o funcionamento de todo projeto, para isso observou-se a resposta do equipamento construído a partir da entrada de sinais na amplitude e nos espectros de frequência de um típico sinal EMG definidas na seção 2.3. Os testes envolvendo seres humanos não foram realizados devido à necessária aprovação do Comitê de Ética em Pesquisas envolvendo humanos (CEP) da UTFPR (UTFPR, 2017).

4.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA

Foram definidos processos dividindo o desenvolvimento de acordo com os critérios de similaridade das tarefas a serem executadas em cada um, bem como das ferramentas e os métodos para execução e testes. Os processos de desenvolvimento foram definidos de acordo com o diagrama de blocos da Figura 10:

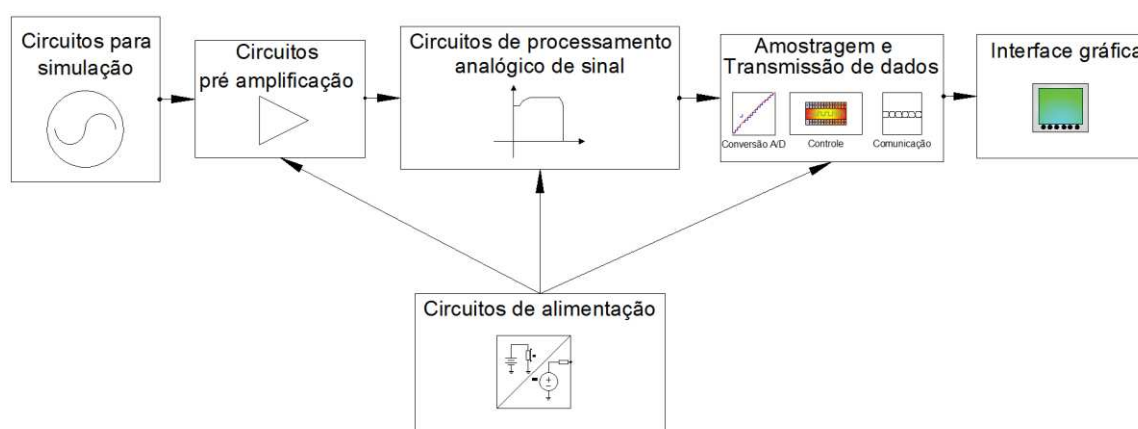


Figura 10- Diagrama de blocos dos processos de desenvolvimento da IHM dividida em: Circuitos de simulação; circuitos de pré-amplificação; circuitos de processamentos analógico de sinal; Microcontrolador e Interface gráfica.

Fonte: O autor (2017).

Definiu-se a construção da IHM para uso de dois eletrodos bipolares, ou seja, dois amplificadores de biopotenciais de circuitos idênticos seguindo os processos de simulação, amplificação e processamento analógico de sinal apresentado na Figura 10.

Os escopos para cada um dos processos de desenvolvimento do projeto proposto neste trabalho estão enumerados de 1 a 5 a seguir:

- 1) O processo de desenvolvimento dos circuitos para simulação projetou e implementou os circuitos para simular um sinal EMG;
- 2) O processo de desenvolvimento dos circuitos de pré-amplificação apresentada na Figura 10, projetou e implementou a pré-amplificação e adição de DRL;
- 3) O processo de desenvolvimento dos circuitos de processamento analógico de sinal projetou e implementou 2 filtros analógicos (passa altas e passa baixas) e circuito de adição de *offset*;
- 4) O processo de desenvolvimento da amostragem e transmissão de dados, destinou-se à escolha do MCU, do protocolo de comunicação, no desenvolvimento do *firmware* para conversão A/D e comunicação;
- 5) O processo de desenvolvimento da interface gráfica, desenvolveu a interface gráfica para computador pessoal, recebendo os dados do MCU, interpretando-os e mostrando ao usuário.
- 6) O processo de desenvolvimento dos circuitos de alimentação projetou e desenvolveu circuitos para fornecer alimentação aos componentes eletrônicos dos circuitos de pré-amplificação, processamento analógico de sinal, amostragem e transmissão de dados.

Os processos (1) a (3) relativos a simulação, pré-amplificação e processamento analógico dos sinais foram desenvolvidos a partir do esquemático de projeto da Figura 11. A junção dos processos (2) e (3), ou seja, os circuitos de pré-amplificação e de processamento analógico de sinais formam o amplificador de biopotenciais usando como modo de captação eletrodos bipolares.

Os métodos de engenharia e critérios utilizados no projeto estão explicados separadamente nos itens 4.2, 4.3, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9, respectivamente.

Todos os amplificadores operacionais utilizados no projeto exceto os internos aos INAs foram do Circuito Integrado(CI) LM324AD, que possui quatro amplificadores operacionais (Amp Op) por componente.

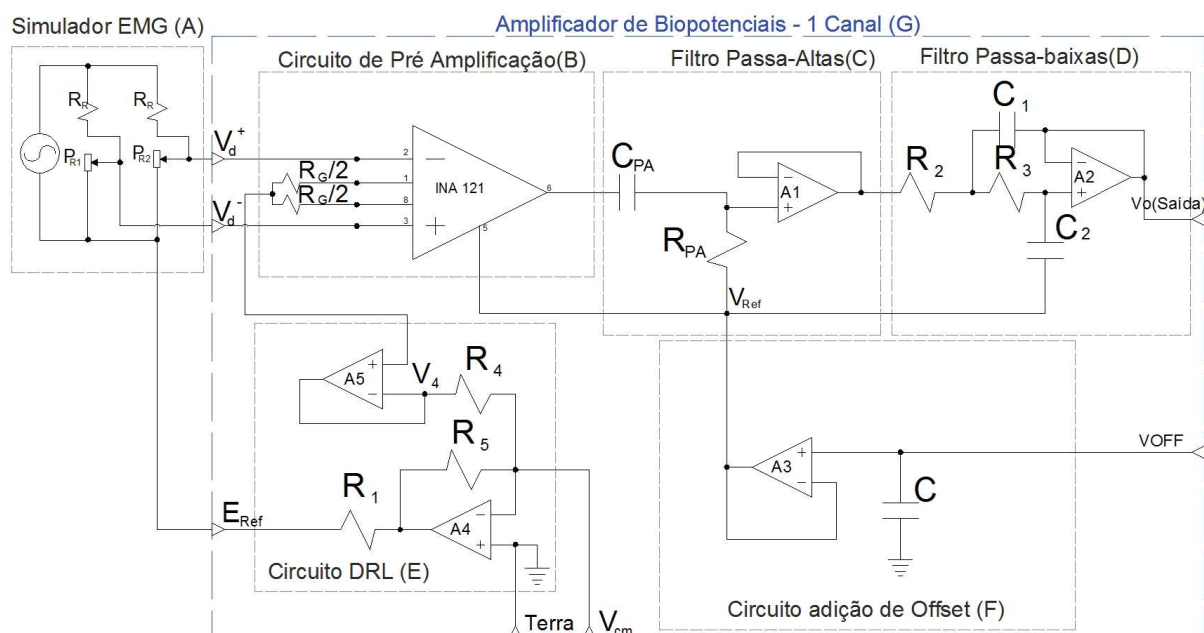


Figura 11 - Esquemático do circuito de captura e tratamento de sinais separado em estágios. Em (A) Simulador EMG; em (B) circuito de pré-amplificação; em (C) Filtro Passa-Altas; em (D) Filtro Passa-baixas; em (E) Circuito de adição de Offset; em (F) Circuito DRL; em (G) Amplificador de Biopotenciais 1 Canal, utilizado para 1 eletrodo bipolar, amplificador pelo conjunto de circuitos de pré-amplificação e processamento analógico de sinais.

Fonte: O autor (2017).

4.2. CIRCUITO DE PRÉ-AMPLIFICAÇÃO

Os processos de pré-amplificação dos sinais capturados pelos dois canais do sistema foram desenvolvidos utilizando INAs, conforme apresentado na seção 2.5.

Dessa forma, utilizou-se o INA121 da *Texas Instruments* que possui diagrama elétrico conforme a Figura 12. Esse amplificador é indicado para aplicações biomédicas, tais como circuitos de amplificação para ECG e EMG.

Conforme apresentado na seção 2.5, o ganho do INA da Figura 12 é dado pela equação (05). O ganho do INA foi escolhido a partir dos níveis mínimo e máximo da tensão de entrada A/D do MCU, essas devem ser estar entre 0 e 3,3V considerando um *offset* de tensão de 1.25 V. Considerou-se esses critérios e também a amplitude aproximada do sinal EMG para definir o ganho de 167,66 V/V

para o circuito pré amplificador. O ganho foi projetado aplicando duas resistências de 150Ω em série nos pontos 1 e 8 do amplificador.

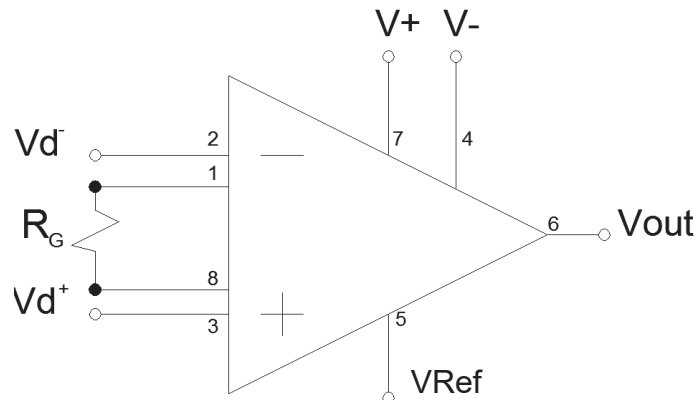


Figura 12–Amplificador de Instrumentação INA 121, seus terminais V_{in-} e V_{in+} são as entradas de sinal diferenciais, R_G o resistor de ganho, V_{out} tensão de saída do circuito, V_{ref} referência de tensão para o circuito, V_+ e V_- alimentação do amplificador.

Fonte : (Texas Instruments, 1998).

4.3. CIRCUITOS DE PROCESSAMENTO ANALÓGICO DE SINAIS

Conforme apresentado na seção 2.7, para melhor condicionamento do sinal EMG é recomendado a utilização de filtro passa-altas com frequência de corte entre 5 e 20 Hz, e um filtro passa-baixas com frequência de corte em aproximadamente 500 Hz, ambos descritos nas seções 4.3.1 e 4.3.2, respectivamente. Além destes filtros, foi implementado um circuito de adição de *Offset*, descrito na seção 4.3.3, visando excursionar o sinal em torno de um valor próximo a máxima tensão de entrada do ADC de um MCU.

Os filtros foram dimensionados analiticamente, a partir de topologias de circuitos conhecidas e com o auxílio da resposta em frequência no diagrama de Bode. Considerou-se que para um filtro $H(j\omega)$ ou $H(s)$, onde $\omega = 2\pi f$ e $s = j\omega$, a frequência de corte (F_c) do filtro é definida como a frequência onde a magnitude do ganho do sistema é igual a -3 dB (Alexander & Sadiku, 2008).

Optou-se por projetar filtros ativos, ou seja, utilizando amplificadores operacionais, por esse tipo de filtro poder ser montado com apenas um amp op e poucos componentes discretos.

4.3.1. Filtro passaaltas

Para elaboração do filtro passa altas, foi escolhido à topologia de 1ª ordem apresentada na Figura 13.

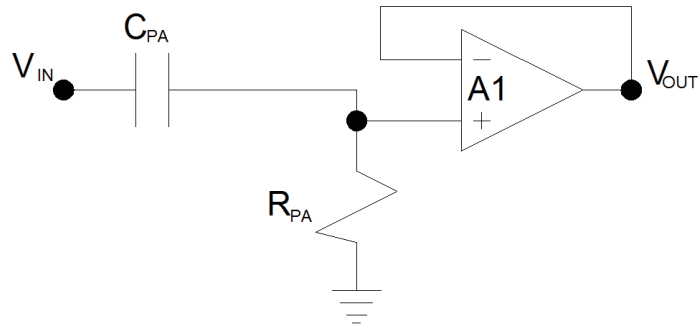


Figura 13 - Circuito filtro passa-altas de 1ª ordem
Fonte: (Alexander & Sadiku, 2008).

Aplicando a lei de kirchhoff para tensão(LKT) e a lei de kirchhoff para corrente (LKC), obtém a função de transferência do circuito $H(j\omega) = V_{OUT}/V_{IN}$, dada por:

$$H(j\omega) = \frac{j\omega C_{PA} R_{PA}}{j\omega C_{PA} R_{PA} + 1} \quad (07)$$

A frequência de corte F_C do circuito pode ser calculada por:

$$F_C = \frac{1}{2\pi C_{PA} R_{PA}} \quad (08)$$

O objetivo do filtro passa altas conforme apresentado anteriormente é ter F_C entre 5 e 20 Hz. Projetou-se o circuito da Figura 13 com os parâmetros de projeto: $F_C = 8$ Hz e capacitor $C_{PA} = 100$ nF. Substituindo os valores de parâmetro na equação (08), calculou-se o valor do resistor R_{PA} , o resistor comercial escolhido a partir do resultado foi $R_{PA} = 200$ kΩ. substituindo R_{PA} e C_{PA} na equação (08) obtém-se a frequência de corte do filtro projetado em 7,96 Hz.

De posse desses valores, utilizou-se um aplicativo matemático para obter a resposta em frequência do filtro através do diagrama de bode, o resultado pode ser visualizado na Figura 14.

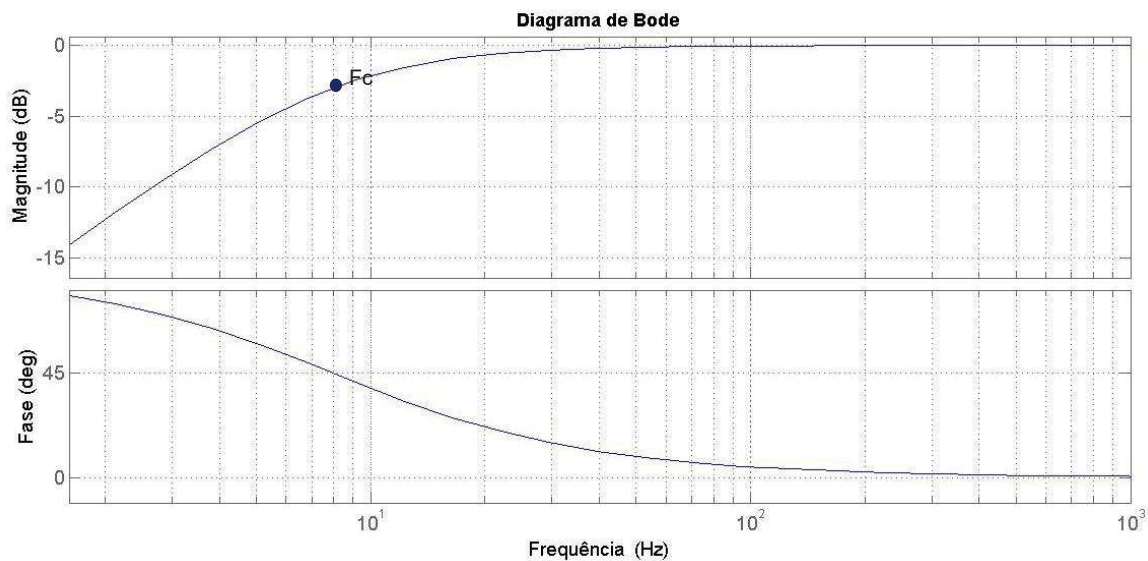


Figura 14 - Diagrama de bode filtro passa altas. Em destaque a frequência de corte F_c em aproximadamente 7,96 Hz.

Fonte: O autor (2017).

4.3.2. Filtro passa-baixas

A partir do circuito ativo apresentado na Figura 15, projetou-se o filtro passa baixas de segunda ordem.

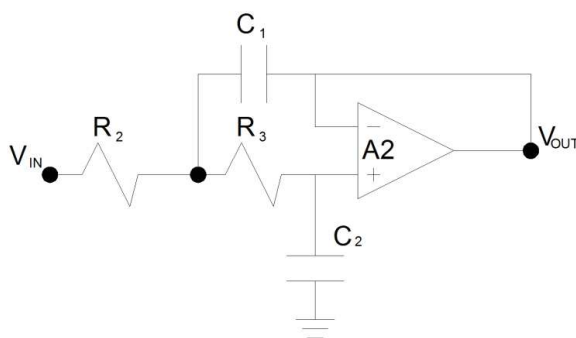


Figura 15 - Circuito filtro passa baixas de segunda ordem
Fonte: (Alexander & Sadiku, 2008).

Aplicando a LKT e LCT, obtém-se a função de transferência do circuito $H(s) = V_{OUT}/V_{IN}$, dada por:

$$H(s) = \frac{1/R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s \left(\frac{R_2 + R_3}{C_1 R_2 R_3} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (9)$$

O sistema da equação (9) possui a forma padrão de um filtro passa baixas de segunda ordem dado por:

$$H(s) = \frac{a_0}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad (10)$$

onde, ω_0 é a frequência de corte do filtro (rad/s); Q é o fator de qualidade do pólo; a_0 é a constante para o ganho da banda passante G_{bp} .

Projetou-se o filtro a partir dos parâmetros iniciais $G_{bp} = 1$ e $F_C \approx 500\text{Hz}$.

O ganho para baixas frequências, ou seja, G_{bp} é dado por:

$$G_{bp} = \frac{a_0}{\omega_0} \quad (11)$$

Para um filtro *butterworth* de segunda ordem, com $Q=1/\sqrt{2}$ é obtida a resposta maximamente plana, ou seja, mais próximo da resposta ideal dos filtros (Sedra & Smith, 2004).

Comparando a equação (9) com a equação (10), calcularam-se os resistores e capacitores do filtro. Após o cálculo, foi escolhido R_2 , R_3 , C_1 e C_2 com valores comerciais próximos aos valores calculados. Os valores escolhidos foram: $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 2,4 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 100 \text{ nF}$; e $C_2 = 47 \text{ nF}$. A F_C calculada para o filtro com os componentes comerciais é de 542 Hz.

Substituindo os valores calculados na equação (9), obtém-se a função de transferência $H(s)$ do filtro projetado, dada por:

$$H(s) = \frac{1,161 \cdot 10^7}{s^2 + 4692s + 1,161 \cdot 10^7}$$

Após o projeto simulou-se a resposta em frequência do filtro no diagrama de bode utilizando um *software* de simulação matemática. O resultado pode ser visualizado na Figura 16.

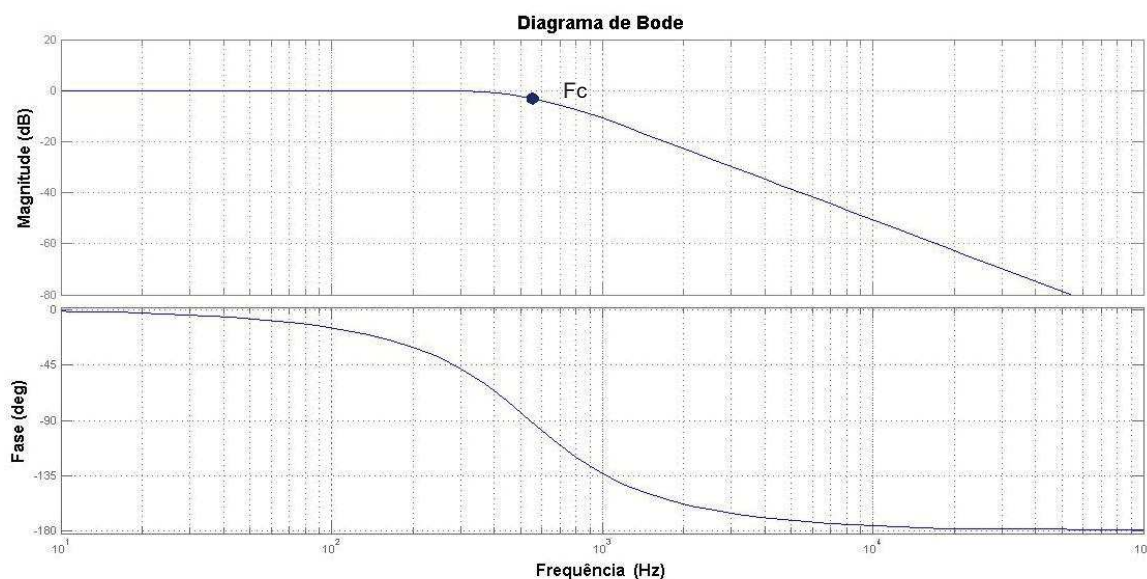


Figura 16 - Diagrama de bode filtro passa baixas. Em destaque a frequência de corte F_c em aproximadamente 542 Hz.

Fonte: O autor (2017).

4.3.3. Circuito de adição de *offset*

O MCU escolhido para conversão analógica digital do sinal, possui conversor ADC para tensões entre 0 e 3,3 V (Texas Instruments, 2014). Com o objetivo excursionar o sinal de saída (V_o) em torno de um valor fixo de tensão, evitando tensões negativas na entrada do MCU, foi adicionado uma tensão de *offset* (VOFF) em 1,25 V, ou seja, adicionado uma componente CC no sinal capturado, no ponto identificado como V_{Ref} no amplificador da Figura 11.

O circuito da Figura 17 é um seguidor de tensão, responsável por adicionar a tensão de offset na referência do sinal. O capacitor C é um capacitor de desacoplamento, este quando empregado próximo a um amp op, evita oscilações de alta frequência nos circuitos de saída, bem como melhora a estabilidade e a resposta transitória do sistema, aumentando a confiabilidade nas informações (Kay, 2013). A tensão VOFF é fornecida através do circuito apresentado na seção 4.5.

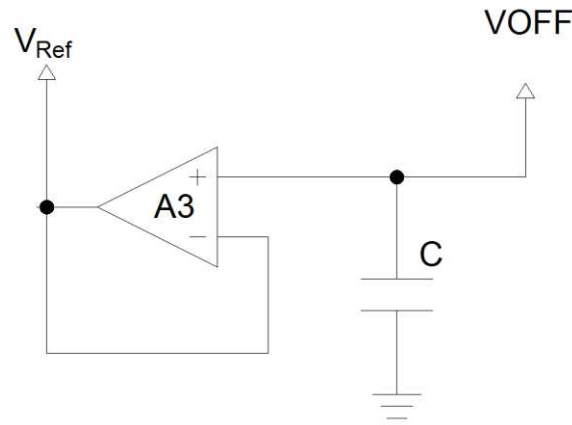


Figura 17 - Circuito adição de offset
Fonte: O autor (2017).

4.4. CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR DE BIOPOTENCIAIS PROJETADO

Após seguir os critérios apresentados e desenvolvidos nos itens 4.2 e 4.3, o amplificador de biopotenciais destacado como (G) na Figura 11 é definido pelas características a seguir:

- Multiplicando as funções de transferência dos filtros e o ganho do pré-amplificador apresentados nas seções 4.3.1, 4.3.2 e 4.2, respectivamente, e somando o sinal de offset (VOFF) adicionado na saída V_O , obtém-se a função de transferência $H_A(s)$ do amplificador projetado:

$$H_A(s) = \frac{1,94 \cdot 10^9 s}{s^3 + 4742s^2 + 1,18 \cdot 10^7 s + 5,8 \cdot 10^8} + \text{VOFF}; \quad (12)$$

- Excluindo o componente VOFF, ganho do amplificador na banda passante (G_{HA}) igual a: $A_v = 167,6 \text{ V/V}$ ou $M=44,4 \text{ dB}$;
- Filtro passa-baixas sintonizado em 542 Hz;
- Filtro passa-altas sintonizado em 7,96 Hz;
- Sinal de saída adicionado *offset* (VOFF) de 1,25V;

Simulou-se a resposta em frequência do amplificador de biopotenciais projetado no diagrama de bode utilizando um *software* de simulação matemática. O resultado pode ser visualizado na Figura 18.

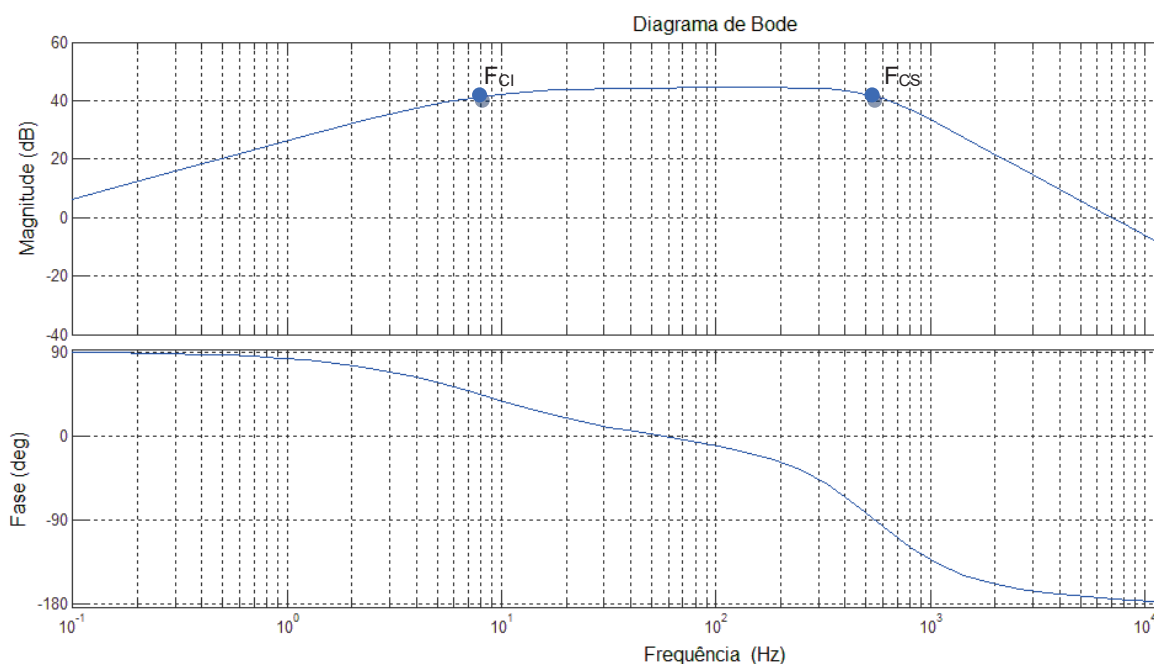


Figura 18 – Diagrama de bode simulado a partir da função de transferência $H_A(s)$ do amplificador de biopotenciais construído. O ponto F_{Ci} (frequência de corte inferior) em aproximadamente 8 Hz possui magnitude aproximada de 41 dB, F_{Cs} (frequência de corte superior) em aproximadamente 540 Hz possui magnitude aproximada de 41 dB. A banda passante do amplificador tem magnitude em torno de 44 dB.

Fonte: O autor (2017).

4.5. ALIMENTAÇÃO E REFERENCIA DE TENSÃO PARA CIRCUITOS

A alimentação elétrica de toda interface projetada, foi realizada a partir de duas baterias de 9V, projetou-se um circuito regulador com saída simétrica e outro de referência de tensão, fornecendo as tensões +5 V, -5V e +1,25 V, todos em relação a um mesmo ponto referencial (Terra).

4.5.1. Circuitos de alimentação simétrica

Os amplificadores operacionais e de instrumentação do projeto foram alimentados na configuração de fonte simétrica com +5 V e -5 V, o MCU foi alimentado com +5 V. O circuito da Figura 19 foi projetado para fornecer alimentação elétrica para todos os componentes eletrônicos da interface desenvolvida.

Para fixar a tensão em $V_{cc}=+5V$ utilizou-se o circuito integrado LM 7805, que é um regulador positivo de tensão, com tensão de saída (V_{out}) de +5 V. A corrente máxima de saída do regulador é de 0,5 A com máxima tensão de entrada (V_{in}) de +35 V (Texas Instruments, 2016).

Utilizou-se C.I. regulador negativo de tensão LM 7905, para fornecera tensão ajustada Vee (-5 V). Segundo o fabricante do C.I., a tensão de saída Vout é fixada em -5 V a partir de uma tensão de entrada Vin máxima de -35 V, a máxima corrente drenada na saída do C.I. deve ser inferior a 0,5 A. (Texas Instruments, 2013).

Conforme pode ser observado na Figura 19, paralelo as entradas Vin e saídas Vout capacitores “C”, esses capacitores atenuam variações em baixas e médias frequências nas tensões de entrada (Vin) e saída (Vout).

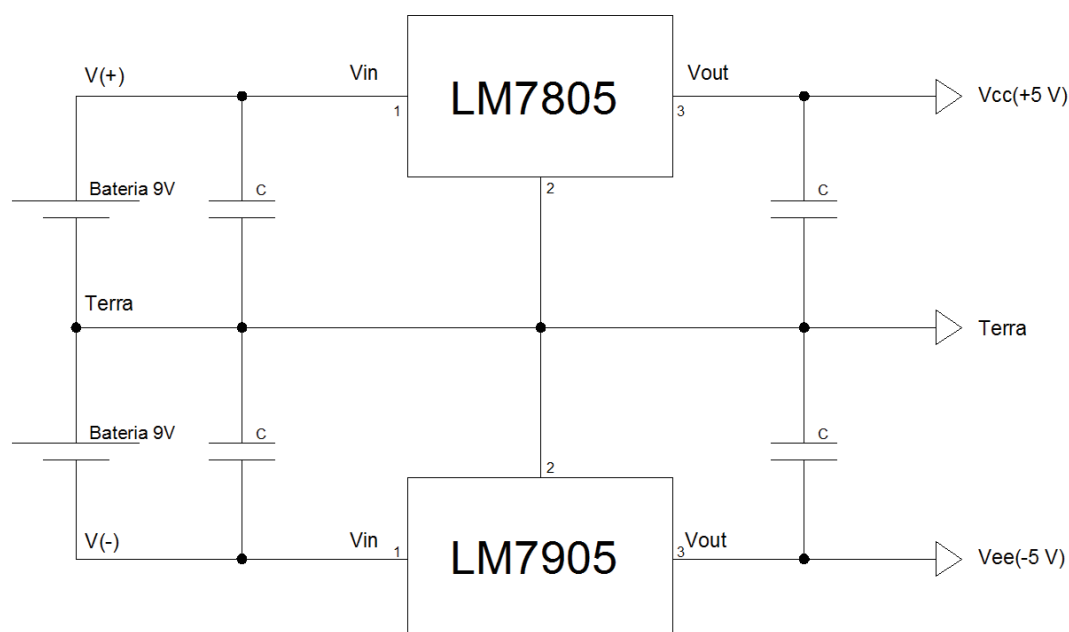


Figura 19 - Circuito de alimentação da interface, projetado com os CIs LM7805 e LM7905; A saídas Vcc e Vee fornecem tensão de 5 V e -5 V, a partir de duas baterias de 9 V; Os capacitores indicados como C, possuem capacitância de 1 uF.
Fonte: O autor (2017).

4.5.2. Referencia para tensão de *Offset*

Conforme apresentado na seção 4.3.3, para o correto funcionamento da interface desenvolvida neste trabalho, requer uma tensão de *offset* de 1,25 V. Projetou-se a partir do C.I. de referência tensão de precisão LTI1790-1.25 o circuito da Figura 20. Esse circuito é alimentado através da tensão Vcc apresentada na seção 4.5.1 e fornece a referência de tensão em 1,25 V, tratada nos diagramas elétricos apresentados neste trabalho como tensão de VOFF.

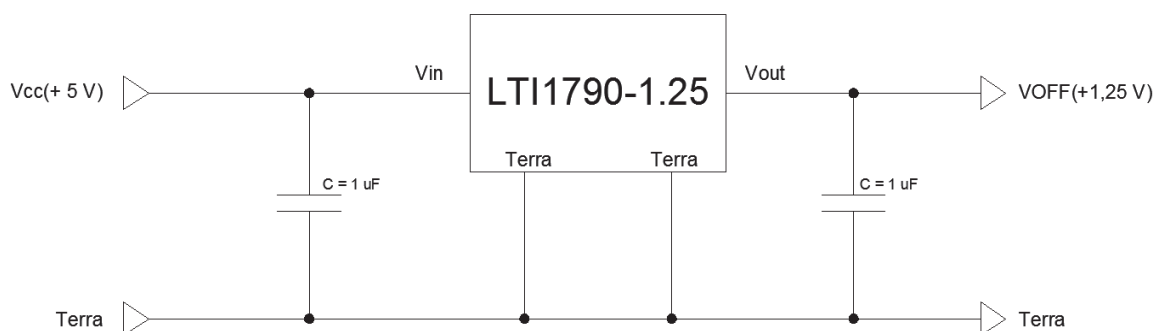


Figura 20 - Circuito para referencia de tensão de *offset*; Onde V_{in} é a alimentação em +5 Vcc e V_{off} a tensão de referencia do Offset. Os capacitores C são capacitores de desacoplamento.
Fonte: O autor (2017).

4.6. GERAÇÃO DE SINAIS DE TESTE

Conforme apresentado na seção 2.2, os níveis de tensão capturados por eletrodos de eletromiografia são da ordem de 3 mV. No entanto, o gerador de ondas utilizado para testes neste projeto possui tensões mínimas da ordem de 10 mV. Dessa forma, é necessário atenuar a tensão de saída do gerador de forma a obter sinais compatíveis com a amplitude do sinal EMG. Ademais, foi preciso criar um atenuador com saída dupla, no qual era possível testar os dois canais do eletromiógrafo simultaneamente. Além disso, as saídas do atenuador devem ser diferenciais, permitindo que o circuito desenvolvido possa ser testado adequadamente. Em suma, o sinal de teste tem objetivo de simular características do sinal EMG, ou seja, sinais diferenciais nos níveis de tensão e faixa de frequência da reação muscular. O circuito projetado pode ser visualizado na Figura 21.

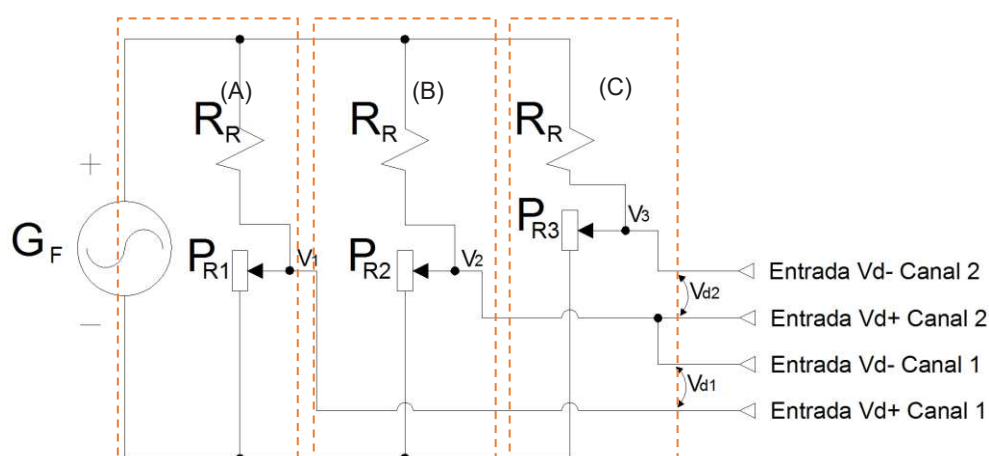


Figura 21 – Esquema elétrico do circuito simulador de sinais EMG. Em destaque (A) circuito atenuador 'A', em (B) Circuito atenuador 'B', em (C) circuito atenuador 'C'; As saídas diferenciais V_{d1} e V_{d2} são geradas a partir do ajuste das resistências nos potenciômetros P_{R1} , P_{R2} e P_{R3} respectivamente.
Fonte: O autor (2017).

O circuito da Figura 21 tem o objetivo de atenuar a tensão fornecida pelo gerador de funções (G_F) e distribuir em dois canais diferenciais (V_{d1} e V_{d2}), simulando os sinais captados por dois eletrodos bipolares. A tensão de modo comum V_{cm} é gerada acrescentando um nível de tensão contínua (*offset*) na onda gerada através do próprio gerador de funções. Uma diferença de potencial (V_{dN}) é medida em V_{d^+} e V_{d^-} de cada canal, caso as resistências dos potenciômetros P_R forem ajustadas com valores diferentes, por exemplo, para o canal 1 uma diferença de potencial (V_{d1}) é obtida entre V_{d^+} e V_{d^-} se $P_{R3} \neq P_{R2}$.

As tensões V_N indicadas no circuito da Figura 21, atenuadas a partir da tensão de entrada G_F com $N=1,2$ ou 3 , são dadas por:

$$V_N = \frac{P_{RN}}{R_R + P_{RN}} G_F, \quad (13)$$

onde: P_{RN} são as resistências dos potenciômetros ajustáveis que possuem valor de $10 \text{ k}\Omega$ cada um; R_R são resistores limitadores de corrente do circuito, onde $R_R = 10 \text{ k}\Omega$.

O gerador de funções usado para testes, sintetiza sinais pouco ruidos até a ordem de 50 mVpp (tensão de amplitude pico-a-pico). Portanto, 50 mVpp foi o nível de tensão (G_F) escolhido para os procedimentos de testes e validação de dados deste projeto. Tensões geradas com amplitudes inferiores a 50 mVpp eram muito ruidosas.

A tensão V_{d1} é a diferença de potencial medida entre os pontos V_1 e V_2 . Analogamente, a tensão diferencial V_{d2} é medida a partir da diferença de potencial em V_2 e V_3 . Os circuitos atenuadores A, B e C da Figura 21 estão paralelos com a fonte, por conseguinte, as tensões medidas nos pontos V_1 , V_2 e V_3 independem das resistências dos demais circuitos atenuadores. Por esse motivo, a partir da equação (13) pode-se estabelecer a equação para os sinais V_{d1} e V_{d2} . Dessa forma:

$$V_{d1} = \frac{R_R(P_{R1} - P_{R2})}{(R_R + P_{R1})(R_R + P_{R2})} G_F \text{ e } V_{d2} = \frac{R_R(P_{R2} - P_{R3})}{(R_R + P_{R2})(R_R + P_{R3})} G_F \quad (14)$$

Como P_{R1} , P_{R2} e P_{R3} podem variar entre 0 e $10 \text{ k}\Omega$, V_{d1} e V_{d2} podem assumir valores entre -25 mVpp e $+25 \text{ mVpp}$. Dessa forma, para obter as tensões diferenciais

na ordem de 4 mV, manteve-se P_{R2} fixo e alterou-se P_{R1} e P_{R3} até V_{d1} e V_{d2} ficassem na amplitude desejada.

4.7. AMOSTRAGEM E TRANSMISSÃO DE DADOS

A etapa amostragem e transmissão de dados seguiram os parâmetros de projeto apresentados nos itens 4.7.1 e 4.7.2.

4.7.1. Placa microcontrolada

O Microcontrolador (MCU) utilizado no projeto foi o TM4C123GH6PM, com arquitetura *ARM® Cortex™* - M4 de 80 MHz de 32 *bits*. O MCU está incluso na plataforma de desenvolvimento *Tiva™ C Series TM4C123G LaunchPad* apresentada na Figura 22. Sua escolha foi devido ao baixo custo, alto desempenho se comparado aos concorrentes do mercado e a facilidade de programação.

Como características desta plataforma são:

- *Clock* de 80 MHz (Instruments, Texas, 2014), considerado alto quando comparado as plataformas concorrentes no mercado;
- Processador de 32 *bits* (Instruments, Texas, 2014), o que aumenta a velocidade nas operações matemáticas, principalmente em casos de conversão A/D de maiores resoluções;
- Dois conversores A/D de 12 *bits* para tensões de 0 a 3,3 V (Instruments, Texas, 2014);
- 32 *KB* de memória *SRAM* (memória volátil utilizada para acesso rápido da escrita e leitura durante a execução) e 256 *KB* de memória *flash* (memória não volátil que armazena programação do MCU) (Instruments, Texas, 2014);
- Porta de comunicação *USART* (Transmissão ou Recepção Universal Síncrona e Assíncrona) (Instruments, Texas, 2014);
- Dimensões: 52 mm x 69 mm x 20 mm (Instruments, Texas, 2014).

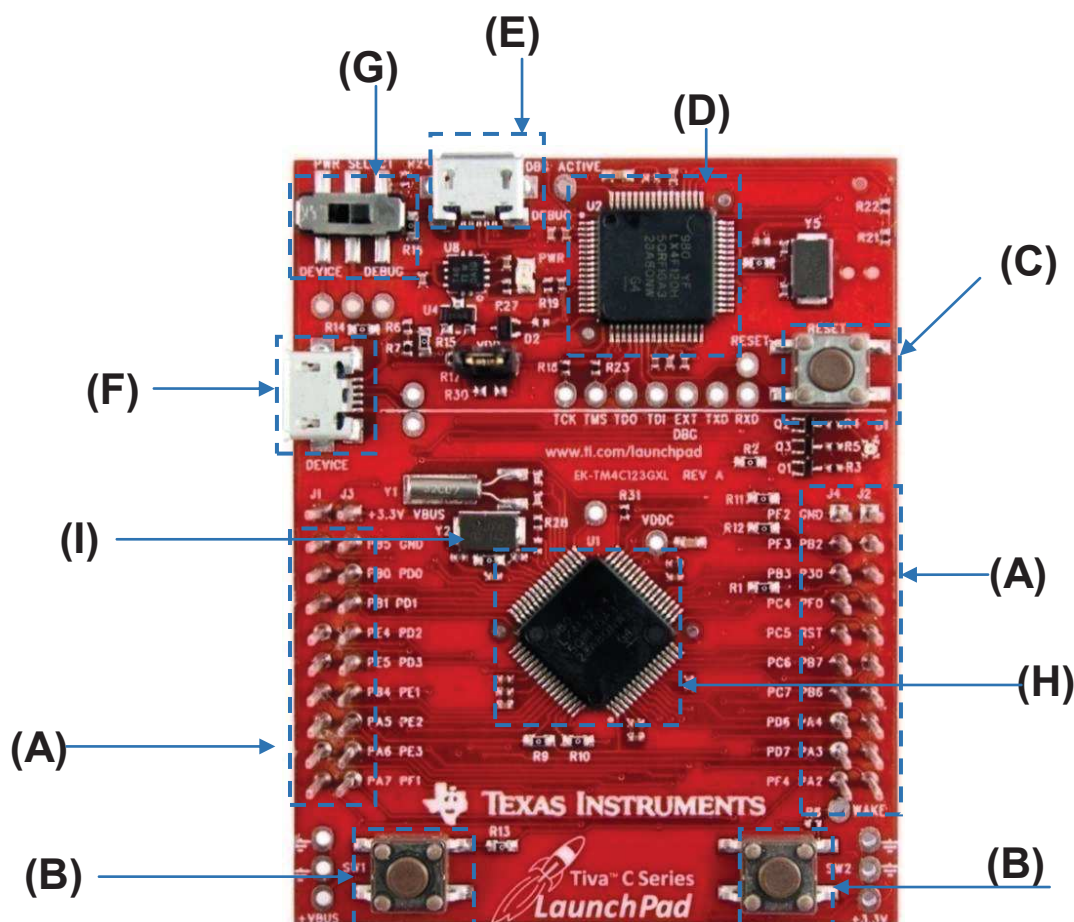


Figura 22–Tiva C Series TM4C123G LaunchPad. Em destaque: em (A) terminais de entrada e saída (GPIO); em (B) botões (SW1 e SW2) de impulso; em (C) botão de reset do MCU; em (D) MCU TM4C123GH6PM para gravação e depuração (*DEBUG*); em (E) conector micro USB para modo de gravação e depuração *in circuit* (ICDI); em (F) conector micro USB pra modo de execução (*DEVICE*); em (G) chave seletora de modo (*DEVICE/DEBUG*); em (H) MCU TM4C123GH6PM; em (I) regulador de tensão em 3,3 V para MCU.

Fonte: (Instruments, Texas, 2014).

Dos recursos de entrada e saída (I/O) do MCU disponíveis na plataforma Tiva, foram utilizados:

- Os ADCs, utilizando as portas de entradas analógicas identificadas nos terminais de I/O como “PE_1” e “PE_2”;
- Comunicação *USART* utilizando as portas de comunicação identificadas nos terminais de I/O como “PB_0” e “PB_1”.
- Gravação e depuração do *firmware* utilizando o ICDI (*in circuit debug interface*) micro USB.

4.7.2. Transmissão de dados para a interface gráfica

O protocolo de comunicação entre MCU e computador escolhido foi o *USART*. A plataforma de desenvolvimento Tiva C possui 8 portas de comunicação *USART*, que poderá ser conectada a qualquer adaptador padrão RS-232/USB, comunicando o MCU a um computador via USB.

O desenvolvimento de um adaptador RS-232 para USB não faz parte do escopo deste projeto, dessa forma, utilizou-se um conversor comercial.

A comunicação USART foi configurada para operar a uma taxa de transmissão de 256 kbps, em pacotes contendo 10 *bits*, utilizando 8 *bits* para dados e dois bits para controle da comunicação, divididos um *bit* de paridade e um *bit* de parada (*stop*).

4.8. DESENVOLVIMENTO DO FIRMWARE

Para desenvolvimento do *firmware*, foi utilizada a interface de desenvolvimento integrado (IDE) de código aberto Energia⁷. A escolha da IDE foi devida a facilidade de uso das bibliotecas já implementadas para uso com o MCU, em destaque as bibliotecas para conversão A/D, comunicação USART e de interrupção de tempo, utilizadas no projeto.

O funcionamento do programa desenvolvido seguiu o fluxograma da Figura 23. Desenvolveu-se um código de *firmware* em linguagem C, que coordena o MCU na execução das tarefas de conversão A/D e transmissão de dados.

Na construção do código, primeiramente definiu-se o método de controle para atender os parâmetros da conversão A/D. Utilizou-se o temporizador *timer0* do MCU TM4C123GH6PM para controlar a taxa de amostragem do ADC através de interrupções. A partir das configurações parametrizadas no MCU pelo *firmware* desenvolvido, a execução do programa é interrompida quando é gerada pelo MCU a interrupção escolhida, podendo então, ser executada uma rotina prioritária a cada ocorrência da mesma. Dessa forma, o *timer0* foi utilizado para temporizar as amostragens a uma taxa de 1 kSPS.

O fluxograma da Figura 23 apresenta, de maneira geral, o funcionamento do *firmware* desenvolvido. Na construção do código, primeiramente, foram inseridas as bibliotecas, declaradas as variáveis, constantes, configuradas as portas de entrada e saídas (I/Os) do MCU, parametrizando os registradores e *timers*. Todas essas configurações iniciais fazem parte da etapa “PARAMETROS INICIAIS” do fluxograma, destacando-se a inicialização da interrupção do *timer0*.

⁷ O software Energia é fornecido gratuitamente pelo endereço www.energia.nu;

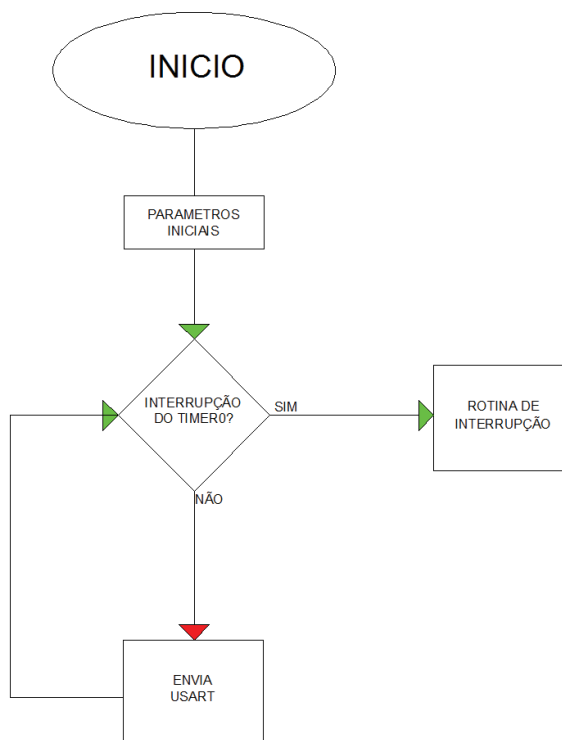


Figura 23 - Fluxograma do *Firmware* desenvolvido
Fonte: O autor (2017).

Para funcionamento da rotina de interrupção na IDE Energia é necessário incluir o pacote de bibliotecas “DriverLib”, disponível na página web da IDE. O Quadro 1 apresenta a inclusão das bibliotecas e declaração das variáveis globais utilizadas. As variáveis globais foram criadas de acordo com a necessidade de serem alteradas em mais de uma rotina do programa. As bibliotecas “Energia.h” e “hw_types” possuem a referência das constantes escritas em maiúsculo e não declaradas nos códigos apresentados nos Quadros 1 e 2.

Cada linha do código de execução apresentada nos Quadros está comentada na cor verde, ou seja, a cada linha os textos escritos após os caracteres “//” não fazem parte do código em linguagem C, foram colocados apenas para facilitar o entendimento.

```

#include "Energia.h"//inclui biblioteca padrão Energia.h
#include "driverlib/hw_types.h"//inclui biblioteca hw_types.h
#include "driverlib/debug.h"//inclui biblioteca debug.h
#include "driverlib/interrupt.h"//inclui biblioteca interrupt.h
#include "driverlib/sysctl.h"// inclui biblioteca sysctl.h
#include "driverlib/timer.h"//inclui biblioteca timer.h
#define N 2000 //define numero de amostras do buffer
char i=0; //contador global de incremento
int adcA[N]; //vetor de buffer para o canal 1 de tamanho N
int adcB[N]; //vetor de buffer para o canal 2 de tamanho N
unsigned int cont; //variável global contador para controle da ADC
unsigned int controlBf; //controle global para controle da fila do buffer da ADC
  
```

Quadro 1 – Trecho do código em linguagem C para inicialização das variáveis do *firmware*.
Fonte: O autor (2017).

As configurações dos registradores e *timers* e definição de I/Os foram desenvolvidas na rotina *void setup()* e *void initTimer()* apresentadas no Quadro 2 abaixo.

```
void setup(){
pinMode(PE_2, INPUT); //define I/O canal adcA
pinMode(PE_1, INPUT); //define I/O canal adcB
    pinMode(PB_0, INPUT); //define I/O canal entrada Usart
    pinMode(PB_1, OUTPUT); //define I/O canal saída Usart
Serial1.begin(256000); //configura Portal USART 256 kbps
controlBf=0; //zera controle do buffer
cont=0; //zera controle do ADC
initTimer(1000); //invoca a rotina que configura interrupção de 1000 Hz
}
void initTimer(unsigned Hz){
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0); //habilita flag do TMR0 nas
interrupções periféricas
TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC); //configura a base de tempo do
timer 0
unsigned long ulPeriod; //variável local para o periodo
ulPeriod = (SysCtlClockGet() / Hz); //periodo da Interrupção
TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ulPeriod-1); //configuraperiodo/
IntEnable(INT_TIMER0A); // habilita interrupção/
TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT); //configura interrupção;
TimerIntRegister(TIMER0_BASE, TIMER_A, Timer0IntHandler); //configura o registrador
de interrupção timer 0;
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A); //habilita o contador timer_A;
}
}
```

Quadro 2 – Trecho do código em linguagem C das rotinas de configuração dos registradores do MCU
Fonte: O autor (2017).

Os códigos apresentados no Quadro 1 e Quadro 2 executam a etapa “PARAMETROS INICIAIS” do fluxograma da Figura 23, a rotina *void initTimer()*, configurando e inicializa a interrupção do *timer0*, para atender ao projeto, foi configurada uma interrupção com frequência de 1 kHz, ou seja, período de 1 ms. A frequência de interrupção é enviada no parâmetro da rotina de inicialização.

A rotina principal do *firmware* apresentada no fluxograma da Figura 23 como “LOOP PRINCIPAL”, foi desenvolvido em linguagem C conforme apresenta o Quadro 3.

```
void loopPrincipal(){
unsigned int aux; //variável auxiliar de controle do envio do buffer
while(1){ //loop infinito
aux=0; //contador auxiliar inicia com 0
while (aux<N){ // loop enquanto contador<tamanho do buffer
if(controlAD>0){ // existem dados na fila do buffer?
Serial1.print(adcA[aux]); //envia buffer do ADC canal 1
Serial1.print("\t"); // envia separador entre transmissão dos canais
Serial1.print(adcB[aux]); //envia buffer do ADC canal 2
adcA[aux]=0; //zera o valor de buffer enviado
adcB[aux]=0; //zera o valor de buffer enviado
    aux++; //incrementa o contador local
controlAD--; //decrementa controle na fila do buffer;
}
}
}
```

```
}
}
```

Quadro 3 – Rotina “loopPrincipal” desenvolvida na linguagem C
Fonte: O autor (2017).

A rotina “loopPrincipal” apresentada no Quadro 3 controla o envio dos dados armazenados no buffer durante a interrupção do *timer0* gerada pelo MCU. Os dados transmitidos em USART para o computador são passados como parâmetro da função *Serial1.print()*, disponibilizada pela IDE. Esta faz a transmissão em 10 bits por pacote, a função divide o dado a enviar na quantidade de pacotes necessários para envio, neste caso, os dados armazenados no buffer, são do tipo inteiro de 16 bits, devido à conversão ADC realizada em 12 bits.

Conforme citado anteriormente, a cada interrupção gerada pelo MCU, a execução do programa é temporariamente suspensa e para o *firmware* desenvolvido a rotina de tratamento de interrupção *void Timer0IntHandler()* apresentada no Quadro 4 é executada. Ao ser invocada, a rotina de tratamento limpa o registrador de interrupção do *timer0*, desabilita temporariamente as interrupções de *timer0*, implementa um vetor de buffer circular de valores inteiros 16 bits. Depois de realizada a conversão A/D para os dois canais, os valores convertidos são armazenados no vetor buffer. A conversão A/D é realizada em 12 bits, através da função *analogRead()* disponível na IDE Energia. Após leitura e armazenamento, são incrementadas as variáveis de controle do vetor de buffer, reativado a interrupção do *timer0*, finalizando a rotina de tratamento da interrupção.

```
void Timer0IntHandler() {
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT); // Limpa o registrador da
    interrupções do timer0
    TimerDisable(TIMER0_BASE, TIMER_A); // Desabilita Interrupção

    if ( cont > N) { // o contador excedeu o tamanho do buffer?
        cont=0; // contador é zerado
    }
    adcA[cont] = analogRead(PE_1); // Converte A/D e Armazena no Canal 1
    adcB[cont] = analogRead(PE_2); // Converte A/D e Armazena no Canal 2
    cont++; // incrementa contador do vetor de dados
    controlAD++; // Incrementa a fila do buffer circular
    TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A); // habilita a interrupção do timer 0
}
```

Quadro 4 – Código em C da rotina de tratamento de interrupção do *timer0* desenvolvida.
Fonte: O autor (2017).

4.9. INTERFACE GRÁFICA PARA VISUALIZAÇÃO DO SINAL EMG

Para visualização dos sinais, foi desenvolvido um *software* de supervisão através da IDE LABVIEW® versão 2009. A programação na IDE é realizada através de blocos de objetos, esses blocos são ferramentas desenvolvidas para construção de *softwares* de supervisão e visualização de dados.

A recepção dos dados transmitidos pelo MCU, foi implementada através da ferramenta “*VISA Serial*”, incluindo configuração, recepção, envio dos dados através da porta de comunicação. Destacado como (A) na Figura 24, o bloco “*VISA Configure Serial Port VI*” configura a transmissão e recepção da USART. Configurou-se a transmissão em 8 bits de dados, um bit de paridade e *timeout* de 10 ms. O *baud rate* e a porta de comunicação são configurados pelo usuário através de caixa de texto e seleção da tela de supervisão.

Como os dados convertidos pelo ADC são de 12 bits são necessários dois bytes para a transmissão de uma amostra de um dos canais. Dessa forma os dados transmitidos pelo MCU são do tipo inteiro de 16 bits, o bloco “*Scan From String Function*” destacado em (B) na Figura 24, recebe os dados no padrão 16 bits e armazena em uma matriz LxC de ‘L’ linhas por ‘C’ colunas. Para a solução desenvolvida ‘L’ é o tamanho do vetor de buffer para 1 canal e ‘C’ a quantidade de canais, o caractere “\t” foi utilizado como separador entre dados do Canal 1 e Canal 2.

Para visualização dos valores na escala correta de tensão o valor inteiro recebido foi multiplicado pela tensão de resolução definida através da equação (01), onde a tensão do intervalo e o número de bits são definidos pelo MCU como $V_I = 3,3$ V e $n=12$, respectivamente. Substituindo esses valores na equação (01) obtém-se $V_R=0,0008056$ V, ou seja, 805,86 μ V. Para executar tais operações de multiplicação utilizaram-se os blocos “*Multiply Function*” e “*Chart*” destacados em (C) na Figura 24, com funções de multiplicação e visualização de dados em Gráfico respectivamente. O bloco *Multiply Function* realiza a multiplicação da tensão de resolução V_R com os valores inteiros da matriz de dados recebidos, o resultado é desenhado em um gráfico de Tensão(V_o) x Amostra, apresentado na Figura 25.

Destacado em (D) estão os blocos complementares da comunicação USART “*VISA Close Function*” e “*VISA Clear Function*”, tais blocos são responsáveis por

finalizar e limpar a porta de comunicação do computador ao ser finalizada a aplicação.

O programa permanece em funcionamento enquanto a condição do laço de repetição for atendida, ou seja, enquanto o botão continue estiver ativo.

O diagrama de blocos do *software* supervisor pode ser visualizado através da Figura 24.

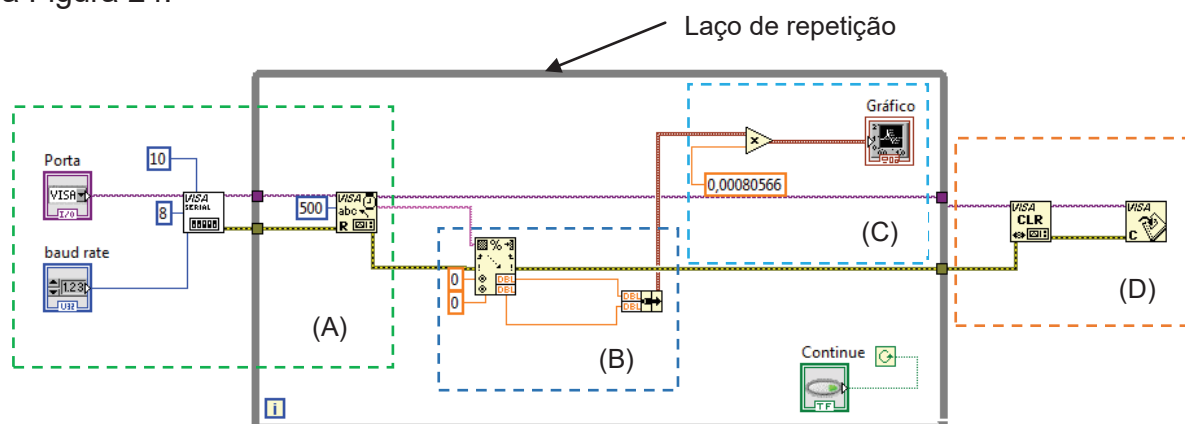


Figura 24 - Diagrama de blocos do software desenvolvido em *Labview*. Em destaque (A) estão os blocos para configuração de comunicação USART; em (B) está o *buffer* de armazenamento de dados recebido e conversor de dados; em (C) é feita conversão do valor do *buffer* de inteiro em ponto flutuante e visualização dos dados em gráfico; em (D) existem os blocos de finalização porta da comunicação USART do computador;
Fonte: O autor (2017).

A Figura 25 apresenta a tela principal do *software* programado para visualização dos sinais. Nela é possível selecionar através da caixa de seleção “Porta” a porta de comunicação física do computador na qual os dados recebidos do MCU. Através da caixa de texto “*baud rate*”, visualizada da tela principal, a taxa de transmissão utilizada pela USART é parametrizada para a recepção de dados. O de tempo de atualização do gráfico gerado a partir dos dados recebidos pode ser alterado através do botão de ajuste “Tempo(ms)”, análogo ao ajuste da escala de tempo de um osciloscópio. Os dados recebidos podem ser visualizados como pontos flutuantes através do “Gráfico” da tela.

Além das opções apresentadas anteriormente, clicando com o botão direito do *mouse* sobre o gráfico de visualização de sinais, os dados em visualização podem ser exportados em imagem no gráfico “Tensão V_o (V) x Amostra” em formato “JPEG” ou em matriz de números (*float*) no formato “xls”. O botão de seleção “Visualizar” no estado ativo (verde) traz a visualização dos dados recebidos, no estado inativo (cinza) não são apresentados os dados.

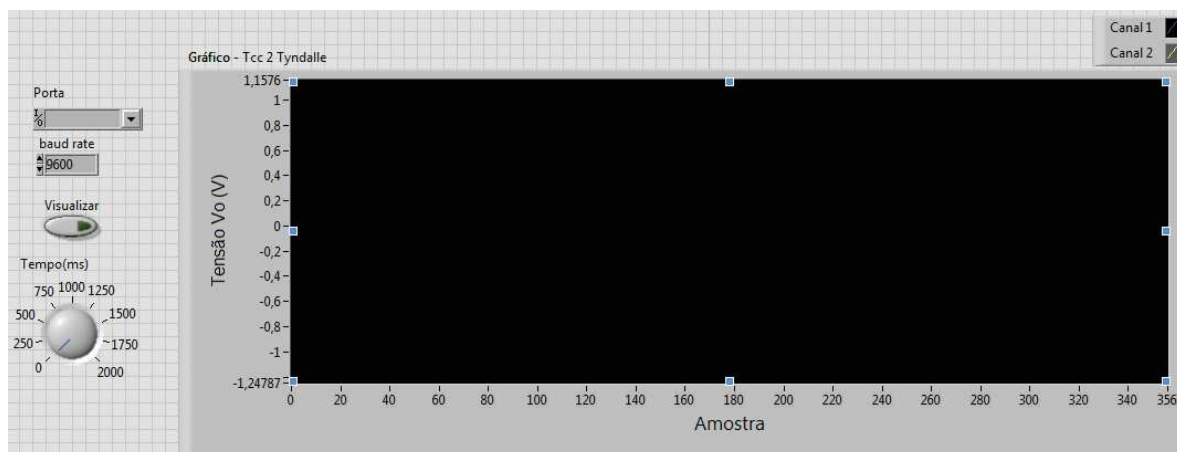


Figura 25 - Tela principal do software desenvolvido
Fonte: O autor (2017).

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Após a montagem da interface foram realizadas medidas para verificar a funcionalidade do sistema desenvolvido. As placas de circuito impresso (PCI), contendo os circuitos apresentados nas seções 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 e 4.7.1, desenvolvidas nesse projeto foram montadas e colocadas na caixa da Figura 26.

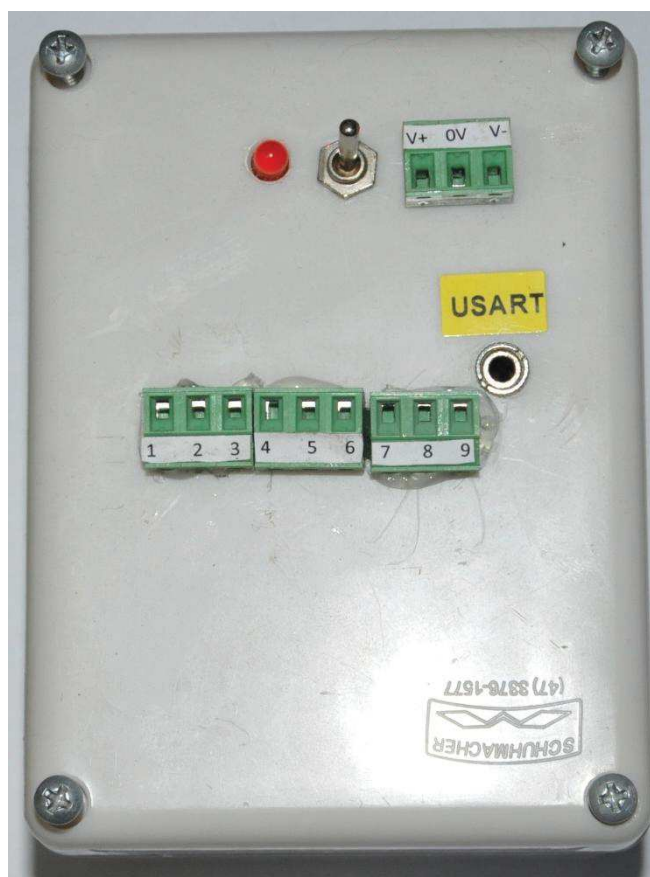


Figura 26 - Interface homem máquina desenvolvida
Fonte: O autor (2017).

As conexões elétricas dos componentes internos da IHM montada na caixa da Figura 26 são apresentadas no diagrama elétrico da Figura 27. Os circuitos de pré-amplificação, filtragem, adição de *offset* e circuitos DRL são integrantes do amplificador de biopotenciais já apresentado na Figura 11. Os pontos identificados no diagrama como: V_{d1+} , V_{d1-} , V_{d2+} , V_{d2-} , E_{Ref} , V_{cm} , V_{O1} , V_{O2} , Terra, V_{OFF} , V_{cc} , V_{ee} , V^+ e V^- possuem as mesmas nomenclaturas dos circuitos detalhados apresentados nos Capítulos 3 e 4 desse trabalho. Analogamente os pontos identificados como PB_0, PB_1, PE_1, PE_2, Gnd e Vbus possuem a mesma nomenclatura da plataforma de desenvolvimento Tiva C Series TM4C123G *LaunchPad*.

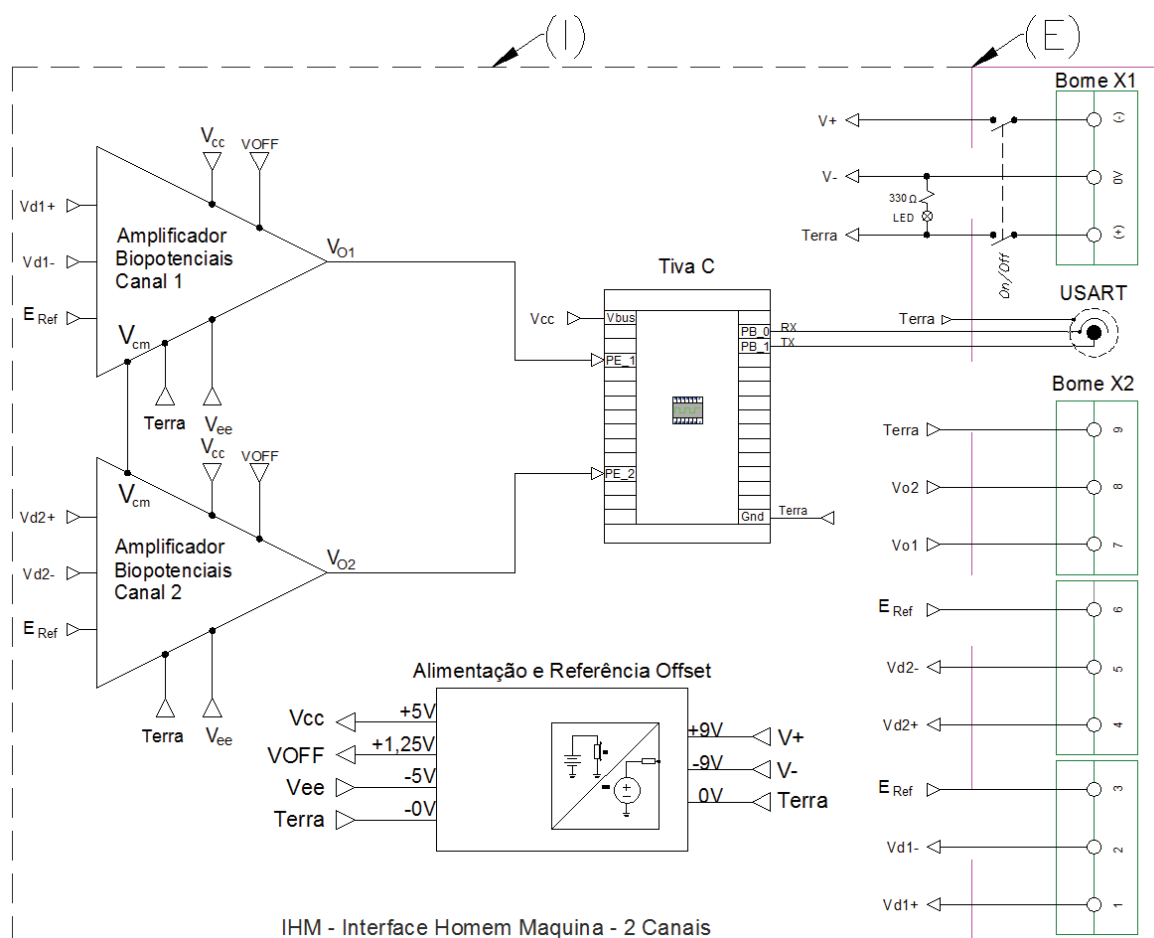


Figura 27 - Diagrama elétrico da interface IHM montada na caixa da Figura 26. Destacado em (E) os componentes externos fixados na tampa da caixa, contendo duas régua para conexões elétricas os bornes X1 e X2, chave de liga e desliga (*On/Off*) e LED indicador de alimentação; em (I) os componentes internos à caixa, com os dois amplificadores de biopotenciais, circuitos de alimentação e referência desenvolvidos montados em PCI e plataforma de desenvolvimento Tiva C *Series TM4C123GLaunchPad*.

Fonte: O autor (2017).

Conforme informado no Capítulo 4, este trabalho não inclui testes com seres humanos. Para certificação do funcionamento da interface projetada, avaliou-se os resultados foram colhidos sinais com características de tensão e frequência similares a de um sinal EMG. Validou-se o funcionamento do equipamento projetado a partir dos circuitos de simulação e testes apresentados na seção 4.6.

Para obter os resultados para análise do projeto, utilizou-se o diagrama elétrico apresentado na Figura 28 aferindo as tensões nos pontos (1), (2), (3), (4) e (5) com o auxílio de osciloscópio digital. As medidas apresentadas no computador identificado como ponto (6) são referentes às saídas dos dois canais da IHM construída. Utilizou-se o circuito simulador EMG apresentado na seção 4.6 para gerar tensões diferenciais com baixas amplitudes. No sinal de tensão G_F adicionou-

se um *offset* de 2 V, através do gerador de funções, simulando uma elevada tensão de modo comum.

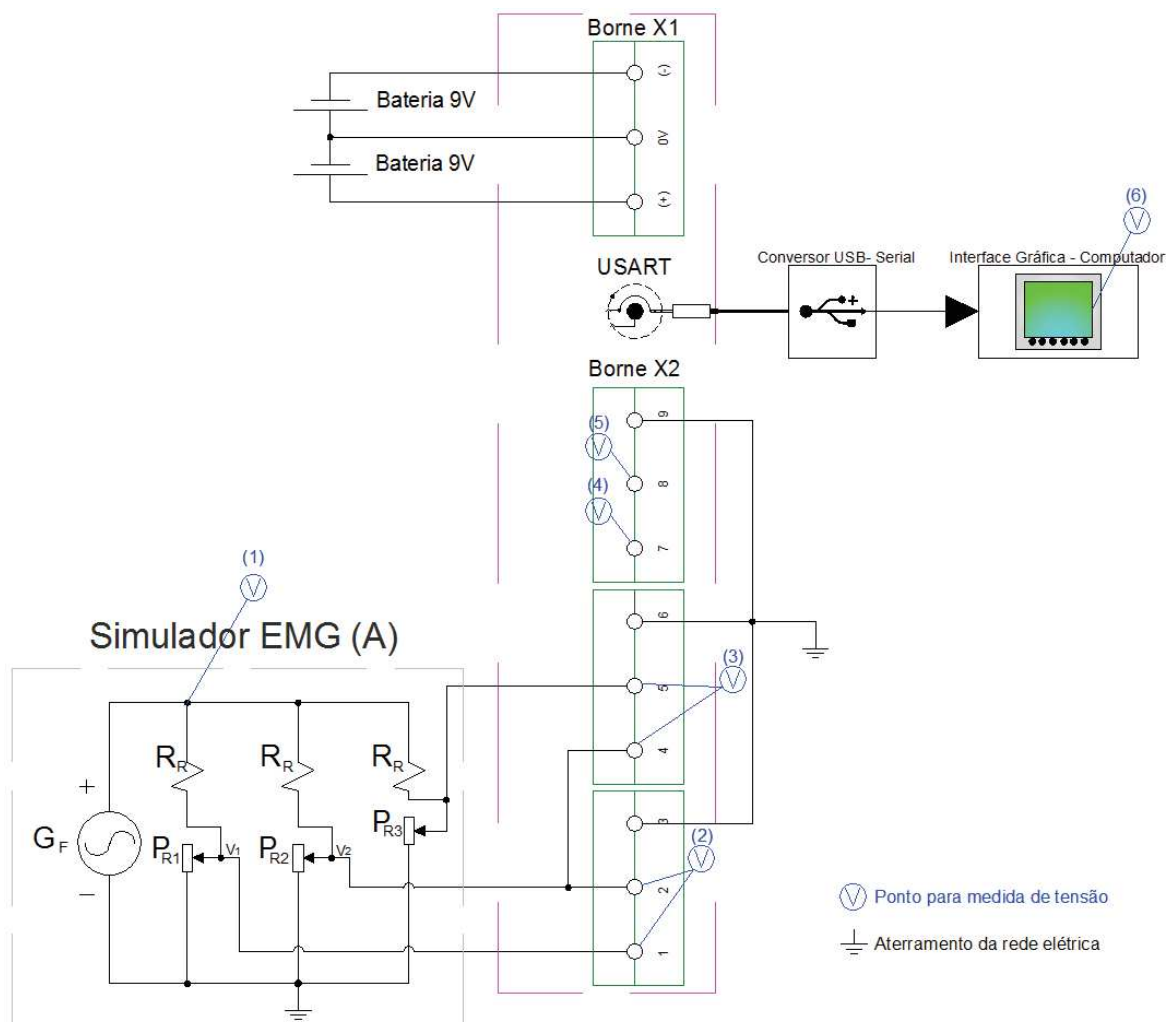


Figura 28—Diagrama elétrico para testes e validação do projeto. Pontos para medida de tensão são: (1) – gerador de funções; (2) – entrada diferencial V_d canal 1; (3) – entrada diferencial V_d canal 2; (4) – sinal de saída V_{O1} canal 1; (5) – sinal de saída V_{O2} canal 2; (6) – sinal recebido pelo computador amostrado no tempo na interface gráfica;

Fonte: O autor (2017).

As medidas apresentadas neste trabalho foram realizadas conectando todas as referências da interface EMG e gerador de função ao aterramento da rede elétrica, este procedimento melhorou significativamente a apresentação dos sinais resultantes e principalmente atenuou a interferência do ruído de rede em 60 Hz, apresentado na seção 2.7.

5.1. MEDIDA DOS SINAIS DE ENTRADA E SAÍDA DO AMPLIFICADOR DE BIOPOTENCIAIS

Os dados apresentados nesta seção correspondem às saídas do amplificador de biopotenciais construído, apresentado na Figura 27. Validou-se o funcionamento dos amplificadores aferindo a tensão de saída (V_O) nos bornes 7 e 8 utilizando o diagrama elétrico de simulação apresentado na Figura 28. Realizaram-se algumas análises a partir do registro dos sinais aferidos por um osciloscópio nos pontos identificados como: (1), (2), (3), (4) e (5) no diagrama da Figura 28. Todas as medidas apresentadas nesta seção foram feitas no modo AC⁸ do osciloscópio.

Com base nas informações apresentadas na seção 4.4, comparou-se o amplificador modelado analiticamente com o as medidas realizadas, analisando a coerência das tensões medidas, observando as características abaixo:

- Atenuação entre o sinal G_F e sinal de entrada diferencial V_{d1} e V_{d2} , identificados na Figura 28 como pontos (2) e (3) ;
- Resposta em frequência dos amplificadores, analisando o ganho de tensão $A_V(V/V)$ e de Magnitude (dB) entre o sinal de entrada diferencial V_{d1} e V_{d2} e o sinal de saída V_O , nas frequências de 10 a 1900Hz;

5.1.1. Atenuação do sinal G_F e sinal de entrada diferencial V_d

Inicialmente ajustou-se potenciômetros P_{R1} , P_{R2} e P_{R3} da Figura 21 de forma a manter os sinais com amplitude de 4 mVpp. Conforme apresentado na seção 4.2 a interface EMG possui entrada diferencial, para satisfazer a condição de entrada diferencial, os potenciômetros foram ajustados com pequenas diferenças entre si. O ajuste da tensão V_d de entrada foi realizado graficamente observando o sinal V_d em relação ao sinal G_F .

Na Figura 29 pode-se observar a atenuação de G_F (1) em relação à V_{d1} (2). A amplitude do sinal V_d aferida pelo osciloscópio é de 4,48 mVpp como sinal G_F possui amplitude de 54 mVpp a taxa de atenuação do sinal é de aproximadamente 1/12. O sinal gerado pelo gerador de funções foi de 50 mVpp, porém devido a baixa

⁸ Modo de acoplamento AC do osciloscópio retira as componentes de correntes continua do sinal.

amplitude do sinal, e ao nível de ruído, a medição no osciloscópio apresentou valor de 54 mVpp, ou seja, um erro de leitura de aproximadamente 8%.

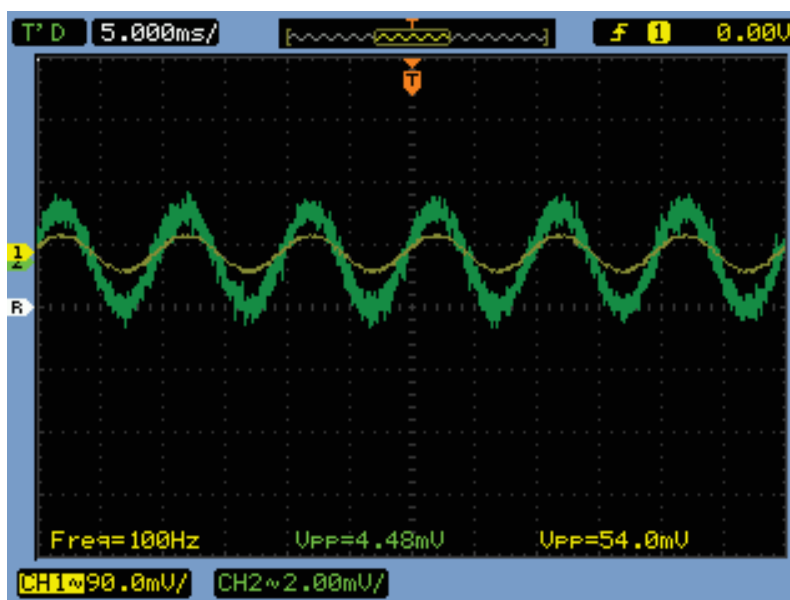


Figura 29—Sinais de tensão aferidos em G_F e V_{d1} . Em verde o sinal de entrada V_{d1} aferido no ponto (2); em amarelo o sinal G_F (1).
Fonte: O autor (2017).

5.1.2. Resposta em frequência do amplificador de biopotenciais

Após ajuste da tensão diferencial V_d , verificou-se o ganho de tensão A_V no espectro de frequências da banda passante do amplificador de biopotenciais.

As Figuras 30, 31, 32, 32, 33, 34, 35 e 36 apresentam registro dos sinais medidos na saída V_{O1} juntamente com o sinal de entrada diferencial V_{d1} , identificados no diagrama da Figura 28 como ponto (2) e ponto (4) respectivamente.

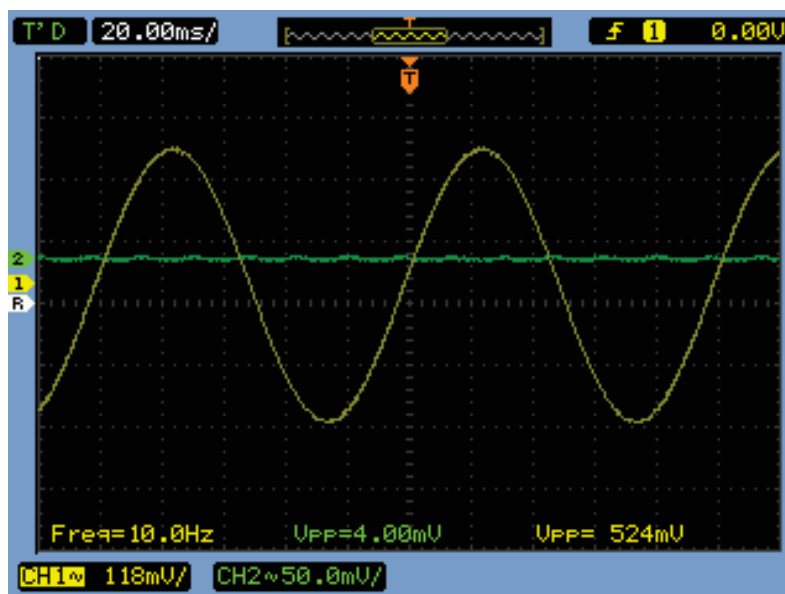


Figura 30 – Sinal senoidal de 10 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

Como pode ser visualizado na Figura 30 a amplitude do sinal de saída para a frequência de 10 Hz é de aproximadamente 524 mVpp, amplificando um sinal de entrada de 4 mVpp em 131 vezes, ou seja, o ganho $A_V(V_{O1} / V_{d1})$ calculado foi de 131 V/V.

Analogamente, calculou-se o ganho A_V para as frequências de 30 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 139 Hz, 294 Hz, 543 Hz e 1900 Hz, a partir das medições registradas nas figuras 31, 32, 33, 34, 35, 36 e 37 respectivamente.

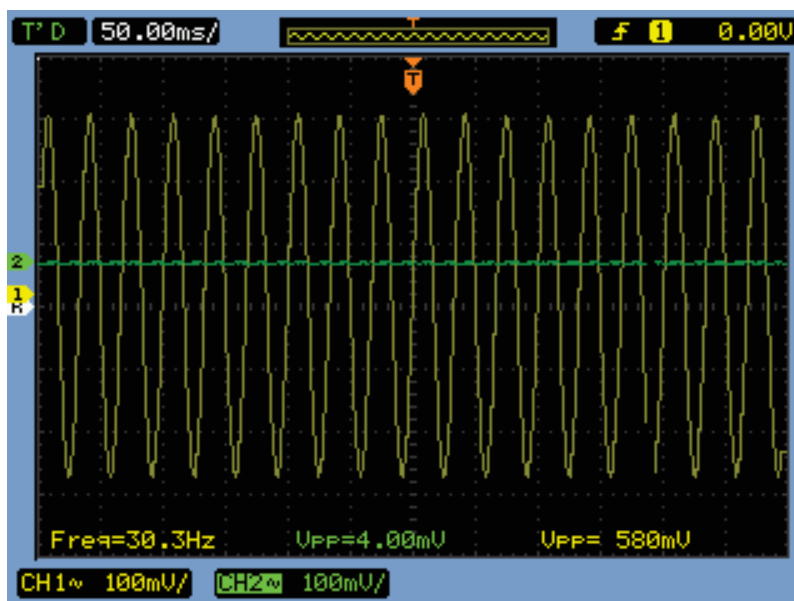


Figura 31 – Sinal senoidal de 30 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

Calculou-se a partir das medidas registradas na Figura 31a razão de ganho (A_V) entre o sinal de saída V_{O1} (em amarelo) e entrada diferencial V_{d1} (em verde), substituindo os valores obteve-se $A_V = 145$ V/V.

Analogamente calculou-se razão de ganho $A_V = 147$ V/V para as medidas registradas na Figura 32.

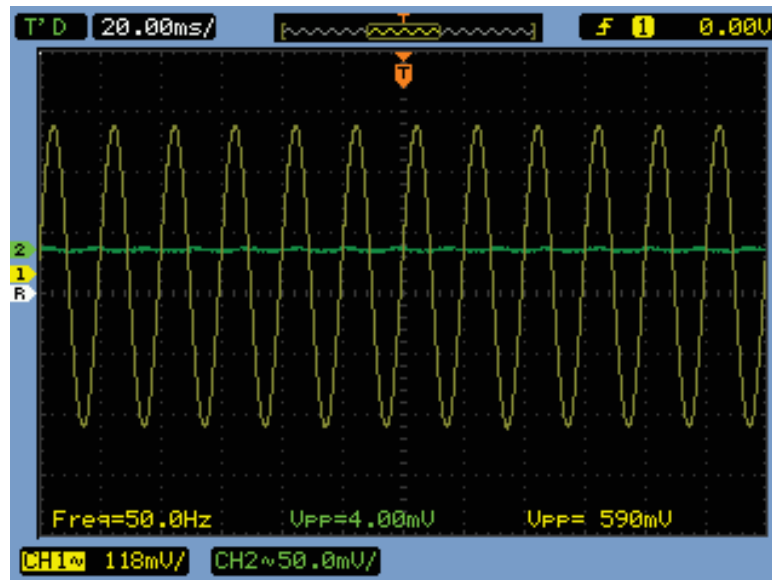


Figura 32 – Sinal senoidal de 50 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

Calculou-se a partir das medidas registradas na Figura 33 a razão de ganho (A_V) entre o sinal de saída V_{O1} (em amarelo) e entrada diferencial V_{d1} (em verde), substituindo os valores obteve-se $A_V = 154,5$ V/V.

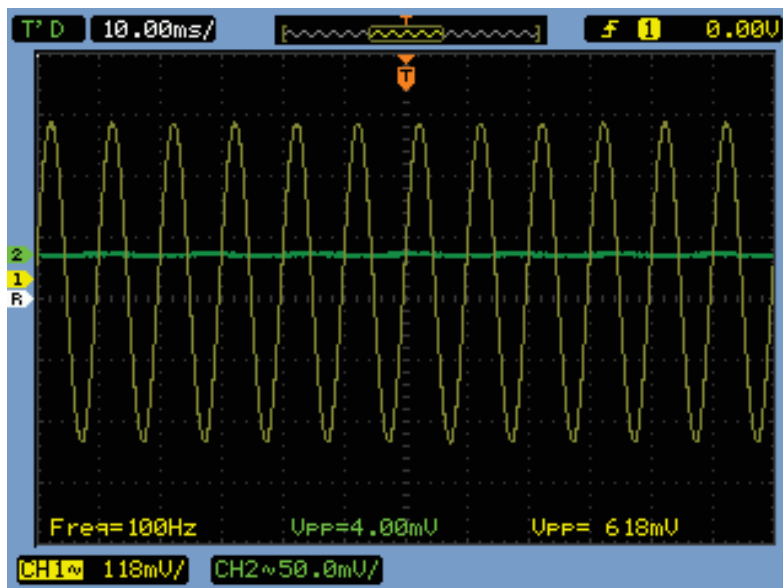


Figura 33 – Sinal senoidal de 100 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

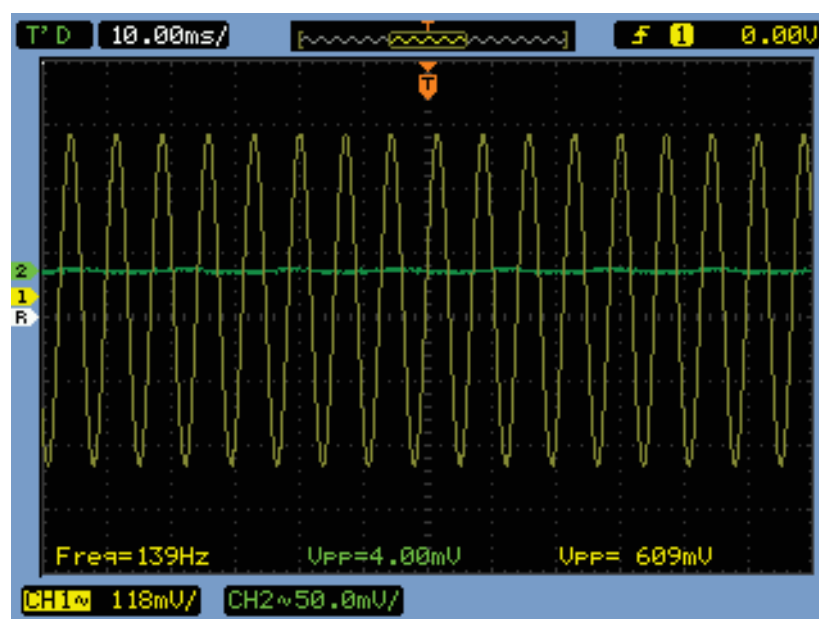


Figura 34 – Sinal senoidal de 139 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

Calculou-se a partir das medidas registradas na Figura 34 a razão de ganho (A_V) entre o sinal de saída V_{O1} (em amarelo) e entrada diferencial V_{d1} (em verde), substituindo os valores obteve-se $A_V = 152,3$ V/V.

Analogamente calculou-se razão de ganho $A_V = 142,7$ V/V para as medidas registradas na Figura 35.

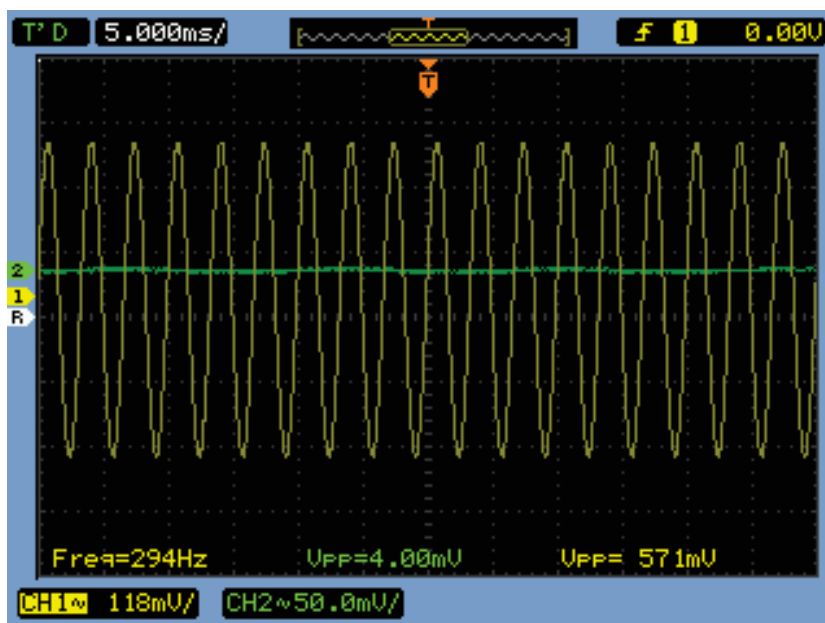


Figura 35 – Sinal senoidal de 294 Hz na de saída V_{01} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

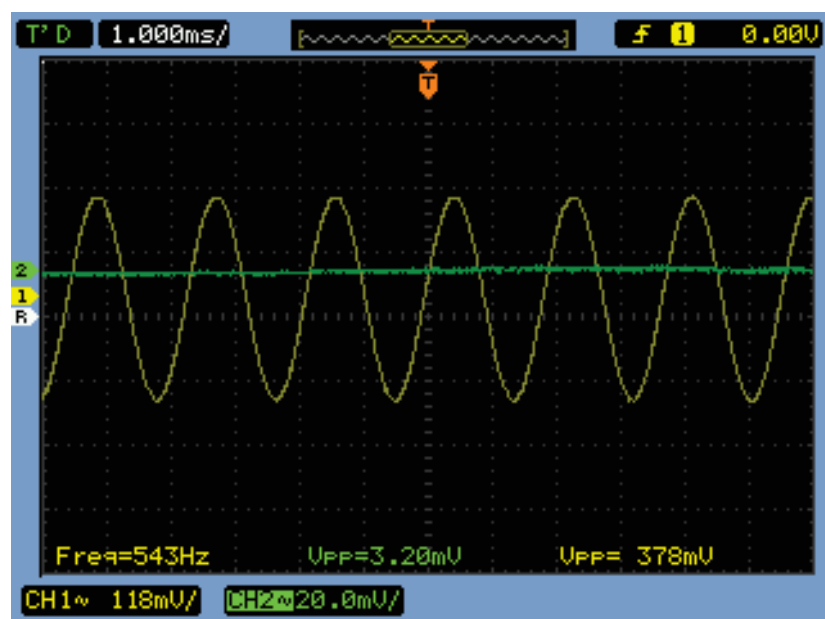


Figura 36 – Sinal senoidal de 543 Hz na de saída V_{01} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

Calculou-se a partir das medidas registradas na Figura 36 a razão de ganho (A_V) entre o sinal de saída V_{01} (em amarelo) e entrada diferencial V_{d1} (em verde), substituindo os valores obteve-se $A_V = 94,3$ V/V.

Analogamente calculou-se razão de ganho $A_V = 11$ V/V para as medidas registradas na Figura 37.

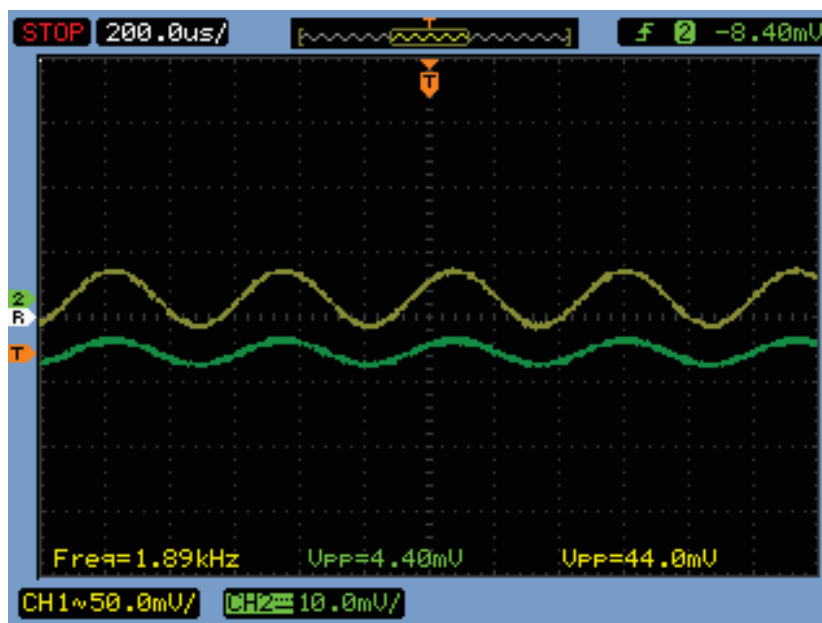


Figura 37 – Sinal senoidal de 1900 Hz na de saída V_{O1} (amarelo) amplificado e no mesmo gráfico em verde o sinal de entrada V_{d1} .
Fonte: O autor (2017).

5.2. MEDIDAS DOS SINAIS NA INTERFACE GRÁFICA DESENVOLVIDA

Após a validação do amplificador de biopotenciais, analisou-se os sinais registrados pela da IHM. As medidas foram realizadas no ponto (6) utilizando do diagrama de testes da Figura 28. Conforme indicado na seção 4.8, a taxa de amostragem dos ADCs foi parametrizada em 1 kSPS, ou seja, uma amostra coletada a cada 1 ms.

As medidas visualizadas no *software* possuem a mesma referência de tensão identificada como “Terra” no circuito da Figura 27. Portanto da Figura 38 a Figura 44, avaliou-se o funcionamento da IHM a partir da entrada de sinais senoidais nas frequências de 8 Hz, 20 Hz, 40 Hz, 80 Hz, 100 Hz, 200 Hz e 540 Hz, utilizando o valor de amplitude de 4 mVpp na entrada diferencial V_{d1} (2) ajustado na seção 5.1.1. Registrou-se a tensão de saída V_{O1} (4) no ADC do MCU, este converteu os sinais e enviou ao computador pacotes de dados contendo os valores de tensão lidos, com o auxílio do *software* programado foi gerada a visualização das tensões medidas.

As Figuras 38, 39, 40, 41, 42, 43 e 44 apresentam o registro dos sinais visualizados na tela principal do *software* desenvolvido.

Na tela principal do programa foi utilizada a opção de ajuste “Tempo ms”, para ajustar a quantidade amostras visualizadas gráfico V_o x Amostra.

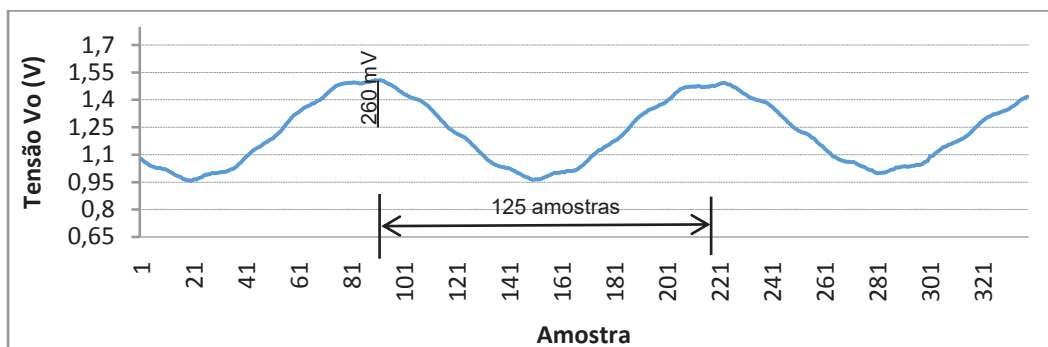


Figura 38 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 8Hz inserido na entrada diferencial Vd do amplificador da IHM desenvolvida; Em destaque a tensão de pico de 260 mV e período de 125 amostras de um ciclo.

Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 38 mediu-se a amplitude de aproximadamente 520 mVpp, a partir de um sinal de entrada de 4 mVpp o ganho calculado do amplificador a partir da tensão medida na figura é de aproximadamente 130 V/V ou 42,2 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A frequência do sinal periódico excursionado pode ser verificada através da quantidade de amostras entre as tensões de pico. Conforme apresentado na figura o sinal amostrado possui 125 amostras entre duas tensões de pico, como o intervalo amostrado é de 1 ms o período (T) é de aproximadamente 125 ms. A frequência pode ser calculada a partir da equação $f=1/T$, substituindo o período (T) na equação, calcula-se a frequência $f = 8$ Hz.

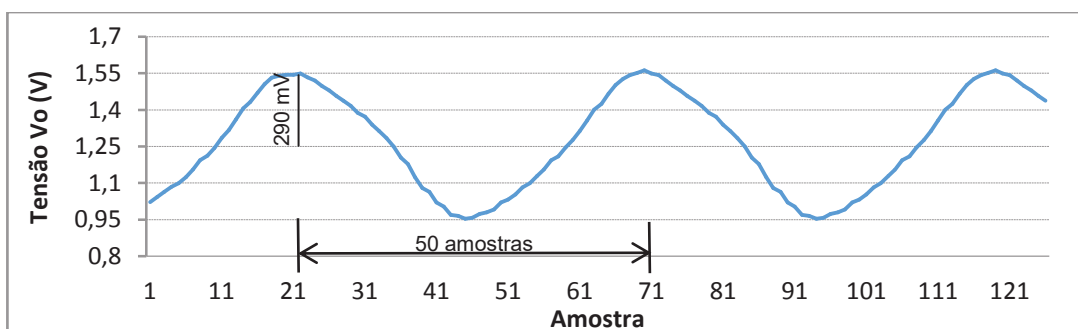


Figura 39 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 20 Hz inserido na entrada diferencial Vd do amplificador da IHM desenvolvida. Em destaque a tensão de pico de 290 mV e período de 50 amostras em um ciclo.

Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 39, análogo as medidas realizadas para a Figura 38, mediu-se a amplitude de aproximadamente 580 mVpp, calculou-se o ganho do amplificador de aproximadamente 145 V/V ou 43,2 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A

frequência período (T) é de aproximadamente 50 ms. Calculou-se a frequência $f = 20$ Hz.

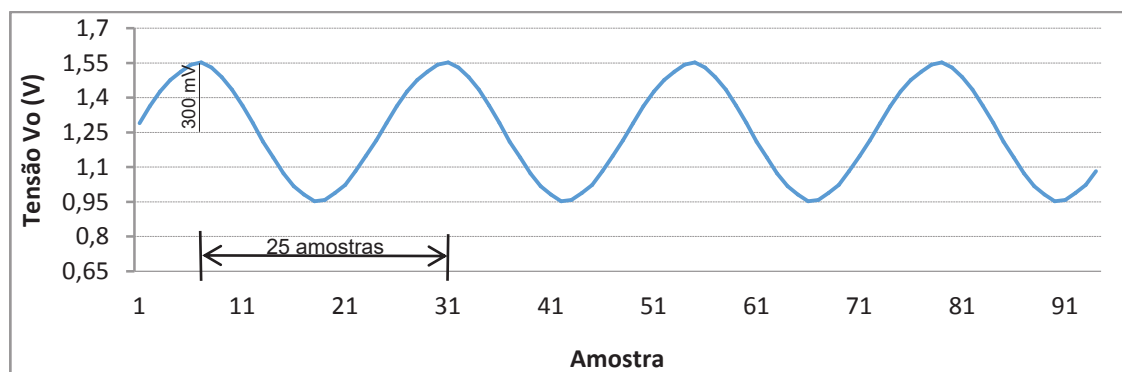


Figura 40 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 40 Hz inserido na entrada diferencial V_d do amplificador da IHM desenvolvida. Em destaque a tensão de pico de 300 mV e período de 25 amostras em um ciclo.
Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 40, análogo as medidas realizadas para a Figura 38 mediu-se a amplitude de aproximadamente 600 mVpp, calculou-se o ganho do amplificador de aproximadamente 150 V/V ou 43,5 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A frequência período (T) é de aproximadamente 25 ms. Calculou-se a frequência $f = 40$ Hz.

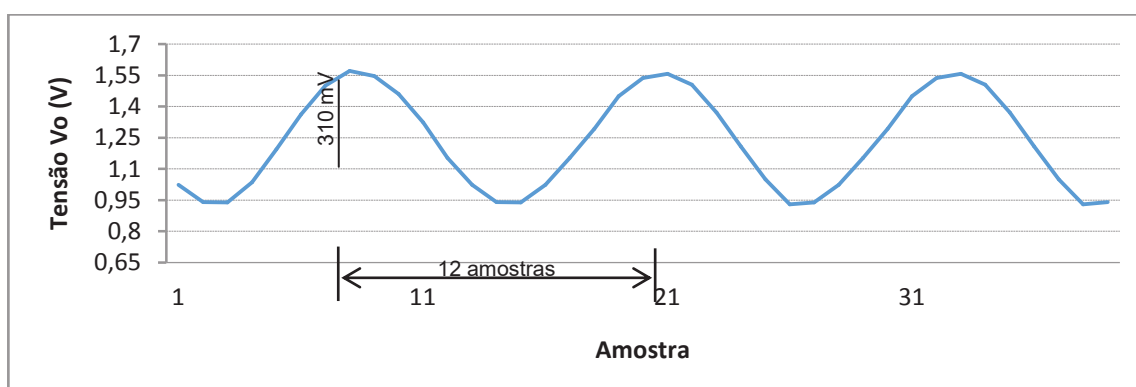


Figura 41 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 80 Hz inserido na entrada diferencial V_d do amplificador da IHM desenvolvida. Em destaque a tensão de pico de 310 mV e período de 12 amostras em um ciclo.
Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 41, análogo as medidas realizadas para a Figura 38 mediu-se a amplitude de aproximadamente 620 mVpp, calculou-se o ganho do amplificador de aproximadamente 155 V/V ou 43,8 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A

frequência período (T) é de aproximadamente 12 ms. Calculou-se a frequência $f \approx 80$ Hz.

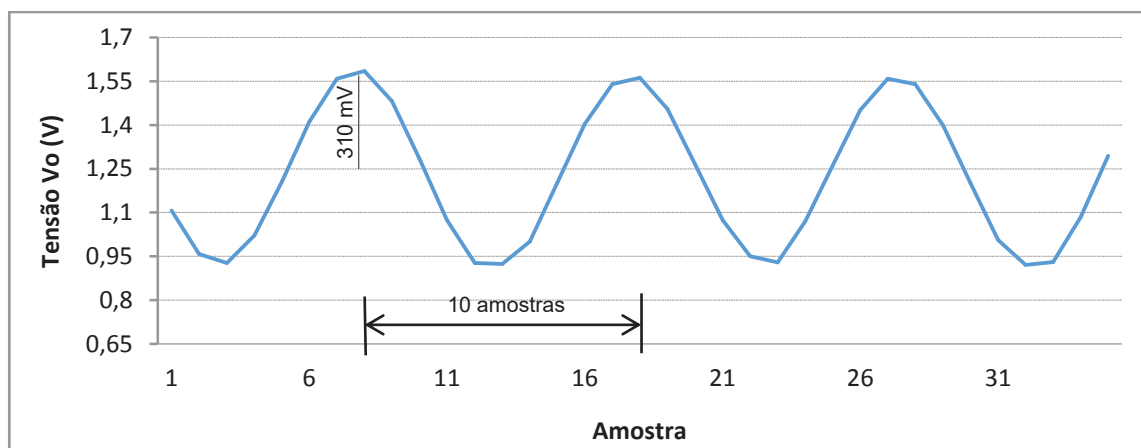


Figura 42 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 100 Hz inserido na entrada diferencial V_d do amplificador da IHM desenvolvida. Em destaque a tensão de pico de 310 mV e período de 10 amostras em um ciclo.
Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 42, análogo as medidas realizadas para a Figura 38 mediu-se a amplitude de aproximadamente 620 mVpp, calculou-se o ganho do amplificador de aproximadamente 155 V/V ou 43,8 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A frequência período (T) é de aproximadamente 10 ms. Calculou-se a frequência $f = 100$ Hz.

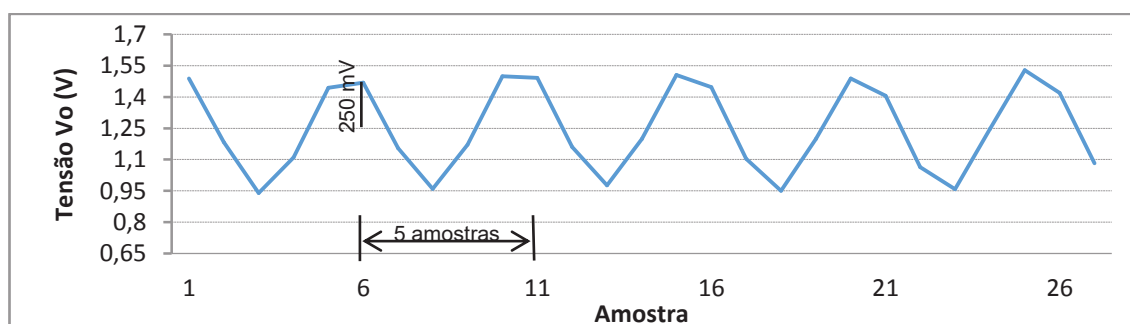


Figura 43 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 200 Hz inserido na entrada diferencial V_d do amplificador da IHM desenvolvida. Em destaque a tensão de pico de 250 mV e período de 5 amostras em um ciclo.
Fonte: O autor (2017).

Para o sinal registrado na Figura 43, análogo as medidas realizadas para a Figura 38 mediu-se a amplitude de aproximadamente 500 mVpp, calculou-se o ganho do amplificador de aproximadamente 125 V/V ou 41,9 dB. A tensão de saída é excursionada em torno da tensão de *offset* $V_{OFF} = 1,25$ V, conforme projetado. A

frequência período (T) é de aproximadamente 5 ms. Calculou-se a frequência $f = 200$ Hz. Na figura, observam-se deformações na forma de onda do sinal devido à pequena quantidade de amostras coletadas do sinal analógico. Pois para a frequência de 200 Hz, coleta-se apenas 5 (cinco) amostras por período, apesar de satisfeito o critério de *Nyquist* o sinal digital registrado perde informações.

A Figura 44 apresenta o sinal senoidal registrado na tela do computador através do *software* desenvolvido, análogo às medidas realizadas na Figura 38. Podem ser percebidas distorções significativas no sinal nas formas de onda e amplitude do sinal. O sinal recebido possui frequência fundamental de 540 Hz, a conversão A/D parametrizada pelo MCU é realizada a uma taxa de amostragem de 1 kSPS, portanto para frequências superiores a 500 Hz, o teorema de *Nyquist* apresentado na seção 2.3.1 não é satisfeito, desta forma desconsideraram-se as perdas de informação observadas na figura.

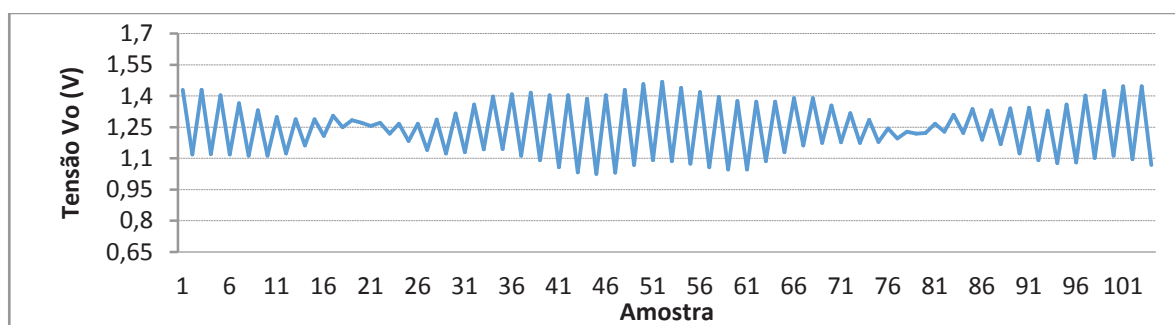


Figura 44 - Sinal visualizado na tela do computador, resultante de um sinal senoidal de 540Hz inserido na entrada diferencial Vd do amplificador da IHM desenvolvida.

Fonte: O autor (2017).

5.3. DISCUSSOES

Após os resultados apresentados nas seções 5.1 e 5.2 elaborou-se a Tabela 1 contendo a resposta em frequência dos valores de ganho A_V (V/V) e Magnitude (dB) calculados a partir dos valores de V_{O1} e Vd medidos e apresentados nas duas seções.

Tabela 1 - Resposta em frequência medida

Frequência	$\sim A_v$ (V/V) medidas osciloscópio	\sim Magnitude (dB) medidas osciloscópio	$\sim A_v$ (V/V) medidas computador	\sim Magnitude(dB) medidas computador
8 Hz	-	-	130	42,2
10 Hz	131	42,3	-	-
20 Hz	-	-	145	43,2
30,3 Hz	145	43,2	-	-
40 Hz	-	-	150	43,5
50 Hz	147	43	-	-
80 Hz	-	-	155	43,8
100 Hz	154,5	43,8	155	43,8
139 Hz	152,3	44	-	-
200 Hz	-	-	125	41,9
294 Hz	142,7	43	-	-
543 Hz	94,5	39	-	-
1900 Hz	11	20	-	-

Fonte: O autor (2017).

A partir da magnitude (dB) calculada na Tabela 1, gerou-se o diagrama de bode apresentado na Figura 45, ilustrando graficamente a resposta na frequência do amplificador de biopotenciais construído.

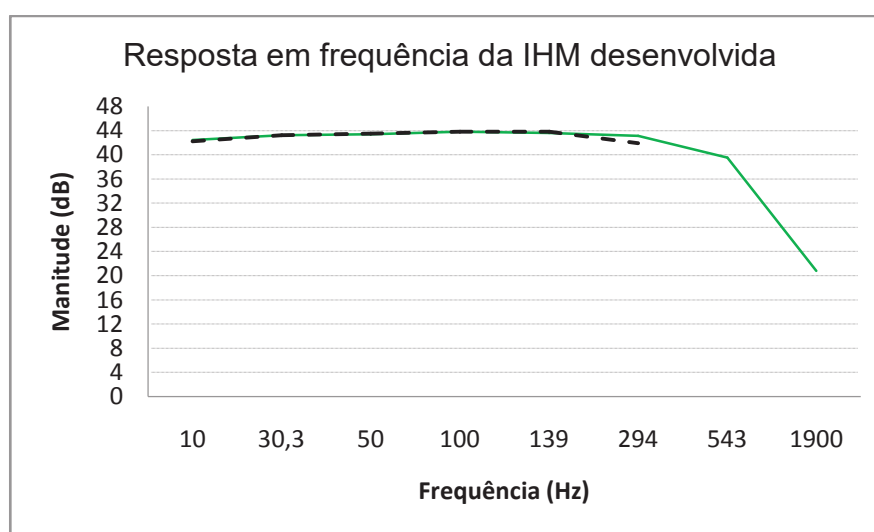


Figura 45 – Medidas da resposta na frequência do equipamento IHM construído. Em verde contínuo as medidas realizadas pelo osciloscópio e tracejado na cor preta as medidas realizadas pelo *software* desenvolvido.
Fonte: O autor (2017).

Para avaliar a resposta em frequência do amplificador construído apresentada na Figura 45, com o auxílio de um *software* de simulação matemática, gerou-se o diagrama de bode para a função de transferência do amplificador apresentada na seção 4.4.

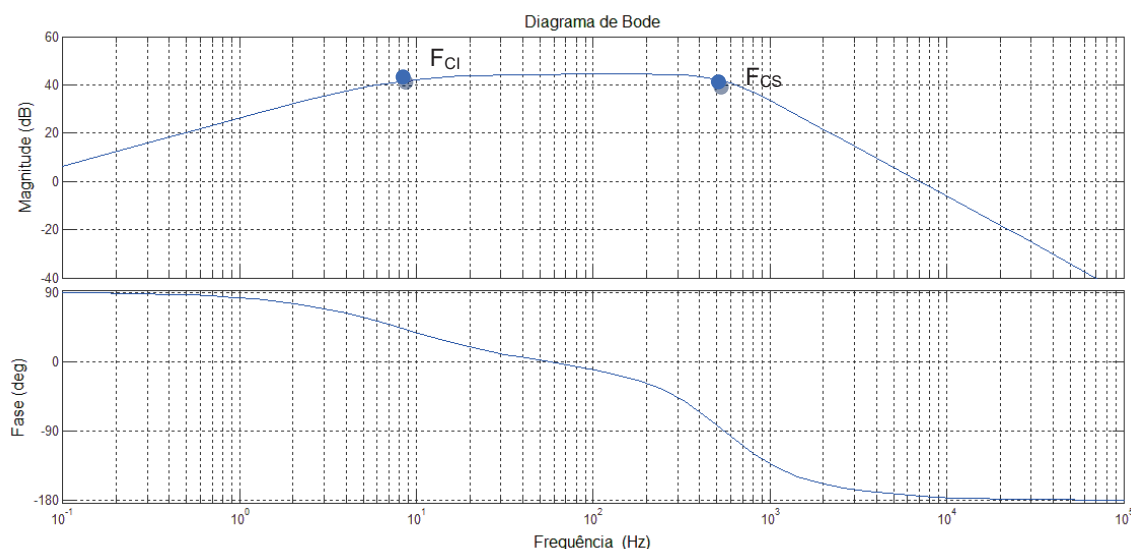


Figura 46 – Diagrama de bode simulado a partir da função de transferência $H_A(s)$ do amplificador de biopotenciais construído. O ponto F_{Cl} (frequência de corte inferior) em aproximadamente 8 Hz possui magnitude aproximada de 41 dB, F_{CS} (frequência de corte superior) em aproximadamente 540 Hz possui magnitude aproximada de 41 dB. A banda passante do amplificador tem magnitude em torno de 44 dB. Fonte: O autor (2017).

Comparando o gráfico da Figura 45 com o da Figura 46, observa-se que as medidas realizadas no amplificador construído convergem com as características de resposta na frequência simuladas. Comportando-se o amplificador construído como um filtro passa banda com ganho na banda passante de aproximadamente 44 dB, frequência de corte inferior $F_{Cl} \approx 8$ Hz e frequência de corte superior $F_{CS} \approx 540$ Hz com inclinações de -20 e -40 dB/década respectivamente.

Após visualização das tensões de saída (V_O) obteve-se para os canais 1 e 2 do amplificador respostas similares para as mesmas frequências, não foram detectadas deformações nas formas de onda do sinal na banda passante no amplificador de biopotenciais. Desconsideraram-se as deformações ocorridas por conta do processo de digitalização (conversão A/D) em frequências superiores a 200 Hz, pois conforme mencionado na seção 2.3 grande parte das informações do sinal EMG estão entre as frequências de 50 a 150 Hz. Caso seja necessário em uma aplicação futura, poderá ser aumentada a taxa de amostragem da conversão A/D do MCU, desde que seja observada a capacidade de processamento (*clock*) e memória (*SRAM* e *Flash*) do MCU.

Conforme apresentado na seção 4.3.3 o sinal de saída é excursionado em torno do 1,25 V evitando tensões negativas no ADC do MCU utilizado. Nos testes de funcionamento do amplificador não houve necessidade de aumentar o ganho do

mesmo, mas caso em uma aplicação futura seja necessário alterar o ganho G_D projetado na seção 4.2, deve-se certificar previamente se a alteração do ganho manterá o sinal excursionado limitado entre 0 e 3,3 V.

6. CONCLUSÃO

No desenvolvimento deste trabalho foram apresentados conhecimentos da fisiologia muscular, necessários para entender o processo de captura de um sinal EMG. Além disso, foram discutidos métodos para captura e processamento dos biopotenciais musculares. Nas análises preliminares apresentaram-se as técnicas de captura e processamento dos sinais, tais como filtragem e circuito DRL. Baseado nessas informações projetou-se um amplificador de biopotenciais dedicado ao tratamento de sinais EMG. Este, em conjunto com um MCU e um *software* programado em Labview, forma a IHM proposta neste trabalho.

Com base nas características do sinal EMG, amplamente discutidas na literatura especializada, definiu-se uma frequência de amostragem que serviu de base para o desenvolvimento do *firmware* do MCU. O código desenvolvido contempla o controle do fluxo de dados (*buffer*), conversão A/D e comunicação com um PC através de protocolo USART. Além disso, foi desenvolvido um *software* de supervisão responsável por receber os dados do MCU e apresentá-los em interface gráfica.

Após a construção da IHM, foram realizados testes de validação do funcionamento da interface desenvolvida em bancada eletrônica. Para isso, desenvolveu-se um circuito atenuador, baseado em ponte de *Wheatstone*, que permitiu a geração de sinais com características semelhantes a um típico sinal EMG (amplitude e frequência), onde os resultados foram apresentados no Capítulo 5. Os testes apresentaram resultados próximos aos valores simulados na etapa de projeto, pois o amplificador de biopotenciais apresentou resposta em frequência de um filtro passa banda com frequências de corte inferior e superior aproximadas em 8 Hz e 540 Hz, respectivamente, com ganho na banda passante de aproximadamente 44 dB, conforme projetado. Portanto a resposta em frequência levantada apontou uma compatibilidade para aplicação da IHM para sinais EMG, de acordo com as características apresentadas no Capítulo 2.

As etapas de conversão A/D, comunicação e visualização dos dados através de *software* de supervisão desenvolvido foram validadas conforme o procedimento apresentado na seção 5.2, observou-se poucas deformações na forma de onda dos sinais apresentados para as frequências entre 50 Hz até 200 Hz, ou seja, no espectro de maior informação do sinal EMG informado na seção 2.3.

Através da análise das figuras 26 a 46, pode-se observar o funcionamento da IHM construída neste projeto. Caso seja utilizada em outros projetos, a interface pode ser facilmente adaptada de acordo com a aplicação, seja alterando a programação do Labview no PC ou adicionando mais canais ao sistema (sendo necessário alterar o firmware do MCU neste caso). Ademais, o sistema desenvolvido possui custo relativamente baixo, devido ao uso de *softwares* em versões gratuitas para programação e MCU incluso em kit de avaliação de baixo custo (Tiva).

Como sugestão para projetos futuros pode-se utilizar este trabalho para capturar movimentos musculares. Para tanto recomenda-se identificar os padrões de reação muscular utilizando a interface IHM desenvolvida. Ao identificar os padrões, sugere-se desenvolvimento de sistema de controle para dispositivos. A partir destas informações estima-se que os dados capturados da IHM poderão ser usados e interpretados a partir das informações de tensão ou frequência.

Este projeto também pode servir de base para construção de próteses eletromecânicas, pois estes dispositivos necessitam captar reações musculares e processá-las objetivando a movimentação do membro mecânico.

7. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. (2008). *Fundamentos de Circuitos Elétricos* (3ª ed.). (A. Griesi, A. P. Junior, & J. L. Nascimento, Trads.) Porto Alegre, RS, Brasil: Bookman.

Amorim, C. F., & Marson, R. A. (2012). *Application of Surface Electromyography in the Dynamics of Human Movement, Computational Intelligence in Electromyography Analysis - A Perspective on Current Applications and Future Challenges*.(D. G. Naik, Ed.) Acesso em 10 de Outubro de 2017, disponível em Intech - Open Science Open Minds | InTechOpen: <https://www.intechopen.com/books/computational-intelligence-in-electromyography-analysis-a-perspective-on-current-applications-and-future-challenges/application-of-surface-electromyography-in-the-dynamics-of-human-movement>

Berne, R. M., Levy, M. N., & Koeppen, B. M. (1998). *Physiology*. Philadelphia: Elsevier Mosby.

Cardoso, A. S. (2010). *Instrumentação e Metodologias de Medição*. Belo Horizonte: UFMG Universidade Federal de Minas Gerais.

De Luca, J. C. (Dezembro de 1996). Surface Electromyography: Detection and Recording. *Journal of Applied Biomechanics* , pp. 135-163.

Enoka, R. M. (2000). *Bases Neuromecânicas da Cinesiologia*.São Paulo: Manole.

Hermens, H. J., Freriks, B., Dißelhorst-Klug, C., & Günter, R. (05 de 10 de 2000). Development of recommendations for SEMG sensors and sensor placement procedures. *Journal of electromyography & kinesiology: official journal of the International Society of Electrophysiology and Kinesiology* , pp. 361-374.

Heuningen, R. V., Goovaerts, H. G., & de Vries, F. R. (1984). A low noise isolated amplifie system for electrophysiological measurements: basic considerations and design. *Medical and Biological* , pp. 77-85.

Hospital Israelista Albert Einstein;. (01 de Janeiro de 2016). *Cirurgia Robótica*. Acesso em 01 de Junho de 2016, disponível em Hospital Israelita Albert Einstein: <https://www.einstein.br/especialidades/cirurgia/programa/cirurgia-robotica>

Huhta, J. C., & Webster, J. G. (20 de 2 de 1973). 60-hz interference in electrocardiography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* , pp. 91-101.

Instruments, Texas. (12 de Junho de 2014). *Tiva™ C Series TM4C123GH6PM Microcontroller Data Sheet (Rev. E)*. Acesso em 05 de Junho de 2017, disponível em Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments - TI.com: <http://www.ti.com/lit/ds/spms376e/spms376e.pdf>

Kandel, E. R., Schwartz, J. H., & Jessell, T. M. (2000). *Principles of Neural Science*. New York: McGraw-Hill.

Kay, A. (13 de 08 de 2013). *The decoupling capacitor...is it really necessary?* - Precision Hub - Blogs - TI E2E Community. Acesso em 23 de 08 de 2017, disponível em TI E2E Community: https://e2e.ti.com/blogs_/b/precisionhub/archive/2013/08/13/the-decoupling-capacitor-is-it-really-necessary

Kitchin, C., & Counts, L. (2006). A designer's guide to instrumentation amplifiers. *Analog Devices Design Reference*.

Kugelstadt, T. (2005). Getting the Most Out of your Instrumentation Amplifier Design. *Analog Applications Journal, Vol 4Q*, pp. 25-29.

Marchetti, P. H., & Duarte, M. (2006). Instrumentação em Eletromiografia. *Laboratório de Biofísica, Escola de Educação física e Esporte Universidade de São Paulo*, p. 29.

Pfrimer, F. W. (2009). *Plataforma eletromecânica para simulação de entorse de tornozelo e medida de tempo de resposta muscular através de eletromiografia*. Campinas, SP, Brasil: Universidade Estadual de Campinas.

Prutchi, D., & Norris, M. (2005). *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation*. Hoboken, New Jersey: Jhon & Whinley .

Reis, F. A. (2014). *Sistema Muscular*. Acesso em 10 de 08 de 2017, disponível em UFJF - Universidade Federal de Juiz de Fora: <http://www.ufjf.br/anatomia/files/2012/04/SISTEMA-MUSCULAR-2014.pdf>

Robertson, G. E., Caldwell, G. E., Hamil, J., Kamen, G., & Whittlesey, S. N. (2004). *Research methods in biomechanics*. Chicago, IL, USA: Human Kinetics.

Rocha, H. V., & Baranauskas, M. C. (2000). *Design e Avaliação de Interfaces Humano-Computador*. São Paulo, SP, Brasil: IME-USP.

Sadiku, M. N. (2012). *Elementos de Eletromagnetismo*. Porto Alegre: Bookman.

Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2004). *Microelectronic Circuits (5 ed ed.)*. Oxford, England: Oxford University Press, Incorporated.

Soderberg, G. L., & Cook, T. M. (1984). *Electromyography in Biomechanics*. London: American Physical Therapy Association Inc.

Texas Instruments. (01 de Maio de 1998). *FET-Input, Low Power Instrumentation Amplifier datasheet*. Acesso em 07 de Julho de 2016, disponível em Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments - TI.com: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina121.pdf>

Texas Instruments. (2016, Setembro). *LM340/LM78XX Series 3-Terminal Positive Regulators datasheet (Rev. L)*. Retrieved Agosto 29, 2017, from Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments - TI.com: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7800.pdf>

Texas Instruments. (Maio de 2013). *LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators (Rev. C)*. Acesso em 29 de Agosto de 2017, disponível em Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments - TI.com: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm79.pdf>

Texas Instruments. (12 de Junho de 2014). *Tiva™ C Series TM4C123GH6PM Microcontroller Data Sheet (Rev. E)*. Acesso em 05 de Junho de 2017, disponível em Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments - TI.com: <http://www.ti.com/lit/ds/spms376e/spms376e.pdf>

Thakor, N. V., & Webster, J. G. (27 de 12 de 1980). Ground-free ECG recording with two electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* , pp. 699-704.

UTFPR. (2017). *Comite de Ética em Pesquisa envolvendo Seres Humanos da UTFPR*. Acesso em 23 de Agosto de 2017, disponível em Universidade Tecnológica Federal do Paraná: <http://www.utfpr.edu.br/comites/>

Winter, B. B., & Webster, J. G. (1983). Driven-right-leg circuit design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* , pp. 62-66.