

**Abordagem sobre o projeto de amplificadores de biopotenciais/
Approach on biopotential amps project**

DOI:10.34117/bjdv6n11-427

Recebimento dos originais:08/10/2020

Aceitação para publicação:19/11/2020

Gustavo Vinicius Duarte Barbosa

Mestre em Engenharia Elétrica pela UFMG

Instituição: Faculdade Pitágoras – Unidade Raja Gabáglia (Engenharias e TI)

Endereço: Avenida Raja Gabáglia, 1306. Gutierrez, Belo Horizonte - MG, Brasil

E-mail: gustavogvdb@fab.mil.br

José Ronaldo Tavares Santos

Mestre em Engenharia em Gestão de Processos e Sistemas pelo IETEC

Instituição: IEC PUC MG – Instituto de Educação Continuada da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais – Pós Graduação *Latu Sensu* Engenharia de Manutenção Eletromecânica - Campus Coração Eucarístico

Endereço: Av. Dom José Gaspar, 500 – Coração Eucarístico, Belo Horizonte – MG, Brasil

E-mail: joseronaldo@jrtavares.eng.br

Laerty João dos Santos Damião

Mestrando em Engenharia Elétrica pela UNIFEI - Universidade Federal de Itajubá

Instituição: HVEX, Itajubá – MG, Brasil

E-mail: laertyjs@gmail.com

Ana Paula Gomes Grabe Borges

Graduanda em Engenharia Elétrica

Instituição: UFMG - Universidade Federal de Minas Gerais - Escola de Engenharia

Endereço: Av. Pres. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha, Belo Horizonte - MG, Brasil

E-mail: anapaulagrabe@gmail.com

Daniel Ribeiro Teixeira

Graduando em Engenharia Elétrica

Instituição: Centro Universitário UNA - Cidade Universitária UNA Aimorés.

Endereço: Rua Aimorés, 1451, Lourdes, Belo Horizonte – MG, Brasil

E-mail: daniel.ribeiro.t@hotmail.com

Gabriel Torres Moreira

Graduando em Engenharia Elétrica

Instituição: UFMG - Universidade Federal de Minas Gerais - Escola de Engenharia

Endereço: Av. Pres. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha, Belo Horizonte - MG, Brasil

E-mail: enggabrieltorres@gmail.com

Lorrainny Santana de Almeida

Graduanda em Engenharia Elétrica

Instituição: UFMG - Universidade Federal de Minas Gerais - Escola de Engenharia

Endereço: Av. Pres. Antônio Carlos, 6627 - Pampulha, Belo Horizonte - MG, Brasil

E-mail: lorrainny.santana@hotmail.com

Taís Paulino da Cruz

Graduanda em Engenharia Elétrica

Instituição: Centro Universitário UNA - Cidade Universitária UNA Aimorés.

Endereço: Rua Aimorés, 1451, Lourdes, Belo Horizonte – MG, Brasil

E-mail: taispcruz@gmail.com

RESUMO

As medições dos biopotenciais nos seres humanos são muito sensíveis e susceptíveis às interferências eletromagnéticas. Os biopotenciais são medidos como sinais de tensão gerados por nervos e músculos. Esses sinais envolvem níveis de tensão muito baixos, tipicamente na faixa de 1 μ V (microvolt) a 100 mV (milivolt). Conseqüentemente, eles são susceptíveis à interferência eletromagnética, presente inevitavelmente no ambiente de medição. Os amplificadores utilizados para medir esses sinais são projetados para satisfazer certos requisitos específicos. Eles devem fornecer uma amplificação seletiva do sinal fisiológico, apresentar expressiva rejeição aos sinais de ruído e interferências sobrepostas e garantir a proteção quanto a surtos de tensão e corrente, tanto para o paciente quanto para o próprio equipamento de medição.

Palavras-chaves: Filtro *Notch*, Amplificador de ECG, MATLAB®, Interferência Eletromagnética.

ABSTRACT

The measurements of biopotentials in humans are very sensitive and susceptible to electromagnetic interference. Biopotentials are measured as signals of voltage generated by nerves and muscles. These signals involve very low voltage levels, typically in the range of 1 μ V (microvolt) to 100 mV (millivolt). Consequently, they are susceptible to electromagnetic interference, inevitably present in the measurement environment. Amplifiers used to measure these signals are designed to meet certain specific requirements. They must provide selective amplification of the physiological signal, expressively reject overlapping noise and interference signals, and provide protection against voltage and current surges for both the patient and the measuring equipment itself.

Keywords: *Notch Filter*, ECG Amplifier, MATLAB®, Electromagnetic Interference.

1 INTRODUÇÃO

As medições de biopotenciais são bastante sensíveis à interferência eletromagnética (IEM). A IEM é introduzida no sistema de aquisição por muitas vias, como sinais de modo comum e de modo diferencial (SPINELLI *et al.*, 1999).

A interferência proveniente da rede de alimentação de energia elétrica é um grande problema nas medições de biopotenciais de alta resolução. Pelo fato do acoplamento da interferência ser comumente capacitivo, a blindagem dos condutores dos eletrodos de medição e uma alta razão de rejeição do modo comum (RRMC) são muito efetivos na redução desse tipo de interferência, embora não a elimine completamente, de acordo com o estudo desenvolvido em Chimeno e Pallàs-Areny (2000).

Um dos maiores problemas encontrados nas medições de Eletrocardiogramas (ECG's) é o aparecimento de uma indesejável interferência de 60 Hz na saída do amplificador, como discutido no trabalho elaborado por Huhta e Webster (1973).

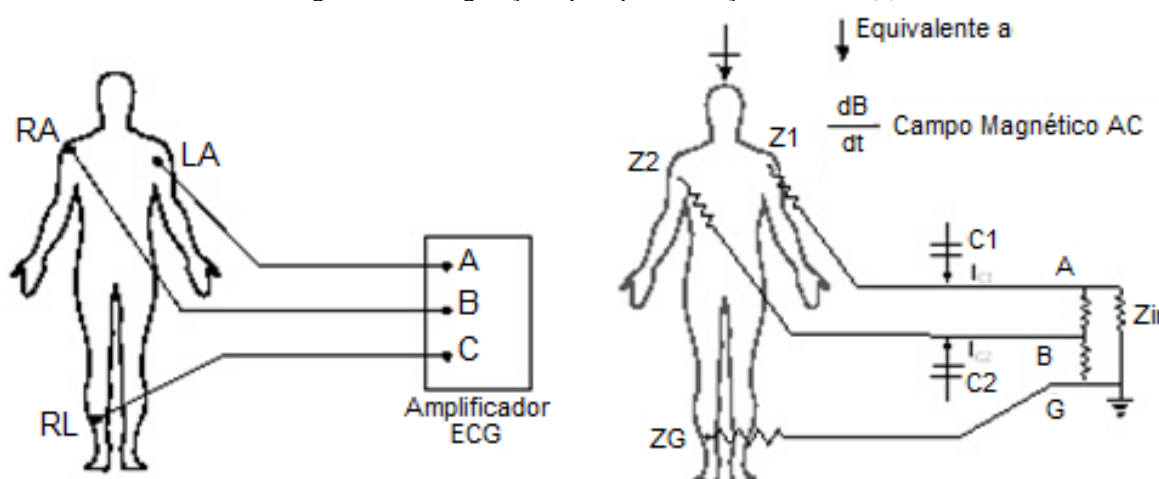
Este estudo tem como objetivo geral apresentar algumas considerações relacionadas ao projeto da instrumentação utilizada para a realização de medições de sinais fisiológicos com um alto grau de confiabilidade.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 FONTES DE INTERFERÊNCIA E CRITÉRIOS DE MEDIÇÃO

Os campos AC capazes de causar interferência podem ser classificados como elétricos e magnéticos. Sabe-se, do eletromagnetismo, que uma variação no campo magnético B , induzida por uma corrente alternada, produz uma força eletromotriz (FEM) em uma espira aberta. Em uma espira fechada, tal variação ocasiona a circulação de uma corrente, conforme previsto pela Lei de Lenz. Uma variação no campo elétrico E , ocasionada por um potencial alternado, também produz interferência pelo fluxo de correntes AC para terra através do sistema. Essas correntes fluem pelas impedâncias dos eletrodos e dos tecidos, gerando, por conseguinte, potenciais AC. Trata-se de correntes de condução, as quais resultam das correntes de deslocamento. Nada obstante, refere-se a elas como correntes de deslocamento (ID) para denotar que são resultantes do acoplamento capacitivo entre os campos e o sistema, conforme observado na Figura 1.

Figura 1 - Configuração típica para medição de ECG. (*)



(*) RA é o braço direito. LA é o braço esquerdo. RL é a perna direita. Os capacitores simulam a entrada de correntes de deslocamento. As linhas pontilhadas indicam a área S da malha condutora.

Fonte: (HUHTA., WEBSTER; 1973) adaptado, 2020.

Há muitas fontes que ocasionam campos AC, dentre as quais se destacam a iluminação e outros equipamentos nas adjacências do dispositivo de medição de biopotencial. Algumas fontes de potencial

interferente de 60 Hz produzem campos elétricos, mas não produzem campos magnéticos. Por exemplo, um equipamento que é conectado a uma tomada, mas encontrando-se desligado, ainda produz um campo elétrico, mesmo que não haja uma corrente elétrica circulando por ele. No entanto, para a produção de campo magnético, uma corrente deve fluir pelos condutores.

Na Figura 1 supracitada, tem-se uma representação esquemática de um sistema de medição de ECG (eletrocardiograma) aterrado. Assumindo que o amplificador seja perfeito, deve-se primeiramente saber qual valor de interferência é significativo quando comparado ao nível do sinal de ECG. Um potencial de ECG típico no corpo é, aproximadamente, da ordem de 1 mV ou 0,001 V. Reduzindo a interferência para 1% do sinal desejado, ela não compromete significativamente a medição do biopotencial, no que tange à interpretação clínica resultante da sua morfologia. Em um sistema de medição de eletroencefalograma (EEG), por exemplo, o potencial desejado é de, aproximadamente, 50 μ V (microvolts), tal que a interferência tolerada, usando o critério de 1%, é de 0,5 μ V (microvolts). Essa é a magnitude do potencial interferente que deve aparecer diferencialmente entre as entradas A e B do amplificador da Figura 1, para ser observável em sua saída. As diferentes formas que a interferência pode penetrar o sistema de medição de potenciais biológicos são:

- Indução magnética;
- Correntes de deslocamento nos condutores dos eletrodos de medição;
- Correntes de deslocamento no corpo;
- Interconexão de equipamentos e imperfeições.

2.2 INDUÇÃO MAGNÉTICA

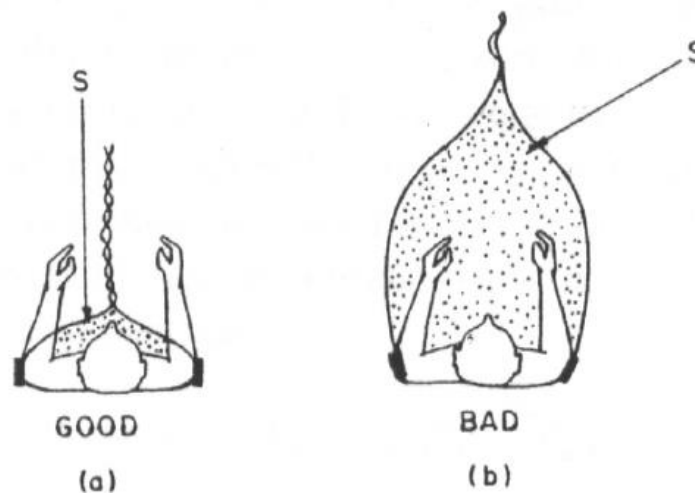
Qualquer malha condutora nas vizinhanças de uma variação da densidade de fluxo magnético experimenta um potencial induzido proporcional à sua área, orientação e magnitude da densidade de fluxo magnético. A lei de Faraday-Maxwell da indução magnética estabelece o seguinte:

$$V_{ind} = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int B \cdot dS = -\frac{dB}{dt} S \quad (1)$$

A partir da análise da equação (1), percebe-se que, para uma dada densidade de fluxo em 60 Hz, B, a variável importante na determinação do valor da tensão induzida (V_{ind}) é a área S (figura 2) da malha condutora.

Com base nessa análise pode-se intuir que a melhor maneira de se eliminar a interferência magnética é simplesmente tornar a área da malha formada pelos condutores dos eletrodos de medição tão pequena quanto possível. Isso pode ser feito trançando os condutores até o corpo e possibilitando que se distribuam próximos ao paciente, conforme ilustrado na Figura 2 abaixo.

Figura 2 – Esquema ilustrando a malha de indução magnética formada pelos condutores dos eletrodos de medição.



(*) (a) Colocação correta dos condutores que são entrelaçados e se distribuem junto ao corpo do paciente conduzindo a uma área S pequena. (b) Colocação errada dos condutores: a área S é suficientemente grande para induzir altas tensões interferentes.

Fonte: (HUHTA., WEBSTER; 1973).

2.3 O AMPLIFICADOR DE BIOPOTENCIAL

Os sinais fisiológicos exibem amplitudes pequenas e baixas frequências. Além disso, as medições desses biopotenciais são corrompidas, geralmente, por fontes biológicas e ambientais de interferência. Por conseguinte, é essencial, no delineamento do projeto do amplificador de biopotencial, levar em consideração determinadas características, dentre as quais se destacam:

- Amplificação e largura de banda apropriada;
- Alta impedância de entrada;
- Baixa vulnerabilidade a ruído;
- Estabilidade contra flutuações de tensão e temperatura.

O ponto nevrálgico inerente ao projeto de todo amplificador de biopotencial é o amplificador de instrumentação, conforme discutido em (THAKOR, 2000). No entanto, cada instrumento de aquisição de sinais fisiológicos demanda requisitos específicos no projeto do amplificador de instrumentação. A Tabela 1 sumariza as características do circuito que são necessárias em amplificadores destinados à aquisição de sinais de ECG e EEG, por exemplo.

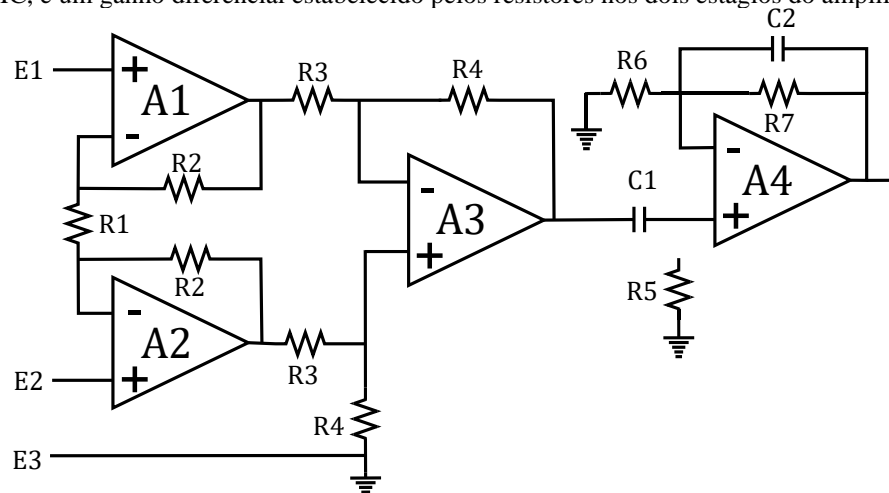
Tabela 1 – Considerações de projeto para amplificadores de biopotenciais.

Biopotencial	Característica diferenciadora	Consideração de projeto exclusivo do amplificador	Características adicionais desejadas
ECG	Sinal de 1 mV; Banda BW de 0,05 – 100 Hz.	CMRR; Ruído; Resistência de Entrada R Moderada.	Proteção contra desfibrilação; Isolação; Segurança elétrica.
EEG	Sinal de amplitude muito pequena.	Filtragem; Nível de ruído muito baixo; Ganho elevado.	Proteção; Isolação; Resistência da interface pele-eletrodo baixa.

Fonte: Autores, 2020.

O amplificador de instrumentação é um circuito que combina as mais desejáveis características para medições de sinais fisiológicos, ou seja, ganho diferencial extremamente elevado, baixíssimo ganho de modo comum, alta razão de rejeição de modo comum (RRMC) e alta resistência de entrada. A Figura 3 ilustra o projeto de um amplificador de instrumentação básico. Ele é construído com amplificadores operacionais, os quais apresentam algumas das características outrora mencionadas.

Figura 3 – O amplificador de instrumentação. Esse amplificador tem uma impedância de entrada muito alta, elevada RRMC, e um ganho diferencial estabelecido pelos resistores nos dois estágios do amplificador.



Fonte: (THAKOR, 2000) adaptado, 2020.

2.4 MELHORIAS NO AMPLIFICADOR DE BIOPOTENCIAL BÁSICO

O amplificador de biopotencial descrito no item 2.3, com as considerações de projeto específicas para cada tipo de potencial fisiológico medido, pode conduzir a uma aquisição de sinal de qualidade aceitável. No entanto, melhoramentos são sempre necessários para alcançar um desempenho razoável do ponto de vista clínico. Essas melhorias incluem circuitos para redução da interferência elétrica, filtragem de ruído, redução de artefatos, isolação elétrica do amplificador e proteção elétrica do circuito contra eventuais choques de desfibriladores e instrumentação eletrocirúrgica.

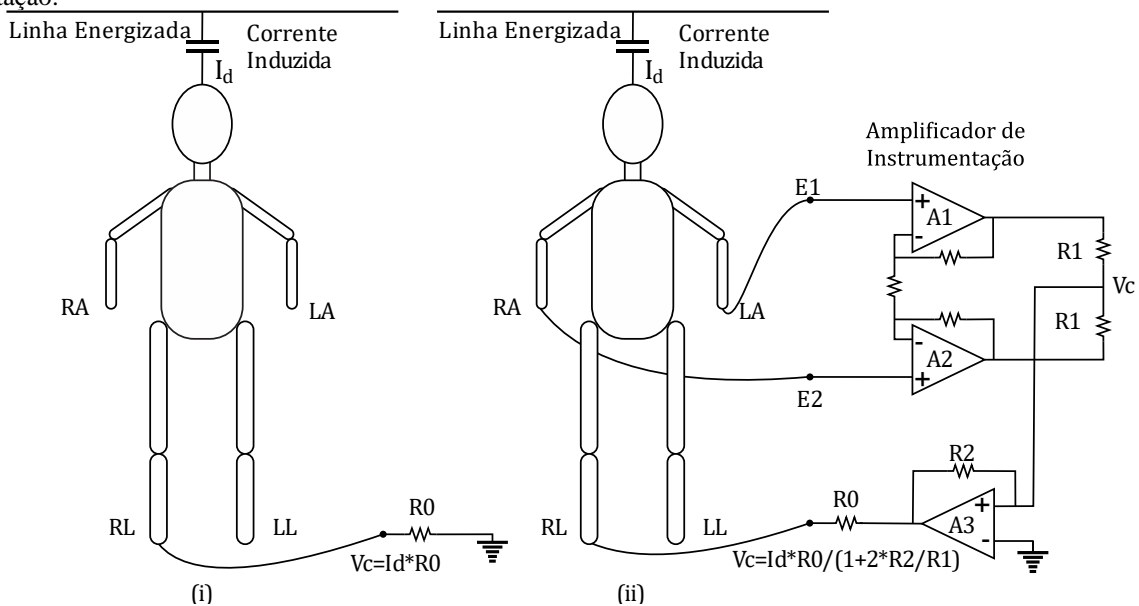
2.5 REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA ELÉTRICA

A interferência elétrica está sempre presente no local de medição, especialmente em ambientes hospitalares urbanos. É desejável eliminar tal interferência antes que ela penetre o amplificador, por exemplo, pela blindagem apropriada do paciente, dos condutores e do instrumento de medição, bem como pelo aterramento do paciente e do equipamento. As fontes de interferência incluem os sinais induzidos pela rede de alimentação de energia elétrica, por RF de transmissores, motores elétricos, correntes induzidas magneticamente em fios condutores, e assim por diante.

A interferência induzida no corpo, comum aos eletrodos de medição, é denominada interferência de modo comum (distinta do sinal de biopotencial, o qual é diferencial aos eletrodos de medição). Se a corrente induzida é i_d e a resistência de terra é R_0 , então o potencial (V_c) de interferência de modo comum é $V_c = i_d \cdot R_0$.

A interferência de modo comum é principalmente rejeitada pelo amplificador de instrumentação com alta RRMC. Pode-se melhorar ainda mais o nível de rejeição a esse tipo de interferência pelo uso do “circuito alimentador da perna direita”, “(do inglês “*driven right leg circuit*”)” ou simplesmente circuito DRL. O condutor da perna direita, por convenção padrão, é usado como terra ou referência para o circuito. O circuito alimentador da perna direita emprega a noção de realimentação negativa do sinal de modo comum. O sinal de modo comum é captado do primeiro estágio do amplificador de instrumentação, sendo invertido e realimentado para dentro do condutor da perna direita, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – O esquemático da esquerda ilustra a interferência elétrica induzida pela corrente de deslocamento i_d da rede de alimentação.



Fonte: (THAKOR, 2000) adaptado, 2020.

Matematicamente, tem-se que:

$$2V_c \left[-\frac{R_2}{R_1} \right] + i_d R_0 = V_c \Rightarrow V_c = \frac{i_d R_0}{1 + \frac{2R_2}{R_1}} \quad (2)$$

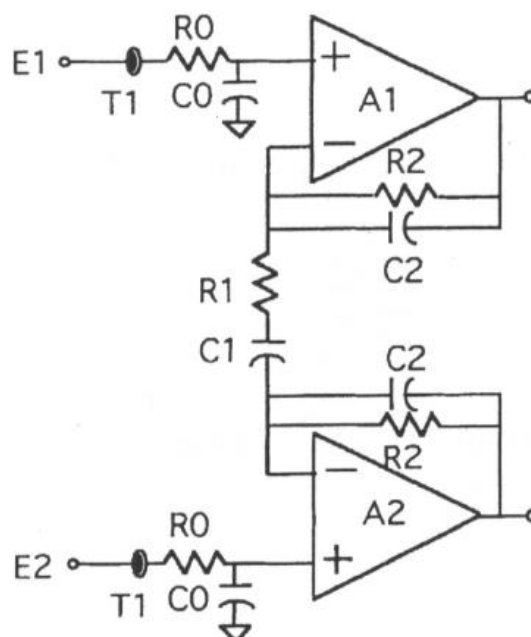
Observa-se na Figura 4 que a corrente i_d flui para o condutor do eletrodo de aterramento gerando uma tensão V_c de modo comum. O circuito alimentador da perna direita usa realimentação negativa dentro do eletrodo da perna direita para reduzir a tensão de modo comum efetiva.

Pela análise da equação (2), nota-se que a interferência é fortemente reduzida em sua fonte. Portanto, o circuito alimentador da perna direita permite medições de biopotenciais com altíssima qualidade.

2.6 FILTRAGEM

A filtragem na terminação dianteira do amplificador e a limitação da largura de banda do amplificador de biopotencial contribuem ainda mais para a redução dos potenciais de interferência, conforme tratado por Thakor (2000). Pequenos indutores nos fios condutores ajudam a bloquear a interferência eletromagnética de alta frequência. Pequenos capacitores entre cada condutor e o terra filtram a interferência de RF. A Figura 5 ilustra um estágio de filtragem típico. Há a necessidade de se bloquear os potenciais DC originados na interface pele-eletrodo, antes da amplificação do sinal biológico medido (ECG ou EEG, por exemplo), evitando-se assim a saturação do amplificador. Por conseguinte, o uso de filtragem passa-alta nos estágios anteriores à amplificação é recomendado.

Figura 5 – Filtros na terminação dianteira do amplificador – T1: choque de RF; R0 e C0: filtro de RF; R1 e C1: filtro passa-alta; R2 e C2: filtro passa-baixa.



Fonte: (THAKOR, 2000).

A interferência proveniente da rede de alimentação de energia elétrica em 60 Hz e seus harmônicos é o maior problema na medição de sinais fisiológicos, como o ECG e o EEG. Às vezes, é desejável fornecer um filtro “NOTCH” para remover a interferência de 60 Hz, conforme abordado por (BARBOSA, G.V.D *et al.*, 2019).

3 METODOLOGIA

Esta pesquisa pode ser caracterizada como descritiva, pois, segundo Gil (1999), envolve a descrição das características de algo, ou o estabelecimento de relações entre variáveis.

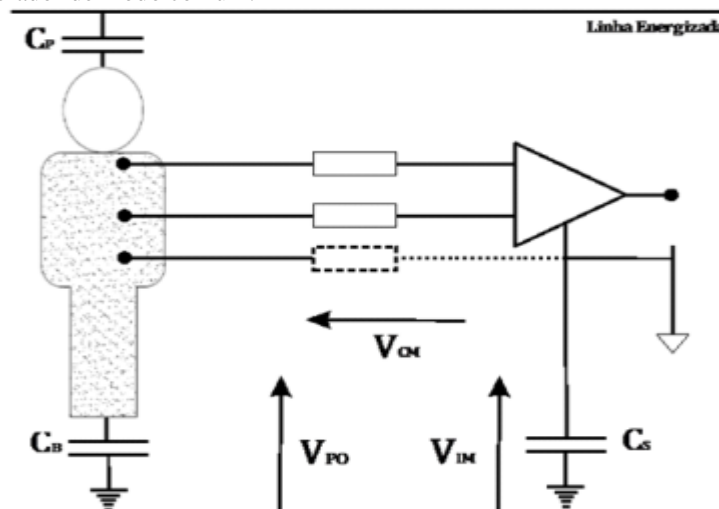
Partindo do referencial teórico, dos circuitos eletrônicos e das equações correlacionadas da transcondutância e DLR, as equações foram desmembradas, descritas e aplicadas para que, por fim, fosse possível obter pelo MATLAB® o comparativo gráfico do ganho com a redução da IEM em relação à banda de frequência.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 O CIRCUITO DRL DE TRANSCONDUTÂNCIA

A interferência eletromagnética penetra os sistemas de instrumentação biomédica de diferentes maneiras. Uma delas é como uma fonte de modo comum, produzida pelo acoplamento do campo elétrico. Uma situação típica, para interferência na rede AC, é esquematizada na Figura 6, onde o acoplamento é representado pelos capacitores C_P e C_B . Esse esquema corresponde a um sistema de aquisição isolado, o qual é a configuração mais usual, conforme abordado em (SPINELLI. *et al.*, 1999).

Figura 6 – Modelo simplificado ilustrando as tensões de modo comum causadas pelo acoplamento do campo elétrico, o qual funciona como um gerador de modo comum.



Fonte: (SPINELLI. *et al.*, 1999) adaptado, 2020.

As correntes de deslocamento fluindo pelas capacitâncias de acoplamento, impõem ao paciente um potencial V_{P0} (referenciado para terra) diferente de zero, o qual é decomposto em duas tensões: uma tensão de modo de isolamento entre o terra e o comum do amplificador, e uma tensão de modo comum V_{CM} entre o paciente e o comum do amplificador. V_{CM} e V_{IM} são, ambos, sinais de modo comum, mas devido a desequilíbrios nas impedâncias dos eletrodos ou nas impedâncias de entrada do amplificador, esses sinais produzem interferência de modo diferencial, a qual não é rejeitada pelo estágio diferencial.

A tensão de modo de isolamento não pode ser reduzida, pois implica em uma redução da barreira de isolamento entre o paciente e o terra, mas é possível e muito apropriado reduzir a tensão de modo comum. A tensão V_{CM} é reduzida conectando o paciente diretamente ao comum do amplificador por meio de um terceiro eletrodo, porém isso é válido somente se a impedância da interface pele-eletrodo for muito baixa. Para evitar tal restrição, um circuito alimentador da perna direita, DRL (do inglês “*driven right leg*”) é frequentemente empregado nessa circunstância. Esse circuito reduz a tensão de modo comum usando uma malha de realimentação negativa, conforme mostrado na Figura 7(a), onde A_3 amplifica e reinjeta a tensão de modo comum ao paciente através do terceiro eletrodo, tal que a impedância da interface pele-eletrodo é reduzida, como mencionado anteriormente neste trabalho.

4.2 ANÁLISE DA CONFIGURAÇÃO DRL CLÁSSICA

Um circuito equivalente para tensões de modo comum é mostrado na Figura 7(b). Nesse circuito, o ganho do amplificador de modo comum é denotado por $A(s)$, e é suposto que A_1 e A_2 , ambos funcionando como amplificadores de ganho unitário, não contribuem com polos na faixa de frequências de interesse.

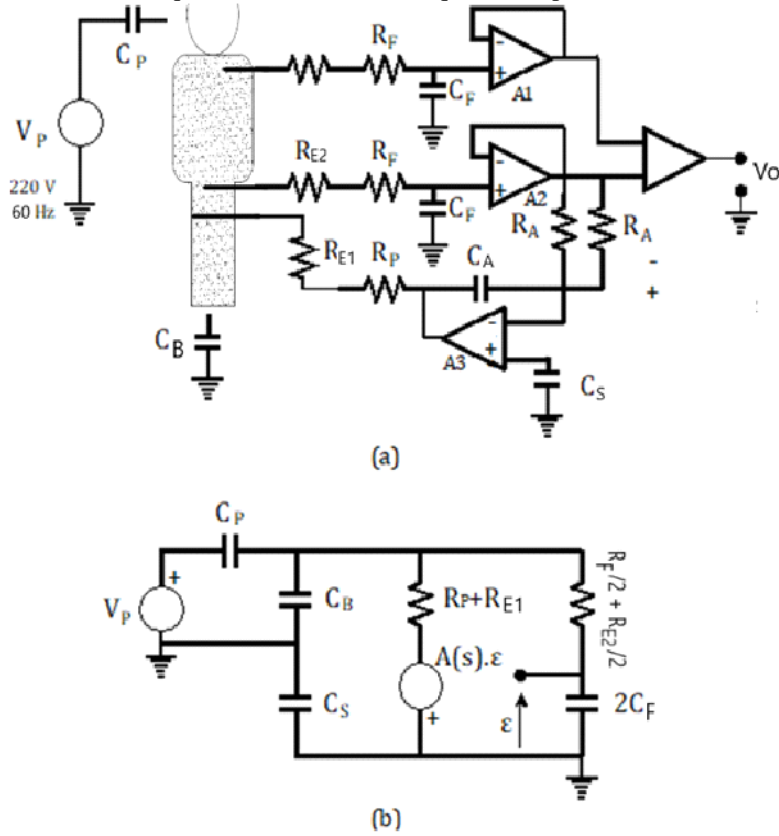
O circuito equivalente simplificado da Figura 7(b) pode ser representado conforme a Figura 8 (a). Por conseguinte, tem-se que:

$$C_N = \frac{(C_P + C_B) \cdot C_S}{C_P + C_B + C_S} \quad (3)$$

Aplicando a LTK (Lei das Tensões de Kirchoff) à malha I do circuito da Figura 8(b), obtém-se:

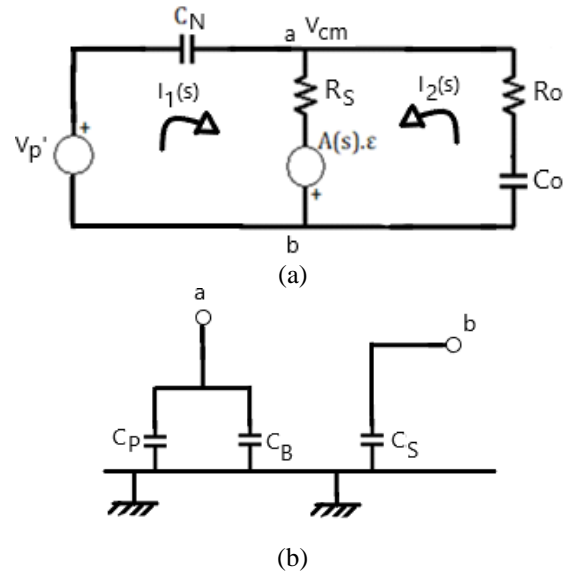
$$V_p'(s) = I_1(s) \cdot \left(\frac{1}{sC_N} \right) - I_1(s) \cdot R_S + A(s) \cdot \varepsilon + I_2(s) \cdot R_S = 0 \quad (4)$$

Figura 7 – (a) Circuito esquemático. (b) Circuito equivalente para tensões de modo comum.



Fonte: (SPINELLI, et al., 1999) adaptado, 2020.

Figura 8 – (a) Circuito equivalente para aplicação da LTK. (b) Circuito equivalente para cômputo da capacitância CN vista dos terminais a-b para VP = 0.



Fonte: Autores, 2020.

Lembrando que $s = \sigma + j\omega$, sendo $j = \sqrt{-1}$. Além disso, tem-se que:

$$V'_P = V_P \cdot K_C, \text{ onde } K_C = \frac{C_P \cdot C_S}{C_P + C_B + C_S}$$

Desenvolvendo (4), implica que:

$$V_p' - I_1(s) \cdot \left[\frac{1}{sC_N} + R_S \right] + I_2(s) \cdot R_S = -A(s) \cdot \varepsilon \quad (5)$$

$$I_1(s) \cdot \left[\frac{1}{sC_N} + R_S \right] - I_2(s) \cdot R_S = A(s) \cdot \varepsilon + V_p'(s) \quad (6)$$

Por conseguinte, após as devidas manipulações algébricas pertinentes, obtém-se:

$$I_1(s) \cdot \left[\frac{1}{sC_N} + R_S \right] - I_2(s) \cdot R_S = A(s) \cdot \varepsilon + V_p'(s) \quad (7)$$

Agora, aplicando a LTK à malha II do circuito da Figura 8(b), tem-se que:

$$-A(s) \cdot \varepsilon - I_2(s) \cdot R_S + I_1(s) \cdot R_S - R_0 \cdot I_2(s) - I_2(s) \cdot \frac{1}{sC_0} = 0 \quad (8)$$

O rearranjo dos termos da equação (8) conduz a:

$$I_1(s) \cdot R_S - I_2(s) \cdot \left[R_S + R_0 + \frac{1}{sC_0} \right] = A(s) \cdot \varepsilon \quad (9)$$

Sendo que:

$$\varepsilon = I_2(s) \cdot \frac{1}{sC_0} \quad (10)$$

Substituindo-se (10) em (7) e (9), tem-se que:

$$I_1(s) \cdot \left[\frac{1 + sR_S C_N}{sC_N} \right] - I_2(s) \cdot \left[\frac{sR_S C_0 + A(s)}{sC_0} \right] = V_p' \cdot K_C \quad (11)$$

e

$$I_1(s) \cdot R_S - I_2(s) \cdot \left[R_S + R_0 + \frac{1}{sC_0} + \frac{A(s)}{sC_0} \right] = 0 \quad (12)$$

Portanto, na forma matricial, pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1 + sR_S C_N}{sC_N} \right) & - \left(\frac{sR_S C_0 + A(s)}{sC_0} \right) \\ R_S & - \frac{[sR_S C_0 + sR_0 C_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_p' \cdot K_C \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

A equação matricial (13) pode ser resolvida aplicando a Regra de Cramer para determinar as incógnitas $I_1(s)$ e $I_2(s)$. Definindo:

$$\tau_1 = R_S \cdot C_N \quad \tau_2 = R_S \cdot C_0 \text{ e } \tau_0 = R_0 \cdot C_0$$

Como constantes de tempo do circuito equivalente da Figura 8(b) e substituindo em (13), a equação matricial supramencionada assume a forma:

$$\begin{bmatrix} \left(\frac{1 + s\tau_1}{sC_N} \right) & -\left(\frac{s\tau_2 + A(s)}{sC_0} \right) \\ R_S & -\frac{[s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_P \cdot K_C \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Logo, aplicando a Regra de Cramer em (14), obtém-se:

$$I_1(s) = \frac{\det M_1}{\det M} = \frac{\begin{vmatrix} V_P K_C & -\left(\frac{s\tau_2 + A(s)}{sC_0} \right) \\ 0 & -\frac{[s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \left(\frac{1 + s\tau_1}{sC_N} \right) & -\left(\frac{s\tau_2 + A(s)}{sC_0} \right) \\ R_S & -\frac{[s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \end{vmatrix}} \quad (15)$$

Onde M é a matriz de coeficientes representada na equação (14) e M₁ é a matriz resultante da substituição da primeira coluna de M pelo vetor de termos independentes da equação outrora mencionada.

Portanto,

$$\det M_1 = -V_P \cdot K_C \cdot \frac{[s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \quad (16)$$

$$\det M = -\left(\frac{1 + s\tau_1}{sC_N} \right) \left(\frac{s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))}{sC_0} \right) + R_S \cdot \left(\frac{s\tau_2 + A(s)}{sC_0} \right) \quad (17)$$

Consequentemente,

$$I_1(s) = \frac{-V_P \cdot K_C \cdot [s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{sC_0} \cdot \frac{1}{-\left(\frac{1 + s\tau_1}{sC_N} \right) \cdot (s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))) - R_S \cdot (s\tau_2 + A(s))} \quad (18)$$

$$I_1(s) = \frac{V_P \cdot K_C \cdot [s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{\left[\left(\frac{1 + s\tau_1}{sC_N} \right) \cdot (s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))) - R_S \cdot (s\tau_2 + A(s)) \right]} \quad (19)$$

Analisando o circuito da Figura 8(b), percebe-se que:

$$V_{CM} = V_P' - I_1(s) \cdot \frac{1}{sC_N} \quad (20)$$

Logo,

$$V_{CM} = V_P(s) \cdot K_C - I_1(s) \cdot \frac{1}{sC_N} \quad (21)$$

Ou seja, por meio da equação (21), tem-se que:

$$V_{CM}(s) = V_P(s)K_C - \left(\frac{V_P(s)K_C[s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))]}{\left(\frac{1+s\tau_1}{sC_N} \right) (s\tau_2 + s\tau_0 + (1 + A(s))) - R_S(s\tau_2 + A(s))} \right) \cdot \frac{1}{sC_N} \quad (22)$$

Efetuada-se as devidas manipulações algébricas em (22), conduz à função de transferência entre o sinal de modo comum V_{CM} e o sinal interferente V_P , a qual é dada por:

$$\frac{V_{CM}}{V_P} = K_C \cdot T(s) = K_C \cdot \frac{\frac{(1+s\tau_0)R_S}{(1+s\tau_0)(1+s\tau_1)+s\tau_2}}{1 + \frac{A(s)}{(1+s\tau_0)(1+s\tau_1)} + s\tau_2} \quad (23)$$

onde:

$$\begin{aligned} R_0 &= \frac{R_F + R_{E2}}{2} \\ R_S &= R_P + R_{E1} \\ C_0 &= 2C_F \\ C_N &= \frac{C_S(C_P + C_B)}{C_S + C_P + C_B} \\ K_C &= \frac{C_P C_S}{C_S + C_P - C_B} \\ \tau_0 &= R_S C_0 \\ \tau_1 &= R_S C_N \\ \tau_2 &= R_S C_0 \end{aligned}$$

O ganho de malha aberta é obtido a partir da Equação (23) e é dado por:

$$GH(s)_{clássico} = \frac{A(s)}{(1 + s\tau_0)(1 + s\tau_1) + s\tau_2} \quad (24)$$

Usualmente A_3 , funcionando como integrador, é responsável pelo polo dominante. Dessa forma, $\tau_{A0} = (R_A/2)C_A A_{V0}$ é a constante de tempo associada a esse polo, onde R_A e C_A são os componentes externos do integrador e A_{V0} é o ganho de malha aberta do amplificador operacional. Assim, o ganho de malha aberta torna-se:

$$GH(s)_{clássico} = \frac{A_0}{(1 + s\tau_{A0})(s^2\tau_0\tau_1 + (\tau_0 + \tau_1 + \tau_2))s + 1} \quad (25)$$

O circuito pode ser compensado ajustando R_A e C_A para fornecer uma margem de fase adequada. Assumindo os valores comumente aceitos: $C_S = 200$ pF, $C_P = 2$ pF, $C_B = 200$ pF, $C_F = 200$ pF, $R_F = 10$ k Ω , $R_{E1} = R_{E2} = 100$ k Ω , $R_P = 100$ k Ω , $A_{V0} = 110$ dB.

Têm-se como resultados: $R_0 = 55$ k Ω , $R_S = 200$ k Ω , $C_0 = 400$ pF, $C_N = 100$ pF, $K_C = 1$ pF, $\tau_1 = 20$ μ s, $\tau_2 = 80$ μ s, e $(R_A/2).C_A = 100$ μ s para uma margem de fase de 45° .

A função de transferência em malha fechada (24) do circuito compensado assume a forma:

$$\frac{V_{CM}}{V_{P,clássico}} = \frac{s \cdot 1pF \cdot 200k\Omega \cdot (1 + s \cdot 22\mu s)(1 + s \cdot 33 \cdot 5\mu s)}{(1 + s \cdot 122\mu s + s^2 \cdot 440\mu s^2)(1 + s \cdot 33 \cdot 5) + 10^{5.5}} \quad (26)$$

4.3.CIRCUITO AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA

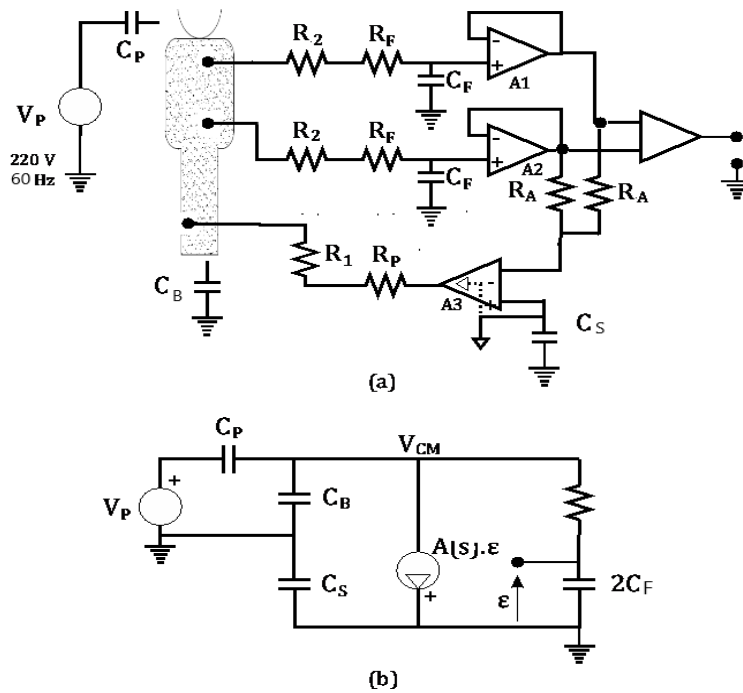
O circuito proposto usa um amplificador de transcondutância para alimentar o corpo do paciente em vez de um amplificador de tensão convencional. Essa troca resulta em algumas características interessantes:

- A saída do amplificador é uma fonte de corrente, portanto a estabilidade do circuito torna-se independente das impedâncias do terceiro eletrodo RE1 e do resistor de proteção R_P ;
- A largura de banda de um amplificador de transcondutância típico encontra-se em torno de poucos MHz e é independente de seu ganho. Assim, seu ganho de transcondutância A_G pode ser considerado constante e não contribui com polos na faixa de frequências de interesse.

As características acima significam que com a mesma solução usada para o circuito clássico (polo dominante), a compensação é mais simples e resulta em uma maior largura de banda, a qual conduz a uma melhor rejeição para frequências ao redor de poucos quilohertz, de acordo com o desenvolvimento mostrado em (SPINELLI. *et al.*, 1999).

O diagrama esquemático e seu circuito equivalente para o circuito DRL de transcondutância são mostrados na Figura 9.

Figura 9 – Sistema DRL de Transcondutância. (a) Circuito Esquemático. (b) Circuito equivalente para tensões de modo-comum.



Fonte: (SPINELLI. *et al.*, 1999) adaptado, 2020.

Analisando o circuito da Figura 9(b), encontramos a seguinte função de transferência para o mesmo:

$$\frac{V_{CM}}{V_{P,Transc}} = K_C S \frac{\frac{(1+s\tau_0)}{s(C_N+C_0)(1+s\tau_{0N})}}{1 + \frac{A_G}{s(C_N+C_0)(1+s\tau_{0N})}} \quad (27)$$

sendo que:

$$\tau_{0N} = R_0 \frac{C_N C_0}{C_N + C_0} \quad (28)$$

Inspecionando a Equação (28), pode-se encontrar a função de transferência de malha aberta para o atual circuito.

$$GH(s)_{Transc.} = \frac{A_G}{s(C_N + C_0)(1 + s\tau_{0N})} \quad (29)$$

Tomando os mesmos valores usados para o circuito DRL clássico, tem-se que:

$$GH(s)_{Transc.} = \frac{A_G}{s \cdot 500pF \cdot (1 + s \cdot 4 \cdot 4\mu s)} \quad (30)$$

O ganho de malha aberta da Equação (30) tem somente dois polos: um dominante na origem, e um polo de alta frequência ao redor de 36 kHz (SPINELLI *et al.*, 1999). Esse sistema de segunda ordem é mais fácil de ser compensado que o circuito DRL clássico. A compensação é feita ajustando o ganho de transcondutância A_G para obter uma margem de fase apropriada. Para uma margem de fase

de 45° é necessário um ganho A_G de 0.1 mS. Conforme comentado anteriormente, um esquema de compensação mais detalhado não é possível, devido à incerteza nos valores dos componentes. Também, o modelo simplificado só é válido para frequências um pouco acima de poucas centenas de kHz.

A função de transferência de malha fechada da Equação (28) pode ser escrita como:

$$\frac{V_{CM}}{V_{P,Transc}} = K_C \frac{s(1 + s\tau_0)}{s(C_N + C_0)(1 + s\tau_{0N}) + A_G} \quad (31)$$

Usando os valores anteriores, tem-se como resultado:

$$\frac{V_{CM}}{V_{P,Transc}} = K_C \frac{s(1 + s \cdot 22\mu s)}{s \cdot 500pF \cdot (1 + s \cdot 4 \cdot \mu s) + 0,1ms} \quad (32)$$

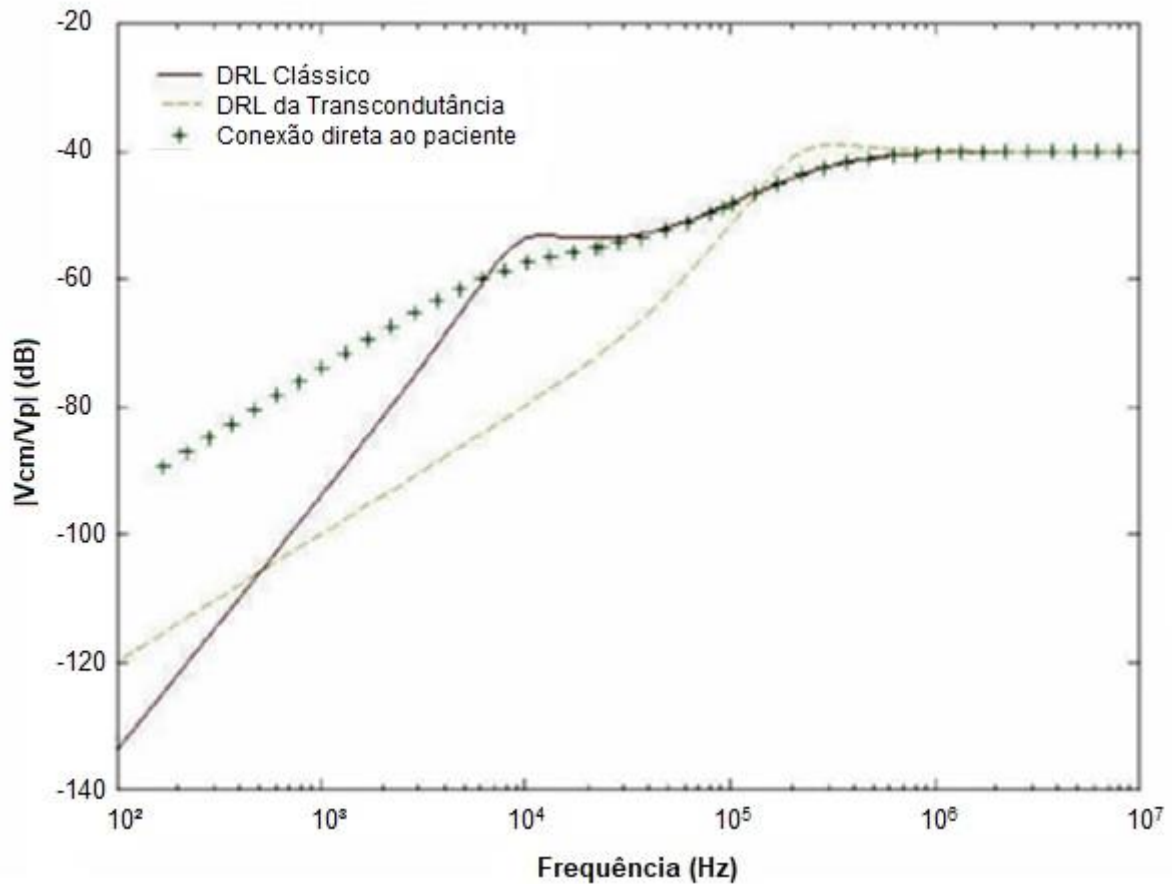
Empregando o amplificador de transcondutância CA3080, conforme apresentado em (SPINELLI. *et al.*, 1999), e pelo requisito de um ganho de 0.1 mS, uma corrente de polarização de 5 μ A é necessária, o que resulta em uma impedância de saída do amplificador de aproximadamente 400 M Ω . Esse valor, dentro da faixa de frequências de interesse, é bem mais alto do que as outras impedâncias envolvidas, logo, a fonte de corrente ideal usada no circuito equivalente é uma boa aproximação.

4.4 COMPARAÇÃO ENTRE OS CIRCUITOS DLR CLÁSSICO E O DE TRANSCONDUTÂNCIA

Os circuitos DRL clássico e de transcondutância são avaliados neste trabalho usando o mesmo conjunto de valores para os capacitores de acoplamento e para as impedâncias dos eletrodos de medição. Uma terceira configuração, com o paciente conectado diretamente ao comum do circuito, é usada como uma referência para a comparação do desempenho, embora isso não seja uma escolha recomendada.

A Figura 10 é obtida usando a função de geração de gráficos de Bode do MATLAB® e mostra a relação entre a tensão de modo comum V_{CM} e a tensão de interferência V_P como função da frequência para três alternativas: circuito DRL clássico, circuito DRL de transcondutância e conexão direta ao paciente. Esse último caso é obtido da equação do circuito DRL clássico (23), aplicando $A(s) = 0$.

Figura 10 – Análise da característica de rejeição da IEM para o circuito DRL clássico, de transcondutância e para a configuração em que o paciente é conectado diretamente ao terra.



Fonte: Autores, 2020.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta as dificuldades inerentes ao processo de aquisição de sinais fisiológicos susceptíveis à interferência eletromagnética irradiada dos condutores da rede de alimentação de energia elétrica, inevitavelmente presente no ambiente de medição.

É abordada do ponto de vista teórico a maneira por meio da qual a interferência eletromagnética (IEM) é introduzida no estágio de entrada dos amplificadores de biopotenciais, como sinais de modo comum, os quais podem corromper o conteúdo de informação característico do sinal fisiológico que se pretende medir (ECG ou EEG, por exemplo).

No delineamento deste trabalho são mencionados os níveis de interferência tolerados em sinais de ECG e EEG, os quais não são capazes de comprometer a legibilidade quando da interpretação clínica do biopotencial. Lembrando que um erro de interpretação desses sinais, ocasionado por alterações provocadas pela interferência eletromagnética irradiada, tem como consequência a possibilidade de induzir o clínico a um falso diagnóstico do paciente.

Por conseguinte, são abordadas algumas configurações de amplificadores de biopotenciais, sendo apresentado um circuito DRL de transcondutância que tem desempenho melhorado quando comparado ao circuito DRL clássico, conforme trabalho desenvolvido em (SPINELLI. *et al.*, 1999).

É percebido após análise da Figura 10 que, para a faixa de frequências da rede de alimentação AC, ambos os circuitos têm aproximadamente o mesmo fator de rejeição de modo comum, o qual é 30 dB melhor do que o valor obtido ao conectar o paciente diretamente ao comum do amplificador. Para frequências em torno de 10-20 kHz, o circuito DRL de transcondutância apresenta um fator de rejeição mais de 20 dB melhor do que o circuito clássico e a conexão direta ao paciente.

REFERÊNCIAS

BARBOSA, G.V.D. *et al.* (2019). Remoção da Interferência de 60 Hz no sinal de ecg usando filtro notch digital. *Brazilian Journal of Development*, v.5, n.7, p. 8725-8736.

CHIMENO., M. F; PALLÀS-ARENY, R. (2000). A comprehensive model for powerline interference in biopotential measurements. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 49: p. 535-540.

GIL, A. C. Métodos e técnicas de pesquisa social. 5.ed. São Paulo: Atlas, 1999.

HUHTA., J. C.; WEBSTER, J. G. (1973). 60-hz interference in electrocardiography. *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, BME-20: p. 91-101.

SPINELLI., E. M.; PALLÀS-ARENY., R.; MAYOSKY, M. A. (1999). A transconductance driven-right-leg circuit. *IEEE Trans. On Biomedical Engineering*, 46: p. 1466-1470.

THAKOR, N. V. (2000). Biopotentials and electrophysiology measurement. In Bronzino, J. D., editor, *The Biomedical Engineering Handbook*. Boca Raton: CRC Press LLC.