



**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
COORDENADORIA DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA E INTEGRAÇÃO ACADÊMICA
PROGRAMA DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA E EM DESENVOLVIMENTO
TECNOLÓGICO E INOVAÇÃO**

RENAN PRANDO DAVANZO

RELATÓRIO PARCIAL

INICIAÇÃO CIENTÍFICA:

PIBIC CNPq (), PIBIC CNPq Ações Afirmativas (), PIBIC UFPR TN (), PIBIC Fundação Araucária (), PIBIC Voluntária (X), Jovens Talentos (), PIBIC EM ().

INICIAÇÃO EM DESENVOLVIMENTO TECNOLÓGICO E INOVAÇÃO:

PIBITI CNPq (), PIBITI UFPR TN (), PIBITI Funttel ou PIBITI Voluntária ().

(Período no qual esteve vinculado ao Programa 12/2017 a 07/2018)

ANÁLISE DE CIRCUITOS PARA APLICAÇÃO EM ELETROMIOGRAFIA

Relatório Parcial apresentado à
Coordenadoria de Iniciação Científica
e Integração Acadêmica da
Universidade Federal do Paraná -
Edital 2017/2018 (ano de início e
término do Edital).

Marlio Bonfim / Departamento de Engenharia Elétrica

Estudo de Estruturas Magnéticas para Eletrônica de Spin / 2006019145

**CURITIBA
2018**

ANÁLISE DE CIRCUITOS PARA APLICAÇÃO EM ELETROMIOGRAFIA

RESUMO

O documento relata o trabalho de pesquisa desenvolvido em uma das etapas do projeto de pesquisa, em que aborda o uso de um circuito eletrônico de tratamento de sinais SEMG (eletromiografia de superfície) de baixo-custo, tamanho reduzido e favorável para aplicação em tecnologias “wearables”.

Palavras-chave: Instrumentação, Bioengenharia, Eletromiografia

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de aquisição e processamento de sinais biomédicos permitem a análise de estruturas e de processos biológicos e fisiológicos, auxiliando médicos e pesquisadores no processo de diagnósticos e tratamento de doenças ou estudo do corpo humano. Com o avanço da tecnologia e a interdisciplinaridade de campos científicos, a bioengenharia evolui consideravelmente e hoje ocupa um papel importante na medicina - contribuindo com melhorias ou com novidades de métodos de análise de sinais biomédicos - e também na economia - abrindo maiores possibilidades de comercialização de produtos (de monitoramento fisiológico, por exemplo) para cidadãos comuns.

A bioengenharia é um ramo interdisciplinar de engenharia que varia desde a análise teórica, empreendimentos não experimentais para aplicações de última geração [1], utilizando conceitos de biologia, química, elétrica, mecânica, óptica, dentre outros, para auxiliar a área médica. A instrumentação biomédica é uma de suas áreas de estudo, envolvendo aquisição de sinais biológicos, tais como ciclo cardíaco e contração muscular, utilizando sensores e transdutores biomédicos. Os sensores e transdutores biomédicos são responsáveis por transformar sinais biológicos em sinais elétricos, e assim poderão ser tratados e processados por um sistema eletrônico capaz de armazenar esses dados em uma unidade de memória digital ou transmiti-los de alguma forma a um sistema seguinte.

Para detectar movimentos musculares, podemos usar, dentre outros sensores, eletrodos de eletromiografia de superfície. SEMG (Eletromiografia de superfície) é uma técnica não-invasiva para medição da atividade elétrica no músculo que ocorre durante ciclos de contração e relaxamento muscular [2]. Os eletrodos emitem sinais elétricos que devem ser tratados, buscando eliminar ruídos e sinais fora da faixa de frequência desejada e amplificar a amplitude do sinal para viabilizar um processamento digital.

O projeto atualmente se encontra no desenvolvimento de um amplificador de instrumentação para o tratamento de sinais SEMG de tamanho compacto, com poucos componentes e baixo preço de produção, buscando ser confiável, acessível economicamente no mercado e favorável para aplicação em tecnologias “wearables”. Espera-se, em seguida, aplicar o sistema de tratamento de sinais SEMG em sistemas digitais para processamento e aquisição digital para acionamento de próteses. A atuação do aluno está voltada à análise teórica, simulações computacionais e modelagem matemática do sistema, auxiliando nas escolhas dos componentes eletrônicos e contribuindo para a criação do método de projeto do circuito de amplificação proposto.

2. REVISÃO DA LITERATURA

Os amplificadores de instrumentação comumente realizam o tratamento do sinal através de diversos estágios, ou seja, são usados amplificadores e filtros em cascata [3] para adequar o sinal elétrico gerado pelos sensores, de modo a permitir a leitura desses sinais por um sistema de processamento ou aquisição digital. Porém, as aplicações de sistemas de aquisição e processamento de sinais SEMG caminham para tecnologias “wearables”, onde o trabalho de otimização de espaço do circuito eletrônico é essencial para a viabilidade prática do projeto [4].

3. MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 O Sinal Eletromiográfico

O movimento muscular nos permite realizar tarefas como andar, ficar sentado e empurrar objetos graças às contrações musculares. A ação muscular é acionada por sinais elétricos recebidos de um nervo motor [5]. Pela Lei de Faraday, os sinais elétricos gerando ondas eletromagnéticas que se propagam pelos tecidos do corpo até a superfície corporal. Os eletrodos detectam essas ondas e transformam em pulsos elétricos. A amplitude do sinal SEMG é um sinal estocástico que pode ser razoavelmente representada por uma função distribuição Gaussiana. Amplitudes e bandas de frequências típicas são de 0 a 10 mV e 5 a 500 Hz [6], ilustrado na figura 1, a esquerda, a resposta no tempo onde podemos notar as amplitudes de tensão do sinal, e a direita, a resposta na frequência que mostra a região de frequências mais importantes para análise de sinais SEMG. A localização e o tipo de material do eletrodo mudam ligeiramente as características de detecção e sinal de saída.

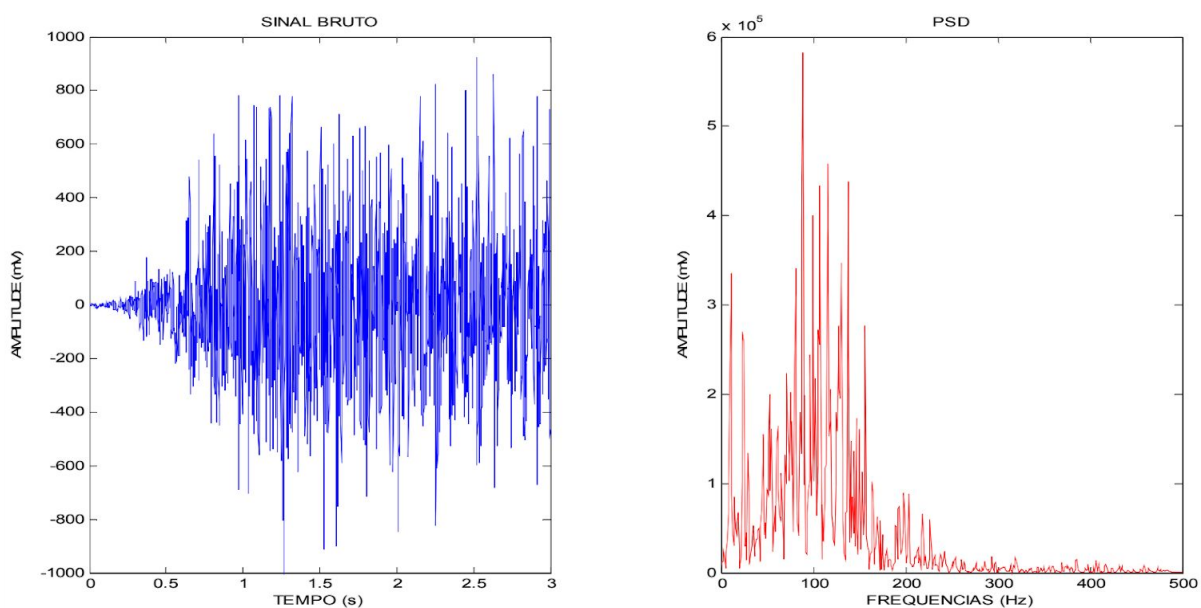


Figura 1: Gráfico representativo dos componentes do sinal EMG bruto (análise temporal e de frequências, respectivamente) [7]

3.2 - Sistema de tratamento do sinal SEMG

A utilização de um filtro de sinal se faz necessária para amplificar a amplitude do sinal e remover ruídos. O circuito projetado é composto por um amplificador diferencial para tratar sinais de dois eletrodos de eletromiografia de superfície. A amplificação diferencial detecta a diferença de potencial entre os eletrodos e cancela as interferências externas [8], como ruídos ambientes,

movimento dos componentes, e inerentes aos próprios componentes utilizados, devido a rejeição de modo comum. Uma das fontes de ruído mais importantes é da alimentação na rede elétrica (60 Hz, no Brasil), e o tratamento de sinal deve atuar eficientemente para atenuar esse ruído a níveis desprezíveis de tensão. Além disso, o amplificador deve contar alta impedância de entrada, para o bom casamento de impedância alta do eletrodo.

O esquema elétrico do circuito projetado está representado na figura 2. Os eletrodos estão representados como fontes de tensão $V1$ e $V2$, conectadas na porta não inversora dos amplificadores operacionais $OP1$ e $OP2$, respectivamente. A relação entre as resistências dos resistores $R1$ e $R2$, além do ramo com o resistor RA e CA , afetam na amplificação do sinal SEMG (será discutido mais adiante).

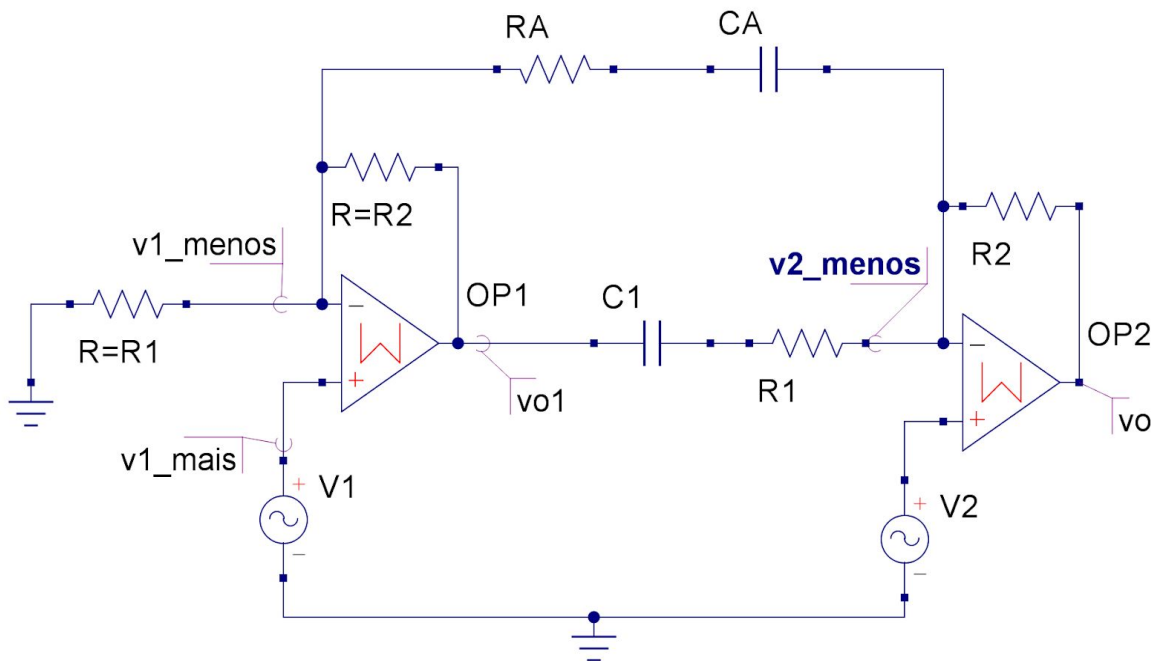


Figura 2: Esquema elétrico do circuito de tratamento de sinal SEMG

É utilizado o CI LM324N, um circuito integrado com quatro ampops (amplificadores operacionais) independentes, de alto ganho e com compensação interna de frequência [9]. Esses amplificadores apresentam resistência de entrada na ordem de 100 M Ω , ganho de malha aberta máximo de 1000 e CMRR mínimo de 60 dB para ganho unitário e 85 dB para ganhos entre 100 a 1000 [10].

3.3 Modelagem matemática do sistema de tratamento de sinal

O ganho de tensão de um amplificador diferencial é dado pela razão entre o nível de tensão na saída pela diferença entre os níveis de tensão dos sinais de entrada $v1$ e $v2$, ou seja

$$A_{v, dif} = \frac{v_o}{v_1 - v_2} \quad (1)$$

O ganho de tensão em modo comum é dado pela equação

$$A_{v, cm} = \frac{v_o}{v_1 + v_2} \quad (2)$$

O fator de rejeição de modo comum é dado por

$$CMRR = \frac{A_{v, dif}}{A_{v, cm}} \quad (3)$$

Seja A_o o ganho de tensão do ampop. Os ampops com compensação interna de frequência, como do CI LM324N, apresentam o ganho A_o dependente da frequência do sinal de entrada de acordo com a equação no domínio de Laplace

$$A_o = \frac{G_o}{1 + \frac{s}{\omega_o}} \quad (4)$$

sendo G_o o ganho de tensão do ampop em malha aberta e ω_o a frequência angular de corte. [11]

Sejam R_1 , R_2 e R_3 os valores da resistência elétrica dos resistores R1, R2 e R3, respectivamente, do circuito apresentado na figura 2; C_1 e C_A os valores de capacitância dos capacitores C1 e CA, respectivamente; v_1 e v_2 as tensões das fontes V1 e V2; e v_n^- e v_n^+ as tensões nas portas inversora e não inversora, respectivamente, dos amplificadores operacionais (OPn, sendo $n=\{1,2\}$) do circuito da figura 2.

A impedância da associação em série do resistor R1 e capacitor C1 pode ser representada pela expressão no domínio de Laplace

$$Z_3 = R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1} \quad (5),$$

assim como para RA e CA,

$$Z_A = R_A + \frac{1}{s \cdot C_A} \quad (6)$$

Para modelagem matemática do circuito, analisamos primeiro o amplificador operacional OP1. Considerando impedância de entrada do OP1 infinita, fazemos a análise de nós (Lei das Correntes de Kirchhoff) no nó da porta inversora de OP1:

$$v_1^- = \frac{v_{o1} + v_2^- \cdot \frac{R_1}{Z_A}}{2 + \frac{R_1}{Z_A}} \quad (7)$$

A tensão de saída de um amplificador operacional de tensão é o produto do ganho de tensão do amplificador operacional com a diferença de tensão entre a porta não inversora e a porta inversora.

Então, a tensão de saída de OP1 é dada pela equação

$$v_{o1} = A_o \cdot (v_1 - v_1^-) \quad (8)$$

Fazendo o mesmo procedimento para OP2, temos, pela Lei das Correntes de Kirchhoff,

$$v_2^- = (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left(\frac{v_o}{R_1} + \frac{v_1^-}{Z_A} + \frac{v_{o1}}{Z_3} \right) \quad (9)$$

e pela equação de tensão de saída de um amplificador operacional de tensão,

$$v_o = A_o \cdot (v_2 - v_2^-) \quad (10)$$

Então, podemos encontrar v_1^- :

$$v_1^- = v_o \cdot \frac{\frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A}}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} + v_1 \cdot \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} = v_o \cdot A + v_1 \cdot B \quad (11)$$

sendo

$$A = \frac{\frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A}}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \quad (12)$$

e

$$B = \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \quad (13).$$

Reescrevendo (9),

$$v_2^- = (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{v_o}{R_1} + \frac{v_1^-}{Z_A} + \frac{A_o}{Z_3} (v_1 - v_1^-) \right] \quad (14)$$

Assim, substituindo v_1^- da equação (11) em (9):

$$v_2^- = (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[v_o \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{A}{Z_A} - \frac{A_o \cdot A}{Z_3} \right) + v_1 \cdot \left(\frac{B}{Z_A} + \frac{A_o}{Z_3} - \frac{A_o \cdot B}{Z_3} \right) \right] \quad (15)$$

Finalmente, substituindo v_2^- (15) em (10),

$$v_o = \frac{A_o}{1 + A_o \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{A}{Z_A} - \frac{A_o \cdot A}{Z_3} \right)} \cdot \left[v_2 - v_1 \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left(\frac{B}{Z_A} + \frac{A_o}{Z_3} - \frac{A_o \cdot B}{Z_3} \right) \right] \quad (16)$$

A equação completa da tensão de saída, substituindo A e B, é dada a seguir

$$v_o = \frac{A_o}{1 + A_o \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{1}{R_1} + \frac{\frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A}}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o}{Z_3} \right) \right]} \cdot \left\{ v_2 - v_1 \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{A_o}{Z_3} + \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o}{Z_3} \right) \right] \right\} \quad (17)$$

Portanto, obtemos os ganhos de tensão diferencial $A_{v, dif}$ e comum $A_{v, cm}$

$$A_{dif} = \frac{A_o}{1 + A_o \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{1}{R_1} + \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \right]} \cdot \left\{ 1 + (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{A_o}{Z_3} + \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o \cdot 1}{Z_3} \right) \right] \right\} \quad (18)$$

$$A_{cm} = \frac{A_o}{1 + A_o \cdot (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{1}{R_1} + \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \right]} \cdot \left\{ 1 - (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{A_o}{Z_3} + \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o \cdot 1}{Z_3} \right) \right] \right\} \quad (19)$$

Com isso, o fator de rejeição de modo comum é dado por

$$CMRR = \frac{A_{dif}}{A_{cm}} = \frac{1 + (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{A_o}{Z_3} + \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o \cdot 1}{Z_3} \right) \right]}{1 - (R_1 // Z_A // Z_3) \cdot \left[\frac{A_o}{Z_3} + \frac{A_o \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Z_3} \cdot \frac{R_1 // Z_3 // Z_A}{Z_A} \right)}{2 + A_o + \frac{R_1}{Z_A} + R_1 \cdot \frac{R_1 // Z_A // Z_3}{Z_A} \cdot \left(\frac{A_o}{Z_3} - \frac{1}{Z_A} \right)} \cdot \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{A_o \cdot 1}{Z_3} \right) \right]} \quad (20)$$

O ganho de tensão na faixa de frequências da banda passante pode ser calculado considerando a resposta do circuito para sinais contínuos. Para isso, utiliza-se o conceito de curto circuito virtual para amplificadores operacionais com realimentação negativa não saturados (tensão na entrada não inversora igual a inversora). A tensão de saída $v_{o_{cc}}$ do sistema para entrada em corrente contínua é expressa pela equação

$$v_{o_{cc}} = (v_2 - v_1) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2 \cdot \frac{R_1}{R_A} \right) \quad (21)$$

Considerando $R_2 = R_1$ e entrada diferencial, ou seja, $v_2 = -v_1$, temos o ganho de tensão em modo diferencial G_{MAX} do sistema para sinais contínuos

$$G_{MAX} = 4 + 4 \cdot \frac{R_1}{R_A} \quad (22)$$

Para o cálculo da frequência de corte passa baixa f_2 do sistema, considera-se f_2 igual a frequência de corte do ampop OP2, que pode ser descrita pela equação do produto ganho banda. Assim,

$$GBP = G_o \cdot f_o = G_{MAX} \cdot f_2 \quad (23)$$

Então, temos a frequência de corte passa baixa f_2 do sistema

$$f_2 = \frac{GBP}{G_{MAX}} \quad (24)$$

Observou-se que, apesar do reduzido tamanho físico, o circuito apresenta um aumento da complexidade de cálculo da função transferência. Então, foram adotadas técnicas estatísticas para as definições dos parâmetros do amplificador restantes, explicitadas na seção 3.3.

3.3 - Simulações do sistema em programas computacionais

Através do software de simulação de circuitos eletrônicos QUCS, pôde-se validar as equações teóricas, analisar a resposta do sistema no domínio da frequência e encontrar margens de valores dos componentes eletrônicos favoráveis a aplicação proposta.

Temos na figura 3 a seguir gráficos de tensão de saída em modo comum (curva Vocm.v), tensão de saída em modo diferencial (curva Vodif.v) e taxa de rejeição em modo comum (curva CMRR) gerados a partir de uma análise paramétrica da resposta do circuito na frequência, num intervalo de 5 Hz a 1 kHz, com valores de $R_A = 100 \Omega$, $C_A = 110 \mu F$, $GBP = 1 MHz$ (produto ganho banda do amplificador operacional de tensão), $f_o = 10 Hz$ (frequência de corte) e $C_1 = 100 nF$, com R_1 variando num intervalo linear de [60;200] k Ω .

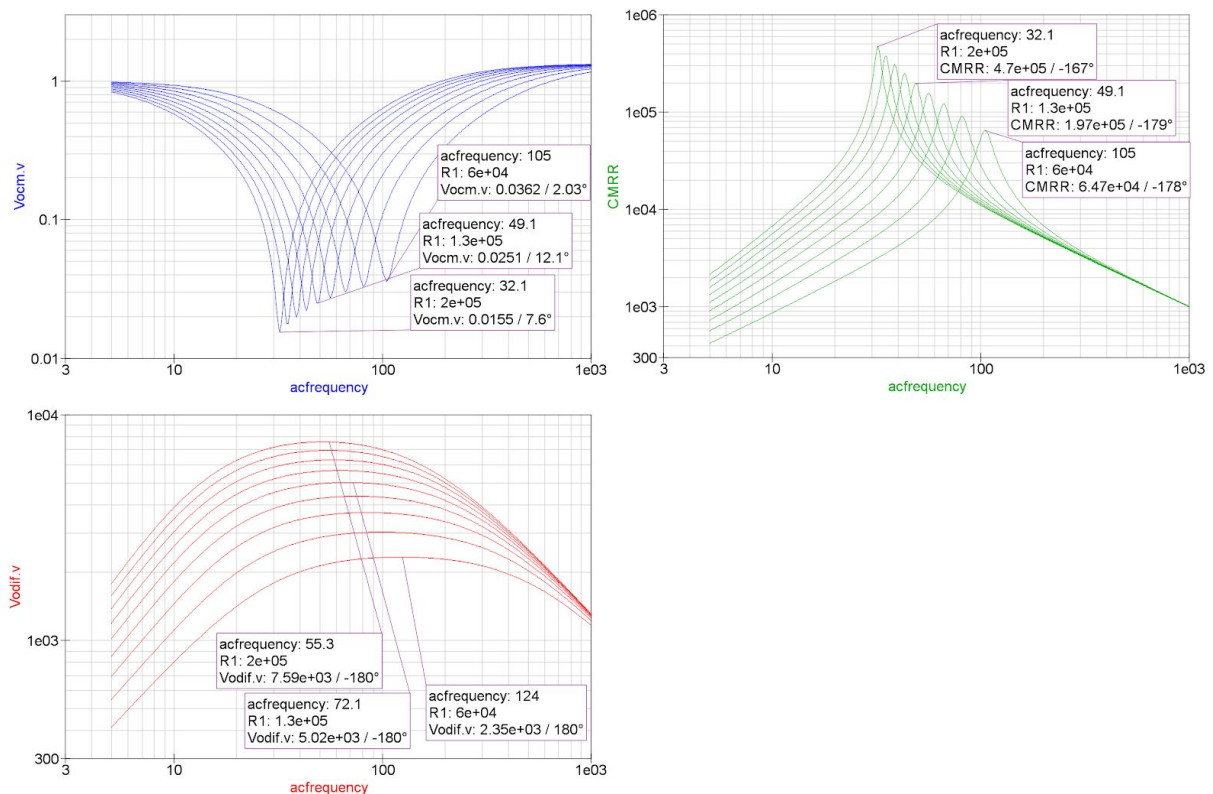


Figura 3: Respostas na frequência do amplificador em análise paramétrica em R_1 : saída para modos diferencial e comum e CMRR

Podemos analisar pela figura o desempenho do sistema em modo diferencial e comum. No modo diferencial, temos um filtro passa banda, com a banda passante e o ganho nessa faixa variável em relação ao valor de R_1 . As possibilidades de banda passante com a variação dos valores de R_1 são favoráveis à aplicação, pois se encontram na faixa de frequências do sinal

SEMG. Além disso, ganho na ordem de kV é suficiente para amplificar sinais SEMG para sistemas de aquisição digital por microcontroladores com entrada analógica de 0 a 12V.

Para que o filtro seja eficiente na eliminação do ruído da alimentação (50 ou 60 Hz), o fator de rejeição em modo comum (CMRR) deve ter seu menor valor numa frequência igual ou muito próxima a da rede de alimentação. Ou seja, os valores dos componentes do circuito devem ser definidos de forma que, na resposta em frequência, a frequência central f_{dip} da tensão de saída v_o com a entrada em modo comum seja aproximadamente igual a frequência de 50 ou 60 Hz.

Devido a complexidade das equações teóricas encontradas para descrever o comportamento do circuito, foram realizadas simulações do circuito pelo *software* QUCS para coletar dados da frequência f_{dip} (frequência central da resposta em frequência do amplificador em modo comum) e da frequência passa-altas f_1 em intervalos de valores dos parâmetros $R_1 = [80; 130] \text{ k}\Omega$, $R_A = [80; 130] \text{ k}\Omega$, $C_1 = [90; 200] \text{ nF}$, $C_A = [80; 130] \text{ }\mu\text{F}$ e $GBP = [0,6; 2] \text{ MHz}$, resultando nas aproximações

$$f_{dip} = 0,2 \cdot \sqrt{\frac{GBP \cdot R_A}{C_1 \cdot R_1^2}} \quad (25)$$

$$f_1 = 0,2 \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_A \cdot C_A}} \quad (26)$$

sendo GBP o valor do produto ganho banda do amplificador operacional.

3.4 Método de projeto do sistema

Foi desenvolvido um método para projetar o circuito amplificador de sinais SEMG utilizando as equações demonstradas, e será demonstrado através de um exemplo. Caso deseja-se um amplificador com ganho máximo na banda passante de 3,9 kV ($G_{desejado} = 3,9 \text{ kV/V}$), com alimentação numa linha de distribuição de energia em corrente alternada de frequência 60 Hz ($f_{dip} = 60 \text{ Hz}$) e banda de passagem entre 19 Hz e 256,410 Hz ($f_1 = 19 \text{ Hz}$ e $f_2 = 256,410 \text{ Hz}$), calcula-se primeiro os valores dos resistores R_1 e R_A .

Da equação (22), temos

$$G_{MAX} = 4 + 4 \cdot \frac{R_1}{R_A} \Rightarrow R_1 = R_A \cdot \frac{G_{MAX} - 4}{4} \quad (27)$$

Sendo $G_{MAX} = G_{desejado} = 3,9 \text{ kV/V}$, podemos atribuir o valor para o resistor $R_A = 100\Omega$, e assim

$$R_1 = 100 \cdot \frac{3,9k - 4}{4} = 97,4 \text{ k}\Omega \quad (28)$$

Para a escolha do ampop, calcula-se o parâmetro do produto ganho banda

$$GBP = f_2 \cdot G_{MAX} = 256,410 \cdot 3,9e3 = 1 \text{ MHz} \quad (29)$$

Utilizando as equações (25) e (26), podemos calcular os valores dos capacitores C1 e CA.

$$fdip = 0,2 \cdot \sqrt{\frac{GBP \cdot R_A}{C_1 \cdot R_1^2}} \Rightarrow C_1 = 0,2^2 \cdot \frac{GBP \cdot R_A}{fdip^2 \cdot R_1^2} \approx 117,122 \text{ nF} \quad (30)$$

$$f_1 = 0,2 \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_A \cdot C_A}} \Rightarrow C_A = 0,2^2 \cdot \frac{1}{f_1^2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot R_A} \approx 97,1304 \text{ uF} \quad (31)$$

Com todos os parâmetros definidos, o circuito pode ser testado computacionalmente para comparar o desempenho solicitado (coluna “Teórico” da tabela) com o desempenho na simulação. Usando os valores dos componentes do circuito (R1, C1, RA, CA e GBP) calculados, usou-se o software de simulação QUCS para coletar os dados do circuito, que estão na coluna “Simulação” da tabela 1. A diferença percentual entre o valor teórico e o coletado da simulação está representado na coluna “Erro”.

	Teórico	Simulação	Erro
Ganho	3,9k	3,79600k	-2,66667%
fdip	60 Hz	60,0717 Hz	0,11950%
f1	19 Hz	20,2650 Hz	-6,65789%

Tabela 1: Análise dos valores de desempenho do circuito calculados pelas equações encontradas e coletados da simulação computacional

Os baixos valores de erro encontrados confirmam a razoabilidade de se utilizar as equações definidas na seção 3.2 para o método de projeto proposto nesta seção, viabilizando a aplicação do sistema proposto para tratamento de sinais SEMG.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

O circuito projetado apresenta respostas favoráveis para a aplicação em amplificação de sinais SEMG, com ganho diferencial na ordem de kV, banda de passagem ajustável e coerente com a aplicação e filtragem eficaz de ruídos da rede de alimentação e dos cabos dos sensores e interferências externas.

O tamanho reduzido do circuito amplificador favorece seu uso em tecnologias “wearables”, ampliando a gama de aplicações desse sistema. Além disso, diminui o custo e aumenta a viabilidade econômica de utilização em larga escala para o mercado consumidor. Foram confeccionadas placas de circuito impresso do circuito, onde podemos ver na figura 4 duas delas (face anterior e posterior) para efeito de comparação com uma moeda de 50 centavos.

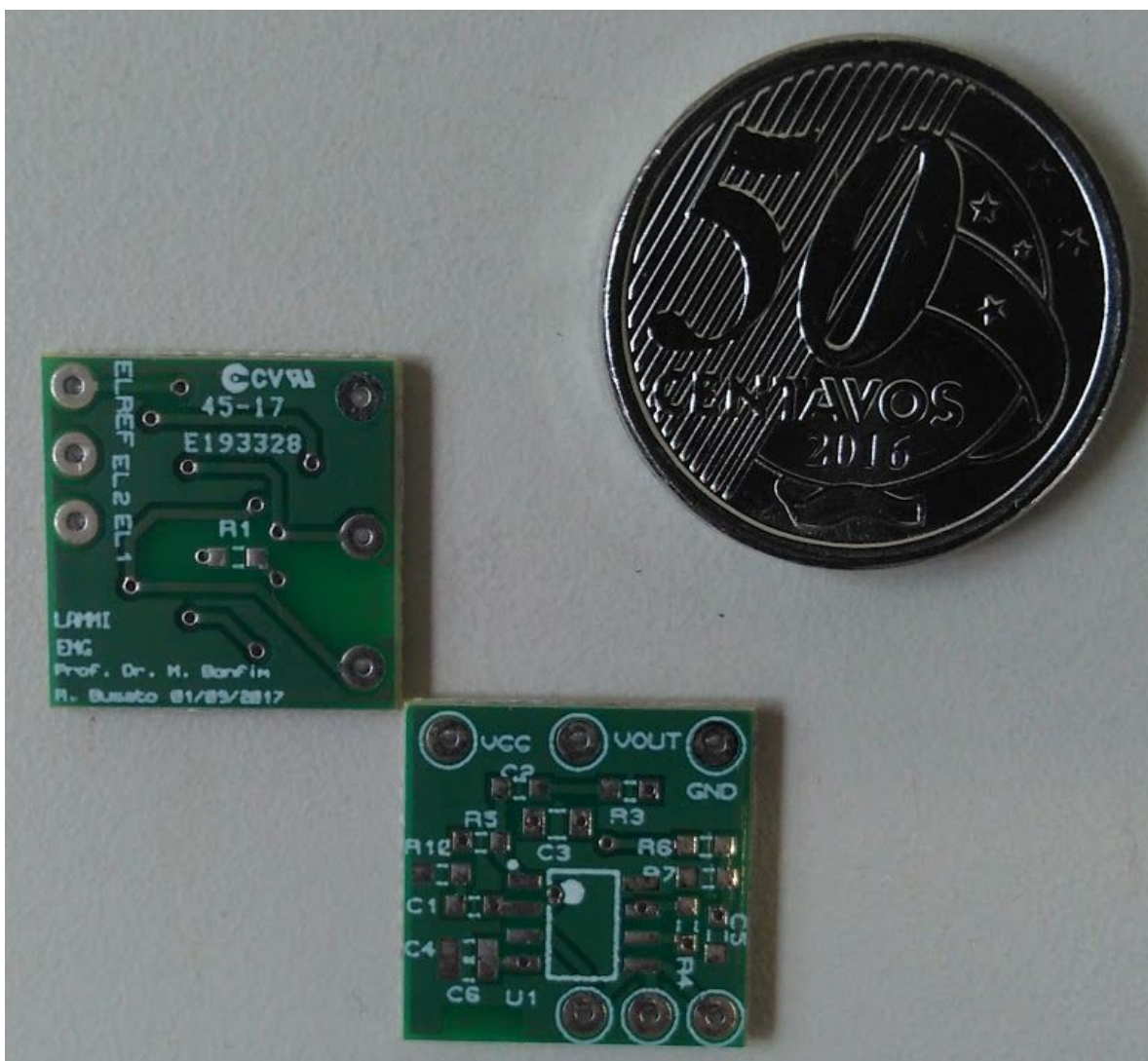


Figura 4: Placa de circuito impresso do sistema de tratamento de sinais SEMG

Na figura 5, temos a placa do circuito projetado a direita. A esquerda da figura (?), está a placa EMG Sensor v7.1.2.1 da Advancer Techonologies, com público consumidor de hobbystas [...] e estudantes [12].

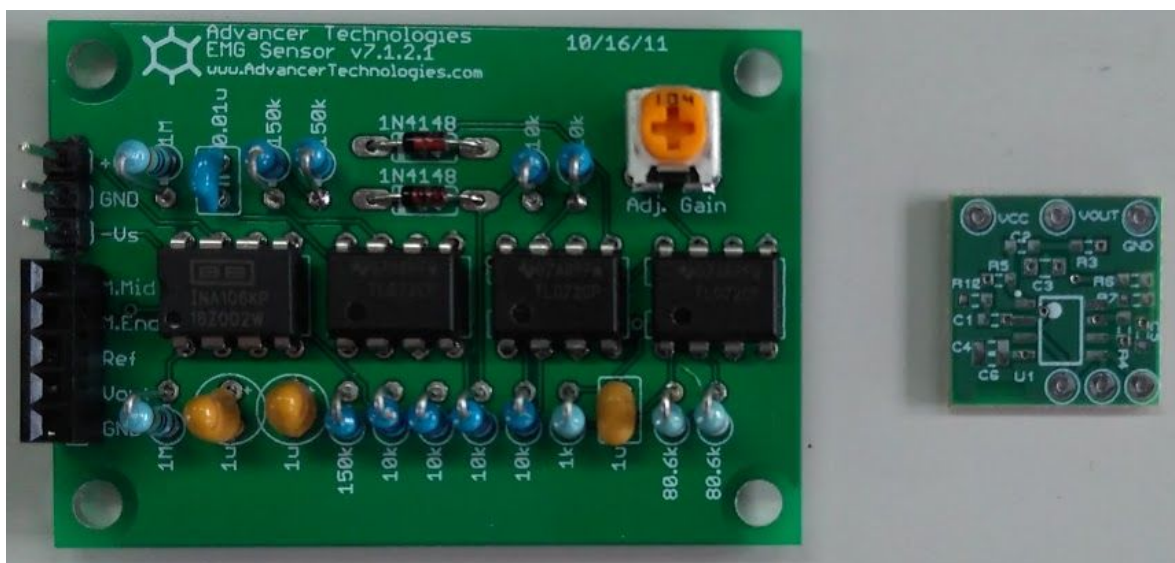


Figura 5: Comparação de tamanho entre EMG Sensor v7.1.2.1 da Advancer Techonologies e a placa do circuito projetado neste projeto de pesquisa

5. REFERÊNCIAS

Listar as referências utilizadas no texto, segundo normas da ABNT ou a utilizada na área da CAPES

[1] Enderle, J.D., Blanchard, S.M., Bronzino, J.D. Introduction to Biomedical Engineering. In: ed. Elsevier Academic Press, 2005.

[2] THOUGHT TECHNOLOGY LTD 2008. **Basics of Surface Electromyography Applied to Psychophysiology**.

Disponível em:

<<http://www.thoughttechnology.com/pdf/manuals/MAR900-01%20SEMG%20applied%20to%20psychophysiology.pdf>>. Acesso em: 08 fev. 2018.

[3] Chung, W., & Rachim, V.P. (2016). Wearable Noncontact Armband for Mobile ECG Monitoring System. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* **10**: 1112-1118.

[4] Karpul, D. Cohen, G. Gargiulo, G. D. van Schaik, A. McIntyre, S. Breen, P. P. (2017) Low-power transcutaneous current stimulator for wearable applications. *BioMedical Engineering OnLine* **16**:118

[5] COTTERIL, R. M. J. **Biophysics: An Introduction**. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2002.

[6] GAMET, D.; FOKAPU, O. **Electromyography**. Laboratory Of Biomechanics And Bioengineering, UMR CNRS 6600, Research Center, Royallieu, University Of Technology Of Compiègne, Compiègne, França: [s.n.], 2008. 1 p. Disponível em:

<http://www.utc.fr/umr6600/doc/ABS/EBBE_DGamet.pdf>. Acesso em: 08 fev. 2018.

[7] MARCHETTI, P. H. DUARTE, M. **Instrumentação em Eletromiografia**. Laboratório de Biofísica, Escola de Educação Física e Esporte, Universidade de São Paulo. Av. Prof. Mello de Moraes, 65, 05508-030, São Paulo, São Paulo, Brasil: [s.n.], 2006. Disponível em: <<http://ebm.ufabc.edu.br/publications/md/EMG.pdf>>. Acesso em: 08 fev. 2018

[8] KONRAD, P. **The ABC of EMG**: A practical introduction to Kinesiological Electromyography. Scottsdale Road, Suite 104 Scottsdale, Arizona 85254: Noraxon U.S.A., Inc., 2006. 13 p.

Disponível em:

<<https://www.noraxon.com/wp-content/uploads/2014/12/ABC-EMG-ISBN.pdf>>. Acesso em: 16 fev. 2018.

[9] Texas Instruments Inc., "LMx24-N, LM2902-N Low-Power, Quad-Operational Amplifiers Datasheets" - 2015- SNOSC16D

[10] BONFIM, M. J. C. THÖNKE, I. ANDRADE, A. M. F. (2017) Circuit of Collection and Storage of Electromyographic Signals. In:1:3

[11] SEDRA, A. S. & K. C. SMITH. *Microelectronic Circuits*. 3. ed. Oxford University Press, 1998.

[12] Advancer Technologies LLC, "MyoWare Muscle Sensor" - 2017. Disponível em: <<http://www.advancertechnologies.com/p/myoware.html> >

- [13] DeLuca, C.J. "Electromyography". Em J. G. Webster, ed, Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation. 2a ed. New York, 2006, Vol. 3, pp.98-109.
- [14] Guyton, A. C. Tratado de Fisiologia Médica. 12 a ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2011.