

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

VINICIUS GRANDO SIRTOLI

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA
PARA APLICAÇÕES EM GRUPOS MUSCULARES.**

JOINVILLE

2015

VINICIUS GRANDO SIRTOLI

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA
PARA APLICAÇÕES EM GRUPOS MUSCULARES.**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Bertemes Filho

JOINVILLE, SC

2015

VINICIUS GRANDO SIRTOLI

**DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO DE BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA
PARA APLICAÇÕES EM GRUPOS MUSCULARES.**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica, como requisito parcial para obtenção do grau de engenheiro eletricitista.

Banca Examinadora:

Orientador: _____

Prof. Dr. Pedro Bertemes Filho
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Prof. Dr. Aleksander Sade Paterno
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Prof. MSc. Joaquim Rangel Codeço
Universidade do Estado de Santa Catarina

JOINVILLE, 8 DE DEZEMBRO DE 2015

RESUMO

A impedância elétrica é uma característica presente em todos os materiais, variando de acordo com o tipo do material e a frequência. Analisando o espectro da impedância elétrica de um determinado material biológico (bioimpedância – BIA) e modelando-o através de um circuito elétrico equivalente, é possível identificar as composições físico-químicas deste material. A análise da bioimpedância permite medir, dentre outras coisas, a composição corporal em seres humanos e, assim, identificar a quantidade e a distribuição da gordura corporal. A gordura corporal pode estar relacionada a doenças, como a hipertensão arterial e a diabetes. Também, esta técnica permite detectar e diagnosticar diferentes tipos de câncer de tecidos. O projeto tem como objetivo a análise da bioimpedância em tecidos musculares. Este trabalho traz uma revisão da literatura acerca das principais áreas que envolvem o estudo da bioimpedância. Também, propõe um fluxograma tutorial mostrando como desenvolver um sistema BIA. Além disso, é projetado, simulado e montado um protótipo de medidor de bioimpedância elétrica, trazendo os resultados e discussões a partir de testes em bancada experimental.

Palavras Chave: Bioimpedância Elétrica, Análise Corpórea, Grupos Musculares.

SUMÁRIO

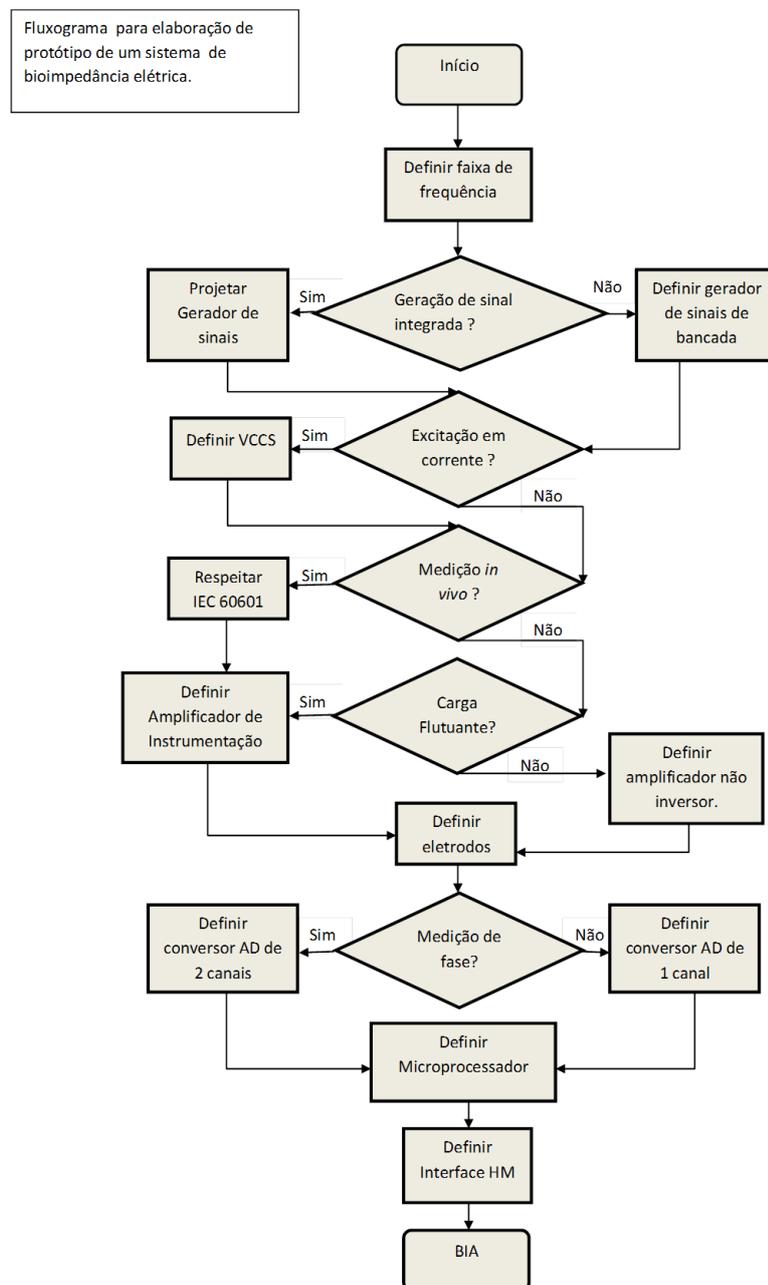
1 ESTADO DA ARTE	6
1.1 INTRODUÇÃO A BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA	7
1.1.1 Dependência da Frequência	7
1.1.2 Modelo da impedância de um tecido	9
1.2 SISTEMAS DE EXCITAÇÃO	14
1.2.1 Circuito Howland	15
1.2.2 Circuito Howland Modificado (Carga Aterrada)	20
1.2.3 Circuito Howland Modificado (Carga Flutuante)	23
1.2.4 Fontes de Erros	25
1.3 CIRCUITOS DE MEDIÇÃO	27
1.3.1 Amplificador de Instrumentação	28
1.3.2 A impedância do Eletrodo	30
1.4 MÉTODOS DE MEDIÇÃO.....	31
1.4.1 Método Bipolar	32
1.4.2 Método Tetrapolar	32
1.5 ASPECTOS DE SEGURANÇA.....	33
1.5.1 Terminologia	34
1.5.2 Teste do aterramento:	35
1.5.3 Correntes de Fuga	36
1.5.4 Correntes do Paciente	38
2 APLICAÇÕES	39
2.1 COMPOSIÇÃO CORPORAL.....	39
2.2 CARACTERIZAÇÃO DE GRUPOS MUSCULARES	40
3 FLUXOGRAMA	45
4 HARDWARE	48
4.1 DAC, AJUSTE DE GANHO E OFFSET.....	48
4.2 FILTRAGEM.....	49

4.3	VCCS HOWLAND.....	50
4.4	AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO (INAMP)	51
4.5	MALHA ATIVA.....	51
4.6	FILTRAGEM E AJUSTE DE OFFSET	52
4.7	DSP	53
5	SIMULAÇÕES.....	55
6	RESULTADOS	59
7	CONCLUSÃO	63
8	REFERÊNCIAS	64

1 ESTADO DA ARTE

Um sistema BIA é composto por vários componentes de diferentes áreas de interesse, sendo necessário o conhecimento das áreas de eletrônica analógica e digital, instrumentação eletrônica, eletromagnetismo, física médica, entre outros. Neste capítulo é adota a ordem de apresentação dos componentes descritos fluxograma tutorial aqui proposto neste trabalho, como pode ser visto na Figura 1.

Figura 1 - Fluxograma para elaboração de um protótipo BIA



Fonte: Autor

1.1 INTRODUÇÃO A BIOIMPEDÂNCIA ELÉTRICA

Em Grimnes and Martinsen (2008), Bioimpedância é a propriedade de um tecido ou material biológico de se opor a passagem de corrente, sendo definida como a razão entre tensão elétrica sobre a corrente, aplica-se tanto para correntes alternadas quanto contínuas. O inverso da impedância é a admitância.

Os tecidos biológicos possuem características tanto de condutores como de dielétricos, isto é, contém cargas livres e fixas. A condutividade (σ) esta relacionada ao movimento das cargas livres, a permissividade relativa (ϵ_r) esta relacionada ao alinhamento das cargas fixas devido à aplicação de um campo elétrico (BERTEMES FILHO, 2002).

Nas frequências usadas na medição de bioimpedância, pode-se considerar que as correntes em baixa frequência se deslocam pelos fluidos extracelulares e em alta frequência pelos fluidos intracelulares e extracelulares. As membranas das células determinam como a corrente irá percorrer o interior da célula, devido a sua composição ser formada basicamente por proteínas e lipídeos insolúveis em água, elas possuem baixíssima condutividade e capacitância, menos de $10^{-7} S/m$ e $10^{-2} F/m^2$ respectivamente, segundo Pethig (1984). Assim é possível concluir que a impedância irá cair de acordo com a frequência. (BERTEMES FILHO, 2002).

Uma amostra de tecido, com área A , espessura x , condutividade σ e permissividade relativa ϵ_r , pode ser representada por modelo de circuito elétrico que consiste de um resistor de valor $x/\sigma A$ em paralelo com um capacitor de valor $\epsilon_0 \epsilon_r A/x$. Entretanto este modelo não se aplica para uma vasta faixa de frequência, pois a condutividade e permissividade relativa podem ser funções da frequência ou não ser homogêneas no volume da amostra, o que ocorre na prática. (BERTEMES FILHO, 2002).

1.1.1 Dependência da Frequência

A permissividade de um dielétrico real pode ser associada a uma admitância Y , onde o negrito representa um número complexo, essa admitância pode ser escrita em termos da condutividade complexa σ ou em função da

permissividade complexa ϵ que é definida por uma capacitância complexa C (BERTEMES FILHO, 2002).

$$Y = G + j\omega C = \frac{A}{x}(\sigma + j\omega\epsilon_o\epsilon_r) = \frac{A}{x}\sigma \quad (1)$$

$$C = \frac{Y^*}{j\omega} = \frac{A}{x}\left(-\frac{j\sigma}{\omega} + \epsilon_o\epsilon_r\right) = \frac{A}{x}\epsilon_o\epsilon_r \quad (2)$$

onde, ω é a frequência angular em radianos, j é $\sqrt{-1}$ e $\epsilon = \left(-j\sigma/\epsilon_o\omega\right) + \epsilon_r$.

Pode-se observar na eq. (1) conforme a frequência tende à zero a condutividade se torna dominante, porém quando a frequência tende a valores mais altos a permissividade se torna dominante. (BERTEMES FILHO, 2002)

Como citado anteriormente, os tecidos biológicos não são homogêneos, entretanto eles também não são isotrópicos, ou seja, a condutividade em diferentes direções não é igual, a este fenômeno se dá o nome de Anisotropia, esta propriedade do material pode ser representada vetorialmente por um tensor de ordem 3. (BERTEMES FILHO, 2002)

Steendijk et al (1993) investigaram a anisotropia dos tecidos do miocárdio usando 2 vetores perpendiculares de 4 eletrodos cada, sendo possível relacionar a condutividade com a direção Θ das fibras através das condutividades em paralelo e perpendicular.

$$\sigma(\theta) = \sqrt{(\sigma_L \sin \theta)^2 + (\sigma_T \cos \theta)^2} \quad (3)$$

onde $\sigma(\Theta)$ é a condutividade no ângulo Θ , σ_L é a condutividade em paralelo e σ_T é a condutividade na direção perpendicular das fibras (BERTEMES FILHO, 2002).

Como esta equação foi obtida através de uma medição de impedância utilizando eletrodos de agulha, que na prática possuem diâmetro finito, uma grande quantidade de erros podem surgir. (BERTEMES FILHO, 2002)

Grimnes and Martinsen (2008) trazem uma tabela que relaciona a condutividade de vários tipos tecidos, em baixa frequência e 1MHz, a fase máxima e a anisotropia, esta tabela é mostrada na Tabela 1.

Tabela 1 - Condutividade de vários tecidos

Tissue	σ (S/m) 1 Hz-10 kHz	σ (S/m) ca 1 MHz	$\Phi_{\text{máx}}$	Anisotropia
Pele Humana seca	10^{-7}	10^{-4}	80°	?
Pele humana molhada	10^{-5}	10^{-4}	30°	?
Osso	0.005-0.06		20°	Forte
Gordura	0.02-0.05	0.02-0.05	3°	Baixa
Pulmão	0.05-0.4	0.1-0.6	15°	Local
Cérebro, massa cinza	0.03-0.4	0.15	15°	Baixa
Cérebro, massa branca	0.03-0.3			Forte
Fígado	0.2	0.3	5°	?
Músculo	0.05-0.4	0.6	30°	Forte
Sangue	0.7	0.7	20°	Dependente
Urina	0.5-2.6	0.5-2.6	0°	0
CSF	1.6	1.6	0°	0
Salina, 0.9%, 20° C	1.3	1.3	0°	0
Salina, 0.9%, 37° C	2	2	0°	0
Água do Mar	5	5	0°	0

Fonte: Grimnes and Martinsen (2008)

A dependência da condutividade dos tecidos em relação a frequência é conhecida como dispersão. Este fenômeno é dividido normalmente em 3 regiões: α , β e γ . A dispersão α ainda não é bem fundamentada, não sendo possível explicar corretamente sua origem, a dispersão β é proveniente de cargas capacitivas geradas nas membranas das células e a dispersão γ resulta principalmente da relaxação dielétrica de moléculas de água livres, como relatado por Grimnes and Martinsen (2008).

1.1.2 Modelo da impedância de um tecido

Segundo Grimnes and Martinsen (2008) um modelo matemático tem intuito fazer um prognóstico da realidade, representando algumas propriedades da realidade a qual reflete. A capacidade de prognóstico dos modelos é a função mais interessante para as áreas de pesquisa, uma vez que permitem investigar uma característica do sistema real que não seria possível ou seria muito mais complexa de ser estudada caso não houvesse um modelo descritivo. No caso da bioimpedância procura-se um modelo elétrico para representa-la.

Em 1940 Kenneth S. Cole propôs a equação abaixo baseado em antigos estudos dele para propor um modelo para a constante dielétrica de suspensões moleculares de tecidos, onde ele explicava a dependência da capacitância das membranas em relação a frequência

$$z = z_{\infty} + \frac{(R_o - R_{\infty})}{(1 + (j\omega\tau)^{\alpha})} \quad (4)$$

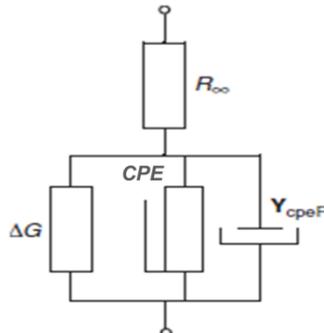
Essa equação foi adaptada, e atualmente é conhecida como a equação Cole_z, representada abaixo.

$$Z = R_{\infty} + \frac{\Delta R}{1 + (j\omega\tau_z)} \quad (5)$$

$$\Delta R = R_o - R_{\infty}$$

Grimnes and Martinsen (2008) relacionam a equação 4 com o circuito da Figura 2.

Figura 2 - Modelo Elétrico da Impedância da pele segundo a equação de Cole



Fonte: Grimnes and Martinsen (2008)

Essa configuração de circuito leva vantagens sobre outras, a única resistência é R_{∞} e só existe um constante de tempo. $\Delta G = 1/\Delta R$, se omitirmos R_{∞} pode-se encontrar a admitância remanescente em paralelo sendo:

$$Y_{cole} = \Delta G + \Delta G(j\omega\tau)^{\alpha} \quad (6)$$

onde τ é um mero fator de multiplicação, transformando em impedância, obteremos um arco circular com constante de tempo τ_z

$$Z_{cole} = \frac{1}{[\Delta G + \Delta G(j\omega\tau_z)^\alpha]} \quad (7)$$

Esta equação representa uma condutância ideal em paralelo com a admitância Y_{cpeF} , o termo CPE (*constant phase element* - elemento de fase constante), e é acrescentado ao modelo para que este imite mais fielmente a impedância de um tecido real em todas frequências. Como a dependência da frequência pode ser modelada, a fase da admitância pode ser considerada independente da frequência.

Em Grimnes and Martinsen (2008) encontra-se uma análise completa do CPE, entretanto neste trabalho será resumida.

Considerando um CPE qualquer, formado por um condutor em paralelo a um susceptor, ambos dependentes da frequência. Se a admitância do tecido dependente da frequência enquanto a fase independente da frequência, podem ser representadas por:

$$Y = G + jB$$

$$\varphi_{cpe} = \arctan \frac{B}{G} \quad (8)$$

onde φ_{cpe} é uma constante e $\frac{B}{G}$ também é uma constante k .

Para que esta condição ocorra, B e G devem variar igualmente de acordo com a frequência. Adiciona-se o índice CPE a G e B para referenciar que correspondem ao CPE.

$$G_{cpe} = G_{\omega=1} \omega^m$$

$$B_{cpe} = B_{\omega=1} \omega^m \quad (9)$$

Para ajustar as dimensões das variáveis, é introduzido o fator de escala de frequência τ , e o produto $\omega\tau$ não possui dimensão. Se aplicado o conceito de $\omega\tau$ às equações acima, com $\omega\tau = 1$ obtém-se:

$$\begin{aligned} G_{cpe} &= G_1(\omega\tau)^m \\ B_{cpe} &= B_1(\omega\tau)^m \end{aligned} \quad (10)$$

Ao acrescentarmos τ , G_{cpe} e B_{cpe} passam a possuir dimensão dada em Siemens [S], logo é possível expressar a impedância e a fase de CPE.

$$\begin{aligned} Y_{cpe} &= (G_1 + jB_1)(\omega\tau)^m \\ \varphi_{cpe} &= \arctan \frac{B_1}{G_1} \end{aligned} \quad (11)$$

Neste caso o termo m não possui restrições e não determina o valor da constante de fase, porém ele define a dependência da frequência de Y_{cpe} e a escala da frequência juntamente com τ . Entretanto se analisarmos o que ocorre quando m compreende valores entre 0 e 1, percebemos que a admitância aumenta com a frequência, assim como ocorre na prática com os tecidos biológicos. Supondo também que a susceptância é capacitiva, como acontece em tecidos reais, teremos que:

$$\begin{aligned} B &= \omega C \\ B_1 &= \left(\frac{1}{\tau}\right)C_1 \end{aligned} \quad (12)$$

Então se substituirmos B_1 na equação da impedância do elemento de fase constante, eq. (11), temos:

$$\begin{aligned} Y_{cpe} &= \left(G_1 + j\left(\frac{1}{\tau}\right)C_1\right)(\omega\tau)^m \\ \varphi_{cpe} &= \arctan \frac{C_1}{\tau G_1} \end{aligned} \quad 0 \leq m \leq 1 \quad (13)$$

A capacitância é dada pela equação (14), Sendo que C_{cpe} diminui com o aumento da frequência para valores $0 \leq m \leq 1$.

$$C_{cpe} = C_1(\omega\tau)^{m-1} \quad (14)$$

Entretanto segundo a lei de Fricke, existe uma correlação entre m e φ , se supusermos que ambas variáveis forem independentes da frequência, obtém-se um CPE, este será chamado de CPE_F , e substitui-se m por α ($m = \alpha$).

$$\begin{aligned} Y_{cpeF} &= G_1(j\omega\tau)^\alpha = (\omega\tau)^\alpha G_1\left(\cos\frac{\alpha\pi}{2} + j\sin\frac{\alpha\pi}{2}\right) \\ Z_{cpeF} &= R_1(j\omega\tau)^{-\alpha} = (\omega\tau)^{-\alpha} R_1\left(\cos\frac{\alpha\pi}{2} - j\sin\frac{\alpha\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

Assim, o fator α aparece na expressão da constante de fase e no expoente da frequência. Então é possível concluir que para um CPE qualquer, não há relação entre m e α , mas para um CPE de Fricke temos $\varphi_{cpeF} = \frac{m\pi}{2} = \frac{\alpha\pi}{2}$.

Voltando ao modelo de Cole mostrado anteriormente na Figura 2, admitindo que $\Delta G = \frac{1}{\Delta G}$ e que se usa o termo ΔG , pois este representa melhor uma variável DC do que G_o . Pode-se substituir essas manipulações algébricas nas equações dos CPE de Fricke, eq.(15)

$$Z_{cpeF} = \frac{1}{\Delta G(j\omega\tau_z)^\alpha} = \frac{1}{\Delta G(j\omega\tau_z)^\alpha} \left(\cos\frac{\alpha\pi}{2} - j\sin\frac{\alpha\pi}{2}\right) \quad (16)$$

Relacionando a impedância com a capacitância, tem-se que:

$$C_{cpeF} = \frac{\Delta G}{\omega} (\omega\tau_z)^\alpha \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \quad (17)$$

O elemento de Cole é uma combinação do CPE_F e da condutância ideal (DC) ΔG , assim ΔG controla a magnitude da admitância CPE_F . A condutância não é um mecanismo separado, é uma parte do mecanismo de dispersão de Cole.

Ainda segundo Grimnes and Martinsen (2008), na equação $Cole_Z$ uma variável de condutância DC independente pode ficar em paralelo com o CPE_F sem distorcer as componentes do CPE_F , isto pode limitar a aplicação desta equação em sistemas reais, por exemplo, na pele a condutância dos dutos sudoríparos ficam em paralelo com a propriedade capacitiva do estrato córneo.

Grimnes and Martinsen (2008) concluem que a admitância é definida por 3 parâmetros: ΔG , G_o e α . Enquanto a escala de frequência é definida pelo constante

de tempo τ_c de um circuito RC. As equações de Cole são de natureza descritiva, portanto não se deve usa-las de forma a explicar um fenômeno sem analisar a relevância do modelo em relação ao sistema real.

1.2 SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

Para medir impedância através de um sistema BIA pode-se aplicar uma tensão ou uma corrente ao material em estudo, entretanto existem vantagens e desvantagens pra cada um dos métodos.

As fontes de tensão são mais comuns na eletrônica, com mais opções no mercado e mais fáceis de serem montadas caso decida-se utilizar um protótipo, porém possuem impedância de saída zero teoricamente, isto implica que dependendo da carga que será medida haverá diferentes correntes.

Devido esta característica, normalmente se usa fontes de corrente para analisar bioimpedância, pois essas possuem impedância de saída teoricamente infinita, logo independentemente da carga, a corrente injetada será sempre a mesma e a tensão medida comparada com a de entrada revelará a impedância da carga.

Este trabalho tem como foco o uso da fonte de corrente controlada por tensão VCCS (sigla em inglês para Fonte de Corrente Controlada por Tensão), este dispositivo é capaz de transformar uma excitação de entrada em tensão em corrente proporcional na saída. Segundo Bertemes Filho (2000) existem algumas maneiras de se fazer uma VCCS, pode-se citar as três principais: A fonte isolada com realimentação negativa, que é a mais simples mas não opera em uma grande faixa de frequências; a fonte com realimentação positiva em um circuito Howland modificado e fonte por arquitetura de espelhos de corrente.

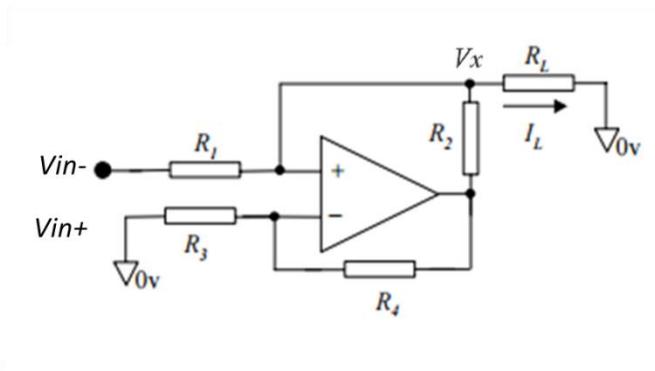
Na literatura o uso dos circuitos Howland modificado é o mais comum para aplicações em bioimpedância, por este motivo esse circuito será detalhado no trabalho. Entretanto, isso não significa que a fonte de corrente por espelho de corrente não tenha sua contribuição para sistemas de análise de bioimpedância.

1.2.1 Circuito Howland

Existem duas configurações de circuito para a fonte de corrente Howland: a convencional e a modificada. Apesar de que a configuração convencional possui diversas aplicações, com alguns ajustes esta topologia pode se tornar a versão modificada, que por sua vez corrige algumas falhas da versão convencional.

Segundo Texas (2008) o circuito Howland foi inventado pelo professor Bradford Howland do MIT, em 1962, e foi divulgado por George A. Philbrick que era colega de Howland, sendo publicado pela primeira vez em Janeiro de 1964, apesar de sua importância, este circuito não foi patenteado. Na Figura 3, verifica-se a configuração básica do circuito Howland.

Figura 3 – VCCS Howland Convencional, V_i é a tensão de excitação, e I_L é a corrente de saída



Fonte: Bertemes Filho (2002)

Ainda de acordo com Texas (2008), algumas características deste circuito se destacam. As realimentações, positiva e negativa, possuem mesma força, isto é:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4}$$

Se a entrada não inversora do amplificador operacional for aterrada, o ganho será $1/R1$, os resistores $R2$, $R3$ e $R4$ não tem efeito na saída, e somente a tensão de excitação ligada a entrada não inversora estará ativa, pois a realimentação negativa e a entrada não inversora aterrada geram um terra virtual na entrada inversora.

Se a entrada inversora do amplificador operacional for aterrada, o ganho será $\frac{R4}{R2R3}$. Mas como foi definida a condição de que $\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4}$, isolando $R1$ tem-se $\frac{R4}{R3R2} = \frac{1}{R1}$, como esta análise é para a entrada inversora, o ganho será negativo dado por $-1/R1$. Conhecendo os ganhos, é possível perceber que quando as entradas variam igualmente não haverá mudanças na corrente de saída, porém se apenas uma das entradas variar, o ganho será $1/R1$ positivo ou negativo, dependendo de qual entrada variou. Isso faz o circuito Howland aceitar entradas negativas ou positivas.

Para provar a característica de alta impedância de saída, Texas (2008) supõe-se que ambos sinais de entrada são aterrados, e aumenta-se a saída no nó V_x , logo algo deve acompanhar $R1$, mas aumentando a entrada não inversora do Ampop a entrada inversora deve aumentar simultaneamente, fornecendo corrente suficiente em $R2$ para cancelar a corrente em $R1$, fazendo com que de fato a impedância de saída seja muito alta. Pelo princípio da superposição linear, para qualquer valor nas entradas positivas e negativas, qualquer valor na carga, e qualquer valor da tensão de saída, a corrente será dada por

$$I_{out} = \frac{(V_{in+}) - (V_{in-})}{R3}.$$

Essa análise feita acima é a forma mais rápida e prática para entender o funcionamento do circuito Howland, porém exige muito conhecimento e prática na área de eletrônica analógica, uma forma que exige mais trabalho, mas possui maior grau de detalhamento, é equacionar o circuito.

Bertemes Filho (2002) sugere uma análise matemática da fonte de corrente Howland, entretanto não mostra as todas as etapas, que aqui serão detalhadamente explicadas.

Na análise será considerado que ao invés de o circuito ter entrada diferencial, ele será excitado na entrada não inversora, e na entrada inversora não haverá excitação. Para ficar mais claro, a figura abaixo ilustra o circuito a ser analisado.

A corrente I_1 é aquela que passa em R_1 , I_2 em R_2 , I_3 em R_3 , I_4 em R_4 nesta figura existe uma diferença de notação em relação a figura anterior, porém é simples perceber que, $I_L = I_{OUT}$ e $V_I = V_{IN}$.

Para deduzir este circuito podemos escrever uma equação para a corrente que passa em cada um dos resistores.

$$I1 = \frac{Vi - Vx}{R1} \quad (18)$$

$$I2 = \frac{Vx - Vo}{R2} \quad (19)$$

$$I3 = \frac{0 - Vx}{R3} \quad (20)$$

$$I4 = \frac{Vx - Vo}{R4} \quad (21)$$

$$Il = \frac{Vl}{Rl} \quad (22)$$

Analisando as correntes nos nós das entradas inversoras e não inversoras, vale lembrar que considera-se um Ampop ideal, logo não flui corrente para as entradas do amplificador operacional, temos:

$$I1 = Il + I2 \quad (23)$$

$$I3 = I4 \quad (24)$$

Substituindo as equações (20) e (21) na equação (24), obtém-se:

$$\frac{0 - Vx}{R3} = \frac{Vx - Vo}{R4} \quad (25)$$

Manipulando a equação (25), temos:

$$Vo = Vx R4 \left(\frac{1}{R4} + \frac{1}{R3} \right) \quad (26)$$

Substituindo as equações (18) e (19) na equação (23), obtém-se:

$$\frac{V_i - V_x}{R_1} = I_l + \frac{V_x - V_o}{R_2} \quad (27)$$

Manipulando a equação (27), temos:

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l + V_x \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_o}{R_2} \quad (28)$$

Manipulando a equação (22):

$$V_x = V_l = (I_l)(R_l) \quad (29)$$

Substituindo (29) em (26) e (28)

$$V_o = (I_l)(R_l)R_4 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) \quad (30)$$

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l + (I_l)(R_l) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_o}{R_2} \quad (31)$$

Agora substituindo (30) em (31)

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l + (I_l)(R_l) \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{1}{R_2} [(I_l)(R_l)R_4 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right)] \quad (32)$$

Manipulando (32)

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l + I_l \left(\frac{R_l}{R_2} + \frac{R_l}{R_1} \right) - I_l \left(\frac{R_l}{R_2} + \frac{R_l R_4}{R_2 R_3} \right) \quad (33)$$

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l \left(1 + \frac{R_l}{R_2} + \frac{R_l}{R_1} - \frac{R_l}{R_2} - \frac{R_l R_4}{R_2 R_3} \right) \quad (34)$$

$$\frac{V_i}{R_1} = I_l \left(1 + \frac{R_l}{R_1} - \frac{R_l R_4}{R_2 R_3} \right) \quad (35)$$

$$V_i = I_l \left[R_1 + R_l \left(1 - \frac{R_l R_4}{R_2 R_3} \right) \right] \quad (36)$$

Finalmente obtém-se a equação da corrente de saída:

$$I_l = \frac{V_i}{[R_1 + R_l(1 - \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3})]} \quad (37)$$

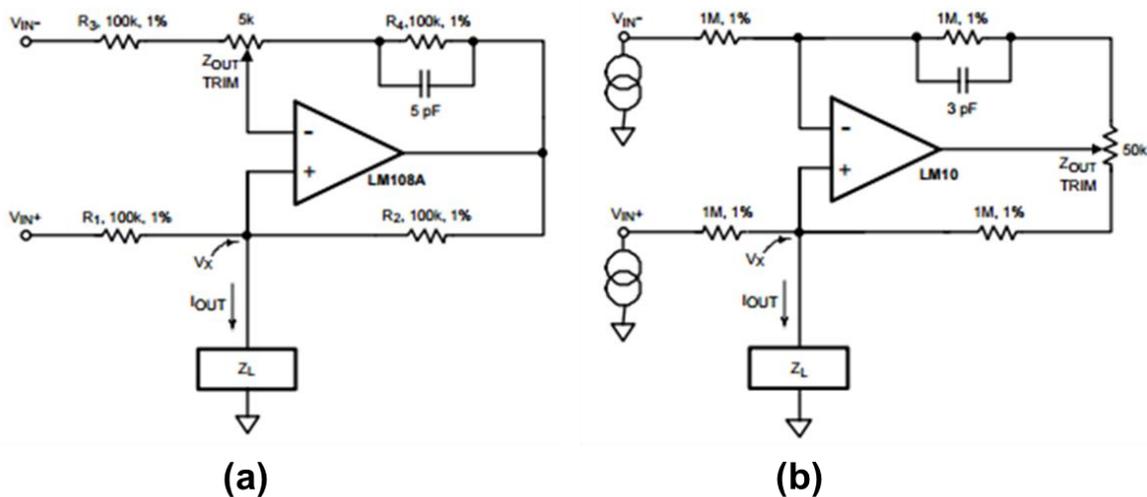
Teoricamente, se a relação $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ for verdadeira, a carga R_l não terá efeito sobre a corrente de saída. Porém isso não ocorre na prática, os resistores comerciais possuem uma porcentagem de erro, que costuma ser em torno de 5%, isso significa que a corrente irá depender da carga, logo a ideia de que a fonte de corrente ideal possui impedância de saída infinita não será satisfeita.

Segundo Bertemes Filho (2002) além da limitação em relação a impedância de saída, a fonte corrente Howland possui limitações em relação a tensão máxima na carga. Esta tensão é definida pelo ganho de malha fechada G e pela tensão de alimentação do Ampop, supondo que V_{cc} seja 5 V, $R_1=R_2=R_3=R_4$ seja 1 k Ω , e a tensão de entrada seja 1 V, então pela fórmula abaixo, $R_L \leq 2.5$ k Ω .

$$V_l = (R_l)(I_l) \leq \frac{V_{cc}}{G} \quad (38)$$

Em Texas (2008) existem sugestões para corrigir o descasamento dos resistores. Uma opção sugerida é utilizar resistores de alta precisão, estes componentes possuem erro de 0.01%, mas em contraponto são caríssimos. Uma opção com custo menor e mais trabalhosa é acrescentar potenciômetros *trim*, estes devem ser ajustados para compensarem os erros dos resistores, e periodicamente devem ter seus valores conferidos, pois pode ocorrer de se desajustarem com o passar do tempo. A Figura 4 mostra duas formas de se implantar um potenciômetro *trim* no circuito Howland.

Figura 4 – Topologias da VCCS com *trimmer* para aumento da impedância de saída. Topologia (a) com *trimmer* na malha de realimentação negativa, topologia (b) com *trimmer* atuando em ambas malhas de realimentação



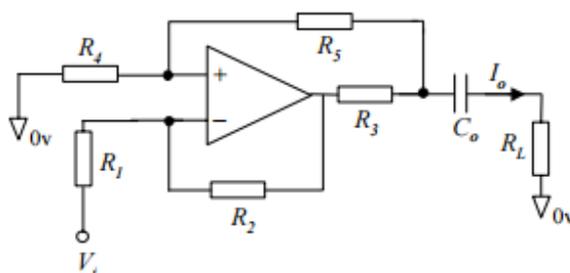
Fonte: Texas (2008)

Texas (2008) conclui que a fonte de corrente Howland básica não consegue valores muito altos na tensão de saída, supondo que os resistores sejam de 10 k Ω e a alimentação de 15 V, a tensão de saída dificilmente passará de 5 ou 6 V, positivos ou negativos. Caso se deseje valores de tensão mais altos na saída o circuito Howland Modificado pode ajudar.

1.2.2 Circuito Howland Modificado (Carga Aterrada)

Bertemes Filho (2002) traz uma fonte de corrente Howland modificada, este circuito foi apresentado em Lu (1995), e pode ser visto na Figura 5:

Figura 5 - VCCS Howland Modificado, onde V_i é a tensão de entrada e I_L a corrente de saída



Fonte: Lu *et al* (1995) *apud* Bertemes Filho (2002)

Bertemes Filho (2002) explica que a tensão na entrada não inversora atua como um divisor de tensão da carga, que tem como resultado que a porção de tensão da carga que atua como tensão de modo comum é reduzida, assim é possível se obter tensões na carga maiores. O capacitor é colocado para eliminar níveis DC.

O equacionamento do circuito pode ser visto abaixo, para isto segue-se a lógica do circuito Howland básico, será considera do que a corrente I_1 é aquela em $R1$, a corrente I_2 é aquela que passa em $R2$, seguindo esta lógica para os outros resistores. Deve-se perceber que V_o é a tensão na saída do Ampop, e não a tensão na carga, para evitar problemas, a corrente de saída, no desenho indicada por I_o será substituída no equacionamento por I_L .

Primeiro será definida a equação de cada corrente.

$$I1 = \frac{Vi - Vx}{R1} \quad (39)$$

$$I2 = \frac{Vx - Vo}{R2} \quad (40)$$

$$I3 = \frac{Vo - Vl}{R3} \quad (41)$$

$$I4 = \frac{0 - Vx}{R4} \quad (42)$$

$$I5 = \frac{Vx - Vl}{R5} \quad (43)$$

$$I1 = I3 - I5 \quad (44)$$

$$I4 = I5 \quad (45)$$

$$I1 = I2 \quad (46)$$

Substituindo (41) e (43) em (44):

$$I1 = \frac{Vo - Vl}{R3} - \left(\frac{Vl - Vx}{R5} \right) = \frac{Vo}{R3} + \frac{Vx}{R5} - Vl \left(\frac{1}{R3} + \frac{1}{R5} \right) \quad (47)$$

Substituindo (42) e (43) em (45):

$$\frac{-V_x}{R_4} = \frac{V_x - V_I}{R_5} \quad (48)$$

Manipulando (48):

$$V_I = V_x R_5 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) \quad (49)$$

$$V_x = \frac{(V_I)(R_4)}{R_5 + R_4} \quad (50)$$

Substituindo (39) e (40) em (46):

$$\frac{V_i - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_o}{R_2} \quad (51)$$

Manipulando (51):

$$\frac{V_o}{R_2} = \frac{V_x}{R_2} - \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_x}{R_1} \quad (52)$$

$$V_o = V_x \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{V_i R_2}{R_1} \quad (53)$$

Substituindo (50) em (53):

$$V_o = V_I \left[\frac{R_4 R_1 + R_4 R_2}{R_1 (R_4 + R_5)} \right] - \frac{V_i R_2}{R_1} \quad (54)$$

Substituindo (54) e (50) em (47)

$$I_I = \frac{1}{R_3} \left\{ V_I \left[\frac{R_4 R_1 + R_4 R_2}{R_1 (R_4 + R_5)} \right] - \frac{V_i R_2}{R_1} \right\} + \frac{1}{R_5} \left[\frac{(V_I)(R_4)}{R_5 + R_4} \right] - V_I \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) \quad (55)$$

$$I_I = V_I \left[\frac{R_4 R_1 + R_4 R_2}{R_1 R_3 (R_4 + R_5)} \right] + \frac{(R_4)}{R_5 (R_5 + R_4)} - \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_5} \right] - \frac{V_i R_2}{R_1 R_3} \quad (56)$$

$$I_I = V_I \left[\frac{R_1 R_4 R_5 + R_2 R_4 R_5 + R_1 R_3 R_4 - R_1 R_4 R_5 - R_1 R_5^2 - R_1 R_3 R_4 - R_1 R_3 R_5}{R_1 R_3 R_5 (R_4 + R_5)} \right] - \frac{V_i R_2}{R_1 R_3} \quad (57)$$

Finalmente:

$$I = V_I \left[\frac{R_2 R_4 - R_1 R_5 - R_1 R_3}{R_1 R_3 (R_4 + R_5)} \right] - \frac{V_i R_2}{R_1 R_3} \quad (58)$$

Entretanto esta equação não representa o esperado, pois teoricamente uma fonte de corrente ideal não deve depender da carga, na equação acima, é perceptível que há dependência em relação a tensão na carga.

Logo, é necessário encontrar valores de resistores que anulem o termo V_L , para isso igualamos o numerador do termo que acompanha V_L a zero, assim temos:

$$R_2 R_4 - R_1 (R_5 + R_3) = 0 \quad (59)$$

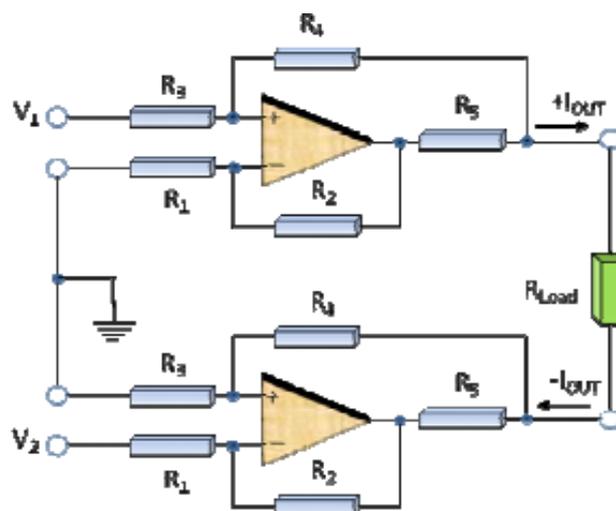
$$R_2 R_4 = R_1 (R_5 + R_3) \quad (60)$$

Uma possibilidade para que esta condição ocorra é que R_1 seja igual a R_2 , e R_4 seja igual à soma de R_3 e R_5 . Com esses valores de resistores, a corrente de saída será determinada apenas por R_3 e a impedância de saída será infinita. Segundo Bertemes Filho (2002) é difícil manter a impedância de saída alta em altas frequências sem que o circuito oscile. Também existe a dificuldade de se equilibrar os resistores devido aos erros nominais.

1.2.3 Circuito Howland Modificado (Carga Flutuante)

Bertemes-Filho *et al* (2013) sugere que para melhorar a estabilidade da fonte de corrente, é possível unir duas fontes de corrente Howland modificadas para que se tenha uma saída em corrente diferencial, ou seja, serão unidas duas fontes de corrente Howland, cada uma com a fase da corrente de saída contrária a da outra. O esquema do circuito resultante é mostrado a seguir, a figura também considera algumas não idealidades do amplificador operacional.

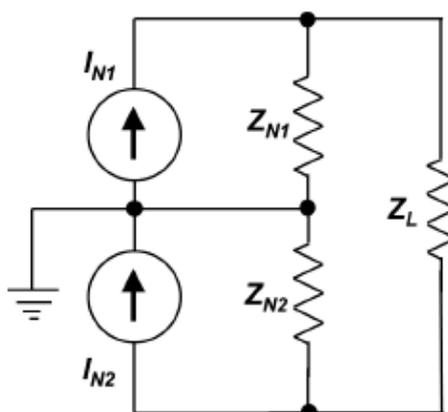
Figura 6 - VCCS Howland Modificado Espelhado



Fonte: Bertemes-Filho *et al* (2013)

Esta topologia usa uma única tensão referência para os dois lados do circuito, fazendo que a capacitância entre a saída e a entrada seja reduzida. Outro ponto positivo deste circuito é que ele é capaz de reduzir as harmônicas na corrente de saída, aumentando a linearidade. A fonte de corrente Howland modificada espelhada pode ser representada pelo seu equivalente Norton, mostrada abaixo:

Figura 7 - Modelo Norton VCCS Howland Modificado Espelhado



Fonte: Bertemes-Filho *et al* (2013)

As equações do circuito podem ser obtidas através da superposição, considera-se V_{o1} como o nó entre Z_L e Z_{N1} , e V_{o2} o nó entre Z_L e Z_{N2} .

Eliminando a primeira a fonte de corrente I_{N1} , temos:

$$V_{o_1} = -\frac{Z_{n1}Z_{n2}I_{n2}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (61)$$

$$V_{o_2} = -\frac{(Z_{n1} + Z_l)Z_{n2}I_{n2}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (62)$$

Eliminando a outra fonte de corrente temos:

$$V_{o_1} = \frac{Z_{n1}(Z_{n2} + Z_l)I_{n1}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (63)$$

$$V_{o_2} = \frac{Z_{n1}Z_{n2}I_{n1}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (64)$$

Através da superposição de (61) com (63) e (62) com (64) temos:

$$V_{o_1} = \frac{Z_{n1}(Z_{n2} + Z_l)I_{n1}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} - \frac{Z_{n1}Z_{n2}I_{n2}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (65)$$

$$V_{o_2} = \frac{Z_{n1}Z_{n2}I_{n1}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} - \frac{(Z_{n1} + Z_l)Z_{n2}I_{n2}}{Z_{n2} + Z_l + Z_{n1}} \quad (66)$$

Com as equações de V_{o_1} e V_{o_2} é fácil encontrar a corrente na carga.

$$I_l = \frac{I_{n1}Z_{n1} + I_{n2}Z_{n2}}{Z_l + Z_{n1} + Z_{n2}} \quad (67)$$

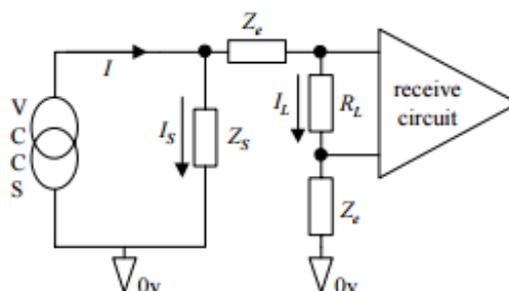
A tensão diferencial também pode ser obtida

$$V_{diff} = \frac{(I_{n1} - I_{n2})Z_{n1}Z_{n2} + (V_{n1} - V_{n2})Z_l / 2}{Z_l + Z_{n1} + Z_{n2}} \quad (68)$$

1.2.4 Fontes de Erros

De acordo com Bertemes Filho (2002) as fontes de corrente não possuem corrente de saída constante nem alta impedância em uma vasta faixa de frequência, essas não idealidades das fontes de corrente geram erros na corrente injetada na carga. Um modelo que representa essas não idealidades é mostrado na figura a seguir:

Figura 8 - Representação simplificada do sistema de excitação e medição



Fonte: Bertemes Filho (2002)

Na figura, I é a corrente constante ideal da fonte de corrente, Z_e é a impedância do eletrodo, R_L é a impedância da carga, e Z_s é a impedância de saída da fonte de corrente. Escrevendo uma equação para as correntes do circuito, temos:

$$I = I_s + I_L \quad (69)$$

Escrevendo equações para a tensão de saída da fonte, temos:

$$V_s = I_s Z_s \quad (70)$$

$$V_s = I_L (Z_e + R_L + Z_e) \quad (71)$$

Se igualarmos as duas equações acima:

$$I_s Z_s = I_L (Z_e + R_L + Z_e) \quad (72)$$

$$I_s = \frac{I_L (2Z_e + R_L)}{Z_s} \quad (73)$$

Substituindo (73) em (69)

$$I = \frac{I_L (2Z_e + R_L)}{Z_s} + I_L \quad (74)$$

$$I = I_L \left[\frac{(2Z_e + R_L)}{Z_s} + 1 \right] \quad (75)$$

$$I_L = \frac{I}{\left[\frac{(2Z_e + R_L)}{Z_s} + 1 \right]} \quad (76)$$

Pela equação (76) é possível perceber que se a impedância de saída Z_s da fonte de corrente for infinita, a corrente na carga será a corrente nominal da fonte. Porém esta situação não ocorre na prática, caso seja considerado os valores da

impedância de saída sendo diferente de infinito e da impedância do eletrodo, pode se obter um valor aproximado da corrente real que será aplicada a carga.

Em Bertemes Filho (2002) uma segunda fonte de erro é exposta, a tensão de modo comum, essa diferença de potencial aparece entre a impedância aterrada Z_e do eletrodo e a carga R_L . A tensão de modo comum é amplificada junto com o sinal que se deseja amplificar, e em alguns casos pode ter amplitude maior que a do sinal. Uma maneira de se compensar esta deficiência é utilizar fontes de correntes bipolares, estas fontes são na verdade duas fontes de corrente com fases opostas.

1.3 CIRCUITOS DE MEDIÇÃO

Bertemes Filho (2002) trás uma análise das topologias de circuitos que podem ser responsáveis por sentir as alterações na tensão da carga, e assim possibilitar que a impedância seja medida. Para que possa ser realizada uma medição adequada da tensão entre os dois eletrodos é necessário que se tenha o mínimo possível de interferência e ruído e amplificar o sinal para que este possa ser lido pelo conversor A/D.

As interferências normalmente ocorrem devido à frequência da rede de alimentação, em grande parte do território Brasileiro é 60 Hz, e podem ser eliminadas pela Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR) do amplificador. Os amplificadores usados na medição de Bioimpedância costumam ter duas entradas diferenciais e um pino para ser usado como referência, normalmente terra, que é conectado a um terceiro eletrodo. A diferença entre as duas entradas, referenciadas pelo terra, é chamada de tensão de modo comum.

Outra fonte de interferência é o *Cross Talk*, que pode ser reduzido através da utilização de filtros. O movimento dos eletrodos também podem causar interferências, mas pode-se ameniza-las através da medição Tetrapolar.

1.3.1 Amplificador de Instrumentação

O amplificador de instrumentação consiste em um bloco com ganho de malha fechada, entrada diferencial e saída única referenciada em um terminal. Segundo Kitchin and Counts (2006) a impedância dos terminais de entrada geralmente é na faixa de $10^9 \Omega$ ou superior, outra característica deste tipo de amplificador é a baixa corrente de polarização, normalmente de 1 a 50 nA. Diferentemente dos amplificadores diferenciais comuns, o ajuste do ganho não é feito por resistores externos, mas sim um resistor de realimentação interno que é isolado das entradas.

A principal característica benéfica do amplificador de instrumentação é apontada por muitos autores como sendo a sua taxa de rejeição ao modo comum. Ao se medir a tensão em uma carga utilizando um amplificador, por exemplo, medir a tensão em uma ponte de Wheatstone ou em um tecido biológico, será adquirido um sinal antes da carga e um após a carga, cada um destes sinais será colocado em uma das entradas do amplificador, para que a diferença entre os sinais seja amplificada e possamos ler este sinal ou processá-lo. Entretanto existirá uma tensão DC comum aos 2 sinais aferidos, que será amplificada junto, como esta tensão é normalmente dez vezes maior que o sinal, poderá ocorrer saturação do amplificador ou o sinal se tornar desprezível perto da tensão de modo comum.

O amplificador de instrumentação é capaz de reduzir drasticamente os problemas causados pela tensão de modo comum, devido a seu alto CMRR, razão de rejeição ao modo comum, que atenua as tensões de modo comum na faixa de 80 a 120 dB.

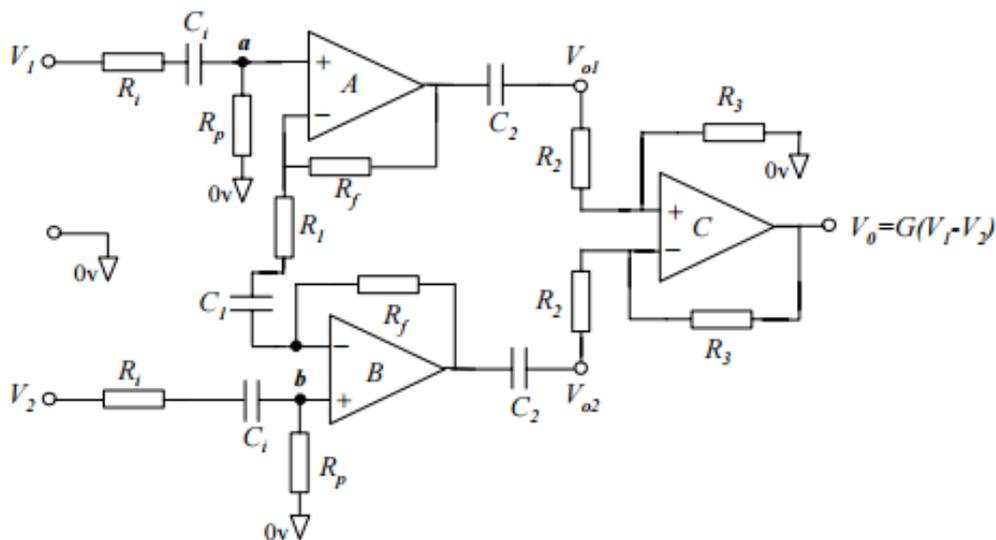
Kitchin and Counts (2006) define o CMRR como:

$$CMRR = A_D \left(\frac{V_{cm}}{V_{out}} \right) \quad (77)$$

Onde A_D é o ganho diferencial, V_{cm} é a tensão de modo comum, e V_{out} é a tensão de saída quando uma tensão de modo comum é colocada na entrada do amplificador. Mesmo rejeitando o modo comum, o amplificador de instrumentação ainda deve ser capaz de amplificar os sinais.

A maioria dos amplificadores de instrumentação é vendida em circuitos integrados, um exemplo é a família INA, entretanto Bertemes Filho (2002) trás uma topologia interna de amplificador de instrumentação para que seja compreendido como funciona este tipo de amplificador.

Figura 9 - Esquemático de um Amplificador de Instrumentação



Fonte: Bertemes Filho (2002)

Na figura acima, V_1 e V_2 são conectados aos eletrodos que estão no tecido, os capacitores C_i junto com os resistores R_i e R_p são responsáveis por formar um filtro passa altas que elimina os níveis DC, cuja frequência de corte pode ser calculada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_i R_p \sqrt{1 - 2 \frac{R_i}{R_p} - \left(\frac{R_i}{R_p}\right)^2}} \quad (78)$$

Onde f_o é a frequência de corte do filtro, e as outras variáveis são componentes do circuito, e a tensão de saída pode ser determinada por:

$$V_o = \frac{R_p}{R_p + R_i + 1/j\omega C_i} \left[1 + 2 \frac{R_f + 1/j\omega C_2}{R_1 + 1/j\omega C_1} \right] \frac{R_3}{R_2} (V_1 - V_2) \quad (79)$$

Onde V_o é a tensão de saída do amplificador de instrumentação e as outras variáveis são componentes do circuito acima mostrado.

1.3.2 A impedância do Eletrodo

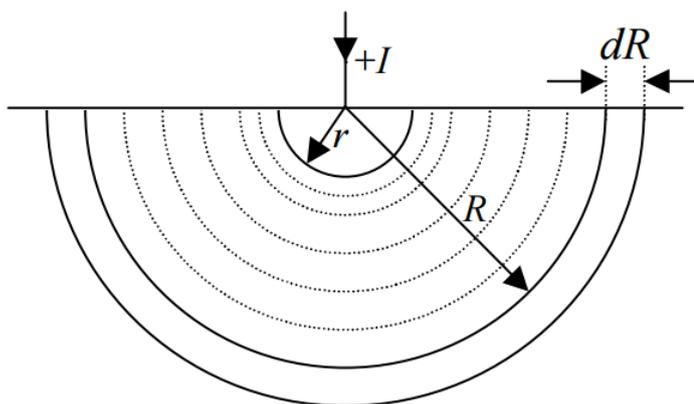
De acordo com Bertemes Filho (2002) se dois eletrodos forem colocados em um material biológico, uma corrente irá fluir de um eletrodo para o outro através do material, conseqüentemente uma diferença de potencial também irá surgir entre os eletrodos, esta diferença de potencial será basicamente determinada pela condutividade do material em estudo, a impedância de contato entre o eletrodo e o material, e a geometria do eletrodo.

A impedância do eletrodo pode ser calculada considerando que o eletrodo é um condutor hemisférico perfeito, de raio r e sem efeitos do contato com o material, imerso em um meio de condutividade σ homogênea. Assumindo que uma corrente I entra no eletrodo, a densidade de corrente J desenvolvida no eletrodo onde a corrente entra na superfície do material em estudo,, pode ser calculado por:

$$J = \sigma E = \frac{I}{2\pi r^2} a_r \quad (80)$$

A figura a seguir mostra as linhas equipotenciais geradas quando o eletrodo é colocado na superfície do material.

Figura 10 - Linhas Equipotenciais do Eletrodo



Fonte: Bertemes Filho (2002)

Pode-se usar a equação (80) para determinar o potencial V gerado pela corrente I .

$$V = \frac{I}{2\pi\sigma} \int_R^r \frac{dR}{r^2} \quad (81)$$

Considerando o potencial no infinito como zero, então o potencial em qualquer raio R pode ser calculado por:

$$V = \frac{I\rho}{2\pi r} \quad (82)$$

Na equação anterior, ρ é a resistividade do meio em estudo. Para finalizar, pode-se calcular a impedância Z_e considerando o eletrodo como um pequeno hemisfério de raio $(a/2\pi)^{1/2}$.

$$Z_e = \frac{\rho}{\sqrt{2\pi a}} \quad (83)$$

onde “ a ” é a área do eletrodo.

Então quanto maior a área do eletrodo, menor a impedância dele, porém, normalmente a impedância do eletrodo é muito maior que a impedância do tecido em estudo, logo são utilizadas algumas técnicas para corrigir esta limitação.

1.4 MÉTODOS DE MEDIÇÃO

Este trecho da revisão bibliográfica se trata de um apanhado dos principais tópicos tratados em Bertemes Filho (2002) relacionados às técnicas de medição de bioimpedância. Basicamente será feito um estudo dos métodos de medição Bipolar e da Tetrapolar.

A Espectroscopia de Bioimpedância consiste em injetar uma corrente elétrica multifrequencial em um tecido biológico, e medir a tensão resultante na carga, ou seja, a diferença de tensão resultante no tecido, em diversas frequências. Para medir a tensão pode-se utilizar os mesmo eletrodos usados para injetar a corrente, método bipolar, ou usar outros dois eletros, técnica Tetrapolar.

1.4.1 Método Bipolar

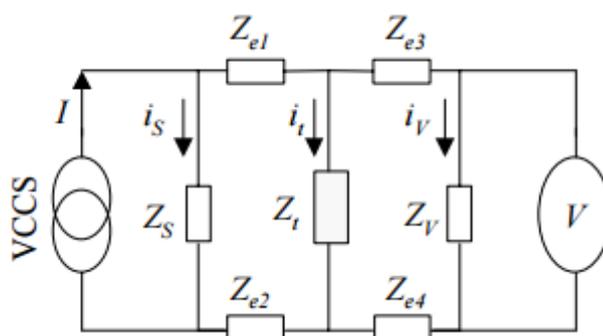
Este método ocorre quando a medição da tensão no tecido é realizada pelos mesmos dois eletrodos que foram utilizados para injetar a corrente. Entretanto a impedância do contato entre o eletrodo e o tecido pode variar, causando uma limitação nesta técnica de medição.

Ou seja, a tensão pode variar por três diferentes motivos, variação na impedância de contato com o tecido do eletrodo 1, variação na impedância de contato do eletrodo 2, e variação na impedância do tecido. Assim o sistema possui uma medição para três variáveis diferentes.

1.4.2 Método Tetrapolar

Nesta técnica, uma corrente é injetada por um par de eletrodos, e a diferença de potencial gerada no tecido é medida por outro par de eletrodos, essa técnica é relativamente insensível a variações nas impedâncias de contato entre tecido e eletrodo, desde que a impedância de saída da fonte de corrente e a impedância de entrada do amplificador diferencial sejam suficiente grandes quando comparadas a soma da impedância do eletrodo com a impedância do tecido. A medição tetrapolar pode ser representada por um circuito elétrico equivalente, mostrado na figura abaixo:

Figura 11 - Modelo Medição Tetrapolar



Fonte: Bertemes Filho (2002)

Onde VCCS é a fonte de corrente controlada por tensão, Z_S é a impedância de saída da fonte de corrente, Z_t é a impedância do tecido, Z_V é a impedância de

entrada do amplificador de instrumentação, Z_e é a impedância de cada um dos eletrodos. I é a corrente da fonte, i_s é a corrente de fuga devido a impedância de saída, i_t é a corrente que passa efetivamente pelo tecido, i_v é a corrente que passa pela impedância de entrada do amplificador de instrumentação. Através desse modelo é possível chegar um uma função de transferência que relaciona a corrente da fonte com a tensão medida.

$$T_z = \frac{Z_t}{1 + Z_t \left[\frac{4Z + Z_v + Z_s}{Z_v Z_s} \right] + 2Z \left[\frac{2Z + Z_v + Z_s}{Z_v Z_s} \right]} \quad (84)$$

Pela equação (84) é possível perceber que se a impedância de saída da fonte Z_s for infinita, a impedância medida será apenas a impedância do tecido Z_t . Mas como a fonte de corrente não tem impedância de saída infinita isto não ocorrerá. As capacitâncias parasitas entre as entradas e saídas irá diminuir significativamente as impedâncias de saída da fonte de corrente e de entrada do amplificador de instrumentação, assim a exatidão da medição será reduzida significativamente em altas frequências.

1.5 ASPECTOS DE SEGURANÇA

Esta seção inteira foi feita com base na IEC60601-1 e no seu manual de uso feito pela ABNT

A IEC60601-1 é a norma primária e trata sobre segurança de equipamentos médicos, já a IEC60601-2 normatiza alguns equipamento médicos específicos e adicionalmente relata alguns efeitos colaterais, sendo que é possível que cada país faça suas adaptações. Estas normas são para o desenvolvimento de um equipamento e não regulamentam testes para que equipamentos sejam aprovados para entrar no mercado e também não regulamentam como o dispositivo deve ser operado quando já estiver no mercado.

É possível citar algum dos principais tópicos abordado na IEC60601, como: inspeção visual, testes de aterramento, correntes de fuga, modelamento do corpo, métodos de armazenamento de dado. Esta norma é conhecida, e muitas vezes

criticada, por sua complexidade, logo será detalhado apenas os tópicos mais relevantes desta norma, como o teste do aterramento e os valores permitidos para as correntes de fuga e correntes auxiliares.

1.5.1 Terminologia

A IEC60601 trás uma série de termos que são comumente utilizados na área de equipamentos médicos-eletrônicos e podem não ser facilmente compreendidos por aqueles que não são acostumados com este tema. Os seguintes termos foram retirados e traduzidos da norma, devido ao grande número de tópicos apresentados, foram selecionado apenas os necessários para a compreensão deste trabalho.

- Equipamento ME: Equipamento Eletromédico, dispositivo eletrônico que necessariamente deve ter alimentação elétrica, e interage diretamente com um paciente. Tem como objetivo diagnóstico, tratamento e acompanhamento de doenças e condições fisiológicas.

- Parte Aplicada: Parte do equipamento ME que entra em contato com o paciente.

- Gabinete: Parte externa do ME, inclui botões, partes metálicas acessíveis e outros.

- Classe I: Equipamento elétrico cuja proteção contra descargas elétricas não é baseado apenas na isolação básica, sendo necessária a proteção por terra das partes metálicas.

- Classe II: Equipamento elétrico cuja proteção contra descargas elétricas não é baseado apenas na isolação básica, deve ter isolação dupla ou isolação reforçada, e não possui restrições de proteção por aterramento ou dependência das condições de instalação.

- Correntes de fuga: Correntes que não fazem parte do funcionamento principal.

- Corrente de fuga para o terra: Corrente que flui do circuito de alimentação pela isolação até o condutor de terra.

- Corrente de fuga através do paciente: Corrente não auxiliar que vai do dispositivo ao condutor de terra, passando através do paciente.

- Corrente de fuga através do gabinete: Corrente que flui do gabinete ou outra parte com exceção das partes aplicadas e vai até o terra ou outra parte do gabinete sem passar pelo condutor de terra, acessíveis ao paciente e ao operador em condições normais de uso.

1.5.2 Teste do aterramento:

Uma medida de precaução contra choques elétricos é o teste do aterramento, este tem como objetivo analisar a ligação entre partes metálicas condutoras do equipamento eletroeletrônico de uso médico com o condutor de terra em caso de falhas no dispositivo. Dispositivos de Classe I devem passar por vários testes de aterramento para verificar a segurança das conexões do gabinete.

Para equipamentos ME instalados permanentemente a impedância entre o terminal de terra e a parte que se deseja aterrar deve ser menor que $100\text{m}\Omega$.

Para equipamentos ME com plugue destacável, a impedância entre o pino de terra e qualquer parte metálica acessível não deve ultrapassar $100\text{m}\Omega$.

Para equipamentos ME com cabo de alimentação não destacável a impedância entre o pino de terra e qualquer parte metálica condutora acessível não deve ultrapassar $200\text{m}\Omega$. Como os cabos de alimentação destacáveis estão propensos a estresse, é bem comum que sofram dano, sendo uma das principais fontes de falha de aterramento.

O teste é feito injetando-se uma corrente de 25A ou 1,5 vezes maior que a corrente nominal do circuito com frequência de 50 ou 60 Hz e a tensão da fonte em circuito aberto não pode ser maior que 6 V.

Estes valores podem ser ultrapassados caso os circuitos em estudo possuam capacidade de corrente limitada, de tal forma que na ocorrência de uma única falha a corrente de fuga no paciente e a corrente de fuga no gabinete não excederem os valores permitidos.

1.5.3 Correntes de Fuga

A proteção contra correntes elétricas é a principal preocupação da IEC60601, pois uma pequena quantidade de tempo de corrente durante um pequeno intervalo é capaz de causar a morte de um ser humano.

1.5.3.1 Condições

As restrições quanto as correntes de fuga devem ser aplicadas caso uma ou mais das seguintes condições sejam satisfeitas: Condições de temperatura e humidade condizentes com o especificado na norma, em condições normais de operação e em falha única, em *stand by* ou em operação plana, na maior frequência de alimentação, com tensão de alimentação de 110% da nominal.

As condições de falha única são: Isolação em conjunto com a proteção por terra, a única condição de falha única para corrente de fuga de terra é a interrupção de um condutor de alimentação por vez, correntes de fuga e correntes auxiliares do paciente não são medidas em falha única

1.3.3.2 Valores Permitidos

Segundo a IEC60601-1:

Os valores permitidos para as correntes de fugas podem ser encontrados nas tabelas a seguir.

Os valores das correntes de fuga do paciente devem ter frequência superior a 0,1Hz quando alternada.

A corrente de fuga do gabinete deve ser no máximo 100 μA para condições normais, e 500 μA para falha única.

A corrente de fuga por terra deve ser inferior a 5 mA em condições normais e 10mA em falha única.

Na tabela a seguir, retirada da IEC60601-1 terceira edição, secção 8.7.3 página 171, é possível observar os valores permitidos para correntes de fuga pelo paciente e para as correntes auxiliares do paciente.

Tabela 2 - Valores Permitidos

Corrente	Descrição	Tipo de Excitação	Parte Aplicada tipo B		Parte aplicada tipo BF		Parte aplicada tipo CF	
			NC	SFC	NC	SFC	NC	SFC
Corrente auxiliar do Paciente		d.c	10	50	10	50	10	50
		a.c	100	500	100	500	10	50
Corrente de fuga do Paciente	Do paciente para a conexão de terra	d.c	10	50	10	50	10	50
		a.c	100	500	100	500	10	50
	Causada por tensão externa	d.c	10	50	10	50	10	50
		a.c	100	500	100	500	10	50
Corrente total de fuga do Paciente	Com o mesmo tipo de parte aplicada conectada junta	d.c	50	100	50	100	50	100
		a.c	500	1000	500	1000	50	100
	Causada por tensão externa	d.c	50	100	50	100	50	100
		a.c	500	1000	500	1000	50	100

Fonte: IEC60601 (2008)

Os valores estão em μA , NC representa os valores em condições normais, e SFC os valores em falha única.

Partes aplicadas são os componentes do equipamento médico-eletrônico que conectadas ao corpo do paciente. As partes aplicadas tipo B podem ser conectadas ao terra, normalmente não são condutoras e podem ser retiradas do paciente a qualquer momento, são de uso específico.

O tipo F diz respeito a partes aplicadas isoladas eletricamente do terra e de outras partes do equipamento elétrico, “flutuantes”.

As partes aplicadas BF são um tipo F com nível de proteção maior que o B, e não são adequadas para aplicações cardíacas. Enquanto as CF são aquelas com o maior nível de proteção contra choques elétricos e podem ser usadas em aplicações cardíacas.

1.5.4 Correntes do Paciente

Como umas das funções dos eletrodos é injetar corrente no paciente, esta parte aplicada é considerada tipo B ou BF, dependendo do nível de proteção que ela possui. Pela tabela 1 podemos obter os valores máximos das correntes de fuga pelo paciente e pela corrente auxiliar.

Considerando condições normais de uso, a corrente máxima que pode ser injetada em um paciente para medições de bioimpedância é 100 μ A para frequências até 1 kHz. Segundo Bertemes Filho (2002) a norma especifica que para correntes acima de 1 kHz e corrente eficaz menor que 10 μ A_{rms} a corrente auxiliar do paciente deve respeitar a seguinte equação.

$$I_{m\acute{a}x}(f) = 10^{-7} f \quad (85)$$

Onde $I_{m\acute{a}x}(f)$ representa a máxima corrente auxiliar e f a frequência da corrente auxiliar.

2 APLICAÇÕES

A seguir é feito o estudo teórico da Análise de composição Corporal e da Caracterização de Grupos Musculares por Bioimpedância.

2.1 COMPOSIÇÃO CORPORAL

Quando se aplica uma excitação elétrica em um tecido vivo, as células que compõem este tecido irão reagir a esta excitação, de forma a resistir à passagem da corrente elétrica. A reação das células ocorrerá de forma diferente caso elas estejam saudáveis ou não. Noveletto et al (2015) explica que a componente resistiva (R) da bioimpedância está relacionada a condutividade do fluido corporal, já a componente reativa (X_c) é proveniente das membranas celulares. Com os valores de R e X_c para um determinado espectro de frequência, e utilizando-se de equações preditivas é possível estimar alguns índices da composição corporal,

A análise de composição corporal é reconhecida como uma ferramenta importante na avaliação nutricional, tanto para análises clínicas como também para estudos relacionados ao esporte, segundo Ling et al (2011). O estudo da composição corporal ao longo da vida de uma pessoa possibilita identificar a deterioração de partes do corpo devido à idade, permitindo assim, que sejam prevenidas doenças.

Na opinião de Sillanpää et al (2013) a análise de composição corporal através do método da bioimpedância tem como principais benefícios a rapidez, não ser invasiva, baixo custo, e não necessita de um operador altamente treinado para manusear o equipamento. Para (Ling et al, 2011), o método da bioimpedância apresenta vantagens em relação a outros métodos devido sua simplicidade e portabilidade, baixo custo e não expõe o usuário à radiação, sendo apropriado para medição em idosos e em pessoas paradas.

Uma aplicação importante da análise de bioimpedância é a Estimativa Não Invasiva de Fluidos Corporais, que através da razão entre os fluidos extracelulares

e os fluídos intracelulares, permite monitorar a saúde de pessoas com HIV; em tratamento por hemodiálise; com hipertireoidismo; dengue; e obesidade de acordo com Neves et al (2012).

Apesar do potencial apresentado pelo método de medição de bioimpedância, pesquisadores concordam que a exatidão dos equipamentos ainda não é suficiente para análises clínicas, principalmente se comparada ao método absorciometria por dupla emissão de raios-x (DXA). Conforme relatado por Ling et al, (2011) e Sillanpää et al (2013) o método de análise de bioimpedância que analisa segmentos isolados do corpo é mais eficaz que os que analisam a composição corporal no corpo todo.

O estudo da composição corporal através de bioimpedância ainda é um tema pouco estudado apesar de seu potencial, ainda existem questões a serem respondidas em relação a como este método deve ser aplicado. Uma série de protocolos experimentais propostos por diferentes autores foi elencada por (Neves et al, 2012). Estes protocolos visam evitar a interferência de fatores que podem gerar erros nas medições, como, esvaziar a bexiga; tipo de vestimentas; prática de atividades físicas antes da medição; consumo de álcool nas 24 horas antes do exame; uso de diuréticos nas 48 horas antes dos testes.

Noveletto et al (2015) ressalta que o método de análise de composição corporal através da bioimpedância deve respeitar algumas condições, pois é um método duplamente indireto. Ou seja, primeiramente obtém-se as equações preditivas através de um método confiável, como o DXA, lembrando que as equações devem ser obtidas para cada população diferente. Depois são obtidos os parâmetros R e Xc da bioimpedância, e então se aplica estes valores nas equações de forma a estimar o percentual de gordura e a massa magra, por exemplo.

2.2 CARACTERIZAÇÃO DE GRUPOS MUSCULARES

O estudo da bioimpedância elétrica em seres humanos, quando voltado a aplicações neuromusculares, pode ser chamado de miografia de bioimpedância elétrica (EIM). Esta técnica é utilizada atualmente para estudo do comportamento elétrico de tecidos musculares com pouca contração e também é aplicada na análise das condições de músculos em idosos, por exemplo. (Clemente et al, 2014)

A musculatura esquelética, responsável pela movimentação do corpo humano, atua através de contração e relaxamento, e ao fazer isto, muda suas características, composição e arquitetura. Entretanto a contração e relaxamento não são os únicos responsáveis por estas mudanças, presença de doenças; tratamentos de reabilitação e estímulos elétricos e mecânicos também podem ocasionar tais fenômenos. (Clemente et al, 2013)

Logo, se a espectroscopia evidencia anomalias em um tecido através da mudança ocorrida na bioimpedância dentro de um espectro de frequência, e esta variação da bioimpedância está relacionada à mudança de características intrínsecas e biomecânicas do tecido, então se presume que a espectroscopia é capaz de averiguar condições como a contração e relaxamento (Clemente et al, 2013). Shiffman (2003) et al e Zagar and Krizaj (2008) apud Clemente et al (2013-2) observaram em seus experimentos impedâncias diferentes entre musculaturas contraídas e relaxadas.

Apesar de ser relativamente simples, o dispositivo de medição de bioimpedância ainda não possui um padrão comercial para aplicações em tecidos musculares, sendo assim existem poucos estudos clínicos relativos ao tema, conforme relatado por Clemente et al (2013-2). Atualmente, não existe um consenso sobre qual o melhor tipo de eletrodo a ser usado neste tipo de medição, sendo este componente é essencial para que o aparelho de medição consiga atingir bons níveis de exatidão, pois como já discutido anteriormente, a impedância entre eletrodo e pele interfere nas medições.

Outras características importantes para que o processo de medição da bioimpedância seja efetuado adequadamente são: frequência do sinal de excitação e o tempo de relaxamento/contração/descanso da musculatura do paciente no momento da realização da medição. Clemente *et al* (2013, 2013-1, 2014) utilizou frequências entre 1 e 100 kHz. O teste de contração necessitava que o paciente permanecesse na posição por 1 minuto, para evitar cansaço, foi pedido que não contraíssem a musculatura ao máximo; o teste de descanso foi realizado aproximadamente 4 minutos após o teste de contração.

A posição do paciente (sentado, em pé ou deitado) deve ser protocolada também, pois pode influenciar no nível de contração da musculatura, e assim gerar

erro nas medições. Quando se estuda um grupo muscular específico, a distância entre os eletrodos deve ser a mesma em todas as medições, pois as dimensões do corpo de pessoas diferentes podem não serem as mesmas.

Clemente, Cesarelli e Bifulco (2012) relatam que nos últimos anos vários modelos de dispositivos para medir a bioimpedância elétrica em seres humanos foram lançados, entretanto a maioria deles voltados para o monitoramento da composição corporal. Ainda segundo estes autores o fator que impede o desenvolvimento de equipamentos mais eficientes é a falta de instrumentação adequada, fazendo com que a maioria dos dispositivos existentes atuem em frequência única (50 kHz), ou até mesmo de maneira multifrequencial, porém em uma faixa de frequência muito estreita, apenas até 50 kHz.

Além da caracterização do tecido neuromuscular a fim de obter parâmetros para análise das condições de nível de força, também é possível investigar o desenvolvimento de doenças como esclerose amiotrófica lateral, atrofia muscular espinhal, atrofia por desuso, miosite e distrofia muscular de Duchenne. (Li et al 2014)

A distrofia muscular de Duchenne (DMD) é uma doença intensa e progressiva, afeta 1 a cada 3600-6000 nascimentos de crianças do sexo masculino, pois está associada ao cromossomo X. Esta doença faz com quem seu portador tenha marcos motores atrasados e seja praticamente incapaz de correr ou pular devido a fraqueza muscular, o que pode resultar no uso da manobra de Gower para se levantar do chão. Os sintomas se tornam evidentes por volta dos 5 anos de idade, pois o portador da doença começa a apresentar comportamento diferente das outras crianças, conseqüentemente é realizado o diagnóstico do problema. Com o passar do tempo o paciente terá que usar cadeira de rodas e irão surgir problemas respiratórios, ortopédicos e cardíacos. Caso não haja intervenção médica, a estimativa de vida para o portador de tal doença é 19 anos. (Bushby et al, 2010)

Recentemente novas abordagens de tratamentos vêm sendo criadas a fim de suprir a carência de curas para a doença, uma vez que a terapia até então utilizada era baseada em corticoides e tinha resultados modestos. As novas técnicas de combate à doença podem ser: drogas que estimulam o fortalecimento e crescimento muscular, células tronco, oligonucleotídeos e agentes antifibróticos. (Li et al, 2014)

Apesar dos novos tratamentos para a DMD estabelecerem um panorama animador, existe uma dificuldade em avaliar o desempenho destes tratamentos, uma vez que as principais ações das drogas ocorrem na musculatura em si. Normalmente os métodos para avaliar a resposta do organismo ao tratamento, são funcionais ou ressonância magnética. A primeira forma de avaliação não apresenta exatidão, já a segunda, apesar de sensível às mudanças ocasionadas pelo tratamento, é incômoda, tem alto custo. (Li et al, 2014)

Então é possível perceber que a Miografia por Bioimpedância se adequa perfeitamente as necessidades para se avaliar o desempenho dos novos tratamentos e acompanhar a evolução de doenças neuromusculares.

Li et al (2014) relata que em seu experimento em que foram investigados tecidos de ratos de laboratório com a doença e sem, houve 2 principais descobertas. A primeira é que foi mostrado que a EIM é sensível a variação da condição da doença, sendo que os animais doentes adultos, apresentaram tecidos musculares com maior diferença nos valores da impedância em relação aos animais em condições normais do que os filhotes doentes. A segunda descoberta é que a EIM apresentou fortes indícios de que seus resultados estão associados a características da musculatura como a deterioração.

Os resultados obtidos por Li et al (2014) permitem comparar os valores da impedância medida em animais com distrofia muscular ligada ao cromossomo X (camundongo mdx) e em animais com esclerose amiotrófica lateral (camundongo ALS). Tanto nos animais mdx como ALS, a reatância dos animais portadores das doenças é mais baixa que a do não portador, e tende a diminuir ainda mais com o avanço da doença, isto provavelmente ocorre devido a diminuição do tamanho das fibras e consequente aumento na densidade destas fibras, desta forma mudando a capacitância natural do tecido. O experimento, contudo, não foi capaz de explicar porque os camundongos mdx jovens possuem valor de resistência maior que os camundongos adultos.

Outra aplicação encontrada na literatura, e que possui vasta aplicação é o estudo de dores nas costas, mais precisamente na parte inferior. Heliovaara et al (1991) e Nurminen (1997) apud Ching et al (2013) relatam que este tipo de dor é comum entre adultos, e chega a afetar de 60 a 80 % da população, além de atingir

muita pessoas, esta doença tem alto custo, pois os tratamentos podem ser de longa duração e os medicamentos de alto valor, além de que as dores podem incapacitar a pessoa de trabalhar.

O diagnóstico da causa das dores nas costas pode ser realizado de inúmeras formas, como, raio-x; tomografia computadorizada, ressonância magnética, eletromiografia e ultrassom, segundo Ching et al (2014). Entretanto a maioria das dores nas costas são causadas por problemas musculares, e alguns dos métodos citados acima não são capazes de identificar problemas na musculatura. Ainda conforme Ching et al (2014) a EIM é uma técnica adequada para o estudo deste tipo dor, pois é capaz de verificar mudanças fisiológicas na musculatura, sendo que já existem resultados comprovados como mostra Rutkove e Aaron (2002), Rutkove et al (2005) e Tarulli et al (2005) apud Ching et al (2014).

O experimento de Ching et al (2014) contou com 30 pessoas com dores na parte inferior das costas comprovadamente por lesão muscular, e 30 pacientes sem problemas. Foram investigadas 4 propriedades elétricas, sendo elas, impedância,; resistência intracelular, resistência extracelular e a razão entre as resistências intra e extracelulares. O experimento excitou a o tecido em 6 frequências diferentes, e amplitude máxima de 200 mV. O estudo permitiu concluir que a razão entre as resistências é um parâmetro independente e confiável para distinguir a musculatura lombar paravertebral de pacientes com ou sem problemas nesta musculatura.

Através das aplicações citadas nesse tópico, é possível perceber o potencial que a Miografia por impedância elétrica possui, pois como discutido, já se comprovou que a impedância em tecidos neuromusculares está relacionada às condições fisiológicas destes tecidos. Além do mais, deve-se atentar ao grande número de doenças de origem muscular que existem e afetam a população mundial. Outro aspecto positivo da EIM é que se trata de um método não invasivo, é relativamente barato, e o exame leva pouco tempo para ser concluído. Cabe à comunidade científica desenvolver protocolos, equipamentos e instrumentação para melhorar a exatidão dessa técnica. Também é necessário o trabalho em conjunto para que se possa comparar os resultados obtidos em diferentes populações, a fim de se obter maior compreensão sobre o que cada parâmetro elétrico representa no tecido.

3 FLUXOGRAMA

A fim de ajudar o projeto de protótipos BIA, foi realizado um fluxograma para guiar o projetista. Este fluxograma visa atingir alunos de graduação e iniciação científica que estão iniciando na área da Engenharia Biomédica. Apenas os principais pontos foram expostos de forma a reduzir o fluxograma, e serão detalhados a seguir.

A definição da faixa de frequência em que o protótipo deve atuar é essencial para o início do projeto, pois ela definirá quais aplicações o protótipo poderá atuar. Ela também implicará o dimensionamento de todos os componentes do *hardware*, como, gerador de sinal; filtros; amplificadores operacionais; amplificadores de instrumentação; conversores AD e DA.

O gerador de sinais deve ser capaz de gerar a frequência máxima, e no caso de medições multifrequenciais, deve ser capaz de gerar sinais de diferentes frequências. A distorção harmônica do sinal gerado pode influenciar a impedância medida, logo, é recomendável que a geração seja senoidal e com pouca distorção. O controle e exatidão da amplitude podem ser necessários, uma vez que a carga a ser medida é desconhecida, pode ser necessário adaptar-se. Existe ainda, a possibilidade do uso de um equipamento de bancada.

A impedância na carga é dada pela razão entre a tensão na carga e corrente na carga, desta forma é possível injetar uma corrente constante de amplitude conhecida no tecido e ler a tensão neste tecido. Porém para obter-se essa corrente constante será necessário o uso de uma fonte de corrente. É praticamente unânime que a fonte de corrente Howland é a mais indicada neste caso, esta fonte de corrente controlada por tensão é capaz de receber um sinal em tensão na entrada e gerar um sinal de corrente com mesma forma de onda na saída. Caso deseje-se usar essa fonte deve-se tomar cuidado com o amplificador operacional utilizado e com o casamento das resistências do circuito, estes componentes são responsáveis pela faixa de frequência que a fonte poderá atuar e garantir que o circuito não oscile.

É possível realizar a excitação do tecido através de um sinal de tensão, entretanto este método é pouco usado, uma vez que seria necessário lidar com as quedas de tensão, e principalmente com a interferência da impedância de saída da fonte de tensão sobre a carga.

Como a bioimpedância geralmente é utilizada para medições em seres humanos ou animais de testes (objeto de estudo *in vivo*), necessita-se que algumas normas sejam respeitadas, a principal delas é a IEC 60601. Resumidamente, deve-se cuidar para que a corrente no paciente não supere 1 mA_{pp} e o aterramento do protótipo esteja adequado, a fim de proteger a integridade do paciente.

As medições de bioimpedância em seres humanos geralmente ocorrem com a carga flutuando, ou seja, o paciente não está aterrado. Para medir a diferença de potencial entre os terminais da carga faz-se necessário o uso de um amplificador de instrumentação (AI). Esse componente por sua vez, pode estar integrado (CI) ou ser montado pelo projetista. A família de componentes INA é referência no mercado, mas possui alto custo que torna a montagem do próprio AI mais atraente em alguns casos.

Como já discutido anteriormente, a superfície de contato do eletrodo com a carga gera uma impedância no sistema, a fim de reduzir os erros, deve-se escolher o eletrodo que melhor se adapte ao tipo de carga em estudo. Algumas vezes é necessário o uso de gel para melhorar a condutividade da superfície pele-eletrodo.

A leitura da tensão/corrente na carga deve ser realizada por um conversor AD, que por sua vez pode ser de diferentes modelos, e deve-se escolhe-lo de acordo com a necessidade. Algumas aplicações da BIA requerem as informações de módulo e fase do objeto em estudo, outras aplicações precisam apenas do módulo. Caso seja necessário módulo e fase, deve-se utilizar um ADC capaz de realizar conversões simultâneas, possibilitando assim obter a fase do sinal na carga em relação ao sinal de excitação com exatidão, não sendo necessário estimar o tempo entre duas conversões.

De acordo com a escolha feita de conversores DA e AD, assim como outros circuitos periféricos, deve-se escolher o microprocessador a ser usado. Algumas empresas oferecem os chamados DSC (*digital signal controllers*) e DSPs, que são

ferramentas que além de contar com um processador de alto desempenho também possuem periféricos embarcados. Outras possibilidades são o uso de FPGAs ou processadores com periféricos não embarcados.

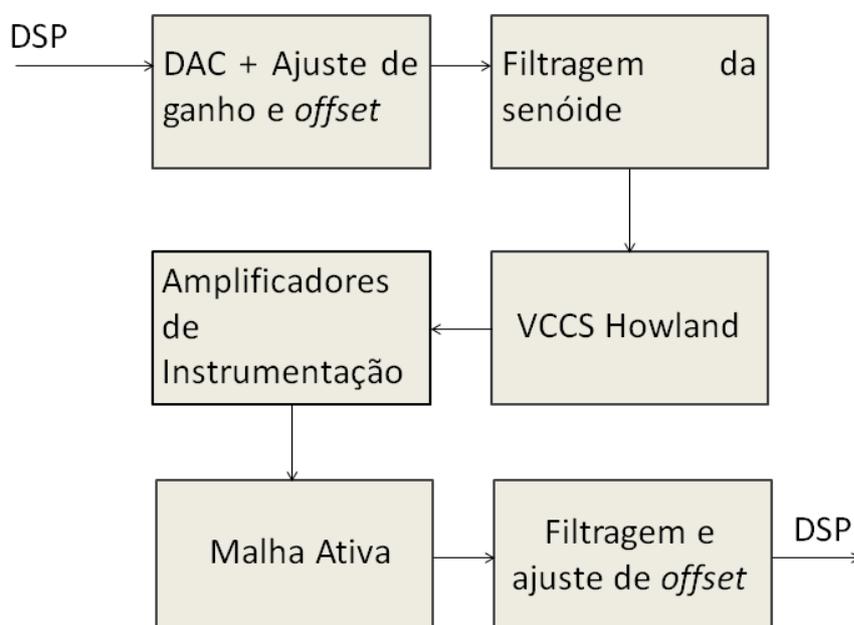
Após todo processo descrito acima, deve-se realizar a interface homem-máquina, isto é, desenvolver de que forma o operador será capaz de interagir com a máquina para receber os resultados, podendo ser através de display o por um terminal de computador. Caso necessário armazenar os dados, existe a possibilidade de realizar o armazenamento diretamente em *pendrive* ou cartão *SD*, além de gravar em um computador conectado ao sistema, por exemplo.

Este fluxograma tem objetivo de assistir um iniciante na área de BIA a montar seu próprio protótipo, indicando ao projetista alguns problemas que só seriam percebidos com o decorrer do projeto devido a sua provável falta de experiência. A explicação dada nesta seção contextualizam, de forma resumida, as técnicas mais utilizadas para a realização de alguns dos blocos do fluxograma, sempre ressaltando o que é mais comumente encontrado na literatura.

4 HARDWARE

A fim de implementar a teoria estudada neste trabalho, foi proposto um conjunto de circuitos para trabalhar acoplado ao kit de processamento de digital de sinais (DSP). O protótipo foi projetado para operar com frequências até 100 kHz, e assim atender aos requisitos de aplicações para composição corporal e caracterização de grupos musculares. Como o protótipo é composto por grupos de circuitos com funções diferentes, o hardware será descrito por partes.

Figura 12 - Diagrama de blocos do Circuito



Fonte: Autor

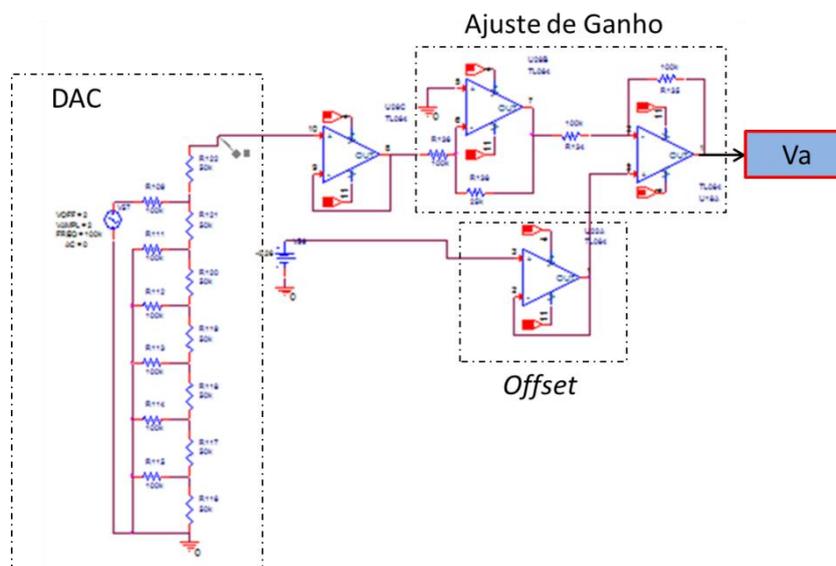
4.1 DAC, AJUSTE DE GANHO E OFFSET.

A primeira parte do circuito consiste em um conversor digital-analógico (DAC), pois o kit do TMS320F28335 não possui um, este circuito é necessário para que seja possível realizar a geração do sinal senoidal a ser injetado na fonte Howland. Este conversor consiste de um conjunto de resistores associados de tal maneira a dar um nível de importância a cada um dos bits de entrada, como não depende de semicondutores não há limitação de frequência devido à velocidade do circuito.

Para este trabalho optou-se por um DAC de 6 bits, pois a DSP utilizada possui 6 portas em sequência em um único registrador, logo é possível gerar até 64 níveis de tensão. Essa limitação de permitir apenas 64 níveis de tensão fará com que a senóide gerada tenha *ripples* (flutuações) na transição de cada nível, sendo necessários posteriores filtros. Outra limitação deste circuito é a exatidão dos resistores, caso os resistores não tenham mesmo valor, será dada importância desproporcional entre os bits, a fim de minimizar esta falha foram utilizados resistores com exatidão de 1%.

Os sinais gerados pela DSP são positivos, variando de 0 a aproximadamente 4 volts. Para obter um sinal simétrico de que varia de -0.5 a 0.5 mV, o sinal que sai do DAC é aplicado a um conjunto de amplificadores que dão *offset* negativo e atenuam o sinal.

Figura 13 – DAC (Recebe o sinal gerado na DSP), ajuste de ganho (regula a amplitude do sinal) e offset (impõe nível médio zero).

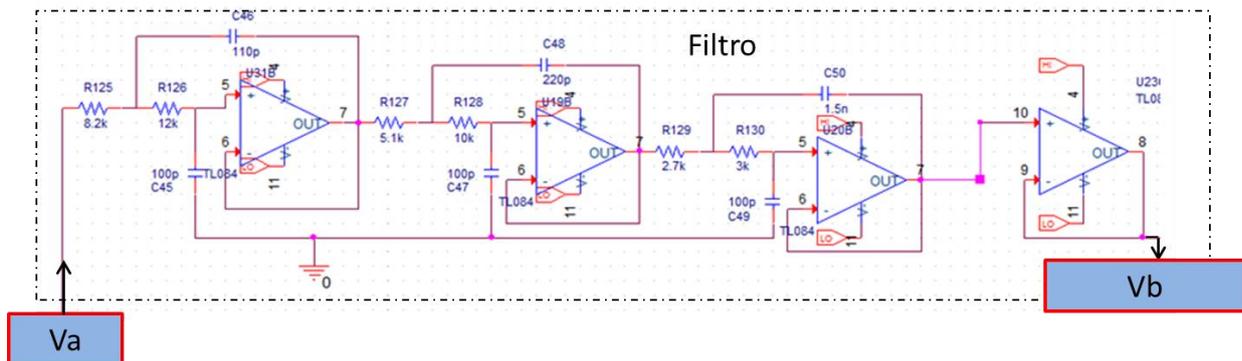


Fonte: Autor

4.2 FILTRAGEM

Para eliminar os *ripples* provenientes do conversor digital-analógico, foi utilizado com filtro passa-baixas, de sexta ordem, Butterworth, topologia Sallen-Key com frequência de corte em 200 kHz.

Figura 14 - Filtragem do Sinal Va, saída em Vb

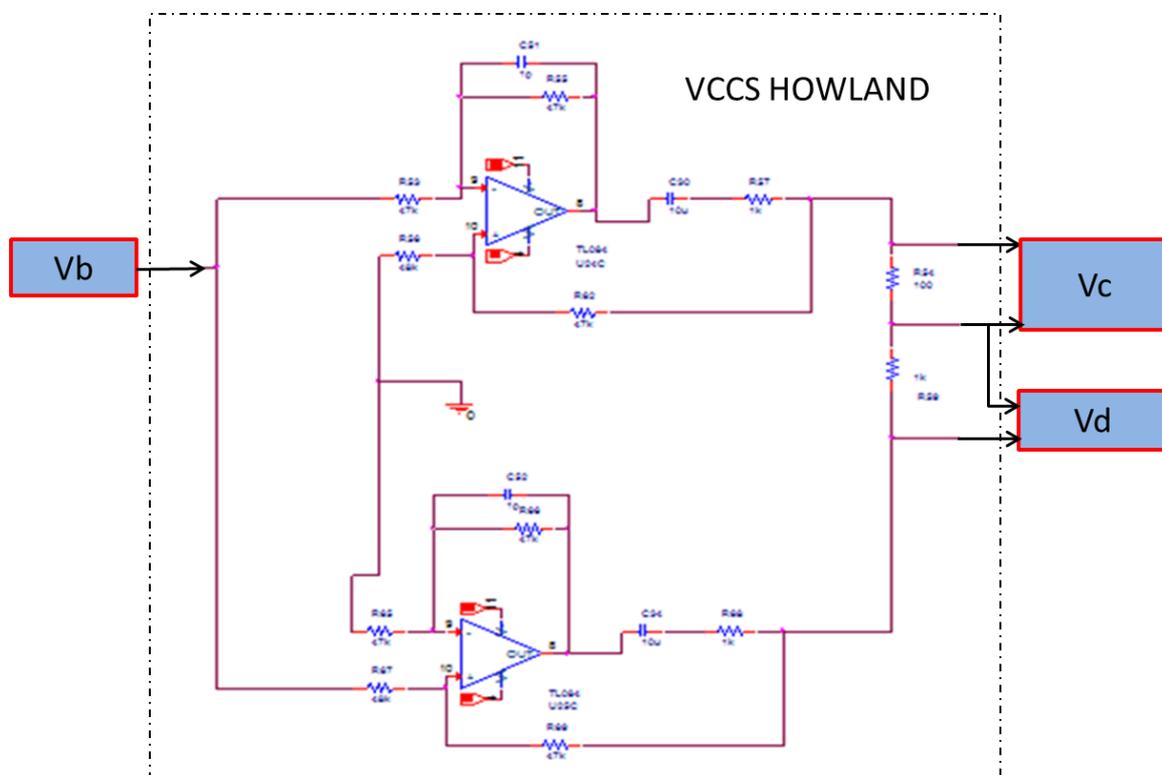


Fonte: Autor

4.3 VCCS HOWLAND

A fonte de corrente controlada por tensão escolhida para este projeto, foi a Howland Modificada Espelhada, devido ao fato de que para aplicações biomédicas o paciente geralmente não pode estar ligado ao terra.

Figura 15 - VCCS Howland simulado, Vb é a tensão de excitação, Vc a tensão diferencial no *shunt* medida por um amplificador de instrumentação, Vd a tensão diferencial na carga medida por um amplificador de instrumentação

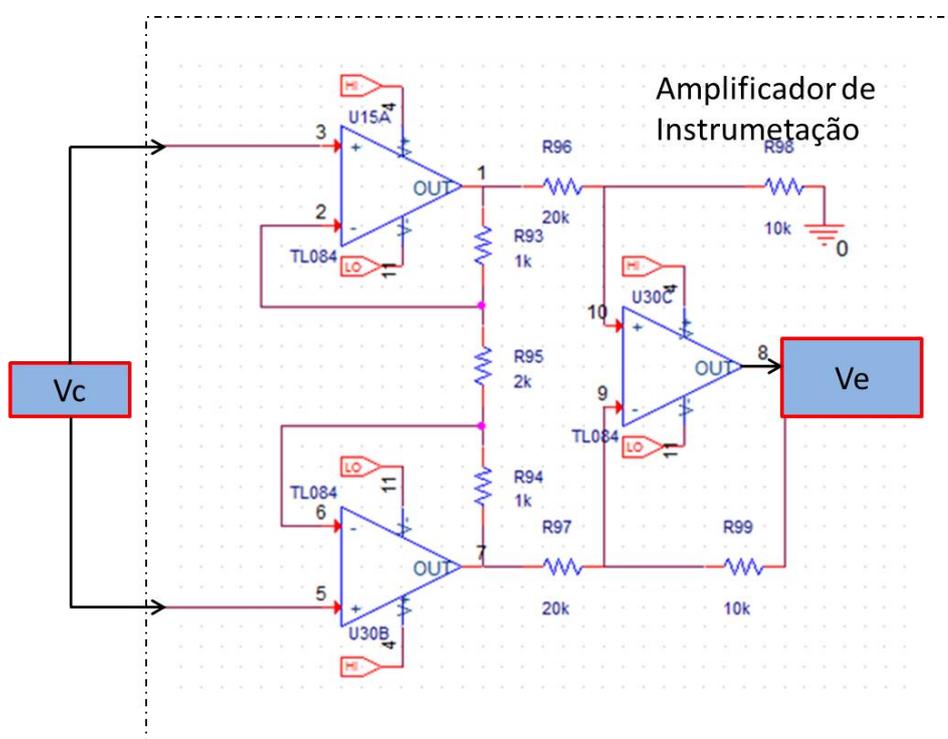


Fonte: Autor

4.4 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO (INAMP)

Para este trabalho optou-se pela montagem dos amplificadores de instrumentação, uma vez que estes circuitos, quando integrados, possuem alto valor de mercado, o INA 111 custa 80 reais no comércio local. Os amplificadores de instrumentação projetados possuem ganho unitário e tem saída única. Um amplificador de instrumentação foi utilizado para medir a tensão no resistor shunt, o outro mede a tensão na carga.

Figura 16 – INAMP sem malha ativa, V_c é a tensão diferencial do *shunt*, V_e é a tensão de saída do INAMP

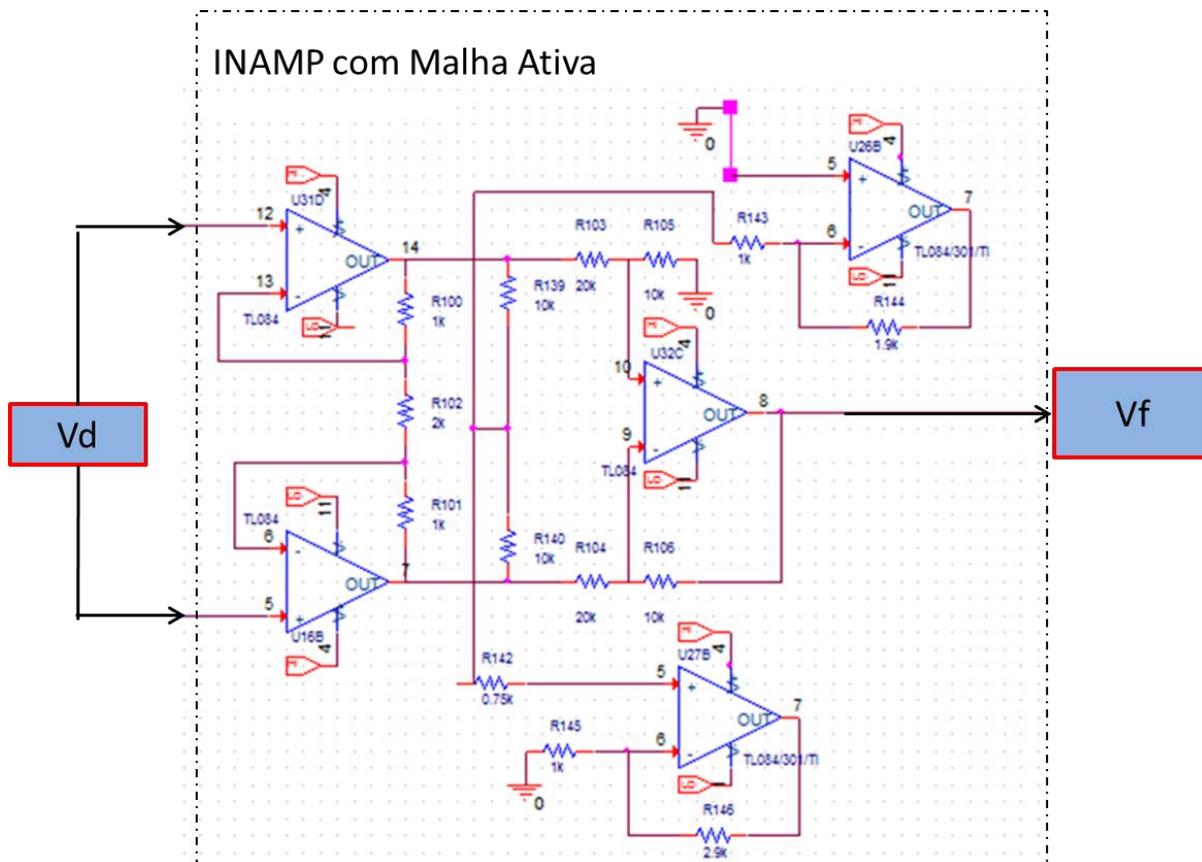


Fonte: Autor

4.5 MALHA ATIVA

Junto ao amplificador de instrumentação que mede a tensão na carga existe um circuito de malha ativa, que por sua vez é responsável por alimentar a malha do cabo coaxial evitando interferências.

Figura 17 - INAMP com malha ativa, V_d é a tensão diferencial medida na carga, V_f é a tensão de saída

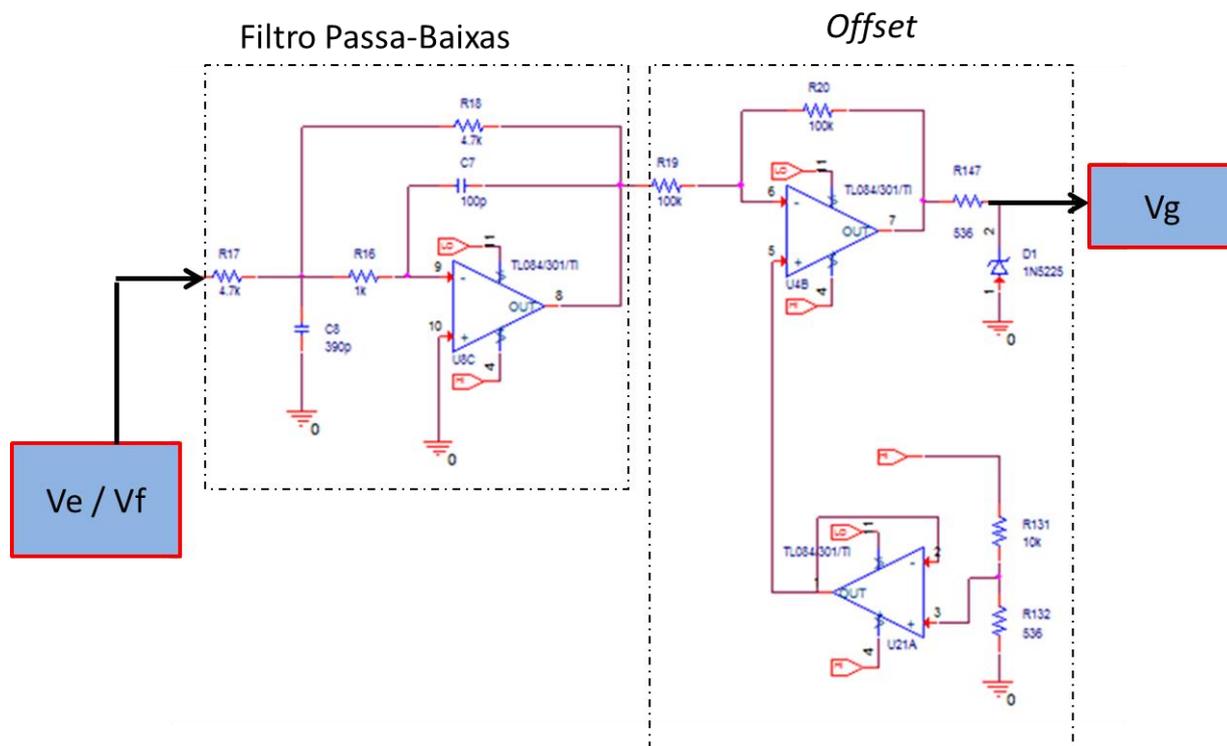


Fonte: Autor

4.6 FILTRAGEM E AJUSTE DE OFFSET

O conversor analógico-digital (ADC) presente no kit da DSP é capaz de ler tensões de 0 a 3 V, com frequência de amostragem de 12 MHz. Como o sinal lido pelos amplificadores de instrumentação é simétrico, e os valores de impedância de tecidos musculares não superam 1 k Ω , assim a amplitude máxima do sinal lido será 500 mV_{pp}, para que este sinal possa ser lido pela DSP é dado um ganho de 1.5 V. Por último é feita a filtragem do sinal, através de um filtro de segunda ordem passa baixas para eliminar ruídos de alta frequência.

Figura 18 - Filtragem das tensões de saída dos INAMPs (V_e ou V_f), seguida pelo acréscimo de *offset* para adequar ao conversor A/D (V_g).



Fonte: Autor

4.7 DSP

Para realizar o processamento digital de sinais e a geração da senóide de excitação foi utilizado o *kit* de desenvolvimento da TMS320F28335 da *Texas Instruments*. Esse dispositivo permite que o usuário realize a programação do *firmware* em linguagem C e *Assembly*, sendo que a ferramenta de desenvolvimento e compilador é o *Code Composer Studios (CCS)*, este software é fornecido no site do fabricante gratuitamente, a versão utilizada foi a 6.0.1. A comunicação entre DSP e computador é realizada através de um cabo USB, que também é responsável pela alimentação do equipamento.

Essa DSP possui *clock* com frequência de 150 MHz, conversor A/D com frequência de amostragem de 12 Msps (*Mega samples per second*) e 2 *sample-holds*, permitindo assim a aquisição de 2 sinais simultaneamente. A estrutura desta DSP possibilita *pipelining* e operações MAC em um ciclo de *clock*, além de ser

ponto flutuante, desta forma se tornando um equipamento extremamente eficiente no cálculo em ponto flutuante.

Para geração do sinal senoidal utilizou-se o método *look-up table*, que baseia-se em ler pontos de um vetor com 64 pontos de uma senóide, o valor lido é então escrito no registrador de saídas digitais, que serão convertidos pelo conversor D/A. A leitura dos pontos do vetor ocorre à cada interrupção da função *Epwm*.

No *loop* principal ocorre a leitura dos canais do conversor A/D de forma simultânea e os valores lidos são armazenados em um vetor de cem posições. Após realizar cem leituras, o programa inicia na rotina de processamento.

Para identificar a amplitude do sinal, procura-se pelo maior valor lido, e então feito a média de todos os valores lidos com até 5% de diferença em relação ao valor máximo. O código atua de forma similar para identificar os vales.

Para identificar a fase, procura-se pelos cruzamentos por zero, e então é contado quantas posições de diferença existem entre os cruzamentos por zero dos vetores dos dois sinais.

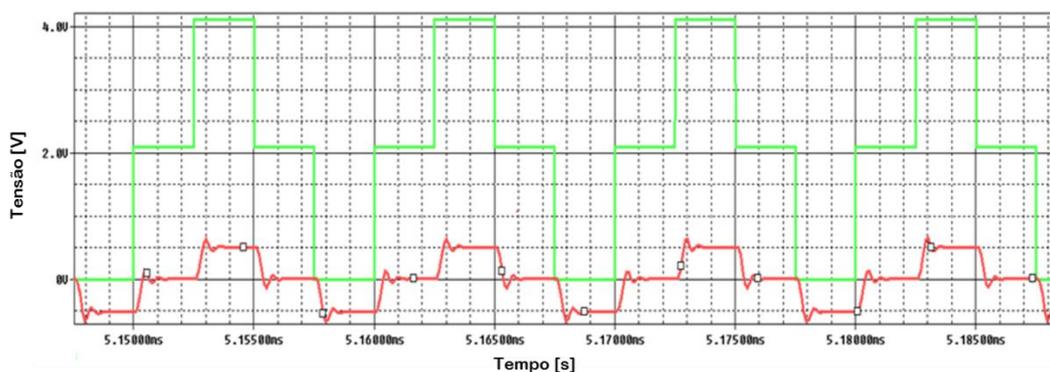
Não foi possível realizar a comunicação serial entre a DSP e o computador em tempo hábil, essa comunicação permitiria que o usuário recebesse os valores medidos sem necessitar o uso do *Code Composer Studios*. Sendo assim, no atual momento da pesquisa, o acompanhamento dos valores é realizado através da *watch window* do CCS.

5 SIMULAÇÕES

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos através de simulações, tanto em Pspice como em Matlab. Primeiramente serão expostos os resultados dos blocos de circuitos, como feito na seção de Hardware, e depois a simulação do código criado para programar a DSP. Para identificar o nó que está sendo estudado, são reutilizadas as siglas da sessão de *Hardware* (V_a , V_b , V_c , ...).

Na simulação foi criado o pior caso possível para a geração do sinal, onde a DSP gera apenas 4 pontos por período da senóide. A Figura 19 mostra o sinal gerado no conversor DAC e após sofrer ajuste de ganho e *offset*.

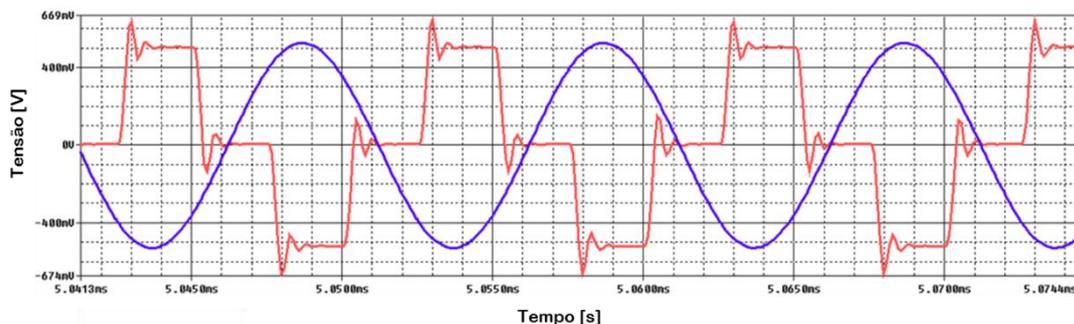
Figura 19 - Saída do DAC (verde) e sinal após offset e atenuação (vermelho, nó V_a)



Fonte: Autor

O comparativo entre o sinal ajustado, isto é, com nível médio zero e amplitude de 500 mV_p e este mesmo sinal após ser filtrado é mostrado na Figura 20

Figura 20 - Sinal ajustado (vermelho, V_a) e sinal após filtragem (azul, V_b)

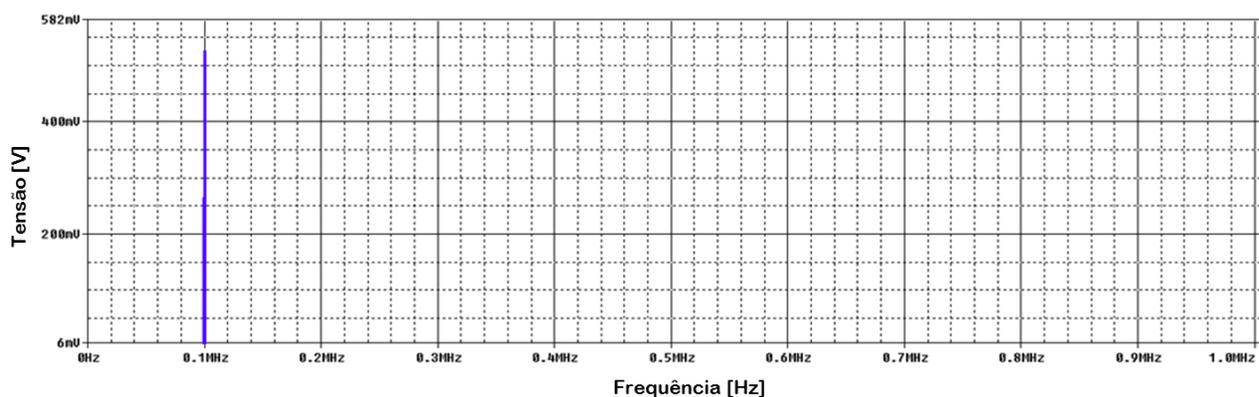


Fonte: Autor

Apesar de ocorrer uma grande defasagem, praticamente 180 graus, isto não é um problema, pois o sinal lido pelo conversor A/D não será comparado ao sinal original gerado pela DSP.

Para uma análise mais completa, pode-se realizar a FFT do sinal filtrado, e verificar se o filtro foi capaz de eliminar as frequências superiores a 100 kHz. Através da Figura 21 é perceptível que o sinal filtrado possui apenas fundamental.

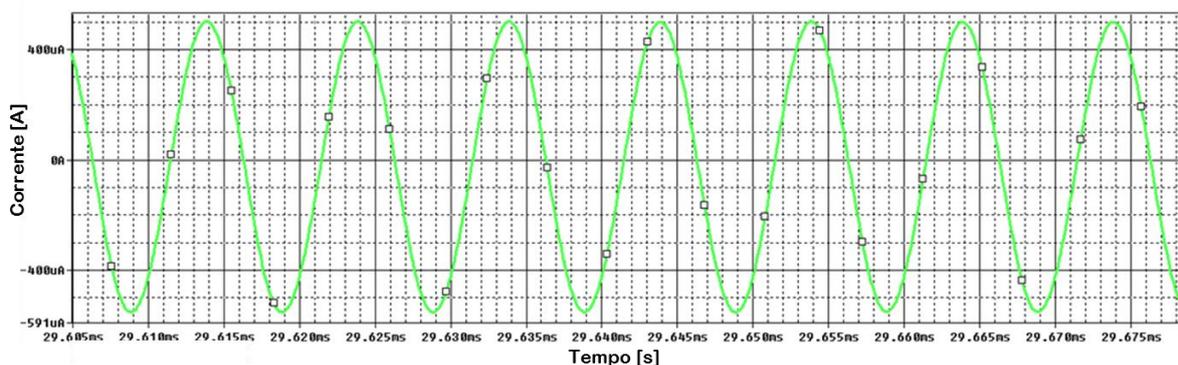
Figura 21 – FFT do sinal filtrado (Vb)



Fonte: Autor

Após a aplicação do sinal Vb na fonte Howland, deve-se observar a corrente de saída, como mostrado na Figura 22.

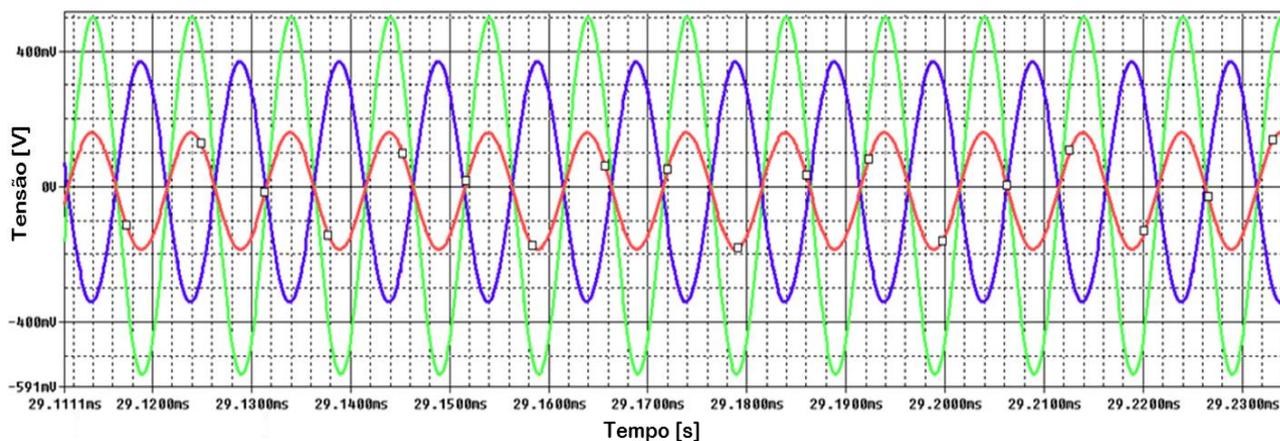
Figura 22 – Simulação da corrente gerada na VCCS Howland



Fonte: Autor

A corrente injetada no tecido irá criar uma diferença de potencial neste tecido, e deve ser medida pelo amplificador de instrumentação. As tensões que formam a tensão diferencial Vc e a tensão de saída do INAMP Ve, são mostradas na Figura 23.

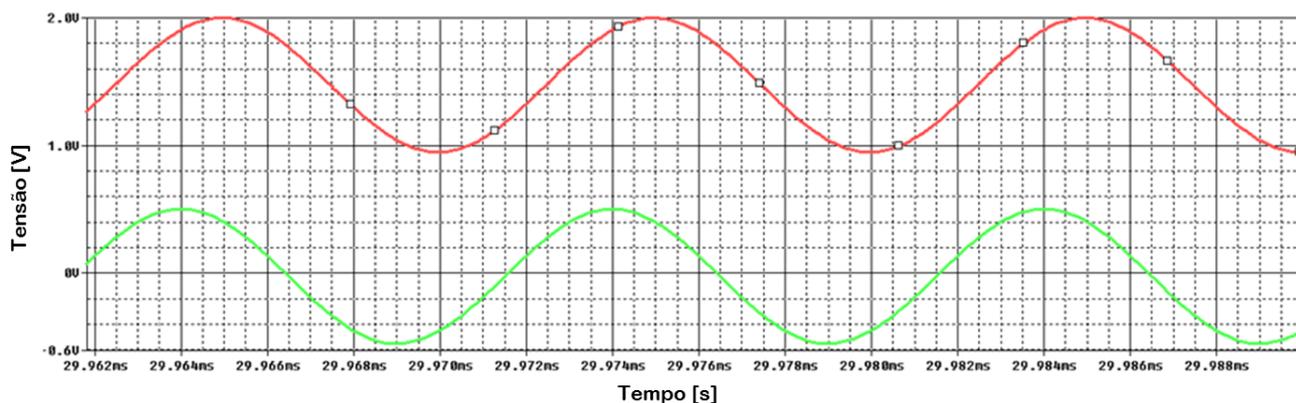
Figura 23 - Tensões na carga/entradas INAMP (azul e vermelho, formam a tensão diferencial V_c), Tensão na saída do INAMP (verde, V_e)



Fonte: Autor

Após o amplificador de instrumentação, o sinal é inserido em um filtro passa-baixas e recebe *offset* para se adequar ao ADC, como mostrado na Figura 24

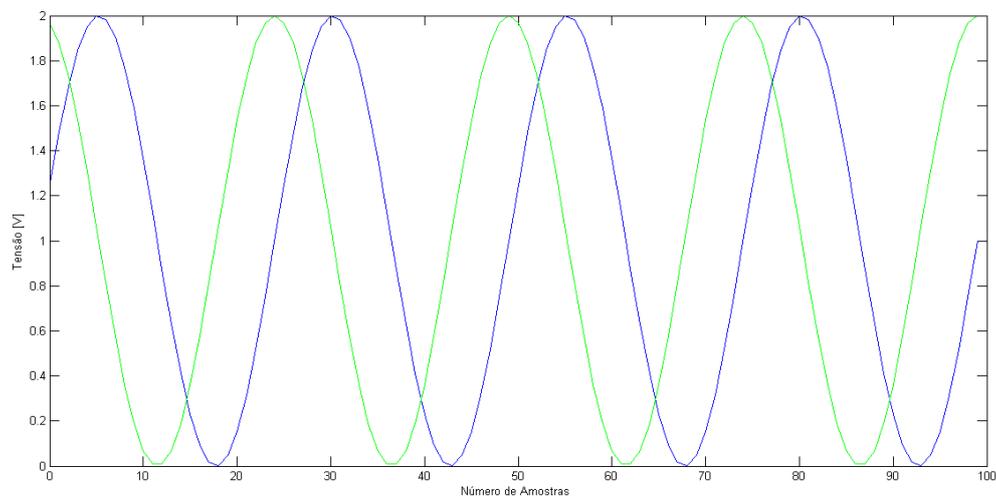
Figura 24 - Saída do INAMP (verde, V_e) e sinal pronto para ser lido pela DSP (vermelho, V_g)



Fonte: Autor

Para simular o código gerado para a DSP, foi criado em Matlab, dois sinais com mesma amplitude e fases diferentes. O código deve ser capaz de identificar a amplitude do sinal e fase entre os sinais. Decidiu-se que para este exemplo o código aceitará como pico, valores com até 0.5% de diferença em relação ao maior ponto lido. Para calcular a fase, o código irá detectar em quantas amostras um sinal está distante do outro no cruzamento por 1V.

Figura 25 - Sinais simulados em Matlab. Referência em verde



Fonte: Autor

Segundo os resultados gerados pelo código simulado, a amplitude do sinal de referência e do sinal de carga variam de 0.041 à 1.959 e 0.0391 à 1.980, e a fase entre os sinais é 7 amostras. Pelo gráfico é possível perceber que a amplitude do sinal é 2 V, e a fase entre eles é 6 amostras. Para converter a fase de amostrar em graus, é necessário apenas conhecer a frequência de amostragem do sinal.

6 RESULTADOS

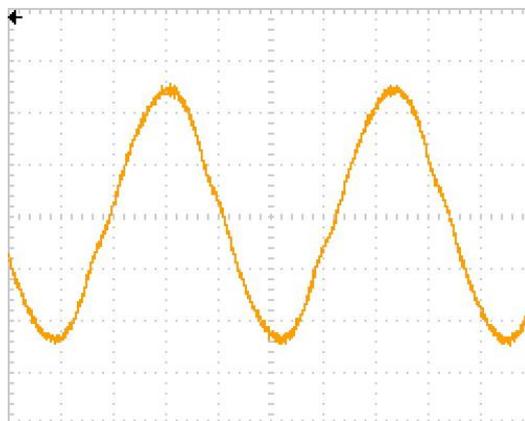
Após realizadas as simulações, o circuito foi implementado em uma placa de circuito impresso, o método utilizado foi por transferência térmica, e o processo ocorreu nas dependências do Laboratório de Circuitos Impressos (LCI) do CCT. Para a soldagem dos componentes foi utilizado o Laboratório de Instrumentação e Biomédica (LIEB). As medições para teste do protótipo montado também ocorreram majoritariamente no LIEB.

Devido ao atraso na entrega do *kit* da DSP, o tempo de trabalho com a parte experimental foi menor que o necessário, não sendo possível realizar testes em materiais biológicos, entretanto foi possível realizar um experimento com uma carga resistiva, com valor nominal de 1 k Ω .

O sinal gerado pela DSP ter frequência ajustada, escolhendo-se o número de pontos a serem utilizados do vetor de pontos da senóide, e pelo intervalo de tempo entre duas interrupções para realizarem a escrita dos pontos no registrador de saída, para este teste, a frequência do sinal foi 94 kHz.

A amplitude do sinal não pode ser ajustada pela DSP, uma vez que todas saídas são digitais, e variam de 0 a 3.3 V, entretanto pode-se ajustar a amplitude pelos potenciômetros no bloco denominado DAC, AJUSTE DE GANHOS E OFFSET. A amplitude escolhida foi de 880 mV_{pp}.

Figura 26 - Sinal experimental gerado pela DSP após o Conversor D/A.
Amplitude= 200 mV/div e Tempo= 2,5 μ s/div.

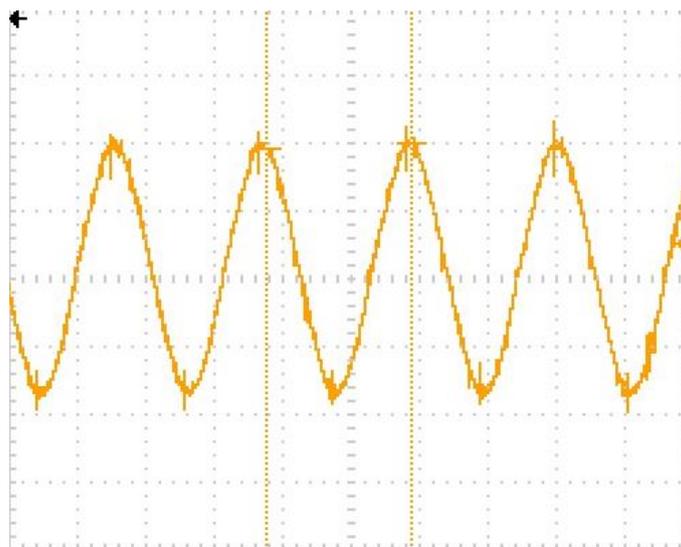


Fonte: Autor

A Figura 26 mostra o sinal que foi gerado pela DSP, após passar pelo conversor D/A e ter sua amplitude e *offset* ajustados.

O sinal referente à tensão entre os terminais do resistor *shunt* de $99\ \Omega$, após ser medido pelo amplificador e filtrado, possuía amplitude de $68.90\ \text{mV}_{\text{pp}}$, segundo as medições realizadas através de osciloscópio.

Figura 27 - Tensão no resistor shunt, Amplitude: $20\ \text{mV}/\text{div}$ e Tempo: $5\ \mu\text{s}/\text{div}$

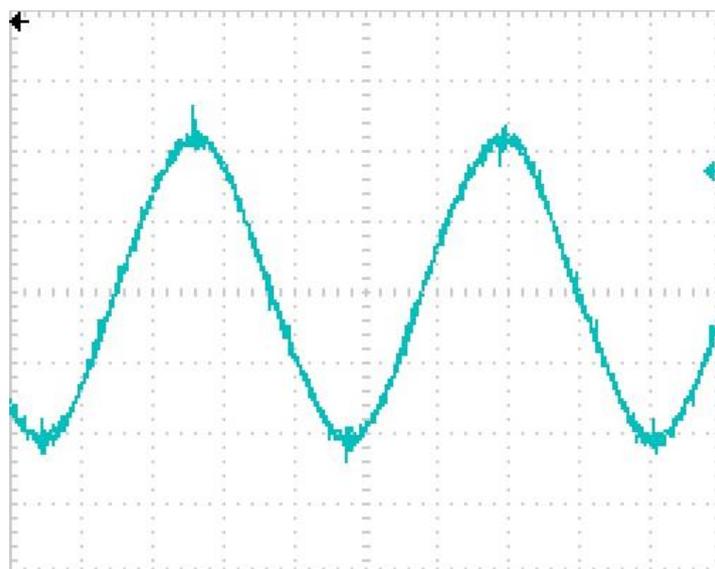


Fonte: Autor

A tensão medida pela DSP foi de $65.34\ \text{mV}$, se considerarmos a medição realizada no osciloscópio como base, o sinal lido pela DSP tem erro de $5,16\%$.

A carga em estudo foi de $990,0\ \Omega$, e o sinal no ponto de leitura da carga, isto é após o INAMP o filtro e o ajuste de *offset*; tinha amplitude $872,2\ \text{mV}_{\text{pp}}$ segundo o osciloscópio. A DSP mediu uma amplitude $860,0\ \text{mV}_{\text{pp}}$, novamente considerando a medição do osciloscópio como referência, calcula-se um erro de $1,40\%$.

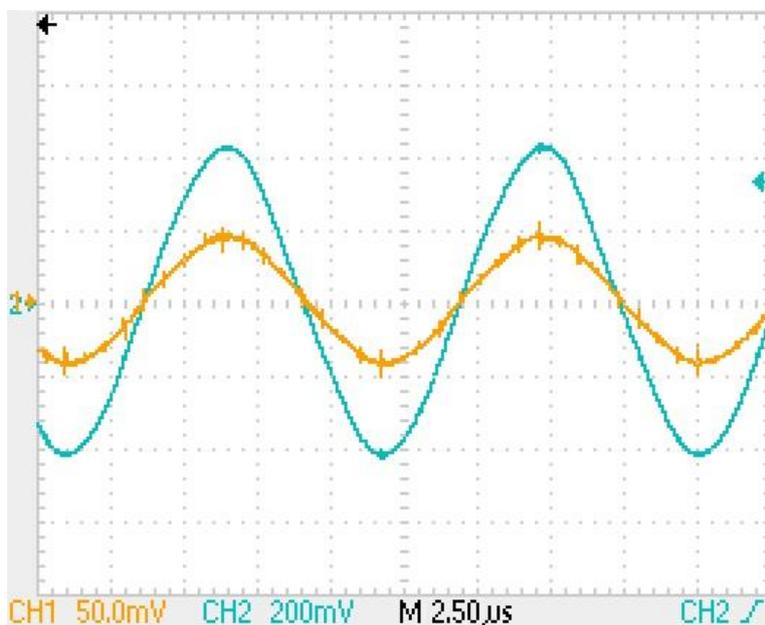
Figura 28 - Tensão na carga, Amplitude: 200 mV/div e Tempo: 2.5 μ s



Fonte: Autor

A fase calculada pela DSP foi -1 amostra, enquanto a fase medida pelo osciloscópio foi 0 graus.

Figura 29 - Tensão no resistor shunt (Amarelo) e na carga (Azul)



Fonte: Autor

Com os dados medidos pelo osciloscópio e pela DSP é possível calcular a impedância da carga, e assim verificar a exatidão do protótipo. Segundo a DSP a resistência de carga foi de 1.27 k Ω , enquanto a resistência segundo dados medidos

com osciloscópio é de 1.33 k Ω . Estes resultados são insatisfatórios para o tipo de aplicação que é desejado para este protótipo, portanto deve-se corrigir as fontes de erros.

Sabendo que a tensão injetada no circuito pela DSP tinha amplitude de 872.20 mV_{pp} e que a relação de conversão da tensão de entrada da fonte Howland para corrente de saída é de 1/1000, então espera-se uma corrente de 0.872 mA_{pp} na saída da fonte de corrente. Como o resistor *shunt* e a carga estão em série com a saída da VCCS, espera-se uma tensão de 86.0 mV_{pp} através do *shunt* e 860 mV_{pp} através da carga.

Através desta análise é possível perceber que o problema se encontra na tensão que está sendo lida no resistor *shunt*. Ainda não foi possível identificar exatamente a fonte do problema, mas suspeita-se de algum curto-circuito indesejado entre componentes do circuito ou interferências de ruídos devido à baixíssima amplitude do sinal (86.0 mV).

Para solucionar o problema será necessário analisar minuciosamente as trilhas e componentes do protótipo, buscando por curto-circuitos ou pontos de solda ruins, também é possível aumentar o ganho da tensão no *shunt* através da substituição deste por um de valor maior, como 200 Ω , ou aumentando o ganho do amplificador de instrumentação, que atualmente é 1.

7 CONCLUSÃO

Os resultados obtidos não foram bons o suficiente para que o protótipo possa ser usado efetivamente em aplicações biomédicas, entretanto podem ser feitas correções para melhorar o seu desempenho. Após ser corrigido o erro na tensão do *shunt*, é necessário que o protótipo seja remontado em uma nova placa de circuito impresso através de um melhor projeto de PCB a fim de evitar ruídos.

No entanto, os resultados deste trabalho pode contribuir de forma que outros alunos de graduação, interessados pela área de Engenharia Biomédica ou Bioimpedância, possam usá-lo como meio de ajuda para pesquisas iniciais. Além do fluxograma para montagem de um protótipo BIA, neste trabalho foi projetado e implementado um protótipo de baixo custo, de forma que qualquer outro aluno possa reproduzi-lo.

Futuramente, espera-se que além de serem realizadas medições em cargas biológicas, seja possível também testar o circuito de malha ativa, que não foi possível durante este projeto por falta de tempo. A malha ativa quando aplicada a um cabo coaxial pode reduzir os ruídos, melhorando a exatidão das medições.

Conclui-se que o desenvolvimento de uma instrumentação apropriada para equipamentos, que seguem rigorosos protocolos de medição, é essencial na área da engenharia biomédica, especialmente para aqueles que usam a BIA como método de medição e diagnóstico.

8 REFERÊNCIAS

GRIMNES, Sverre; MARTINSEN, Ørjan Grøttem. **Bioimpedance and Bioelectricity Basics**. 2. ed. Oslo: Academic Press, 2008. 471 p.

BERTEMES FILHO, Pedro. **Tissue Characterisation using an Impedance Spectroscopy Probe**. 2002. 189 f. Tese (Doutorado) - Curso de Philosophy, Medical Physics And Clinical Engineering, University Of Sheffield, Sheffield, 2002.

BERTEMES-FILHO, Pedro; FELIPE, Alexandre; VINCENCE, Volney C.. **High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis. Circuits And Systems**. Joinville, p. 451-458. nov. 2013. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.4236/cs.2013.47059>>. Acesso em: 16 mai 2015

NEUMAN, Michael R.. **Biopotential Electrodes**. In: ELECTRODES, Biopotential. The Biomedical Engineering Handbook. 2. ed. Boca Raton: Crc Press Llc, 2000. Cap. 48. p. 1-13.

LU L 1995 **Aspects of an Electrical Impedance Tomography Spectroscopy (EITS) System** University of Sheffield Ph.D. thesis

PETHIG, R. (1984) **Dielectric properties of biological materials: biophysical and medical applications**. IEEE Trans. Elec. Insulation, 19, 453-474.

YAMAMOTO T , YAMAMOTO Y (1976) : **Electrical properties of the epidermal stratum corneum** .*Med Biol Eng* , 14 , 592 – 594 .

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60601**: Medical electrical equipment. 3 ed. Genebra: Iec, 2005.
IEC (2005)

BRUNO, A. C.; MORELI, E. C.; OLIVEIRA, J. P. L.; MARQUES, D. S. P.; PORTO, G. S.

Manual de Utilização da Norma IEC 60601 / A. C. Bruno, E. C. Moreli, J. P. L. Oliveira, D.S. P. Marques; G. S. Porto. – Ribeirão Preto : [s.n.], 2010. 37 p. : il.

RIGEL MEDICAL. **A Practical guide to IEC 60601-1**. Peterlee: Rigel Medical, 2007.

STEENDIJK, P., MUR, G., VAN DER VELD, E. T. AND BAAN, J. (1993) **The four-electrode resistivity technique in anisotropic media: theoretical analysis and**

application on myocardial tissue in vivo. IEEE Trans. Biomed. Eng., 40 (11), 1138-1148.

GRIMNES S (1983a) : **Impedance measurement of individual skin surface electrodes.** *Med Biol Eng Comput* , 21 , 750 – 755 .

TEXAS INSTRUMENTS. AN-1515 **A Comprehensive Study of the Howland Current Pump.** Dallas: Texas Instruments, 2008.

KITCHIN, Charles; COUNTS, Lew. **A DESIGNER'S GUIDE TO INSTRUMENTATION AMPLIFIERS.** 3. ed. Norwood: Analog Devices, 2006.

LING, CAROLINA H.y. et al. **Accuracy of direct segmental multi-frequency bioimpedance analysis in the assessment of total body and segmental body composition in middle-aged adult population.** *Clinical Nutrition.* Publicado online em: 15 abr. 2011. Disponível em: <[http://www.clinicalnutritionjournal.com/article/S0261-5614\(11\)00066-5/fulltext](http://www.clinicalnutritionjournal.com/article/S0261-5614(11)00066-5/fulltext)>. Acesso em: 16 nov. 2015.

SILLANPÄÄ, E., CHENG, S., HÄKKINEN, K., FINNI, T., WALKER, S., PESOLA, A., AHTIAINEN, J., STENROTH, L., SELÄNNE, H. AND SIPILÄ, S. (2014), **Body composition in 18- to 88-year-old adults—comparison of multifrequency bioimpedance and dual-energy X-ray absorptiometry.** *Obesity*, 22: 101–109. Disponível em :10.1002/oby.20583

NEVES, EDUARDO BORBA et al. **Effects of Intense Physical Activity with Free Water Replacement on Bioimpedance Parameters and Body Fluid Estimates.** First Latin-american Conference On Bioimpedance (CLABIO 2012). Joinville, p. 1-2. set. 2012. Disponível em: <<http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/407/1/012002/pdf>>. Acesso em: 16 nov. 2015.

CLEMENTE, FABRIZIO et al. **EIS measurements for characterization of muscular tissue by means of equivalent electrical parameters.** *Measurement.* p. 476-482. 5 set. 2014.

CLEMENTE, FABRIZIO et al. **A concise index from electrical impedance spectroscopy measurements to characterize muscular tissue.** *The 4th IEEE*

International Conference On E-health And Bioengineering - Ehb 2013. Iasi, Romania, nov. 2013.

CLEMENTE, Fabrizio et al. **Study of muscular tissue in different physiological conditions using electrical impedance spectroscopy measurements.** Biocybernetics And Biomedical Engineering. p. 4-9. 31 out. 2013-2.

SHIFFMAN CA, AARON R, RUTKOVE S. **Electrical impedance of muscle during isometric contraction.** Physiol Meas 2003;24 (1):213–34.

ZAGAR T, KRIZAJ D. **Multivariate analysis of electrical impedance spectra for relaxed and contracted skeletal muscle.** Physiol Meas 2008; 29(6):S365–72.

CLEMENTE, Fabrizio; CESARELLI, Mario; BIFULCO, Paolo. **Electrical impedance spectral measurements of muscular tissue in different physiological condition.** Biocybernetics And Biomedical Engineering. jan. 2012. Disponível em: http://www.researchgate.net/publication/254041827_Electrical_impedance_spectral_measurements_of_muscular_tissue_in_different_physiological_condition. Acesso em: 21 nov. 2015.

LI, Jia et al. **Electrical impedance myography for the in vivo and ex vivo assessment of muscular dystrophy (mdx) mouse muscle.** Muscle & Nerve. p. 829-835. jun. 2014.

BUSHBY K, FINKEL R, BIRNKRANT DJ, CASE LE, CLEMENS PR, CRIPE L, et al. **Diagnosis and management of Duchenne muscular dystrophy, part 1: diagnosis, and pharmacological and psychosocial management.** Lancet Neurol 2010;9:77–93.

HELIOVAARA M, MAKELA M, KNEKT P, IMPIVAARA O, AROMAA A, (1991) **Determination of sciatica and low back pain.** Spine 16: 608–614.

NURMINEN M (1997) **Reanalysis of the occurrence of back pain among construction workers: modelling for the interdependent effects of heavy physical work, earlier back accidents, and aging.** Occup Environ Med 54: 807–811.

CHING CT-S, CHEN Y-C, LU L-H, HSIEH PF, HSIAO C-S, et al. (2013) **Characterization of the Muscle Electrical Properties in Low Back Pain Patients by Electrical Impedance Myography.** PLoS ONE 8(4): e61639. doi:10.1371/journal.pone.0061639

RUTKOVE SB, AARON R, SHIFFMAN CA (2002) **Localized bioimpedance analysis in the evaluation of neuromuscular disease.** Muscle Nerve 25: 390–397.

RUTKOVE SB, ESPER GJ, LEE KS, AARON R, SHIFFMAN CA (2005) **Electrical impedance myography in the detection of radiculopathy.** Muscle Nerve 32: 335–341.

TARULLI A, ESPER GJ, LEE KS, AARON R, SHIFFMAN CA, et al. (2005) **Electrical impedance myography in the bedside assessment of inflammatory myopathy.** Neurology 65: 451–452.