

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Uma Comparação entre Topologias de  
Amplificadores de Biopotencial para  
Eletrodos Secos Ativos baseados em PCI

Carlos Eduardo Teixeira

Itajubá, Agosto de 2015

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Carlos Eduardo Teixeira

Uma Comparação entre Topologias de  
Amplificadores de Biopotencial para  
Eletrodos Secos Ativos baseados em PCI

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Luís Henrique de Carvalho Ferreira

Agosto de 2015

Itajubá - MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Uma Comparação entre Topologias de  
Amplificadores de Biopotencial para  
Eletrodos Secos Ativos baseados em PCI

**Carlos Eduardo Teixeira**

Dissertação aprovada por banca examinadora  
em 14 de Agosto de 2015, conferindo ao autor o  
título de **Mestre em Ciências em Engenharia  
Elétrica.**

***Banca Examinadora:***

Prof. Dr. Luís Henrique de Carvalho Ferreira  
Prof. Dr. Samuel Euzédice de Lucena  
Prof. Dr. Egon Luiz Müller Júnior

**Itajubá  
2015**

*Este trabalho é dedicado aos meus pais, ao meu irmão e,  
em especial, ao meu irmão e anjo-da-guarda, Juninho,  
que durante o mestrado estiveram sempre presentes em todos os momentos.*

# Agradecimentos

A Deus, pelas oportunidades dadas em toda minha vida.

A meus pais, a meu irmão e a meus parentes, que me apoiaram incondicionalmente durante toda minha trajetória.

A minha namorada, pela paciência e carinho.

Aos professores Luis Henrique, Odilon e Gustavo, pelo apoio, amizade e ajuda ao longo do desenvolvimento do trabalho.

Aos colegas de trabalho, pela ajuda nos diversos desafios.

Aos amigos da universidade e da minha cidade, pelo incentivo e colaboração.

A CAPES e a FINEP, pelo apoio financeiro para desenvolvimento deste trabalho.

Ao Grupo de Microeletrônica, pelo acolhimento.

A todos que, de forma direta ou indireta, contribuíram para a realização deste trabalho.

*“Se vi mais longe foi por me apoiar  
sobre ombros de gigantes.”*

*Isaac Newton, cientista, físico e matemático*

# Resumo

Como parte das etapas do projeto FINEP (Convênio 01.13.0387.00), que visa a concepção de um microssistema de eletrocardiografia, este trabalho tem por objetivo resolver os problemas de níveis DC verificados durante a aquisição de biopotenciais. Estes problemas podem ser oriundos de uma calibração incorreta ou, até mesmo, da variação de processo dos componentes utilizados quando as tolerâncias são levadas em consideração. Inicialmente, é apresentada uma topologia alternativa de eletrodo de biopotencial ativo do tipo seco, construído diretamente em placas de circuito impresso, que define um nível DC conhecido e estável na saída. Utilizando esta topologia alternativa, é discutida sua integração em ambas as topologias comumente utilizadas como amplificadores de biopotenciais. Esta discussão é baseada em uma análise orientada a *yield* que considera as tolerâncias dos componentes. Como parte do objetivo, o trabalho busca inicialmente uma condição que garanta um nível DC constante na saída de ambos os amplificadores. Por fim, baseado nas condições encontradas, o trabalho busca a melhor topologia de amplificadores de biopotenciais do ponto de vista DC. Uma simulação Monte-Carlo DC é realizada para demonstrar a veracidade das condições encontradas para ambas as situações. Um experimento real de medição de frequência cardíaca é também realizado para analisar a melhor configuração encontrada sob o ponto de vista DC.

**Palavras-chaves:** ECG, análise orientada a *yield*, eletrodo ativo, eletrodo seco, eletrodo de biopotencial, amplificador de biopotencial.

# Abstract

As part of the FINEP project's stages (under Grant 01.13.0387.00), whose main purpose is the conception of an electrocardiography micro-system, this work aims to solve DC level issues, verified during acquisition of biopotentials. This DC level can come either from improper calibration or from the process variation of the parts used when tolerances are taken into account. Firstly, it is presented an alternative topology of printed circuit board based active dry biopotential electrode, which sets a defined and stable DC level at its output. Its integration with both topologies of biopotential amplifier commonly used is discussed. This discussion is done via a yield-oriented analysis that considers the tolerances of components. In addition, this work looks for a condition that guarantees a constant DC level at the output of both biopotential amplifiers. Finally, based on the conditions found, this work seeks the best topology from the DC point of view. A DC Monte-Carlo simulation is performed to demonstrate the accuracy of the conditions found for both topologies. A real experiment for heartbeat frequency measurement is also performed to analyze the best solution found from the DC point of view.

**Key-words:** ECG, yield-oriented analysis, active electrode, dry electrode, biopotential electrode, biopotential amplifier.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Etapas de um sistema de aquisição de biopotenciais. . . . .	15
Figura 2 – Células cardíacas em repouso (3). . . . .	18
Figura 3 – Despolarização das células cardíacas (3). . . . .	18
Figura 4 – Células cardíacas despolarizadas (3). . . . .	19
Figura 5 – Repolarização das células cardíacas (3). . . . .	19
Figura 6 – Tecidos especializados na condução. . . . .	20
Figura 7 – Potenciais de ação nas várias regiões do coração. . . . .	20
Figura 8 – Sinal de ECG padrão. Fonte: <i>commons.wikimedia.org</i> . . . . .	21
Figura 9 – Fotografia de um dos primeiros eletrocardiógrafos propostos por Einthoven fabricado pela <i>Cambridge Scientific Instrument Company of London</i> em 1911. . . . .	22
Figura 10 – Sinal de calibração padrão (2). . . . .	22
Figura 11 – Deflexão dos sinais captados <i>vs</i> posição relativa do eletrodo (2). . . . .	23
Figura 12 – Derivações eletrocardiográficas nos planos vertical e horizontal (2). . . . .	23
Figura 13 – Derivações eletrocardiográficas. . . . .	24
Figura 14 – Terminal central de Wilson. . . . .	25
Figura 15 – Derivações unipolares aumentadas. . . . .	26
Figura 16 – Esquema de ligação para aVR. . . . .	27
Figura 17 – Derivações precordiais (2). . . . .	27
Figura 18 – Circuito elétrico equivalente (4). . . . .	28
Figura 19 – Interferência da rede elétrica em um traçado de eletrocardiograma. . . . .	34
Figura 20 – Campo elétrico acoplado entre a rede elétrica e o eletrocardiógrafo. . . . .	34
Figura 21 – Campo elétrico acoplado entre a rede elétrica e o corpo do paciente. . . . .	35
Figura 22 – Circuito para redução da interferência de modo comum. . . . .	36
Figura 23 – Eletrodo real. . . . .	38
Figura 24 – Representação das camadas do eletrodo. . . . .	38
Figura 25 – Esquemático do circuito do eletrodo. . . . .	39
Figura 26 – Esquemático do amplificador de biopotencial, incluindo o circuito de supressão DC. . . . .	40
Figura 27 – Esquemático da topologia com dois amplificadores operacionais, incluindo o circuito de supressão DC. . . . .	40
Figura 28 – Esquemático da topologia de três amplificadores operacionais, incluindo o circuito de supressão DC. . . . .	42
Figura 29 – Simulação Monte-Carlo DC para $V_Y$ . . . . .	51
Figura 30 – Simulação Monte-Carlo DC para $V_O$ . . . . .	51
Figura 31 – Simulação Monte-Carlo DC para $V_Y$ . . . . .	52

Figura 32 – Simulação Monte-Carlo DC para $V_O$ . . . . .	52
Figura 33 – Simulação Monte-Carlo DC para $V_Y$ . . . . .	54
Figura 34 – Esquemático do sistema de teste utilizado. . . . .	54
Figura 35 – Medição da derivação bipolar D2 de um paciente. . . . .	55
Figura 36 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração <i>hipertenso</i> . . . . .	55
Figura 37 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração <i>taquicardia</i> . . . . .	56
Figura 38 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração <i>fibrilação ventricular</i> . . . . .	56

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação entre eletrodos de Ag/AgCl, secos e isolados. . . . .	30
Tabela 2 – Comparação entre as variações relativas $\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}}$ para cada topologia. . . . .	49
Tabela 3 – Comparação ambas as topologias. . . . .	57

# Lista de abreviaturas e siglas

UNIFEI	Universidade Federal de Itajubá
IESTI	Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologias da Informação
FINEP	Financiadora de Estudos e Projetos
DC	“ <i>Direct Current</i> ”, corrente contínua
ECG	Eletrocardiograma
NSA	Nó sinusal ou nó sinoatrial
SC	Seio coronário
NAV	Nó atrioventricular
H	(Feixe de) His
PJ	(Fibras de) Purkinje
PA	Potencial de ação
SNR	“ <i>Signal-Noise Ratio</i> ”, razão sinal-ruído
CMRR	“ <i>Common Mode Rejection Ratio</i> ”, razão de rejeição de modo comum
PCI	Placa de Circuito Impresso

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	Considerações Iniciais	15
1.2	Motivação e Objetivos	16
1.3	Organização do Trabalho	17
1.4	Notação	17
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b>	<b>18</b>
2.1	Eletrocardiografia	18
2.1.1	O Coração e o Sinal Elétrico Cardíaco	18
2.1.2	O Eletrocardiograma	21
2.1.2.1	Derivações Eletrocardiográficas	23
2.2	Eletrodos de Biopotencial	27
2.3	Amplificadores de Biopotencial	31
2.3.1	Interferências	32
2.3.2	Circuito de Redução de Modo Comum	35
2.4	Blindagens	36
<b>3</b>	<b>SISTEMA PROPOSTO</b>	<b>38</b>
3.1	Análise Ideal	38
3.1.1	Eletrodo	38
3.1.2	Amplificador	39
3.1.2.1	Topologia com dois amplificadores operacionais	40
3.1.2.2	Topologia com três amplificadores operacionais	41
3.2	Análise Orientada a <i>Yield</i>	43
3.2.1	Eletrodo	43
3.2.2	Amplificador	44
3.2.2.1	Topologia com dois amplificadores operacionais	44
3.2.2.2	Topologia com três amplificadores operacionais	46
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>50</b>
4.1	Simulações	50
4.1.1	Topologia com dois amplificadores operacionais	50
4.1.2	Topologia com três amplificadores operacionais	51
4.2	Testes	53
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>57</b>

Referências . . . . .	59
-----------------------	----

<b>APÊNDICES</b>	<b>61</b>
------------------	-----------

<b>APÊNDICE A – MÉTODO DE KLINE E MCCLINTOCK PARA O CÁLCULO DE PROPAGAÇÃO DE INCERTEZAS</b>	<b>62</b>
---	-----------

<b>A.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>A.2</b>	<b>Definição de Termos . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>A.3</b>	<b>Propagação de Incerteza . . . . .</b>	<b>63</b>

<b>ANEXOS</b>	<b>66</b>
---------------	-----------

# 1 Introdução

## 1.1 Considerações Iniciais

Sistemas de aquisição de biopotenciais, como eletrocardiógrafos, são essenciais no monitoramento ininterrupto de pacientes. Por exemplo, o conhecimento das características dos sinais cardíacos pode ajudar a conhecer previamente e até evitar doenças crônicas, tais como: infarto do miocárdio, arritmia, entre outras doenças cardíacas. Willem Einthoven, em 1902, idealizou o primeiro aparelho para registrar as correntes elétricas que se originavam no coração. Nestes mais de cem anos, tanto os aparelhos quanto a própria metodologia de interpretação se modernizaram. Surgiram novas aplicações, novos materiais, novas topologias, fazendo com que o eletrocardiograma continue sendo um exame de extrema importância.

Trabalhando neste contexto, o projeto FINEP (Convênio 01.13.0387.00) busca uma nova abordagem para aquisição de biopotenciais, especialmente cardíacos, tendo por finalidade desenvolver um microsistema de eletrocardiografia para monitoramento e apoio ao diagnóstico remoto de pacientes cardiopatas. Este projeto inclui diversas etapas a serem realizadas, como mostradas na Fig. 1, incluindo desde a transdução do sinal fisiológico até sua transmissão sem fio para um dispositivo portátil.

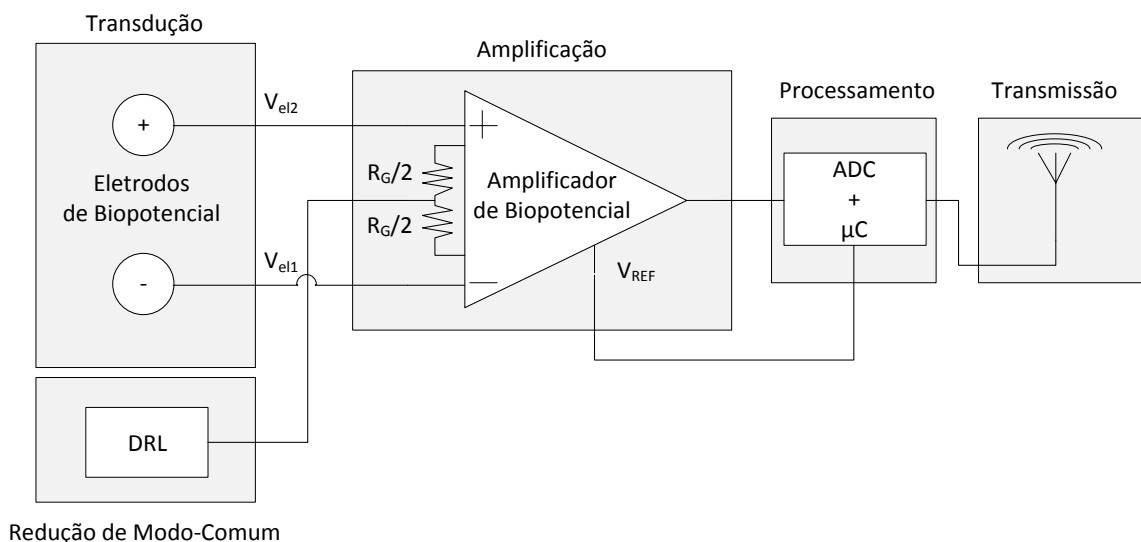


Figura 1 – Etapas de um sistema de aquisição de biopotenciais.

Como sinais fisiológicos são de baixa amplitude, as etapas de **transdução** do sinal biológico para um sinal elétrico e de **amplificação** para níveis adequados de leitura/processamento são bastante críticas. Estas etapas, sendo susceptíveis a ruídos e interferências,

devem ser realizadas sob certos cuidados. Portanto, sistemas de aquisição de biopotenciais devem atender alguns requisitos, os quais são bastante conhecidos pela literatura atual. São eles:

- Transdução: proteção elétrica para o paciente; alta impedância de entrada do ponto de vista do eletrodo, a qual diminui a influência da pele de cada paciente; e baixa impedância de saída, a qual diminui problemas devido a interferência da rede elétrica.
- Amplificação: elevados valores de CMRR (Razão de Rejeição de Modo Comum, do inglês *Common-Mode Rejection Ratio*), a qual diminui a interferência causada principalmente pela rede elétrica; ganho diferencial usualmente superior a 100, tendo em vista que os sinais biológicos estão na ordem de poucos milivolts ou menos; e componentes de alta precisão, que tendem a aumentar o custo do projeto (1).

## 1.2 Motivação e Objetivos

São conhecidos diversos tipos de eletrodos capazes de satisfazer os requisitos básicos da etapa de transdução, enquanto para a etapa de amplificação são conhecidas duas topologias para amplificadores de biopotenciais. Independentemente do conjunto utilizado, é verificado que, durante a aquisição de biopotenciais, as entradas do amplificador podem apresentar diferentes níveis DC, levando sua saída a valores indesejados. No pior caso ocorre a saturação deste sinal, impossibilitando visualização do mesmo.

Sistemas de aquisição de biopotenciais recorrem ao uso de amplificadores de biopotenciais de alta precisão, com componentes normalmente calibrados a *laser*, que elevam o preço destes aparelhos. Ao buscar a diminuição de custos, pode ser necessário o uso de componentes de menor precisão, resultando em maiores problemas de níveis DC. Logo, as tolerâncias dos componentes devem ser consideradas no projeto de sistemas de aquisição de biopotenciais.

Neste contexto, buscando resolver os problemas descritos anteriormente quando se faz o uso de componentes ativos menos precisos, este trabalho propõe primeiramente um eletrodo alternativo que define um nível DC conhecido e estável na saída. Utilizando esta topologia alternativa, é discutida sua integração em ambas as topologias de amplificadores de biopotenciais, baseada em uma análise orientada a *yield* que considera as tolerâncias dos componentes. Como parte do objetivo, o trabalho busca uma condição que garanta um nível DC constante na saída de ambos os amplificadores. Por fim, baseado nas condições encontradas, o trabalho busca a melhor topologia de amplificadores de biopotenciais do ponto de vista DC.



## 1.3 Organização do Trabalho

No Capítulo 2 será realizada uma apresentação dos conteúdos teóricos utilizados. Inicialmente, baseado em (2) e (3), serão mostrados os tópicos relacionados a eletrocardiografia, incluindo estudos sobre sinais elétricos cardíacos, o eletrocardiograma padrão e suas derivações. Em seguida, é realizada uma introdução sobre eletrodos de biopotencial, enfatizando os eletrodos convencionais de  $Ag/AgCl$  e mostrando uma comparação com os eletrodos alternativos secos e isolados. Por fim, baseado em (4), serão mostrados os conceitos relacionados aos amplificadores de biopotencial, bem como às fontes de interferência e aos circuitos de redução de modo comum.

O Capítulo 3 mostra as análises dos sistemas propostos, sendo divididas em duas partes: ideal e orientada a *yield*. Na análise ideal, os comportamentos e equações são discutidos considerando que não há influência das tolerâncias dos componentes. A análise orientada a *yield* trata o efeito da variação dos componentes quando suas tolerâncias são levadas em consideração, tendo como objetivo encontrar uma condição que viabilize a construção de um sistema de medição de sinais elétricos cardíacos sem que haja a necessidade da utilização de componentes extremamente precisos de alto custo. As análises das duas abordagens de amplificadores de biopotencial, bem como do eletrodo de biopotencial proposto, são realizadas separadamente.

O Capítulo 4 mostra a acurácia das equações encontradas para ambas as topologias de amplificadores de biopotencial, através de simulações Monte-Carlo DC e através de um experimento real de medição de frequência cardíaca de pacientes.

O Capítulo 5 apresenta as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

O Apêndice A introduz o método de propagação de incertezas de Kline e McClintock que serviu como base da análise orientada a *yield* realizada.

## 1.4 Notação

Buscou-se neste trabalho empregar a notação padrão utilizada em grande parte da literatura de eletrônica e das referências utilizadas. Letras e subscritos maiúsculos (e.g.,  $V_A$ ) representam sinais puramente contínuos. Letras e subscritos minúsculos (e.g.,  $v_a$ ) representam sinais puramente alternados. Por fim, letras maiúsculas com subscritos minúsculos (e.g.,  $V_a$ ) representam grandezas que possuem tanto níveis alternados quanto contínuos.

O termo **análise orientada a *yield*** refere-se a uma análise estatística que visa minimizar o número de produtos fora da especificação de projeto, sendo assim uma análise orientada ao rendimento da produção em grande escala.

## 2 Fundamentos Teóricos

### 2.1 Eletrocardiografia

A **eletrocardiografia** é um componente fundamental para a avaliação cardiovascular, sendo uma ferramenta essencial para investigação de arritmias e no diagnóstico de doenças cardíacas, tais como o infarto do miocárdio. O conhecimento da ampla gama de padrões observados no eletrocardiograma de pessoas normais, bem como a compreensão dos efeitos das doenças não cardíacas no traçado do sinal são, portanto, pré-requisitos para uma interpretação correta e precisa (2).

#### 2.1.1 O Coração e o Sinal Elétrico Cardíaco

O tecido cardíaco, assim como outros tecidos musculares e o sistema nervoso, funciona através da propagação de sinais elétricos. O sincronismo das contrações e dos relaxamentos dos músculos cardíacos é garantido pela propagação de tais sinais (3).

As fibras miocárdicas em repouso apresentam uma diferença de potencial entre os meios extra e intracelular. Por outro lado, a diferença de potencial entre dois pontos do meio extracelular quando as células estão em repouso é nula, como visto na Fig. 2.

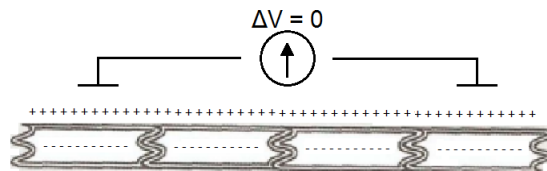


Figura 2 – Células cardíacas em repouso (3).

Quando as fibras de uma região são estimuladas e entram em atividade, ou seja, sofrem **despolarização**, aparece uma diferença de potencial entre dois pontos do meio extracelular, como mostrado na Fig. 3.

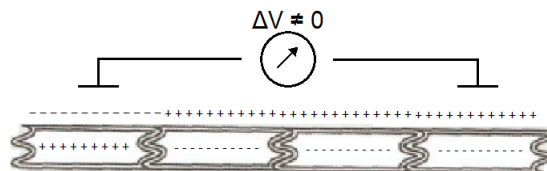


Figura 3 – Despolarização das células cardíacas (3).

Como o meio extracelular é um fluido condutor de baixa resistência, há deslocamento de cargas elétricas, isto é, há o surgimento de uma corrente elétrica entre a região já despolarizada e as demais células que ainda se encontram no repouso, chamada corrente

despolarizante. No momento em que todas as células estiverem igualmente despolarizadas, os fluxos de corrente entre os dois pontos de registro novamente desaparecem, como visto na Fig. 4.

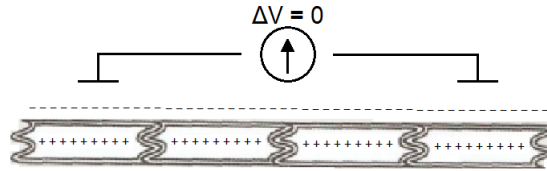


Figura 4 – Células cardíacas despolarizadas (3).

Como a célula da esquerda (Fig. 4) foi a primeira a se despolarizar, esta sofrerá **repolarização** mais cedo. Novamente aparece uma diferença de potencial entre os dois pontos de registro, porém a corrente que flui no meio extracelular desloca-se da região ativa para as regiões inativas, mostrado na Fig. 5. Tal corrente é denominada corrente repolarizante, pois tende a restabelecer a polaridade normal através da membrana.

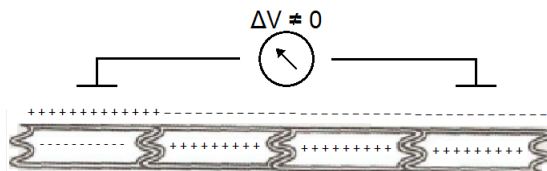


Figura 5 – Repolarização das células cardíacas (3).

O coração dos mamíferos possui quatro câmaras, dois átrios e dois ventrículos, formados basicamente por células miocárdicas através das quais a atividade elétrica se propaga, como mostrado na Fig. 6. No átrio direito, situa-se o nó sinusal (NSA) que, no coração sadio, é onde se inicia a atividade elétrica cardíaca. O NSA é considerado o marca-passo cardíaco. Ainda no átrio direito, encontra-se o nó atrioventricular (NAV). Outro tecido especializado em condução é o feixe de HIS (H), o qual se estende do NAV até a musculatura ventricular, posteriormente dividindo-se e formando uma rede de condução intraventricular, as chamadas fibras de Purkinje (3).

A atividade elétrica no coração se inicia em um pequeno grupo de células do **NSA** que se propaga a uma velocidade da ordem de 0,05-m/s e atinge o primeiro ponto do átrio (**A**) cerca de 20-ms depois. Este ponto se situa entre a veia cava e o átrio direito. Em seguida, o sinal se espalha pelos átrios a uma velocidade em torno de 0,8-m/s, levando 80 a 90-ms para completar a ativação atrial. Entre este percurso, o **NAV** é atingido cerca de 50-ms após o início da ativação atrial. O NAV é o único contato elétrico entre os átrios e os ventrículos. Após atravessar o NAV em baixa velocidade, levando em torno de 60-ms, a ativação alcança o feixe de His (**H**) e, logo em seguida, as fibras de Purkinje (**PJ**), ambos tecidos de condução rápida, levando também em torno de 60-ms para atingir o ventrículo. Propagando-se através da massa ventricular, o sinal leva cerca de 80-ms para completar a

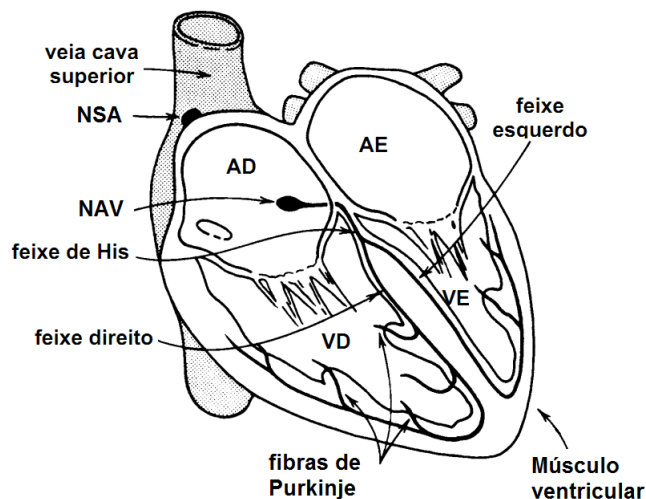


Figura 6 – Tecidos especializados na condução.

ativação dos mesmos. A ativação ventricular se inicia na face endocárdica, onde as fibras de Purkinje fazem contato com a **musculatura ventricular**, propagando-se em direção ao epicárdio. Devido à longa duração do potencial de ação (**PA**) de aproximadamente 200-ms e sua grande velocidade de propagação, existe um período em que não há fluxo de corrente no coração, pois os átrios já se repolarizaram e os ventrículos estão despolarizados (3).

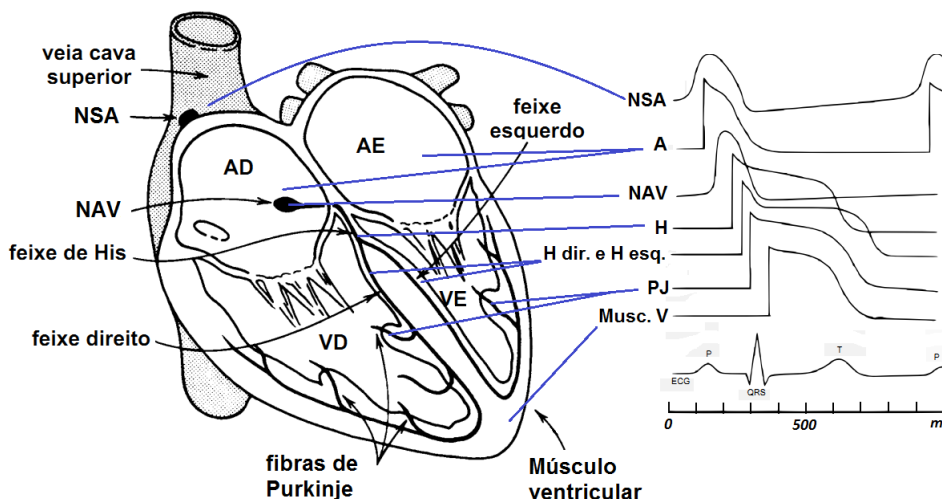


Figura 7 – Potenciais de ação nas várias regiões do coração.

Os potenciais de ação, quando somados, geram um sinal resultante, o sinal de **ECG**. Neste sinal, a ativação atrial gera uma onda denominada de onda P. A excitação ventricular gera um conjunto de ondas, denominado de complexo QRS. A onda T coincide com a fase da repolarização do músculo ventricular. A onda U é causada por potenciais tardios da repolarização ventricular, sendo muitas vezes ausente, devido aos seus baixos valores. Um sinal de ECG padrão, bem como todos os outros potenciais de ação citados

anteriormente em negrito, são mostrados na Fig. 7. Na Fig. 8 são mostrados as ondas, segmentos, complexos e intervalos de um sinal de ECG padrão (3).

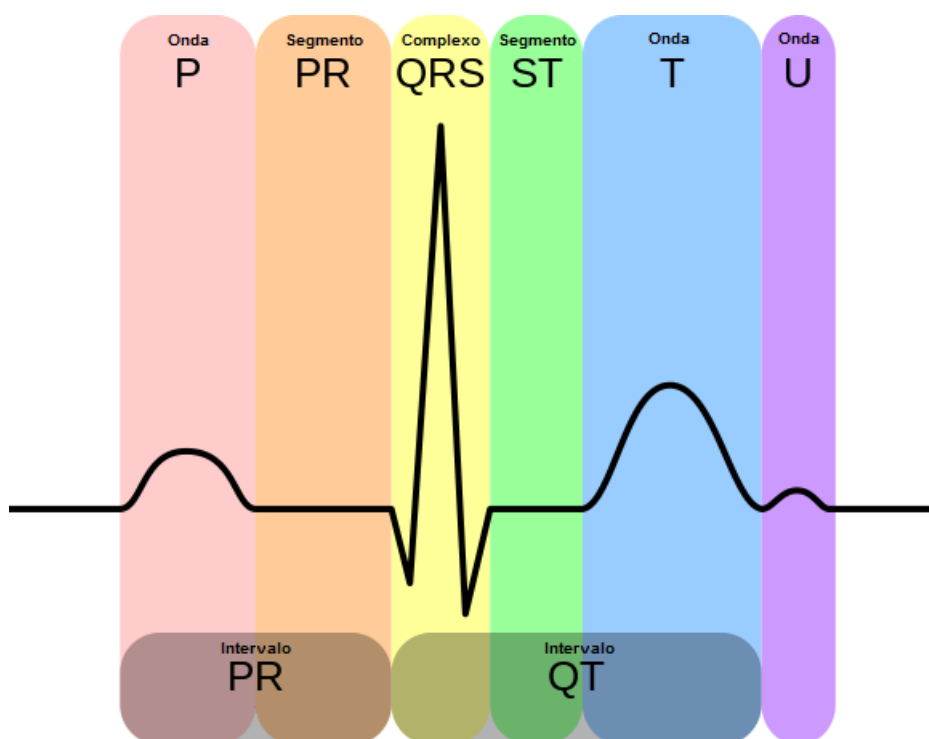


Figura 8 – Sinal de ECG padrão. Fonte: *commons.wikimedia.org*

Como o coração está imerso em um meio condutor, o campo elétrico gerado pelo deslocamento de correntes despolarizantes e repolarizantes no fluido extracelular propaga-se para todo o corpo. Desta forma, eletrodos posicionados em diferentes regiões da superfície corporal (de preferência nas proximidades da região que gera atividade elétrica), quando acoplados a um amplificador apropriado, podem registrar as variações do potencial elétrico. Tais variações correspondem ao eletrocardiograma (3).

### 2.1.2 O Eletrocardiograma

A contração e o relaxamento dos músculos do coração resultam da despolarização e repolarização das células do miocárdio. Tais mudanças elétricas são captadas por meio de eletrodos colocados nos membros e na região peitoral e transcritas para um gráfico, chamado *eletrocardiograma* ou *ECG*. É o exame padrão para se avaliar a propagação da atividade elétrica no coração, potencialmente rico de informações sobre o funcionamento do coração.

Os primeiros eletrocardiogramas foram obtidos por Einthoven por meio de galvanômetros. Ele conseguiu captar, ampliar e registrar pela primeira vez a atividade elétrica do coração. O paciente tinha que mergulhar seus membros em recipientes com soluções salinas, como mostra a Fig 9.



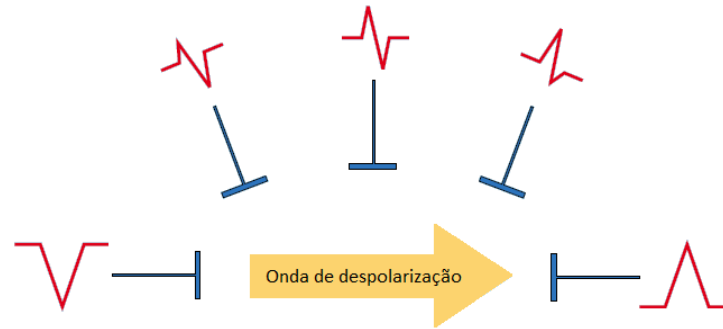


Figura 11 – Deflexão dos sinais captados *vs* posição relativa do eletrodo (2).

Como discutido anteriormente, a atividade elétrica cardíaca obedece uma sequência temporal e espacial. O registro do eletrocardiograma permite reconstituir os processos de ativação tanto no domínio do tempo, como do espaço. Para isso, entretanto, é preciso registrar o processo a partir de diversos ângulos. Em outras palavras, é necessário posicionar diversos eletrodos sobre regiões estratégicas do corpo.

#### 2.1.2.1 Derivações Eletrocardiográficas

Denomina-se *derivação eletrocardiográfica* ao eixo elétrico que une os eletrodos usados para a captação dos potenciais de ação cardíacos. Em 1885, Willem Einthoven definiu as três derivações básicas, conhecidas como **derivações bipolares** dos membros (D1, D2 e D3). Outras derivações foram propostas posteriormente: três **derivações unipolares aumentadas** (aVR, aVL e aVF) e seis **derivações precordiais** (V1, V2, V3, V4, V5 e V6). As derivações D1, D2, D3, aVR, aVL e aVF correspondem às derivações do **plano vertical**, enquanto as derivações precordiais correspondem ao **plano horizontal** (2). O eletrocardiograma convencional é formado por estas 12 derivações, permitindo um diagnóstico do paciente de um modo não invasivo, como mostra a Fig. 12.

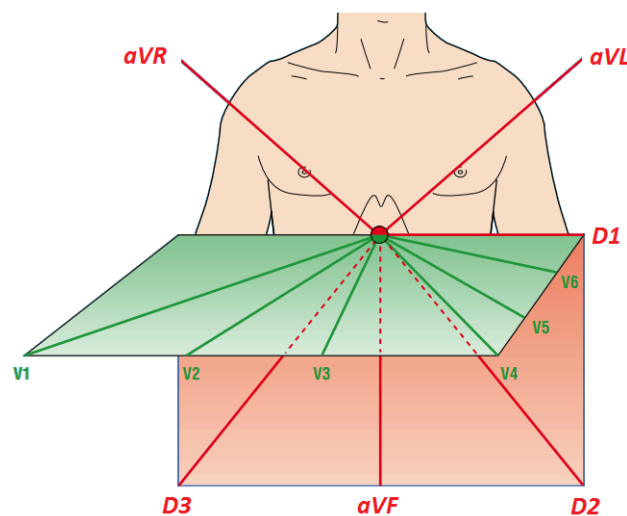


Figura 12 – Derivações eletrocardiográficas nos planos vertical e horizontal (2).

As **derivações bipolares** captam a diferença de potencial entre dois membros. Einthoven imaginou o coração no centro de um triângulo equilátero cujos vértices estariam representados pelo braço direito (BD), braço esquerdo (BE), e perna esquerda (PE). Este triângulo ficou conhecido como **triângulo de Einthoven**. A Fig. 13 mostra o esquema de ligação dos eletrodos para estas derivações. A disposição dos eletrodos foi definida de modo que, em pessoas normais, o complexo QRS apresentasse amplitudes positivas.

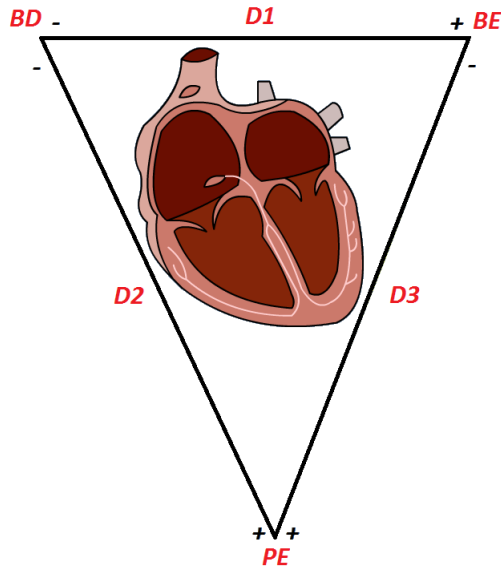


Figura 13 – Derivações eletrocardiográficas.

Pela Segunda Lei de Kirchhoff, tem-se

$$D2 = D1 + D3 . \quad (2.1)$$

Com o objetivo de estabelecer não somente diferenças de potencial, mas sim o potencial em relação a uma dada referência, Frank Wilson (1934) definiu o *terminal central de Wilson*,  $V_T$ . Este “terra virtual” é obtido unindo-se os vértices do triângulo de Einthoven a um terminal central através de resistências iguais, como mostrado na Fig. 14.

Pela Fig. 14, realizando a Primeira Lei de Kirchhoff no nó “Terminal Central”, tem-se

$$\begin{aligned} -I_{PE} - I_{BD} - I_{BE} &= 0 \\ -\left(\frac{V_T - V_{PE}}{R}\right) - \left(\frac{V_T - V_{BD}}{R}\right) - \left(\frac{V_T - V_{BE}}{R}\right) &= 0 \\ -(V_T - V_{PE}) - (V_T - V_{BD}) - (V_T - V_{BE}) &= 0 \\ 3V_T &= V_{PE} + V_{BD} + V_{BE} \\ V_T &= \frac{V_{PE} + V_{BD} + V_{BE}}{3} . \end{aligned} \quad (2.2)$$

Efetuada-se uma soma vetorial, tem-se

$$\vec{V}_{PE} + \vec{V}_{BD} + \vec{V}_{BE} = 0 . \quad (2.3)$$



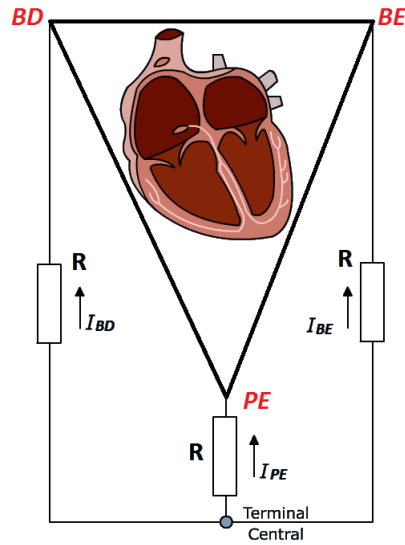


Figura 14 – Terminal central de Wilson.

Portanto, conclui-se que o terminal central de Wilson,  $V_T$ , é nulo.

$$V_T = 0 \quad (2.4)$$

Para o registro do potencial do braço direito,  $VR$ , com referência em  $V_T$ , por exemplo, tem-se

$$VR = V_{BD} - V_T . \quad (2.5)$$

Substituindo (2.2) em (2.5), resulta em

$$\begin{aligned} VR &= V_{BD} - \left( \frac{V_{PE} + V_{BD} + V_{BE}}{3} \right) \\ VR &= \frac{3V_{BD} - V_{PE} - V_{BD} - V_{BE}}{3} \\ VR &= \frac{2V_{BD} - V_{PE} - V_{BE}}{3} . \end{aligned} \quad (2.6)$$

Todavia, este sistema fornece registros muito baixos de sinais. Com o intuito de amplificar o sinal registrado, o cardiologista Emanuel Goldberger (1942) modificou o terminal de Wilson ligando apenas dois vértices do triângulo de Einthoven através de resistências iguais e desconectando o vértice correspondente ao membro cujo potencial será medido. Deste modo, obtém-se as chamadas **derivações unipolares aumentadas**, como visto na Fig. 15.

Para o registro de aVR (Fig.16), por exemplo, tem-se

$$aVR = V_{BD} - V_G . \quad (2.7)$$

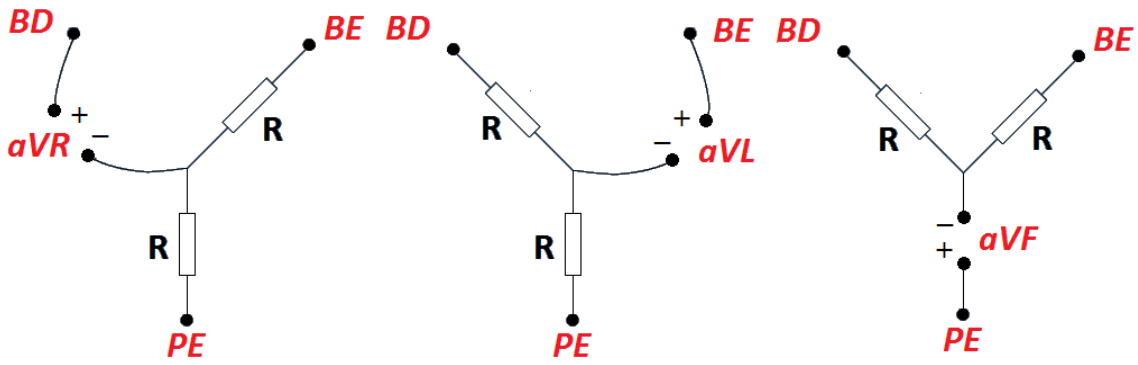


Figura 15 – Derivações unipolares aumentadas.

Sabe-se que  $RI_{PE} = V_G - V_{PE}$  e  $RI_{BE} = V_G - V_{BE}$  e ainda que  $I_{BE} = -I_{PE}$ . Logo,

$$\begin{aligned} \frac{V_G - V_{BE}}{R} &= \frac{V_{PE} - V_G}{R} \\ V_G - V_{BE} &= V_{PE} - V_G \\ V_G &= \frac{V_{BE} + V_{PE}}{2} . \end{aligned} \quad (2.8)$$

Substituindo (2.8) em (2.7), resulta-se em

$$\begin{aligned} aVR &= V_{BD} - \frac{V_{BE} + V_{PE}}{2} \\ aVR &= \frac{2V_{BD} - V_{BE} - V_{PE}}{2} . \end{aligned} \quad (2.9)$$

Comparando-se (2.6) com (2.9), tem-se, finalmente,

$$\begin{aligned} \frac{aVR}{VR} &= \left( \frac{2V_{BD} - V_{BE} - V_{PE}}{2} \right) \left( \frac{3}{2V_{BD} - V_{BE} - V_{PE}} \right) \\ \frac{aVR}{VR} &= \frac{3}{2} . \end{aligned} \quad (2.10)$$

Portanto, Goldberger conseguiu amplificar em 50% os sinais registrados por Wilson.

As **derivações precordiais**, ou seja, as derivações do plano horizontal são obtidas ligando-se o eletrodo negativo ao terminal de Wilson e o eletrodo positivo explorador em seis posições específicas da região precordial, como mostra a Fig. 17. São elas:

- **V1** - Quarto espaço intercostal, à direita do esterno.
- **V2** - Quarto espaço intercostal, à esquerda do esterno.
- **V3** - ponto médio entre V2 e V4.
- **V4** - Quinto espaço intercostal esquerdo, sobre a linha hemi-clavicular esquerda.

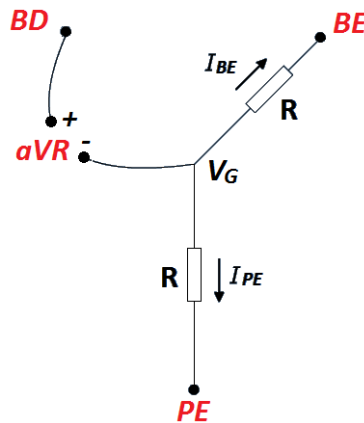


Figura 16 – Esquema de ligação para aVR.

- **V5** - Quinto espaço intercostal esquerdo, na altura da linha axilar anterior.
- **V6** - Quinto espaço intercostal esquerdo, na altura da linha axilar média.

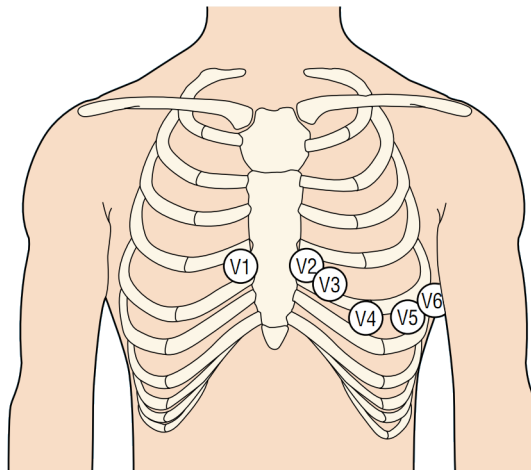


Figura 17 – Derivações precordiais (2).

## 2.2 Eletrodos de Biopotencial

Com o objetivo de adquirir potenciais elétricos gerados pelo organismo, é necessário alguma interface entre o corpo e o sistema eletrônico de medida. Para isso, os eletrodos de biopotencial são utilizados para realizar função de interface.

Uma primeira impressão é que tal medição é bastante simples e que eletrodos de biopotencial devem ser relativamente simples. Todavia, se o problema for considerado de forma mais detalhada, sabe-se que o eletrodo na verdade desempenha uma função de transdução, pois a corrente do corpo é realizada por íons, enquanto, no eletrodo e seu cabo, esta é realizada por elétrons. Assim, o eletrodo deve servir como um transdutor

de uma corrente iônica para uma corrente eletrônica. Isto complica significativamente e ainda coloca restrições sobre o seu funcionamento.

Existem diversos tipos de eletrodos de biopotencial. Podem variar devido a inúmeros fatores, como por exemplo, quanto ao **material** (prata, ouro, entre outros), ao **formato**, (disco, agulha, etc), ao **tipo de contato** (molhado, seco e isolado) e à **topologia** (passivo, ativo, blindado, etc).

Os eletrodos convencionais comumente utilizados por médicos são os chamados **eletrodos de prata/cloreto de prata** (Ag/AgCl). Ele consiste de um disco de prata revestido com uma camada do composto iônico cloreto de prata. Como são eletrodos passivos do tipo molhado, torna-se necessário um preparo prévio realizado com gel composto de cloreto de sódio ou de potássio para produzir uma boa condutividade e baixo potencial de meia-célula. Embora forneçam excelente qualidade de sinal, estes preparos podem ocasionar irritações quando os eletrodos são usados por longos períodos de tempo. Além disso, conhecendo o circuito elétrico equivalente pele-eletrodo (Fig. 18), verifica-se que o modelo elétrico do gel eletrolítico consiste em uma resistência. Quando este gel sofre desidratação com o passar do tempo, ocorre um aumento do valor dessa resistência e, portanto, a degradação do sinal (5). Por último, a preparação prévia e limpeza subsequente ao uso podem ser demoradas, gerando também algum custo. Desta forma, pesquisadores buscam eletrodos alternativos que vençam tais dificuldades, oferecendo boa qualidade de sinal.

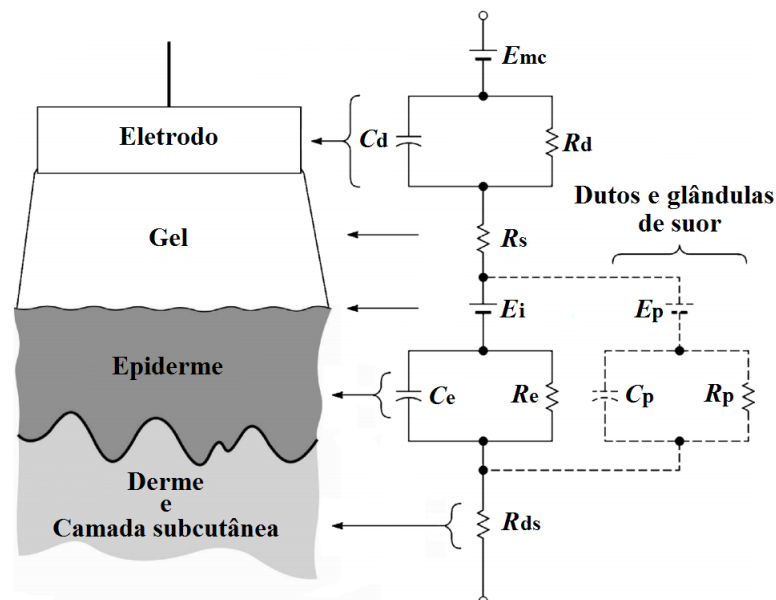


Figura 18 – Circuito elétrico equivalente (4).

Eletrodos intrusivos do tipo agulha podem reduzir a interferência da impedância pele-eletrodo ao penetrar a epiderme, que possui características elétricas isolantes. Pode-se também diminuir a influência desta camada pelo processo de esfoliação da pele. Embora

tais abordagens forneçam baixa impedância pele-eletrodo, eles podem ser dolorosos e perigosos à saúde do paciente (6).

Eletrodos não intrusivos que operam sem necessidade de preparação da pele são objetos de estudo há muitas décadas. Podem ser **eletrodos secos**, os quais exigem contato ôhmico com o paciente, ou **eletrodos isolados/capacitivos**, os quais não necessitam de contato ôhmico, sendo acoplados capacitivamente. Em complemento, eletrodos que apresentam circuitos eletrônicos que visam melhorar a qualidade do sinal são chamados de **eletrodos ativos**. Estes, por sua vez, apresentam *buffers* e blindagens que melhoram a aquisição do sinal biológico.

Em sua forma mais simples, um eletrodo seco pode ser construído a partir de um material condutivo em contato com a pele, tal como um disco de metal. Tais eletrodos funcionam bem em medidas rápidas, mas em aplicações clínicas de uso contínuo, quando requerem fixação por adesivos, podem também causar desconforto ao paciente (7).

O uso de eletrodos secos pode ser um grande desafio, pois gera um aumento significativo da impedância pele-eletrodo. Por outro lado, com a passagem do tempo, o contato com a pele se torna levemente úmido pela atividade das glândulas sudoríparas, resultando na diminuição da impedância resultante (8).

Vários tipos de eletrodos secos já foram introduzidos, tais como eletrodos baseados em tecidos condutivos, poliimida flexível, fios têxteis condutivos, entre outros. Em (9), alguns eletrodos secos são caracterizados quanto ao ruído e a impedância da interface pele-eletrodo. Em (10), são apresentados e comparados outros diversos materiais usados na fabricação de eletrodos secos. Em (11), é mostrada uma versão flexível de eletrodos secos baseados em um método de construção de circuitos diretamente em tecidos.

Em eletrodos secos não-ativos, a segurança elétrica pode ser um problema, pois não se pode garantir, por exemplo, o isolamento contra correntes de fuga do sistema amplificador. Além disso, como a maioria dos materiais usados em eletrodos secos são metais, é difícil manter a estabilidade contra corrosão e a poluição pela oxidação em ambientes úmidos (12).

A equação (2.11) mostra que deve-se diminuir as impedâncias das interfaces pele-eletrodo, ou aumentar a impedância de entrada dos sistemas de aquisição para evitar a conversão de tensões de modo comum em tensões diferenciais. Como a impedância da pele humana é bastante variável -  $10\text{-k}\Omega/1\text{-M}\Omega$  em 1-Hz,  $220\text{-}\Omega$  em 100-kHz e  $120\text{-}\Omega$  em 1-MHz (13) - eletrodos ativos, que apresentam alta impedância de entrada quando comparadas com a impedância da pele, vem sendo fortemente discutidos. Assim, estes eletrodos consistem basicamente de circuitos com amplificadores operacionais, geralmente configurados como *buffers*, os quais possuem as características desejadas.

Eletrodos isolados são eletrodos ativos que captam os biosinais elétricos por aco-

plamento capacitivo, formado pela interface pele-isolante-placa condutiva. Desta forma, eles dependem da área, da constante dielétrica e da espessura do isolante utilizado (14). Eles permitem a aquisição de biopotenciais através de correntes de deslocamento, ao invés de correntes de cargas reais.

A elevada impedância de entrada faz com que este tipo de sensor seja imune às variações dos valores de impedância da pele. Além de eliminar o uso do gel eletrolítico, a aquisição do sinal por acoplamento capacitivo também possibilita a medida sobre tecidos, pelos e cabelos, entre outros (15). Por exemplo, em (12) é apresentado um sistema de aquisição de sinais fisiológicos que utiliza eletrodos isolados colocados em assentos de vasos sanitários. Em (16), é apresentado um sistema de aquisição de sinais elétricos de um paciente imerso em uma banheira, também através de eletrodos isolados, porém insuficientes para análise médica.

Por outro lado, desenvolver um amplificador apropriado para estes sensores capacitivos pode ser complexo. A alta impedância em alguns nós do circuito pode ser susceptível à interferência eletromagnética e a artefatos de movimento (ver Seção 2.3.1) (17).

Em (18) foi realizada uma comparação entre os eletrodos convencionais de Ag/AgCl, eletrodos secos e eletrodos isolados, como pode ser visto na Tabela 1. Neste trabalho, os dados coletados simultaneamente mostram que o desempenho de eletrodos secos e isolados são favoráveis quando comparados com os eletrodos de Ag/AgCl. A influência de campos elétricos em eletrodos secos e isolados possuindo blindagens foi também verificada, sendo 40-dB e 34-dB, respectivamente, menores do que em eletrodos de Ag/AgCl. Ruídos devido a artefatos de movimento são menores para eletrodos convencionais, porém após a acomodação os eletrodos ativos secos e isolados sobressaem, sendo respectivamente e aproximadamente 8-dB e 7-dB menores do que em eletrodos de Ag/AgCl.

Tabela 1 – Comparação entre eletrodos de Ag/AgCl, secos e isolados.

	Interferência de Campos Elétricos ( $\mu\text{V}$ )	Interferência de Artefatos de Movimento ( $\mu\text{V}$ )	
		Início de movimento	Após acomodação
Ag/AgCl	160	21	18
Isolados	s/ Blindagem	120	-
	c/ Blindagem	3,2	75
Secos	s/ Blindagem	26	-
	c/ Blindagem	1,6	112

Devido a esta comparação e pelas melhorias conseguidas através do uso de amplificadores operacionais, neste trabalho optou-se por utilizar eletrodos ativos do tipo seco,

que será detalhado na Seção 3.1.1.

## 2.3 Amplificadores de Biopotencial

A principal função de um amplificador de biopotencial é adquirir um fraco sinal elétrico de origem biológica e aumentar sua amplitude, atingindo níveis adequados para processamento e exibição.

Normalmente são amplificadores de tensão e por isso, para serem biologicamente úteis, devem apresentar alta impedância de entrada, de modo que forneçam efeito de carga mínima. As características dos eletrodos de biopotencial podem ser afetados pela carga elétrica, a qual, combinada com um excessivo efeito de carga, podem resultar em uma distorção do sinal.

O circuito de entrada de um amplificador de biopotencial deve também proteger o organismo sendo estudado. Qualquer corrente ou potencial entre os terminais de entrada do amplificador é capaz de afetar o potencial biológico a ser medido. Em sistemas clínicos, correntes elétricas podem ainda resultar em micro ou macro choques no paciente, uma situação que pode ter graves consequências. Para evitar tais problemas, o amplificador deve ter circuitos de isolamento e proteção, de modo que tais correntes possam se manter em níveis seguros.

O circuito de saída de um amplificador de biopotencial não apresenta tantos pontos críticos como seu circuito de entrada. Sua principal função é acionar a carga, usualmente um dispositivo de gravação ou exibição. Entretanto, a impedância de saída deve ser baixa em relação a impedância da carga. Além disso, ele deve ser capaz de fornecer a corrente requerida pela carga.

Os amplificadores de biopotencial devem operar na faixa de frequência dos sinais biológicos. Devido ao baixo nível de tais sinais, é importante limitar a largura de banda do amplificador de modo que seja suficientemente grande para processar o sinal adequadamente. Desta maneira, pode-se obter relações de sinal-ruído ótimas. Sinais biológicos apresentam usualmente amplitudes na ordem de poucos milivolts. Isto implica que o ganho de tais amplificadores deve ser da ordem de 1000 ou mais.

Os sinais de biopotencial são usualmente obtidos de eletrodos bipolares. Estes eletrodos são frequentemente localizados eletricamente simétricos em relação à referência. Sob tais circunstâncias, o amplificador mais apropriado é o amplificador de instrumentação. Como tais eletrodos bipolares têm tensão em modo comum com relação ao terra, que é bem maior que a amplitude do sinal, e como a simetria com relação ao terra pode ser distorcida, tais amplificadores diferenciais de biopotenciais devem possuir elevada razão de rejeição de modo comum (CMRR) para minimizar a interferência devido ao sinal em

modo comum (1).

Uma requisição final para amplificadores de biopotencial é sua calibração rápida. É necessário conhecer não somente a forma de onda de tais sinais, mas também suas amplitudes. Para fornecer essa calibração, o ganho do amplificador deve ser bem calibrado. Frequentemente, amplificadores de biopotencial possuem um fonte de sinal padrão que pode ser momentaneamente conectada a entrada, automaticamente ou manualmente, para verificar a calibração. Amplificadores de biopotencial que necessitam de ganhos ajustáveis possuem chaves seletoras que ajustam ganhos fixos, em vez de ter um controle contínuo. Desta forma, o ganho é sempre conhecido, não havendo chance de ser variado acidentalmente.

### 2.3.1 Interferências

Existem vários fatores que devem ser considerados na concepção de eletrocardiógrafos, assim como amplificadores de biopotencial. São eles: distorção de frequência, saturação e distorção de corte, *loop* de terra, desconexão de fios, artefatos de estímulos de transientes elétricos e interferência de dispositivos elétricos.

#### 1. Distorção de frequência

O eletrocardiógrafo não apresenta sempre os padrões de resposta em frequência do sinal, logo uma distorção é vista. Distorção em altas frequências arredondam os cantos pontudos das formas de onda e diminuem a amplitude do complexo QRS (Seção 2.1.1). Em distorções em baixas frequências, a linha de base deixa de ser horizontal, transformando ondas monofásicas em ondas bifásicas (1).

#### 2. Saturação ou distorção de corte

Elevadas tensões de *offset* nos eletrodos ou amplificadores mal ajustados no eletrocardiógrafo podem produzir saturação ou distorção de corte, modificando totalmente a saída do ECG. A combinação de uma amplitude de sinal de entrada, uma tensão de *offset* e um ganho elevado pode saturar o amplificador, ocorrendo geralmente durante o complexo QRS. Pequenas porções do sinal de ECG podem também serem grampeadas. Isto resulta da saturação negativa do amplificador. Neste caso, somente uma porção da onda S pode ser grampeada. Em casos extremos, mesmo as ondas P e T podem ser grampeadas (1).

#### 3. *Loop* de terra

Pacientes conectados ao eletrocardiógrafo estão frequentemente conectados a outros aparelhos elétricos. Cada dispositivo tem sua própria conexão de terra, tanto através da rede elétrica quanto através de um condutor conectado a um ponto de terra local. Um *loop* de terra pode existir quando dois aparelhos são conectadas ao



paciente, porém um dos aparelhos está conectado a um ponto de terra diferente do outro no local, mesmo que ambos sejam o terra da rede elétrica. Isso pode causar uma pequena diferença de potencial e, conseqüentemente, uma corrente surgirá, através do paciente, entre os dois pontos de terra diferentes. Isto pode elevar o potencial do corpo para um potencial acima do potencial de terra mais baixo, ao qual a instrumentação está conectada. Isto produz uma tensão em modo comum no eletrocardiógrafo, aumentando a interferência, caso este não possua um elevado CMRR (1).

#### 4. Desconexão de fios

Frequentemente um dos fios que conectam os eletrodos ao eletrocardiógrafo pode se desconectar ou ainda se romper como resultado de manuseio inadequado. Relativamente altos potenciais podem ser induzidos no fio desconectado como resultados de campos elétricos oriundos das linhas de energia ou outras fontes na vizinhança do aparelho, causando uma ampla deflexão no traçado na frequência de rede elétrica. Tal situação pode acontecer quando um eletrodo não está bem conectado ao paciente (1).

#### 5. Artefatos de estímulos de transitórios elétricos

Em algumas situações, junto ao exame de ECG, é necessária uma desfibrilação cardíaca. Nestes casos, um pulso elétrico de alta tensão e corrente é aplicado ao peito do paciente de modo que elevados potenciais elétricos transitórios possam ser observados. Outras fontes elétricas podem também causar transitórios similares. Quando esta situação ocorre, uma deflexão abrupta no sinal pode ser observada. Este pulso é suficientemente grande para causar uma acumulação de cargas nas capacitâncias de acoplamento do capacitor, resultando em sua saturação por um período finito de tempo, mesmo após o desaparecimento do pulso. Transitórios deste tipo podem ser também oriundos de cargas elétricas estáticas descarregadas parcialmente através do corpo. Eletrocardiógrafos antigos exibem um transitório similar quando eles são alternados manualmente de uma derivação para outra, pois há diferentes potenciais de *offset* em cada eletrodo. Em eletrocardiógrafos recentes, que fazem o chaveamento automático, este problema não ocorre, pois as tensões devido ao excesso de carga são descarregadas (1).

#### 6. Interferência de dispositivos elétricos

A maior fonte de interferência é proveniente da rede elétrica. Ela cria um ruído na frequência de 60-Hz, causando um sombreamento no sinal, como visto na Fig. 19.

Essa interferência pode ser resultado de dois mecanismos. O campo elétrico da rede elétrica é acoplado ao eletrocardiógrafo, ao paciente e aos fios através de capacitores parasitas, como mostrado na Fig. 20. A corrente através da capacitância  $C_3$  flui

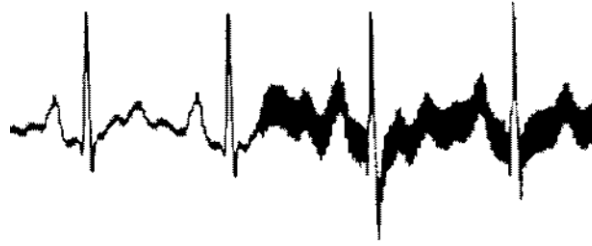


Figura 19 – Interferência da rede elétrica em um traçado de eletrocardiograma.

diretamente para o ponto de terra, não causando interferência.  $C_1$  e  $C_2$  representam as capacitâncias entre a rede elétrica e as derivações. A corrente  $i_{d1}$  não circula pelo eletrocardiógrafo, devido à sua alta impedância de entrada, mas sim através das impedâncias  $Z_1$  e  $Z_G$  (impedâncias das interfaces eletrodo-pele) e pelo próprio indivíduo. De modo similar, a corrente  $i_{d2}$  passa pelas impedâncias  $Z_2$  e  $Z_G$  e pelo corpo do paciente. A impedância do corpo, em torno de  $500\text{-}\Omega$ , pode ser desprezada quando comparadas às outras impedâncias citadas (1).

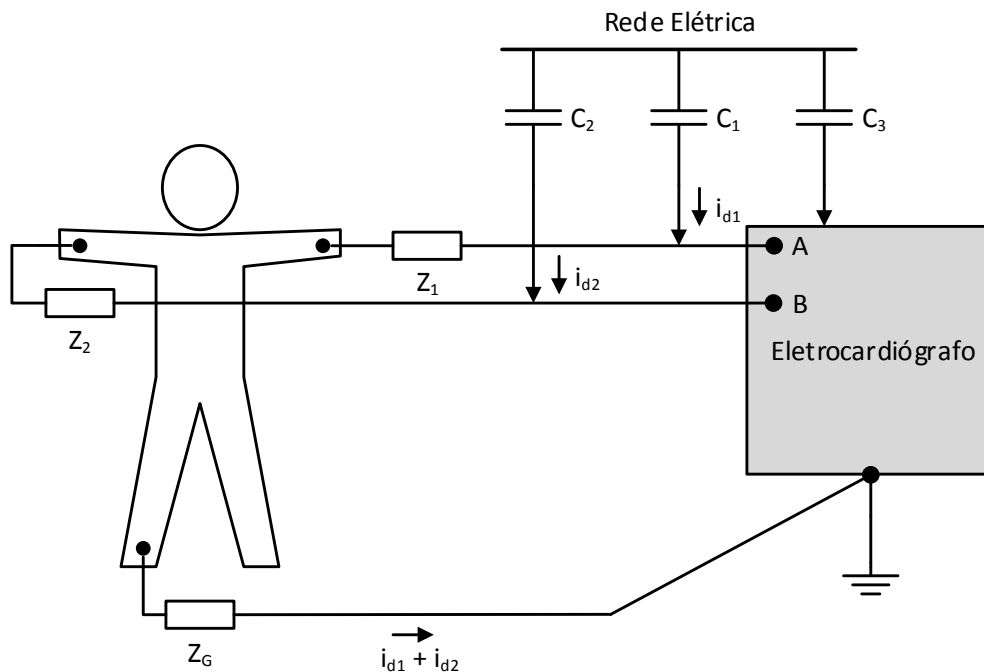


Figura 20 – Campo elétrico acoplado entre a rede elétrica e o eletrocardiógrafo.

A Fig. 21 mostra que a corrente também flui da rede elétrica diretamente para o corpo humano (1). A corrente  $i_{db}$  flui através do capacitor  $C_b$  e da impedância  $Z_G$  em direção ao terra. Neste caso, a queda de tensão resultante causa uma tensão de modo comum  $v_{mc} = i_{db}Z_G$ .

Amplificadores ideais rejeitam inteiramente tensões em modo comum. Entretanto, amplificadores reais apresentam impedâncias de entrada finitas. Assim,  $v_{mc}$  é reduzido pela atenuação das impedâncias das interfaces eletrodo-pele ( $Z_1$  e  $Z_2$ ) e a

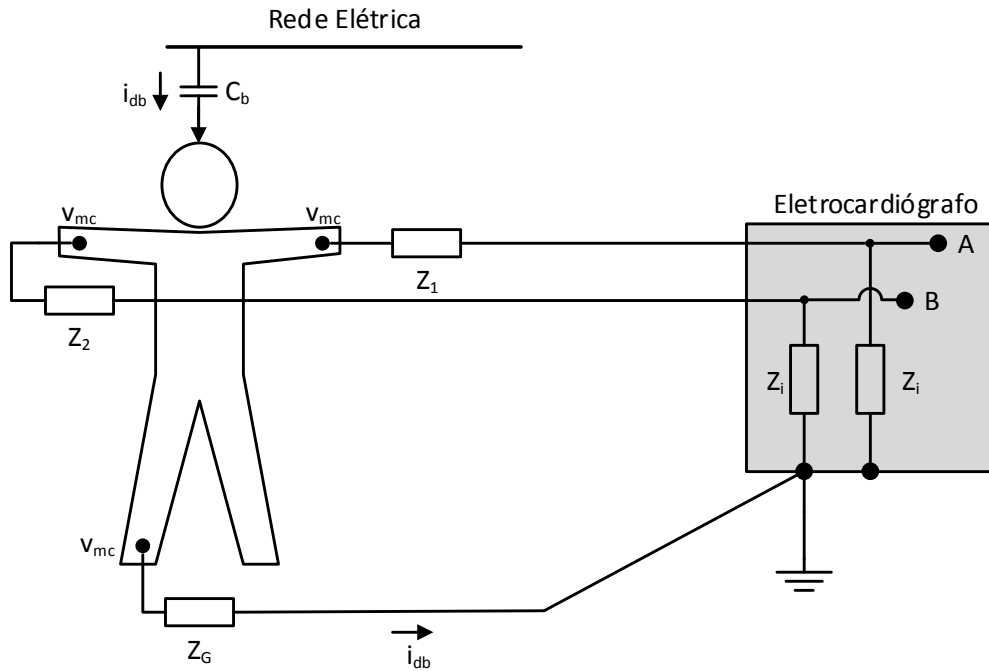


Figura 21 – Campo elétrico acoplado entre a rede elétrica e o corpo do paciente.

impedância de entrada do amplificador ( $Z_i$ ). Deste modo, a interferência causada é dada por (2.11), sendo minimizada diminuindo as impedâncias  $Z_1$  e  $Z_2$  ou aumentando a impedância  $Z_i$ .

$$v_A - v_B = v_{mc} \left( \frac{Z_i}{Z_i + Z_1} - \frac{Z_i}{Z_i + Z_2} \right) \quad (2.11)$$

### 2.3.2 Circuito de Redução de Modo Comum

Tensões de modo comum podem ser responsáveis pela maior interferência em amplificadores de biopotencial. Embora amplificadores com alto CMRR possam minimizar o efeito da tensão de modo comum, uma melhor abordagem é conhecer a fonte de tensão e tentar eliminá-la.

Em eletrocardiógrafos convencionais, um eletrodo posicionado sobre a perna direita do paciente é conectado à saída de um amplificador operacional auxiliar. A tensão de modo comum do corpo do paciente é adquirida pela média de dois resistores, sendo invertida, amplificada e realimentada ao corpo do paciente (Fig. 22). Esta realimentação negativa reduz a tensão de modo comum. A corrente de deslocamento flui, não para o terra, mas para a saída do amplificador operacional. Este circuito fornece ainda proteção elétrica, pois o amplificador auxiliar satura quando elevados níveis de tensão entre o paciente e o terra surgem.

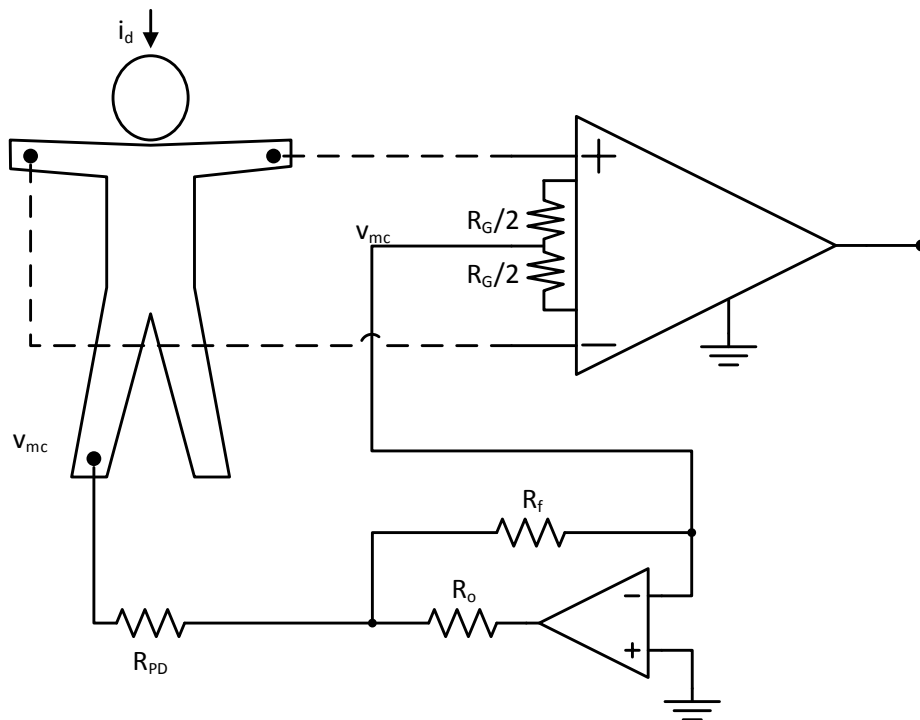


Figura 22 – Circuito para redução da interferência de modo comum.

## 2.4 Blindagens

O termo blindagem refere-se a um encapsulamento metálico que isola um circuito eletrônico ou apenas uma porção deste circuito. Existem dois propósitos de uma blindagem: a prevenção de emissões eletromagnéticas oriundas do próprio circuito elétrico de radiar externamente às suas fronteiras e a prevenção de emissões radiadas externas ao circuito elétrico de acoplar à sua eletrônica, causando interferência.

Desta forma, uma blindagem é, conceitualmente, uma barreira à transmissão de campos eletromagnéticos. Define-se a efetividade de uma blindagem (ou SE - *shielding effectiveness*) como sendo a razão entre a magnitude do campo elétrico/magnético que incide na barreira e a magnitude do campo elétrico/magnético transmitido através da barreira. Alternativamente, pode-se também definir a SE como sendo a relação entre o campo elétrico/magnético incidente sobre o circuito com a blindagem removida e o mesmo sobre o circuito com a presença da blindagem (19).

Geralmente, um encapsulamento metálico colocado ao redor de um circuito eletrônico não é suficiente para blindá-lo. É necessário então colocá-lo em um potencial constante, geralmente, por facilidade de conexão, o potencial terra. Esta configuração é chamada de **blindagem passiva**. Embora blindagens passivas aumentem significativamente o valor de SE, podem resultar em capacitâncias parasitas. Deste modo, opta-se pelo *curto-circuito virtual* da blindagem com o circuito, levando-a ao mesmo potencial do circuito a ser blindado. Esta configuração é chamada de **blindagem ativa**.

Em eletrocardiógrafos convencionais, o circuito de aquisição é normalmente blindado, assim como os cabos de conexão com os eletrodos. Eletrodos passivos, tais como eletrodos convencionais de Ag/AgCl, não são usualmente blindados. Já eletrodos ativos podem também ser blindados. Em (20), é realizada uma comparação entre as blindagens ativa e passiva, a qual consistiu na comparação de seus efeitos em relação a interferência eletromagnética da rede elétrica, verificando uma maior eficiência da blindagem ativa.

Em (21), é mostrada uma abordagem para blindagem ativa do eletrodo. Esta blindagem é formada por uma camada interna do PCB e um anel em volta da placa sensora, protegendo o eletrodo de interferências externas. Neste trabalho, optou-se por fazer tal blindagem.

## 3 Sistema Proposto

### 3.1 Análise Ideal

#### 3.1.1 Eletrodo

Baseado nos eletrodos apresentados em (7), (21) e (22), foram desenvolvidos eletrodos ativos do tipo seco. Sua fabricação foi realizada diretamente em placas de circuito impresso de quatro camadas. O tamanho final do eletrodo é aproximadamente igual ao tamanho de uma moeda de 25 centavos de dólar americano, como mostrado na Fig. 23.

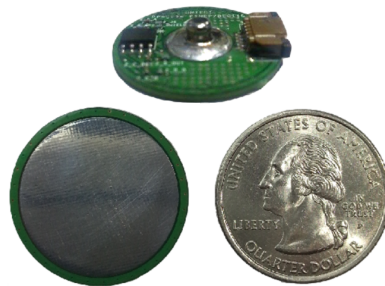


Figura 23 – Eletrodo real.

A Fig. 24 mostra um corte transversal do eletrodo. Na camada superior se encontram os componentes eletrônicos, além do conector *snap* (utilizado para leitura direta através de garras do tipo jacaré) e do conector para cabos do tipo *flat* de 5 vias. A segunda camada é a responsável pelo roteamento das ligações entre os componentes. Além de facilitar as conexões que não seriam possível através de uma única camada, ela serve também de plano de terra local. A terceira camada é a responsável pela blindagem do eletrodo. A última camada possui uma placa metálica, responsável pela captação do sinal fisiológico, envolvida por um anel correspondente também a blindagem.

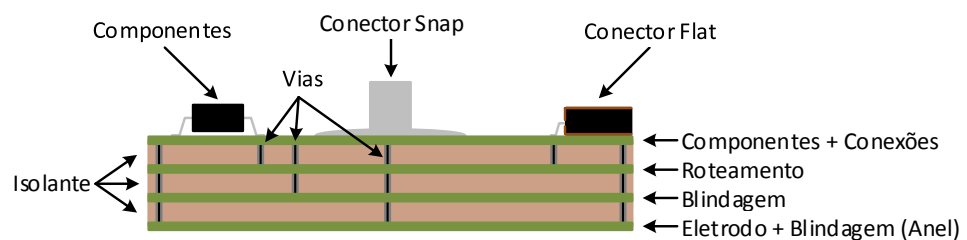


Figura 24 – Representação das camadas do eletrodo.

O esquemático do circuito proposto é mostrado na Fig. 25. Diferentemente dos circuitos propostos em (7) e (21), o circuito possui apenas um amplificador operacional

configurado como *buffer*. Antes da entrada não inversora, o circuito apresenta um filtro passivo passa-alta. A saída do amplificador é fornecida ao amplificador de biopotencial, servindo também como o potencial da blindagem ativa (ver Seção 2.4).

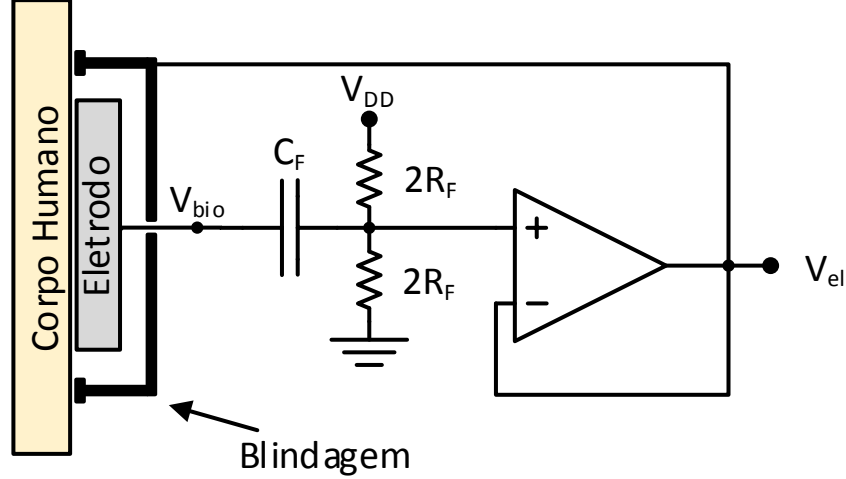


Figura 25 – Esquemático do circuito do eletrodo.

Considerando que os resistores  $2R_F$  são iguais e que a tensão de *offset* do amplificador operacional é nula, tem-se

$$V_{el} = \underbrace{\frac{V_{DD}}{2}}_{\text{Polarização DC } (V_{EL})} + \underbrace{\frac{sR_FC_F}{sR_FC_F + 1} V_{bio}}_{\text{Sinal AC } (v_{el} = v_{bio})}, \quad (3.1)$$

em que  $s$  é o operador de Laplace.

Um filtro passa-alta com uma frequência de corte suficiente para eliminar a tensão DC do corpo humano é capaz de levar a tensão de polarização DC para  $V_{DD}/2$ . Assim, o eletrodo proposto mantém a polarização DC independentemente do potencial do paciente, preservando somente o sinal AC  $v_{bio}$  quando  $sR_FC_F \gg 1$ , resultando em

$$V_{el} = \frac{V_{DD}}{2} + v_{bio}. \quad (3.2)$$

### 3.1.2 Amplificador

A etapa de amplificação inclui, além do amplificador de biopotencial, um circuito de supressão de nível DC, discutido em (23), como mostra a Fig. 26. O circuito de supressão DC é utilizado para manter a linha de base do sinal fisiológico constante mesmo na presença de artefatos de estímulos e interferências, ou ainda, se houver influência da variação de processo dos componentes passivos. Este comportamento é adquirido pela realimentação negativa do sinal de saída. O potencial  $V_{REF}$  é fornecido por uma fonte externa, sendo considerado constante. Como o nó  $V_y$  é o responsável pelo efeito da realimentação negativa, este deve ser capaz de variar sem saturar, sendo um nó crítico a

ser analisado nas duas topologias de amplificadores de biopotenciais. Os potenciais  $V_{el+}$  e  $V_{el-}$  são provenientes de dois eletrodos localizados em pontos diferentes do corpo.

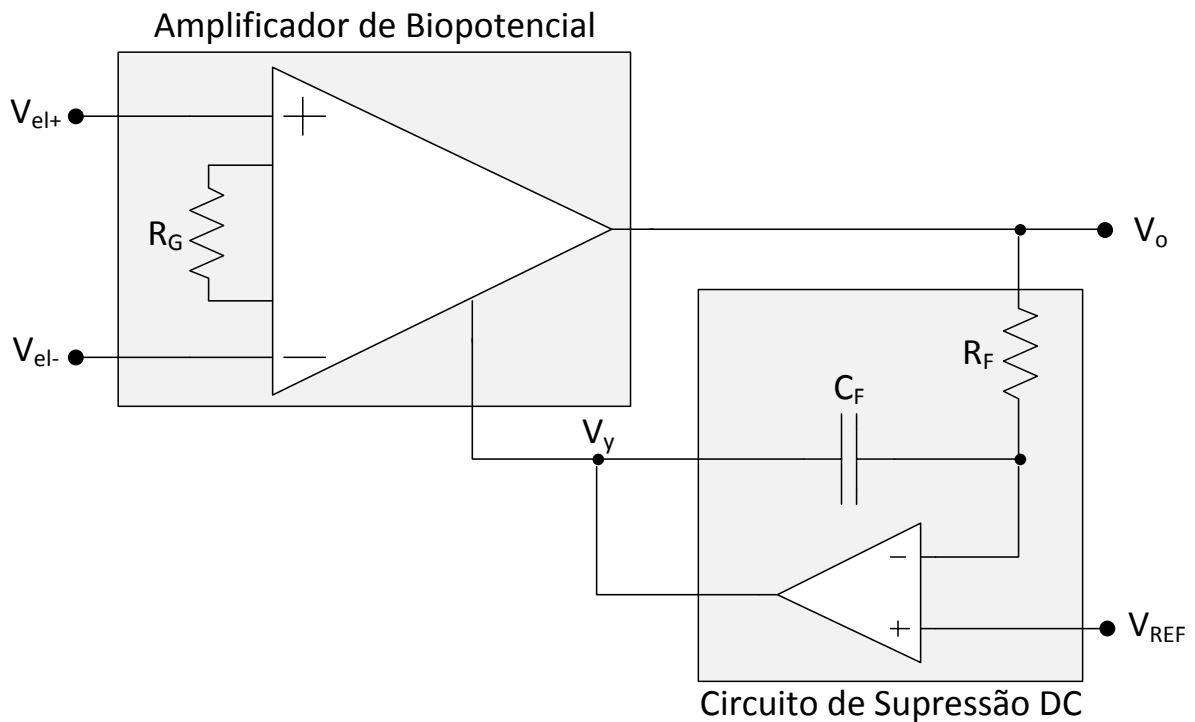


Figura 26 – Esquemático do amplificador de biopotencial, incluindo o circuito de supressão DC.

### 3.1.2.1 Topologia com dois amplificadores operacionais

A topologia de amplificadores de biopotenciais contendo somente dois amplificadores operacionais é mostrada na Fig. 27.

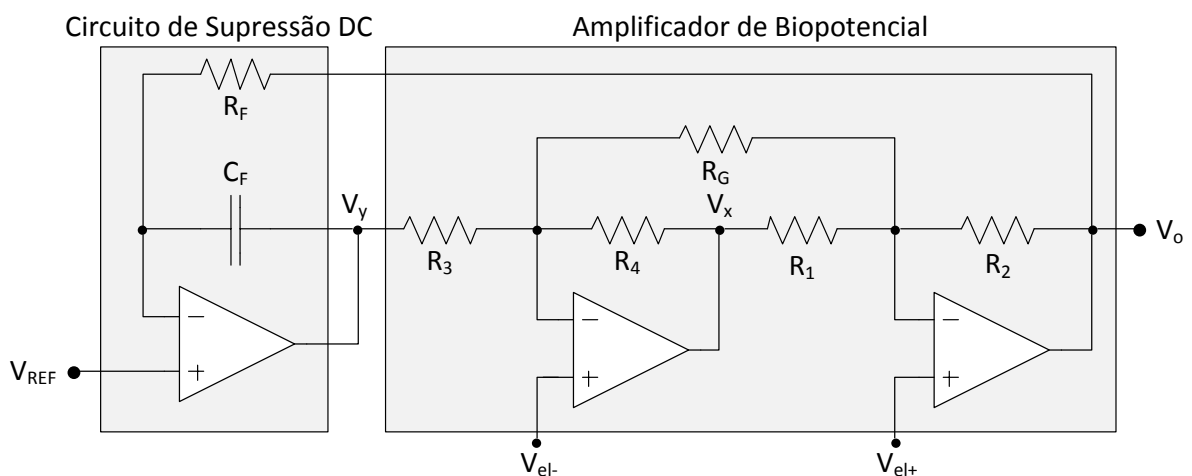


Figura 27 – Esquemático da topologia com dois amplificadores operacionais, incluindo o circuito de supressão DC.



Visando encontrar, inicialmente a equação de saída desta topologia, é necessário encontrar as equações em cada nó. Pela Fig. 27, aplicando a Primeira Lei de Kirchoff, chega-se em (3.3), (3.4) e (3.5).

$$sC_F(V_{REF} - V_y) = \frac{V_o - V_{REF}}{R_F} \quad (3.3)$$

$$\frac{V_y - V_{el-}}{R_3} = \frac{V_{el-} - V_x}{R_4} + \frac{V_{el-} - V_{el+}}{R_G} \quad (3.4)$$

$$\frac{V_{el+} - V_o}{R_2} = \frac{V_x - V_{el+}}{R_1} + \frac{V_{el-} - V_{el+}}{R_G} \quad (3.5)$$

Após manipulação destas equações, é possível obter a equação geral de saída, dada por

$$V_o = \frac{sR_FC_F}{1 + s\frac{R_1R_3}{R_2R_4}R_FC_F} \left[ \left( \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_G} + \frac{R_1R_3}{R_2R_4} + \frac{R_1R_3}{R_4R_G} \right) V_{el+} - \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_G} + \frac{R_1R_3}{R_4R_G} \right) V_{el-} \right] + V_{REF} . \quad (3.6)$$

Se  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  forem iguais a  $R_A$ , obtém-se a equação ideal de saída, dada por

$$V_o = \underbrace{\frac{sR_FC_F}{1 + sR_FC_F} \left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{AC} (V_{el+} - V_{el-}) + \underbrace{V_{REF}}_{DC} . \quad (3.7)$$

Como o primeiro termo apresenta um filtro passa-alta na mesma frequência de corte do eletrodo, quando  $sR_FC_F \gg 1$ , pode-se escrever

$$V_o = \underbrace{\left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{AC} (v_{bio2} - v_{bio1}) + \underbrace{V_{REF}}_{DC} , \quad (3.8)$$

na qual define-se  $G_{2opamp} = (2 + 2R_A/R_G)$  como o ganho ideal para esta topologia. Observa-se que o primeiro termo amplifica a diferença AC dos sinais, enquanto o segundo termo leva o nível DC para  $V_{REF}$ .

### 3.1.2.2 Topologia com três amplificadores operacionais

A topologia com amplificadores de biopotenciais contendo três amplificadores operacionais é mostrada na Fig. 28.

Da mesma forma, visando encontrar inicialmente a equação de saída desta topologia, é necessário encontrar também as equações em cada nó. Pela Fig. 28, aplicando a Primeira Lei de Kirchoff, chega-se em (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12).

$$\frac{V_{el-} - V_a}{R_{x1}} = \frac{V_{el+} - V_{el-}}{R_G} = \frac{V_b - V_{el+}}{R_{x2}} \quad (3.9)$$

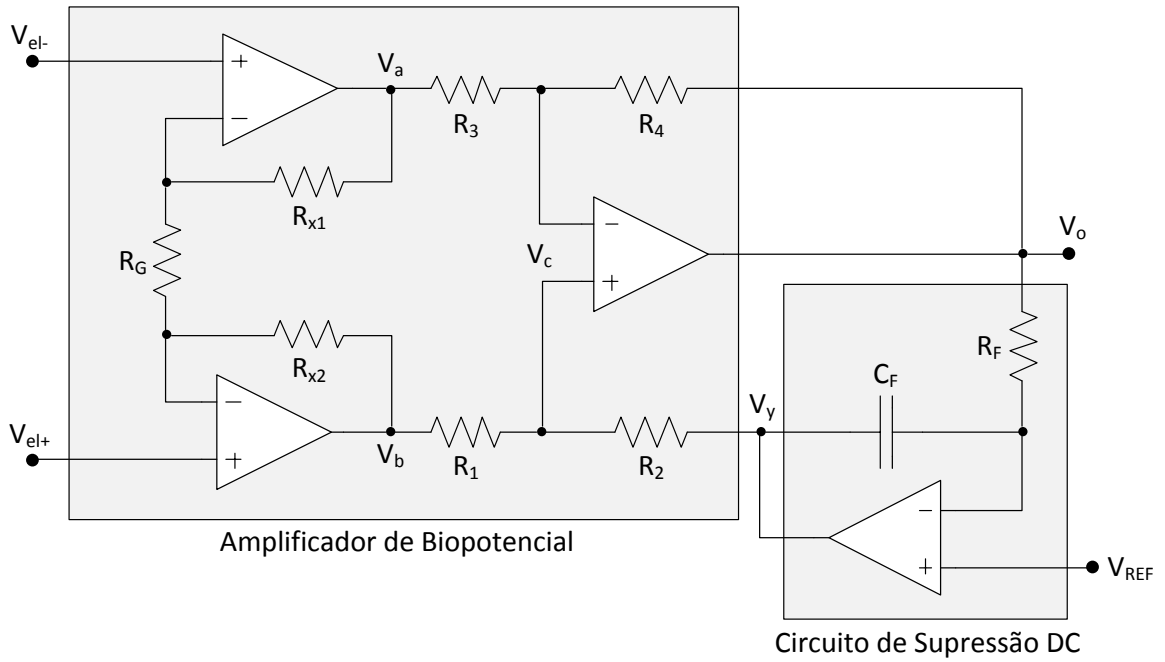


Figura 28 – Esquemático da topologia de três amplificadores operacionais, incluindo o circuito de supressão DC.

$$\frac{V_c - V_a}{R_3} = \frac{V_o - V_c}{R_4} \quad (3.10)$$

$$\frac{V_b - V_c}{R_1} = \frac{V_c - V_y}{R_2} \quad (3.11)$$

$$\frac{V_o - V_{REF}}{R_F} = sC_F(V_{REF} - V_y) \quad (3.12)$$

Após manipulação destas equações, é possível obter a equação geral de saída, dada por

$$\begin{aligned} V_o = & \frac{s \frac{(R_1+R_2)R_3}{(R_3+R_4)R_1} R_F C_F}{1 + s \frac{(R_1+R_2)R_3}{(R_3+R_4)R_1} R_F C_F} \left[ \left( \frac{(R_3 + R_4)(R_{x_2} + R_G)R_2 + (R_1 + R_2)R_{x_1}R_4}{(R_1 + R_2)R_3 R_G} \right) V_{el+} - \right. \\ & \left. \left( \frac{(R_3 + R_4)R_{x_2}R_2 + (R_1 + R_2)(R_{x_1} + R_G)R_4}{(R_1 + R_2)R_3 R_G} \right) V_{el-} \right] \\ & + \frac{1 + sR_F C_F}{1 + s \frac{(R_1+R_2)R_3}{(R_3+R_4)R_1} R_F C_F} V_{REF} . \end{aligned} \quad (3.13)$$

Se  $R_{x_1} = R_{x_2} = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_A$ , obtém-se a equação ideal de saída, dada por

$$V_o = \underbrace{\frac{sR_F C_F}{1 + sR_F C_F} \left( 1 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{AC} (V_{el+} - V_{el-}) + \underbrace{V_{REF}}_{DC} . \quad (3.14)$$

Como o primeiro termo apresenta um filtro passa-alta na mesma frequência de corte do eletrodo, quando  $sR_F C_F \gg 1$ , pode-se escrever

$$V_o = \underbrace{\left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)}_{\text{AC}} (v_{bio_2} - v_{bio_1}) + \underbrace{V_{REF}}_{\text{DC}}, \quad (3.15)$$

na qual, define-se  $G_{3opamp} = (1 + 2R_A/R_G)$  como o ganho ideal para esta topologia. Observa-se que, assim como na topologia de dois amplificadores operacionais, o primeiro termo amplifica a diferença AC dos sinais, enquanto o segundo termo leva o nível DC para  $V_{REF}$ .

## 3.2 Análise Orientada a *Yield*

Neste ponto, é considerado que todos os componentes passivos e tensões em análise seguem distribuição normal, ou seja,

$$X \pm \Delta X, \quad (3.16)$$

em que,  $X$  é o valor médio e  $\Delta X$  é a tolerância absoluta considerada como três desvios padrões ( $3\sigma$ ).

### 3.2.1 Eletrodo

Neste caso, quando os resistores  $2R_F$  estão descasados, a tensão de polarização DC deixa de ser o valor exato de  $V_{DD}/2$ , e passa a estar por volta deste valor. Deste modo, dois eletrodos diferentes terão provavelmente níveis DC diferentes. A tensão DC na saída do amplificador operacional  $V_{EL}$  quando as tolerâncias são levadas em consideração é dada por

$$V_{EL} = \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{DD}, \quad (3.17)$$

em que,  $R_{B_1}$  e  $R_{B_2}$  são os resistores  $2R_F$  quando estão descasados, ou seja,  $R_{B_1} \neq R_{B_2}$ .  $V_{DD}$  é considerado como um potencial constante.

É necessário inicialmente calcular as derivadas parciais em relação aos elementos que influenciam o valor de  $V_{EL}$ . Neste caso, tem-se

$$\frac{\partial V_{EL}}{\partial R_{B_1}} = -\frac{R_{B_2}}{(R_{B_1} + R_{B_2})^2} V_{DD} \quad (3.18)$$

e

$$\frac{\partial V_{EL}}{\partial R_{B_2}} = \left( \frac{1}{R_{B_1} + R_{B_2}} - \frac{R_{B_2}}{(R_{B_1} + R_{B_2})^2} \right) V_{DD}. \quad (3.19)$$

Considerando que ambos os resistores possuem o mesmo valor médio  $R_B$ , obtém-se

$$-\frac{\partial V_{EL}}{\partial R_{B_1}} = \frac{\partial V_{EL}}{\partial R_{B_2}} = \frac{1}{4R_B} V_{DD}.$$

Considerando ainda que os resistores apresentam a mesma tolerância absoluta  $\Delta R_B$ , pelo método de Kline e McClintock (descrito no Apêndice A), conclui-se que

$$\frac{\Delta V_{EL}}{V_{DD}} = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right). \quad (3.20)$$

Pode-se notar que a variação relativa de  $V_{EL}$  em relação a  $V_{DD}$  é diretamente proporcional ao valor da tolerância relativa de  $R_B$ , mantendo seu valor médio em  $V_{DD}/2$ .

## 3.2.2 Amplificador

### 3.2.2.1 Topologia com dois amplificadores operacionais

Como visto na Seção 3.1.2,  $V_y$  deve ser capaz de variar sem atingir a saturação. Analogamente a (3.6), após manipulação de (3.3), (3.4) e (3.5) e tendo em vista que  $V_{REF}$  é um potencial DC, obtém-se

$$V_y = \frac{\frac{R_1 R_3}{R_2 R_4}}{1 + s \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} R_F C_F} \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{el-} - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{el+} \right] + V_{REF}. \quad (3.21)$$

Se  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  forem iguais  $R_A$ , tem-se

$$V_y = \underbrace{\frac{1}{1 + s R_F C_F} \left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{\text{Polarização DC}} (V_{el-} - V_{el+}) + V_{REF}. \quad (3.22)$$

Pode-se verificar que  $V_y$  é sempre um potencial DC, pois o primeiro termo apresenta um filtro passa-baixa que elimina níveis AC quando  $s R_F C_F \ll 1$ , amplificando somente a diferença de potencial DC entre  $V_{el-}$  e  $V_{el+}$ . Desta forma, pode-se escrever

$$V_Y = \underbrace{\left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{\text{Polarização DC}} (V_{EL-} - V_{EL+}) + V_{REF}. \quad (3.23)$$

Todavia, mesmo que os resistores estejam descasados, a frequência de corte do filtro passa-baixa não se alterará significativamente, de modo que a tensão DC  $V_Y$  é dada por

$$V_Y = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{EL-} - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{EL+} \right] + V_{REF}. \quad (3.24)$$

Analisando inicialmente somente a influência apenas dos resistores, deve-se calcular as derivadas parciais em relação a todos os resistores. Após tais cálculos e considerando

que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  são iguais a  $R_A$  e como as variações de  $V_{EL-}$  e de  $V_{EL+}$  não são ainda consideradas, sendo seus valores médios iguais a  $V_{DD}/2$ , obtém-se

$$-\frac{\partial V_Y}{\partial R_1} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_2} = -\frac{\partial V_Y}{\partial R_3} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_4} = \frac{1}{R_A} \frac{V_{DD}}{2},$$

e

$$\frac{\partial V_Y}{\partial R_G} = 0.$$

Considerando ainda que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  apresentam a mesma tolerância absoluta  $\Delta R_A$ , pelo método de Kline e McClintock (descrito no Apêndice A), tem-se

$$\Delta V_Y = \left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right) V_{DD}. \quad (3.25)$$

Para calcular a variação final de  $V_Y$ , é necessário ainda as influências de  $V_{el-}$  e  $V_{el+}$ . Para isso, tem-se primeiramente as seguintes derivadas parciais:

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL-}} = \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right),$$

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL+}} = -\frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right).$$

Considerando que os resistores  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  são iguais a  $R_A$ , obtém-se

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL-}} = 2 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right),$$

e

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL+}} = -2 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)$$

Pelo método de Kline e McClintock (descrito no Apêndice A), tem-se

$$\Delta V_Y = \sqrt{4 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2 \Delta V_{EL-}^2 + 4 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2 \Delta V_{EL+}^2}.$$

Assim, considerando  $\Delta V_{EL-} = \Delta V_{EL+} = \Delta V_{EL} = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right) V_{DD}$ , como visto anteriormente, tem-se

$$\Delta V_Y = \sqrt{8 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2 \Delta V_{EL}^2} = \sqrt{8 \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2 \left( \frac{\sqrt{2}}{4} \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right) V_{DD} \right)^2}.$$

resultando em

$$\Delta V_Y = \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right) \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right) V_{DD}. \quad (3.26)$$

Finalmente, pode-se calcular a variação final de  $V_Y$ , levando em consideração todos os parâmetros que o compõem, pela soma quadrática das influências encontradas anteriormente. Desta forma,

$$\Delta V_Y^2 = \left[ \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right) \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right) V_{DD} \right]^2 + \left[ \left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right) V_{DD} \right]^2 .$$

Rearranjando, chega-se em

$$\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} = \sqrt{\left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right)^2 + \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2 \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)^2} . \quad (3.27)$$

Isolando-se  $R_G$ , é possível encontrar a condição para o valor de  $R_G$  que garante uma variação máxima para  $V_Y$ , a qual é

$$R_G \geq R_A \frac{\left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)}{\sqrt{\left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)^2 - \left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right)^2 - \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)}} . \quad (3.28)$$

Em outras palavras, é possível encontrar a condição para o valor de ganho, lembrando que  $G_{2opamp} = (2 + 2R_A/R_G)$ , dada por

$$G_{2opamp} \leq 2 \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)^{-1} \sqrt{\left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)^2 - \left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right)^2} . \quad (3.29)$$

Finalmente, pode-se calcular o valor de ganho através de (3.29) que limita a variação de  $V_Y$  e certifica que aproximadamente 99,7-% dos dados estarão dentro dos limites, assegurando uma tensão de saída DC constante. Observa-se que a condição depende dos valores das tolerâncias relativas dos resistores, da tensão de alimentação e da variação desejada  $\Delta V_Y$ .

### 3.2.2.2 Topologia com três amplificadores operacionais

Analogamente a (3.13), após manipulação de (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12) e lembrando que  $V_{REF}$  é um potencial DC, obtém-se

$$\begin{aligned} V_y = & \frac{1}{1 + s \frac{(R_1+R_2)R_3}{(R_3+R_4)R_1} R_F C_F} \left[ \left( \frac{(R_3 + R_4)R_{x_2}R_2 + (R_1 + R_2)(R_{x_1} + R_G)R_4}{(R_1 + R_2)R_3R_G} \right) V_{el-} - \right. \\ & \left. \left( \frac{(R_3 + R_4)(R_{x_2} + R_G)R_2 + (R_1 + R_2)R_{x_1}R_4}{(R_1 + R_2)R_3R_G} \right) V_{el+} \right] \\ & + \frac{1 + sR_F C_F}{1 + s \frac{(R_1+R_2)R_3}{(R_3+R_4)R_1} R_F C_F} V_{REF} . \end{aligned} \quad (3.30)$$

Se  $R_{x_1}$ ,  $R_{x_2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  forem iguais a  $R_A$ , tem-se

$$V_y = \underbrace{\frac{1}{1 + sR_F C_F} \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)}_{\text{Polarização DC}} (V_{el-} - V_{el+}) + V_{REF}. \quad (3.31)$$

Assim como na análise da topologia anterior, pode-se verificar que  $V_y$  é sempre um potencial DC, pois o primeiro termo apresenta um filtro passa-baixa que elimina níveis AC quando  $sR_F C_F \ll 1$ , amplificando somente a diferença de potencial DC entre  $V_{el-}$  e  $V_{el+}$ . Desta forma, tem-se

$$V_Y = \underbrace{\left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)}_{\text{Polarização DC}} (V_{EL-} - V_{EL+}) + V_{REF}. \quad (3.32)$$

Todavia, mesmo que os resistores estejam descasados, a frequência de corte do filtro passa-baixa não se alterará significativamente, de modo que a tensão DC  $V_Y$  seja dada por

$$\begin{aligned} V_Y = & \left( \frac{(R_3 + R_4)R_{x_2}R_2 + (R_1 + R_2)(R_{x_1} + R_G)R_4}{(R_3 + R_4)R_1R_G} \right) V_{EL-} \\ & - \left( \frac{(R_3 + R_4)(R_{x_2} + R_G)R_2 + (R_1 + R_2)R_{x_1}R_4}{(R_3 + R_4)R_1R_G} \right) V_{EL+} \\ & + \frac{(R_1 + R_2)R_3}{(R_3 + R_4)R_1} V_{REF}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Analisando inicialmente somente a influência apenas dos resistores, deve-se calcular as derivadas parciais em relação a todos os resistores. Após tais cálculos e considerando que os resistores  $R_{x_1}$ ,  $R_{x_2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  são iguais a  $R_A$  e como as variações de  $V_{EL-}$  e de  $V_{EL+}$  não são ainda consideradas, sendo seus valores médios iguais a  $V_{DD}/2$ , obtém-se

$$\frac{\partial V_Y}{\partial R_{x_1}} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_{x_2}} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_1} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_2} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_3} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_4} = \frac{\partial V_Y}{\partial R_G} = 0,$$

Deste modo, pelo método de Kline e McClintock (descrito no Apêndice A), tem-se que a influência das tolerâncias dos resistores do amplificador é nula, ou seja

$$\Delta V_Y = 0. \quad (3.34)$$

Para calcular a variação final de  $V_Y$ , é necessário ainda as influências de  $V_{el-}$  e  $V_{el+}$ . Para isso, tem-se primeiramente as seguintes derivadas parciais:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL-}} &= \frac{(R_3 + R_4)R_{x_2}R_2 + (R_1 + R_2)(R_{x_1} + R_G)R_4}{(R_3 + R_4)R_1R_G}, \\ \frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL+}} &= -\frac{(R_3 + R_4)(R_{x_2} + R_G)R_2 + (R_1 + R_2)R_{x_1}R_4}{(R_3 + R_4)R_1R_G}. \end{aligned}$$

Considerando que os resistores  $R_{x_1}$ ,  $R_{x_2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  são iguais a  $R_A$ , obtém-se

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL-}} = 1 + \frac{2R_A}{R_G},$$

e

$$\frac{\partial V_Y}{\partial V_{EL+}} = -\left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)$$

Pelo método de Kline e McClintock (descrito no Apêndice A), tem-se

$$\Delta V_Y = \sqrt{\left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)^2 \Delta V_{EL-}^2 + \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)^2 \Delta V_{EL+}^2}.$$

Assim, considerando  $\Delta V_{EL-} = \Delta V_{EL+} = \Delta V_{EL} = \frac{\sqrt{2}}{4} \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) V_{DD}$ , como visto anteriormente, tem-se

$$\Delta V_Y = \sqrt{2 \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)^2 \Delta V_{EL}^2} = \sqrt{2 \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{2}}{4} \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) V_{DD}\right)^2}.$$

resultando em

$$\Delta V_Y = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) V_{DD}. \quad (3.35)$$

Finalmente, pode-se calcular a variação final de  $V_Y$ , levando em consideração todos os parâmetros que o compõem, pela soma quadrática das influências encontradas anteriormente. Desta forma,

$$\Delta V_Y^2 = \left[ \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) V_{DD} \right]^2.$$

Rearranjando, chega-se em

$$\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right). \quad (3.36)$$

Logo, isolando-se  $R_G$ , é possível encontrar a condição para o valor de  $R_G$  que garante uma variação máxima para  $V_Y$ , a qual é

$$R_G \geq R_A \frac{\left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right)}{\left(\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}}\right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right)}. \quad (3.37)$$

Em outras palavras, é possível encontrar a condição para o valor de ganho, lembrando que  $G_{3opamp} = (1 + 2R_A/R_G)$ , dada por

$$G_{3opamp} \leq 2 \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right)^{-1} \left(\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}}\right). \quad (3.38)$$



Finalmente, pode-se também calcular o valor de ganho através de (3.38) que limita a variação de  $V_Y$  e certifica que aproximadamente 99,7-% dos dados estarão dentro dos limites, assegurando uma tensão de saída DC constante. Observa-se que, para esta topologia, a condição depende somente dos valores das tolerâncias relativas dos resistores do eletrodo, da tensão de alimentação e da variação desejada  $\Delta V_Y$ , não dependendo das tolerâncias dos resistores do amplificador.

Para o caso da topologia de dois amplificadores operacionais, a equação (3.25) mostra a dependência de  $V_y$  da tolerância dos resistores do amplificador e a equação (3.26) mostra sua dependência da tolerância dos resistores dos eletrodos. Para o caso da topologia de três amplificadores operacionais, a equação (3.34) mostra que a tensão  $V_y$  não depende da tolerância dos resistores do amplificador, enquanto a equação (3.35) mostra sua dependência da tolerância dos resistores dos eletrodos. A Tabela 2 mostra tais dependências.

Tabela 2 – Comparação entre as variações relativas  $\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}}$  para cada topologia.

Topologia	Influência de $\Delta R_A$	Influência de $\Delta R_B$
<b>2 amplificadores operacionais</b>	$\left(\frac{\Delta R_A}{R_A}\right)$	$\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) G_{2opamp}$
<b>3 amplificadores operacionais</b>	0	$\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_B}{R_B}\right) G_{3opamp}$

É verificado que a equação (3.27) tende para a equação (3.36) para valores reduzidos de  $R_G$  (i.e., para ganhos elevados), pois a influência da variação dos resistores do amplificador pode ser desprezada. Deste modo, a etapa seguinte consiste de cálculos numéricos para as equações encontradas, bem como de simulações, a fim de encontrar a melhor topologia.

## 4 Resultados e Discussões

### 4.1 Simulações

Com o objetivo de demonstrar os resultados, além de buscar a melhor solução, uma análise estatística Monte-Carlo DC será realizada para ambas as topologias. Em ambos os casos, todos os amplificadores operacionais - LMP7701, fabricado pela Texas Instruments (24) - foram alimentados assimetricamente com uma tensão de 3,3-V e todas as tolerâncias relativas dos resistores foram iguais a  $\pm 1\%$ . Além disso, foi considerado  $R_A = 100\text{-k}\Omega$ ,  $R_B = 2\text{-M}\Omega$  e  $V_{REF} = 1.65\text{-V}$ . É desejado limitar  $\Delta V_Y$  em  $\pm 1\text{-V}$ .

#### 4.1.1 Topologia com dois amplificadores operacionais

Possuindo todos os valores necessários, é possível calcular as condições para os valores de  $R_G$  e  $G_{2opamp}$ . Como a tolerância de todos os resistores é a mesma, os valores de  $R_G$  e  $G_{2opamp}$  podem ser calculados através das equações (3.28) e (3.29). Desta forma, tem-se

$$R_G = 100\text{-k}\Omega \frac{(0,01)}{\sqrt{\left(\frac{1-V}{3,3-V}\right)^2 - (0,01)^2 - (0,01)}} \approx 3,41\text{-k}\Omega ,$$

e

$$G_{2opamp} = 2 \frac{\sqrt{\left(\frac{1-V}{3,3-V}\right)^2 - (0,01)^2}}{(0,01)} \approx 60,6 .$$

A Fig. 29 mostra a simulação Monte-Carlo DC para  $V_Y$ . O número de execuções é definido em 10000.

É possível notar o valor médio de praticamente 1,65-V. O valor de três vezes o desvio padrão é praticamente igual ao valor da variação desejada ( $3\sigma = 1,008\text{-V} \approx \Delta V_Y$ ), significando que 99,7-% dos dados estão dentro dos limites esperados ( $1,65 \pm 1$ )-V. Como é garantido que a tensão  $V_Y$  varie sem ser levada à saturação, é esperado que a tensão  $V_O$  seja constante e igual a  $V_{REF}$ , como pode ser verificado na Fig. 30.

Pode-se notar que o valor de três vezes o desvio padrão neste caso é menor que  $1\text{-}\mu\text{V}$ , mostrando que a tolerância de todos os componentes foi rejeitada e mantendo  $V_O$  constante em 1,65-V.

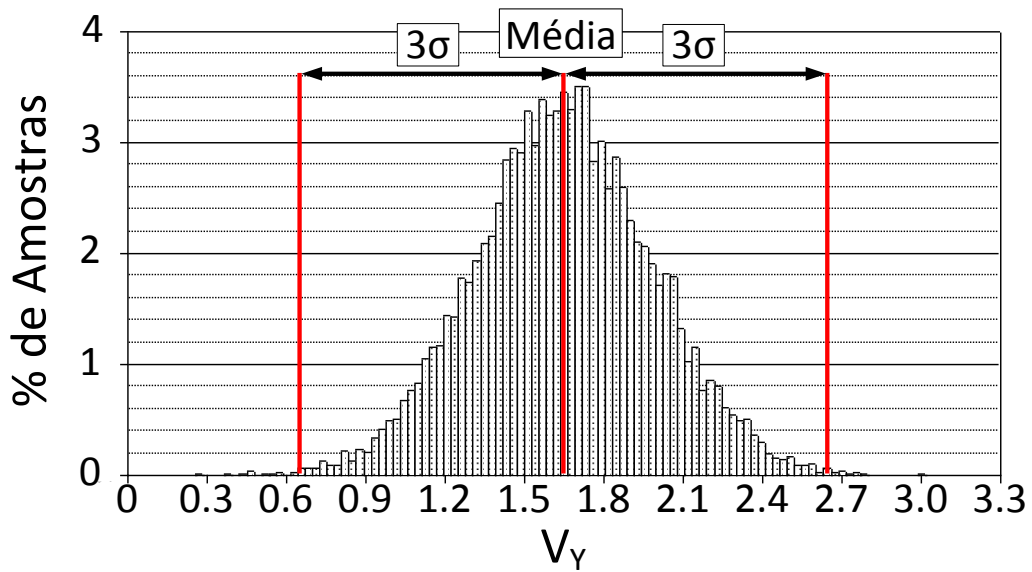


Figura 29 – Simulação Monte-Carlo DC para  $V_Y$ .

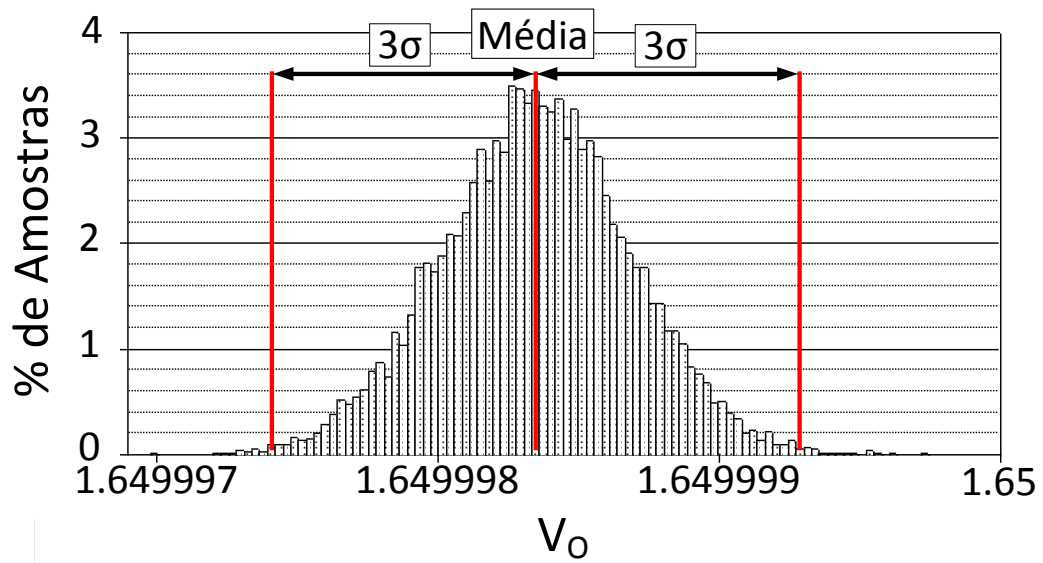


Figura 30 – Simulação Monte-Carlo DC para  $V_O$ .

#### 4.1.2 Topologia com três amplificadores operacionais

Analogamente, possuindo todos os valores necessários, é possível calcular os valores de  $R_G$  e  $G_{3opamp}$ , baseado nas condições encontradas em (3.37) e (3.38), os quais são

$$R_G = \frac{100k\Omega}{\left(\frac{1V}{3,3V}\right) (0,01)^{-1} - \frac{1}{2}} \approx 3,36-k\Omega$$

e

$$G_{3opamp} = 2 \left(\frac{1V}{3,3V}\right) (0,01)^{-1} \approx 60,6 .$$

A Fig. 31 mostra a simulação Monte-Carlo DC para  $V_Y$ . O número de execuções também é definido em 10000.

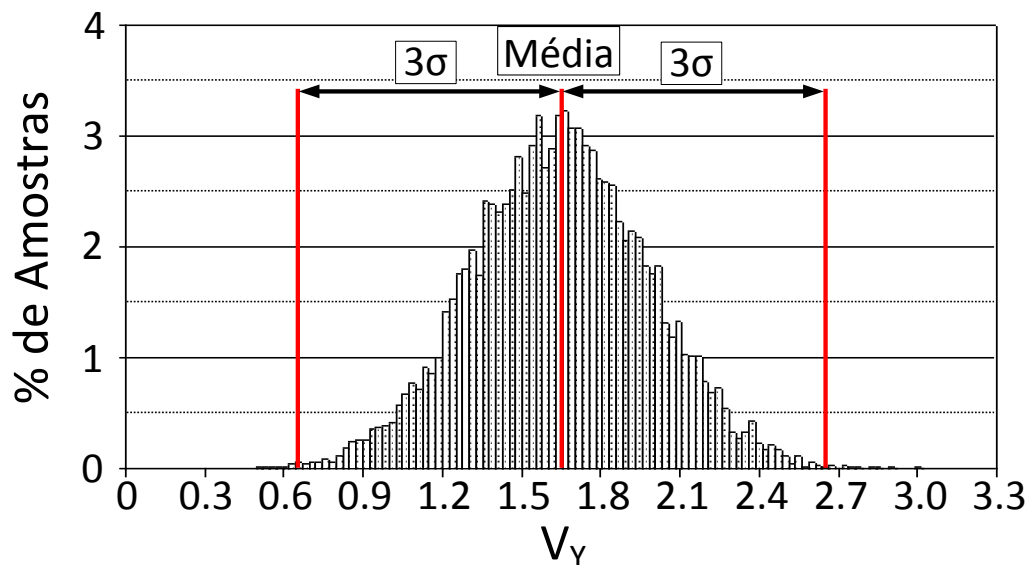


Figura 31 – Simulação Monte-Carlo DC para  $V_Y$ .

Como visto anteriormente, também é possível notar o valor médio de praticamente 1,65-V. O valor de três vezes o desvio padrão é praticamente igual ao valor da variação desejada ( $3\sigma = 0,998\text{-V} \approx \Delta V_Y$ ), significando que 99,7-% dos dados estão dentro dos limites esperados ( $1,65 \pm 1$ )-V. Como é garantido que a tensão  $V_Y$  varie sem ser levada à saturação, é esperado que a tensão  $V_O$  seja constante e igual a  $V_{REF}$  como na topologia anterior. Este comportamento pode ser verificado na Fig. 32.

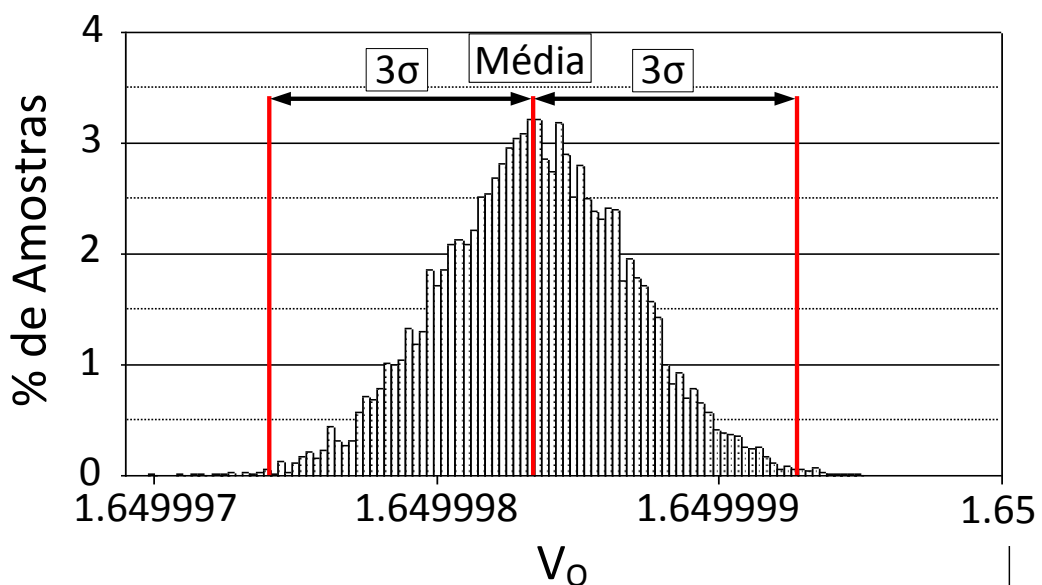


Figura 32 – Simulação Monte-Carlo DC para  $V_O$ .

Pode-se notar que o valor de três vezes o desvio padrão neste caso é menor que

1- $\mu$ V, mostrando que a tolerância de todos os componentes foi rejeitada e mantendo  $V_O$  constante em 1,65-V.

Como previamente concluído na teoria, as expressões apresentaram praticamente as mesmas condições, pois a variação dos resistores do amplificador não influenciou o valor de  $\Delta V_Y$  para a topologia de dois amplificadores operacionais. Para o ganho encontrado, já era esperado que a expressão de  $\Delta V_Y$  para ambas as topologias se aproximassem.

## 4.2 Testes

Após as simulações, é verificado que ambas as topologias apresentam as mesmas condições que garantem a máxima variação da tensão  $V_y$ . Portanto, por questões de consumo de energia e custo, a topologia de dois amplificadores operacionais será utilizada nesta etapa de testes experimentais.

Assim, com o objetivo de testar o sistema proposto, um teste para medir o batimento cardíaco de um paciente. Assim como na simulação, todos os amplificadores LMP7701 foram alimentados assimetricamente com 3,3-V e as tolerâncias relativas dos componentes passivos são iguais a  $\pm 1\%$ . Considera-se também  $R_A = 100\text{-k}\Omega$ ,  $R_B = 2\text{-M}\Omega$  e  $V_{REF} = 1.65\text{-V}$ . Assumindo uma perda de 100-mV na excursão da tensão de saída, as tensões de saturação  $-V_{SAT}$  e  $+V_{SAT}$  são, respectivamente, 0,1-V e 3,2-V. Logo, é desejado limitar  $\Delta V_Y$  em  $\pm 1,55\text{-V}$ .

Baseado nas condições encontradas em (3.28) e (3.29), encontra-se

$$R_G = 100\text{-k}\Omega \frac{(0,01)}{\sqrt{\left(\frac{1,55\text{-V}}{3,3\text{-V}}\right)^2 - (0,01)^2 - (0,01)}} \approx 2,18\text{-k}\Omega ,$$

e

$$G = 2 \frac{\sqrt{\left(\frac{1,55\text{-V}}{3,3\text{-V}}\right)^2 - (0,01)^2}}{(0,01)} \approx 93,9 .$$

Pode-se perceber que, para as mesmas condições, os resultados das expressões de  $R_G$  e  $G$  para as duas topologias foram aproximadamente iguais.

Neste caso, uma simulação Monte-Carlo DC também foi realizada para verificar a variação de  $V_Y$ , como mostra a Fig. 33. É possível verificar o valor médio de praticamente 1,65-V. O valor de três vezes o desvio padrão é praticamente igual ao valor de  $\Delta V_Y$  desejado ( $3\sigma = 1,556\text{-V} \approx \Delta V_Y$ ).

Para aplicações médicas, a largura de banda é de 0,05-Hz a 100-Hz (25). Assim, foi escolhido  $R_F = 1\text{-M}\Omega$  e  $C_F = 47\text{-}\mu\text{F}$ , resultando em uma frequência de corte de aproximadamente 0,003-Hz. Visando reduzir interferências, um filtro passa baixa é usado para

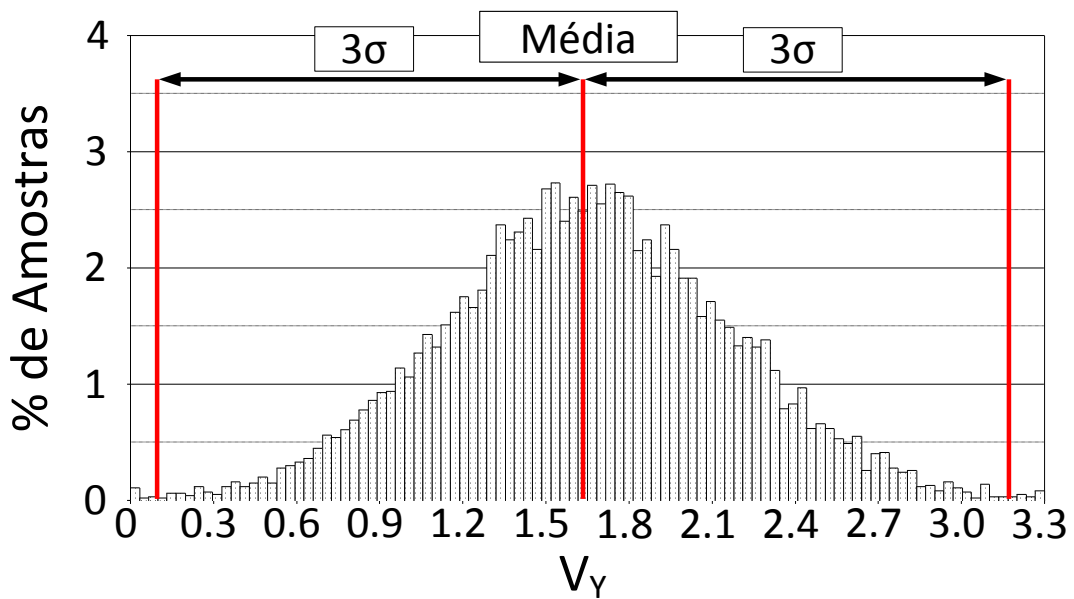


Figura 33 – Simulação Monte-Carlo DC para  $V_Y$ .

limitar a frequência superior e um circuito de redução de modo comum clássico é usado para reduzir a tensão de modo comum (ver Seção 2.3.2), como mostra a Fig. 34. Como a derivação escolhida é a D2, o eletrodo positivo (+) foi posicionado no calcanhar esquerdo, o eletrodo negativo (-) foi posicionado no punho direito e o eletrodo de referência (REF) foi posicionado no calcanhar direito.

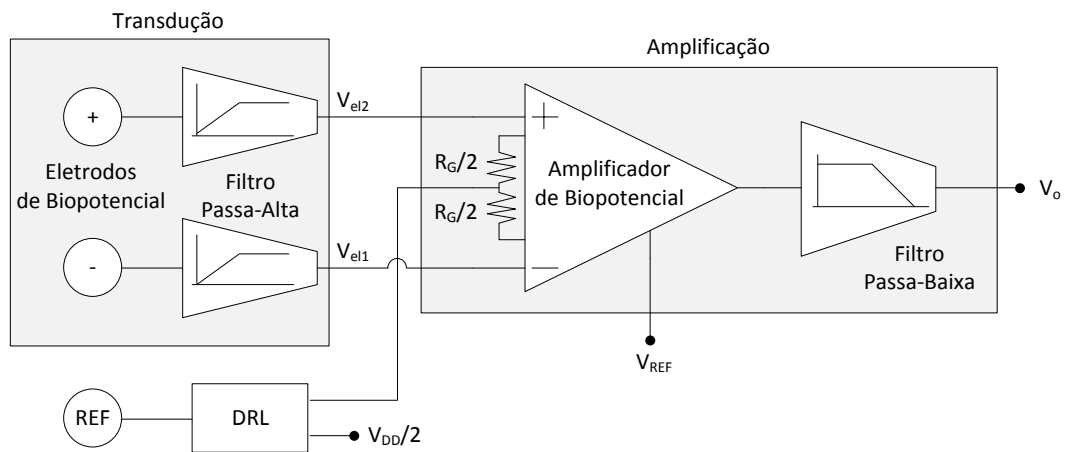


Figura 34 – Esquemático do sistema de teste utilizado.

A Fig. 35 mostra o sinal cardíaco do paciente adquirido pelo sistema proposto, no qual pode-se observar a forma de onda padrão de um ECG, como mostrado na Fig. 8, verificando-se facilmente as ondas, segmentos e complexos padrões. A frequência cardíaca é calculada através da medição do intervalo de tempo entre duas ondas R consecutivas. Pode-se verificar uma linha de base constante, dada por  $V_{REF}$  como visto anteriormente pela teoria, tendo em vista que a tensão  $V_Y$  variou sem ser levado a saturação. Neste caso,

tem-se um intervalo de tempo de aproximadamente 1-s, resultando em uma frequência cardíaca de 60 batimentos por minuto (bpm).



Figura 35 – Medição da derivação bipolar D2 de um paciente.

As Fig. 36, 37 e 38 mostram a captação de sinais emulados em diferentes padrões. Os sinais são oriundos do emulador *ProSim<sup>TM</sup> 8 Vital Signs Patient Simulator*, fabricado pela *Fluke Biomedical*.



Figura 36 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração *hipertenso*.





Figura 37 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração *taquicardia*.

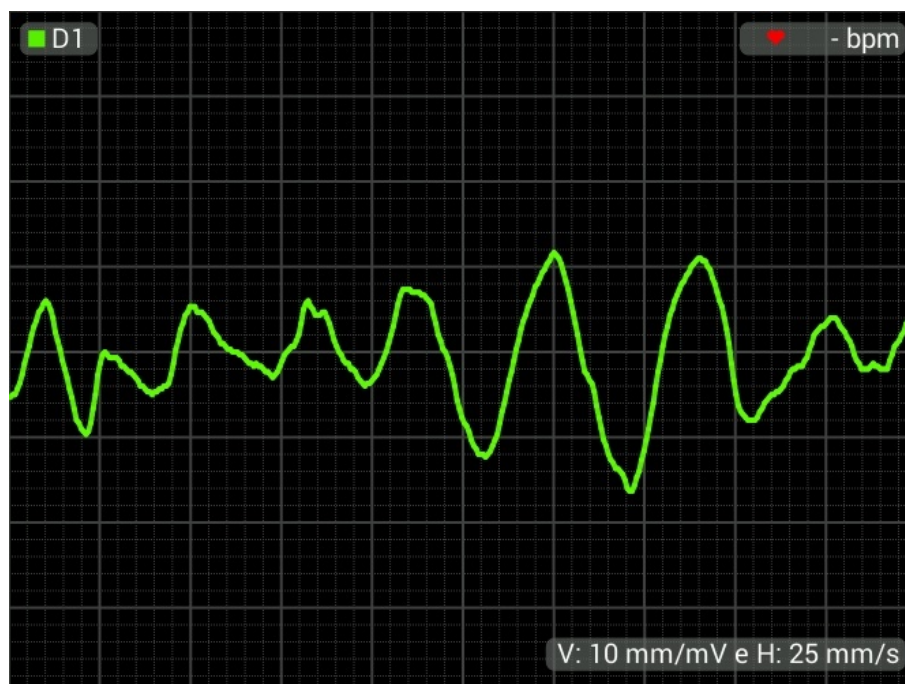


Figura 38 – Medição da derivação bipolar D2 de um sinal emulado na configuração *fibrilação ventricular*.



## 5 Conclusão

Este trabalho propõe um sistema de medição de sinais cardíacos a partir de uma análise orientada a *yield*, o qual pode ser construído sem a necessidade do uso de componentes ativos de alto custo. Este sistema inclui uma abordagem alternativa para eletrodos de biopotencial ativos do tipo seco construídos diretamente em PCI's.

Duas topologias de amplificadores de biopotenciais integradas a um circuito de supressão DC foram analisadas. Nas duas análises foi verificado que a saída deste circuito é puramente DC, visto que sua equação inclui um filtro passa-baixa, cuja frequência de corte, determinada por  $R_F$  e  $C_F$ , é suficiente para eliminação de níveis AC. Sendo este nó responsável pelo efeito da realimentação negativa, foi preciso garantir sua excursão sem que houvesse saturação para que a saída do amplificador apresentasse um nível DC constante definido por  $V_{REF}$ . Portanto, como a tensão DC  $V_Y$  depende dos valores dos componentes passivos, bem como dos níveis DC das entradas do amplificador (i.e., os níveis DC das saídas dos eletrodos), buscou-se encontrar as variações de tais influências para as duas abordagens. Uma vez equacionadas as variações de  $V_Y$  nos dois casos, pôde-se encontrar as condições para o resistor de ganho  $R_G$  de cada topologia, garantindo a excursão deste nó e, assim, a linha de base constante na saída do amplificador de biopotencial.

Através das equações (3.27) e (3.36) verificou-se que  $\Delta V_y$  para a primeira topologia depende tanto da tolerância dos resistores do eletrodo quanto da tolerância dos resistores do amplificador. Por outro lado,  $\Delta V_y$  para a segunda topologia depende somente da tolerância dos resistores do eletrodo. No entanto, é verificado que a equação (3.27) tende para a equação (3.36) para valores reduzidos de  $R_G$  (i.e., para ganhos elevados), pois a influência da variação dos resistores do amplificador pode ser desprezada.

A Tabela 3 mostra resumidamente a comparação entre ambas topologias.

Tabela 3 – Comparação ambas as topologias.

	2 AmpOp's	3 AmpOp's
<b>Comportamento</b>	Amplificação de níveis AC e Nível DC em $V_{REF}$	
<b>Circuito de Supressão DC</b>	Saída $V_y$ puramente DC	
<b>Dependência de <math>\Delta V_Y</math></b>	$R_A$ e $R_B$	Somente $R_B$
<b>Condição para ganho</b>	$G_{2opamp} \leq 2 \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)^{-1} \sqrt{\left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)^2 - \left( \frac{\Delta R_A}{R_A} \right)^2}$	$G_{3opamp} \leq 2 \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right)^{-1} \left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)$
<b>Consumo de energia</b>	Menor	Maior

As simulações Monte-Carlo DC provaram a eficiência das equações encontradas para as duas topologias. Além disso, pôde-se verificar as mesmas condições para o valor de ganho encontrado. Os valores de  $3\sigma$  para  $V_Y$  nos dois casos foram praticamente iguais ao valor desejado de  $\Delta V_Y$ , sendo os valores de  $3\sigma$  para  $V_O$  nas duas abordagens praticamente zero, mantendo seus valores médios em 1,65-V. Além disso, o sistema testado para medições de batimentos cardíacos de pacientes possibilitou, não somente calcular a frequência cardíaca, mas também verificar a linha de base constante, como previsto na teoria. Embora o ganho utilizado não tenha sido elevado, pôde-se adquirir o sinal, porém foi preciso um sistema digital de aquisição de alta resolução. Pode-se também concluir que, caso não seja possível utilizar um aparelho de alta resolução, um segundo estágio de ganho pode ser realizado, pois há a garantia de um nível DC constante na saída, não saturando o sinal e deixando-o em níveis adequados para processamento. É importante lembrar que em um experimento real, para que a condição seja verdadeira, a máxima excursão de  $V_Y$  escolhida deve ser menor que a excursão máxima dos amplificadores operacionais para uma determinada tensão de alimentação.

Este trabalho gerou uma publicação internacional no “*2015 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Application*” (*MeMeA 2015*), realizado na cidade de Turim, na Itália. O artigo aceito pode ser visualizado nos Anexos deste trabalho.

A seguir são apresentados alguns complementos e sugestões de trabalhos futuros para o trabalho proposto:

- Análise orientada a yield AC para entender a influência da tolerância dos componentes e minimizar a interferência da tensão de modo comum;
- Testes entre os circuitos de redução de modo comum existentes;
- Testes entre as blindagens ativa e passiva para o eletrodo,
- Desenvolvimento de eletrodos isolados, bem como a análise de sua utilização para cada topologia.

# Referências

- 1 NEUMAN, M. R. Biopotential Amplifiers. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). *Medical Instrumentation: Application and Design*. Fourth edition. Hoboken, NJ, EUA: John Wiley and Sons, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 16, 32, 33 e 34.
- 2 MORRIS, F. et al. *ABC of Clinical Electrocardiography*. London, UK: BMJ Books, 2003. ISBN 0 7279 1536 3. Citado 6 vezes nas páginas 9, 17, 18, 22, 23 e 27.
- 3 AIRES, M. M. *Fisiologia*. [S.l.]: Guanabara Koogan, 2008. Citado 6 vezes nas páginas 9, 17, 18, 19, 20 e 21.
- 4 NEUMAN, M. R. Biopotential Electrodes. In: WEBSTER, J. G. (Ed.). *Medical Instrumentation: Application and Design*. Fourth edition. Hoboken, NJ, EUA: John Wiley and Sons, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 9, 17 e 28.
- 5 BERGEY, G. E.; SQUIRES, R. D.; SIPPLE, W. C. Electrocardiogram Recording with Pasteless Electrodes. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, BME-18, n. 3, p. 206–211, May 1971. ISSN 0018-9294. Citado na página 28.
- 6 GRISS, P. et al. Spiked Biopotential Electrodes. In: *Micro Electro Mechanical Systems, 2000. MEMS 2000. The Thirteenth Annual International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 323–328. ISSN 1084-6999. Citado na página 29.
- 7 CHI, Y.; JUNG, T.-P.; CAUWENBERGHS, G. Dry-Contact and Noncontact Biopotential Electrodes: Methodological Review. *Biomedical Engineering, IEEE Reviews in*, v. 3, p. 106–119, 2010. ISSN 1937-3333. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 38.
- 8 GEDDES, L. A.; VALENTINUZZI, M. E. Temporal Changes in Electrode Impedance while Recording the Electrocardiogram with Dry Electrodes. *Annals of Biomedical Engineering*, v. 1, n. 3, p. 356–367, 1973. ISSN 0090-6964. Citado na página 29.
- 9 XIE, L. et al. Characterization of Dry Biopotential Electrodes. In: *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2013 35th Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1478–1481. ISSN 1557-170X. Citado na página 29.
- 10 MEZIANE, N. et al. Dry Electrodes for Electrocardiography. *Physiological Measurement*, v. 34, September 2013. ISSN R47-69. Citado na página 29.
- 11 YOO, J.; YOO, H. Fabric Circuit Board-based Dry Electrode and its Characteristics for Long-Term Physiological Signal Recording. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2497–2500. ISSN 1557-170X. Citado na página 29.
- 12 KIM, K. K.; LIM, Y. K.; PARK, K. S. The Electrically Non-contacting ECG Measurement on the Toilet Seat using the Capacitively-Coupled Insulated Electrodes. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS '04. 26th Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 2375–2378. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

- 13 ROSELL, J. et al. Skin Impedance from 1 Hz to 1 MHz. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, v. 35, n. 8, p. 649–651, Aug 1988. ISSN 0018-9294. Citado na página 29.
- 14 LOPEZ, A.; RICHARDSON, P. C. Capacitive Electrocardiographic and Bioelectric Electrodes. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, BME-16, n. 1, p. 99–99, Jan 1969. ISSN 0018-9294. Citado na página 30.
- 15 CLIPPINGDALE, A. et al. Ultrahigh Impedance Capacitively Coupled Heart Imaging Array. *Review of Scientific Instruments*, v. 65, n. 1, p. 269–270, Jan 1994. ISSN 0034-6748. Citado na página 30.
- 16 LIM, Y. K.; KIM, K. K.; PARK, K. S. The ECG Measurement in the Bathtub using the Insulated Electrodes. In: *Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS '04. 26th Annual International Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 2383–2385. Citado na página 30.
- 17 LIAO, L.-D. et al. Biosensor Technologies for Augmented Brain-Computer Interfaces in the Next Decades. *Proceedings of the IEEE*, v. 100, n. Special Centennial Issue, p. 1553–1566, May 2012. ISSN 0018-9219. Citado na página 30.
- 18 SEARLE, A.; KIRKUP, L. A Direct Comparison of Wet, Dry and Insulating Bioelectric Recording Electrodes. *Physiological Measurement*, Sydney, Broadway, NSW, v. 21, p. 271–283, May 2000. ISSN R1-R22, 211-344. Citado na página 30.
- 19 PAUL, C. R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Second. Hoboken, NJ, USA: John Wiley and Sons, 2006. Citado na página 36.
- 20 KUMARAGAMAGE, C.; LITHGOW, B.; MOUSSAVI, Z. Development of an Ultra Low Noise, Miniature Signal Conditioning Device for Vestibular Evoked Response Recordings. *BioMedical Engineering OnLine*, v. 13, n. 1, p. 6, 2014. ISSN 1475-925X. Citado na página 37.
- 21 SULLIVAN, T.; DEISS, S.; CAUWENBERGHS, G. A Low-Noise, Non-Contact EEG/ECG Sensor. In: *Biomedical Circuits and Systems Conference, 2007. BIOCAS 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 154–157. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- 22 HARLAND, C. J.; PRANCE, R. J.; PRANCE, H. Remote Monitoring of Biodynamic Activity using Electric Potential Sensors. *Journal of Physics: Conference Series*, v. 142, n. 1, p. 012042, 2008. Citado na página 38.
- 23 SPINELLI, E.; PALLAS-ARENY, R.; MAYOSKY, M. AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 3, p. 391–395, March 2003. ISSN 0018-9294. Citado na página 39.
- 24 TEXAS INSTRUMENTS. *LMP7701/LMP7702/LMP7704 Precision, CMOS Input, RRIO, Wide Supply Range Amplifiers*. [S.l.], 2013. Citado na página 50.
- 25 TOMPKINS, W. J. *Biomedical Digital Signal Processing - C-Language and Laboratory Experiments for the IBM PC*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2000. Citado na página 53.
- 26 KLINE, S. J.; MCCLINTOCK, F. A. Describing Uncertainties in Single Sample Experiments. v. 75, p. 3–8, 1953. Citado na página 62.

# Apêndices

# APÊNDICE A – Método de Kline e McClintock para o cálculo de Propagação de Incertezas

Este apêndice apresenta o método de Kline e McClintock (26), que descreve uma abordagem completa para tratamento de incertezas para o caso de experimentos de amostras simples, o qual serviu de base nesta dissertação.

## A.1 Introdução

Do ponto de vista de estimativas de confiabilidade, experimentos se dividem em duas categorias: experimentos de amostra simples e de amostras múltiplas. Idealmente, é desejado repetir todas as medidas um número suficiente de vezes, usando um número suficiente de observadores e um número suficiente de instrumentos, a fim de que a confiabilidade dos resultados possa ser assegurada pelo uso da Estatística. Experimentos nos quais incertezas são avaliadas por tal repetição são chamados de *experimentos de amostras múltiplas*.

Infelizmente, na maioria dos experimentos em engenharia não é prático estimar todas as incertezas de observação por repetição, pela simples razão de que o tempo necessário e o custo de operação e de mão-de-obra seriam muito elevados para permitir a repetição de todos os aspectos. Experimentos nos quais as incertezas não são encontradas por repetição são chamados de *experimentos de amostra simples*.

## A.2 Definição de Termos

É importante definir alguns termos cuidadosamente. Por **incerteza**, entende-se como um possível valor que o erro deve ter. Para uma observação simples, **erro**, o qual é uma diferença entre os valores real e observado, é um valor fixo. Por outro lado, a incerteza pode variar dependendo das circunstâncias particulares da observação. **Variável** significa uma quantidade observada diretamente no laboratório, enquanto **resultado** é obtido após correções ou cálculos com os valores das variáveis. O registro de valores das variáveis é chamado de **dados**. **Propagação de incerteza** é o modo no qual a incerteza nas variáveis afeta a incerteza do resultado. Os termos **variância**, **desvio padrão**, **média** e **função distribuição de frequência** possuem os mesmos significados aceitos em Estatística.

### A.3 Propagação de Incerteza

Seja a grandeza  $f(v_1, v_2, \dots, v_n)$ , sendo as  $n$  variáveis  $v_1, v_2, \dots, v_n$  grandezas com distribuições de erro simétricas e desvios padrões  $\sigma_{v_1}, \sigma_{v_2}, \dots, \sigma_{v_n}$ . Se cada conjunto de variáveis  $v_1, v_2, \dots, v_n$  for obtido  $k$  vezes, as variâncias  $\sigma_{v_1}^2, \sigma_{v_2}^2, \dots, \sigma_{v_n}^2$  são dadas por

$$\sigma_{v_1}^2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (v_{1i} - \mu_{v_1})^2, \quad \sigma_{v_2}^2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (v_{2i} - \mu_{v_2})^2, \quad \dots, \quad \sigma_{v_n}^2 = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (v_{ni} - \mu_{v_n})^2,$$

em que,  $\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n}$  são os *valores médios verdadeiros* de  $v_1, v_2, \dots, v_n$ .

A grandeza  $f$  pode ser calculada para cada conjunto de variáveis  $v_{1i}, v_{2i}, \dots, v_{ni}$ , obtendo-se assim,  $k$  resultados. O *valor médio verdadeiro*  $f_{mv}$  é dado por

$$f_{mv} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k f_i.$$

Cada resultado de  $f_i = f(v_{1i}, v_{2i}, \dots, v_{ni})$  pode ser expandido pela série de Taylor, para  $v_1 = \mu_{v_1}, v_2 = \mu_{v_2}, \dots, v_n = \mu_{v_n}$ , obtendo

$$\begin{aligned} f_i &\cong f(\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n}) \\ &+ \frac{\partial f}{\partial v_1} (v_{1i} - \mu_{v_1}) + \frac{\partial f}{\partial v_2} (v_{2i} - \mu_{v_2}) + \dots + \frac{\partial f}{\partial v_n} (v_{ni} - \mu_{v_n}) \\ &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial v_1^2} (v_{1i} - \mu_{v_1})^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial v_2^2} (v_{2i} - \mu_{v_2})^2 + \dots + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial v_n^2} (v_{ni} - \mu_{v_n})^2 \\ &+ \dots \end{aligned}$$

Para que esta expansão seja uma boa aproximação, porém só até a primeira ordem no desvio, o termo quadrático deve ser desprezível quando o desvio é da ordem de grandeza do desvio padrão. De uma forma geral, tem-se

$$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial v^2} (v_i - \mu_v)^2 \approx 0 \quad \text{para} \quad d_{v_i} = (v_i - \mu_v) \approx \sigma_v.$$

Se esta condição for satisfeitas para todas as variáveis, a função  $f(v_1, v_2, \dots, v_n)$  pode ser considerada como **lentamente variável** do ponto de vista de propagação de erros. Em outras palavras, a condição é aceita quando a primeira derivada for constante para desvios  $d_{v_i}$  da ordem de  $\sigma_v$ . Isto significa que a função  $f(v_1, v_2, \dots, v_n)$ , quando considerada como somente função de  $v_1$ , por exemplo, pode ser descrita com uma boa aproximação como uma reta em distâncias da ordem de  $\sigma_{v_1}$ . Esta análise pode ser feita de forma análoga para as demais variáveis.

Deste modo, para desvios  $d_v$  muito maiores que os desvios padrões  $\sigma_v$  correspondentes, a expansão de Taylor não é de interesse, pois tais desvios apresentam probabilidade

desprezível. Assim, pode-se escrever

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^k f_i &\cong k f(\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n}) \\ &+ \frac{\partial f}{\partial v_1} \sum_{i=1}^k (v_{1_i} - \mu_{v_1}) + \frac{\partial f}{\partial v_2} \sum_{i=1}^k (v_{2_i} - \mu_{v_2}) + \dots + \frac{\partial f}{\partial v_n} \sum_{i=1}^k (v_{n_i} - \mu_{v_n}) + \dots \end{aligned}$$

No limite  $n \rightarrow \infty$ , os termos que apresentam as derivadas parciais também se anulam, pois

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k v_i = \mu_v ,$$

resultando em

$$f_{mv} = f(\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n}) .$$

A variância  $\sigma_f^2$  para a distribuição dos  $f_i$  é dada por

$$\sigma_f^2 = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (f_i - f_{mv})^2 .$$

Utilizando também a expansão de Taylor, porém até a primeira ordem, ou seja, considerando que  $f_i = f(v_{1_i}, v_{2_i}, \dots, v_{n_i})$  seja lentamente variável, tem-se

$$\begin{aligned} (f_i - f_{mv})^2 &\cong [f(\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n}) \\ &+ \frac{\partial f}{\partial v_1} (v_{1_i} - \mu_{v_1}) + \frac{\partial f}{\partial v_2} (v_{2_i} - \mu_{v_2}) + \dots + \frac{\partial f}{\partial v_n} (v_{n_i} - \mu_{v_n}) \\ &- f(\mu_{v_1}, \mu_{v_2}, \dots, \mu_{v_n})]^2 \\ (f_i - f_{mv})^2 &\cong \left( \frac{\partial f}{\partial v_1} \right)^2 (v_{1_i} - \mu_{v_1})^2 + \left( \frac{\partial f}{\partial v_2} \right)^2 (v_{2_i} - \mu_{v_2})^2 + \dots + \left( \frac{\partial f}{\partial v_n} \right)^2 (v_{n_i} - \mu_{v_n})^2 \\ &+ \frac{\partial f}{\partial v_1} \frac{\partial f}{\partial v_2} (v_{1_i} - \mu_{v_1})(v_{2_i} - \mu_{v_2}) + \dots + \frac{\partial f}{\partial v_1} \frac{\partial f}{\partial v_n} (v_{1_i} - \mu_{v_1})(v_{n_i} - \mu_{v_n}) \\ &+ \dots \end{aligned}$$

Se as variáveis  $v_1, v_2, \dots, v_n$  forem não correlacionadas (i.e., independentes), os desvios correspondentes se distribuirão de maneira aleatória simétrica em relação a zero. Deste modo, os produtos dos desvios também se distribuirão aleatória e simetricamente em relação ao zero, e suas somas correspondentes tenderam a se anular quando  $k$  tender ao infinito. Logo, obtém-se

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^k (f_i - f_{mv})^2 &= \left( \frac{\partial f}{\partial v_1} \right)^2 \sum_{i=1}^k (v_{1_i} - \mu_{v_1})^2 + \left( \frac{\partial f}{\partial v_2} \right)^2 \sum_{i=1}^k (v_{2_i} - \mu_{v_2})^2 + \dots \\ &+ \left( \frac{\partial f}{\partial v_n} \right)^2 \sum_{i=1}^k (v_{n_i} - \mu_{v_n})^2 . \end{aligned}$$



Finalmente, substituindo os valores dos desvios padrões tanto da função  $f$ , quanto das variáveis  $v_1, v_2, \dots, v_n$ , obtém-se a equação da propagação de erros para a grandeza lentamente variável  $f(v_1, v_2, \dots, v_n)$ , quando as variáveis  $v_1, v_2, \dots, v_n$  forem estatisticamente independentes, dada por

$$\sigma_f^2 = \left( \frac{\partial f}{\partial v_1} \right)^2 \sigma_{v_1}^2 + \left( \frac{\partial f}{\partial v_2} \right)^2 \sigma_{v_2}^2 + \dots + \left( \frac{\partial f}{\partial v_n} \right)^2 \sigma_{v_n}^2 .$$

# Anexos

# Yield-oriented Biopotential Amplifier Design for PCB-based Active Dry Electrodes

Carlos E. Teixeira and Luís H. C. Ferreira  
Systems Engineering and Information Technology Institute  
Federal University of Itajubá, Brazil, 37500-903  
Email: carlos.teixeira@unifei.edu.br, luis@unifei.edu.br

**Abstract**—In physiological measurement systems, the most critical stages are the transduction and the amplification, mainly when tolerances of components are taken into account. In this case, if there is a small difference between DC input voltages of the biopotential amplifier, its DC output voltage may be saturated, even when DC suppression circuits are used. In this paper, we propose an active biopotential electrode and, based on a yield-oriented analysis, a maximum gain condition that guarantees a constant DC output voltage of the proposed biopotential amplifier without using laser trimming. A DC Monte-Carlo simulation is performed to demonstrate our results and an experimental procedure is also carried out to analyze the proposed system by measuring heartbeat frequency.

## I. INTRODUCTION

In order to perform active and uninterrupted healthcare over an enough period of time, biopotential recording apparatus are quite useful. When biosignal characteristics are known, it helps to prevent chronic diseases, such as arrhythmia, myocardial infarction and other cardiac and brain disorders [1]. A biopotential measurement system design includes many different blocks, such as transduction, amplification, high-pass filtering, low-pass filtering, digitalization, processing and transmission or recording. Nevertheless, the most critical stages of biopotential measurement systems are the transduction and the amplification, which are made by biopotential electrodes and a biopotential amplifier, respectively.

Some basic requirements are important for physiological signals transducing, such as electrical protection to the patient, high input impedance from the electrode point of view and low output impedance, which diminish problems due to power line and motion artifact interference. Many different types of electrodes for biosignal potentials have already been studied. The most used electrode in cardiology is the disposable silver/silver chloride (Ag/AgCl) one. However, it requires skin preparation with conductive gels, which can cause irritations when used in long-term monitoring applications [2]. Alternative electrodes that operate without gel, adhesive or skin preparation, namely dry electrodes, have already been tested, providing good results under specific conditions [3], [4]. Although the elimination of conductive gel is better to patient's health, it elevates the contact impedance, increasing the level of power line interference and the influence of movement artifacts [5]. Active electrodes, which consist of operational amplifiers and passive components, have gained attention as an alternative option, because their high input impedance reduces contact impedances influence whilst their low output impedance diminishes problems due to power line and motion artifacts interference [6].

The basic requirements that a biopotential amplifier has to satisfy are a high common-mode rejection ratio (CMRR), a low-noise for high signal quality and a differential gain enough to amplify low level signals to be used with a DAQ system. The interference from the mains to the human body appears at the 50/60-Hz and at its harmonics [7]. The most common and well-known instrumentation amplifier architecture is called three-opamp architecture. However, in some low-power applications, it can be replaced by the two-opamp architecture, which consumes less power. Regardless of the topology, it is known that the CMRR of these instrumentation amplifiers is highly dependent on the matching of the resistors. This matching requires laser trimming in standard CMOS technology, increasing the cost [8].

A biopotential measurement system that consists of active electrodes plus an amplifier can produce DC output errors, because it is quite dependent on tolerances of components. First, an offset voltage due to DC bias can appear at the electrode output. Then, if there is a difference between the DC levels of the amplifier inputs, it can displace its DC output voltage, even when DC suppression circuits are used [9]. Depending on the gain value of the biopotential amplifier, it can drive its output even to saturation. In order to avoid these problems, some conditions must be satisfied when tolerances of components are taken into account.

In this paper, we propose an active biopotential electrode based on [10] and, via a yield-oriented analysis, a maximum gain condition that guarantees a constant DC output voltage of the proposed biopotential amplifier without using laser trimming. For our evaluation, we consider heartbeat detection. In Section II, it is shown our proposed active electrode and the biopotential amplifier used. It is also deduced the output equations on ideal conditions for both the electrode and the biopotential amplifier. In Section III, a yield-oriented analysis is done considering now the tolerances of components. In Section IV, a DC Monte-Carlo simulation is performed to demonstrate our results. In Section V, we evaluate our system by measuring the patients heartbeat frequency.

## II. PROPOSED SYSTEM

The block diagram of our biopotential measurement system is shown in Fig. 1, where the transduction and the amplification blocks are our objects of study. In addition, a classical driven-right-leg (DRL) circuit is used to reduce common mode voltage.

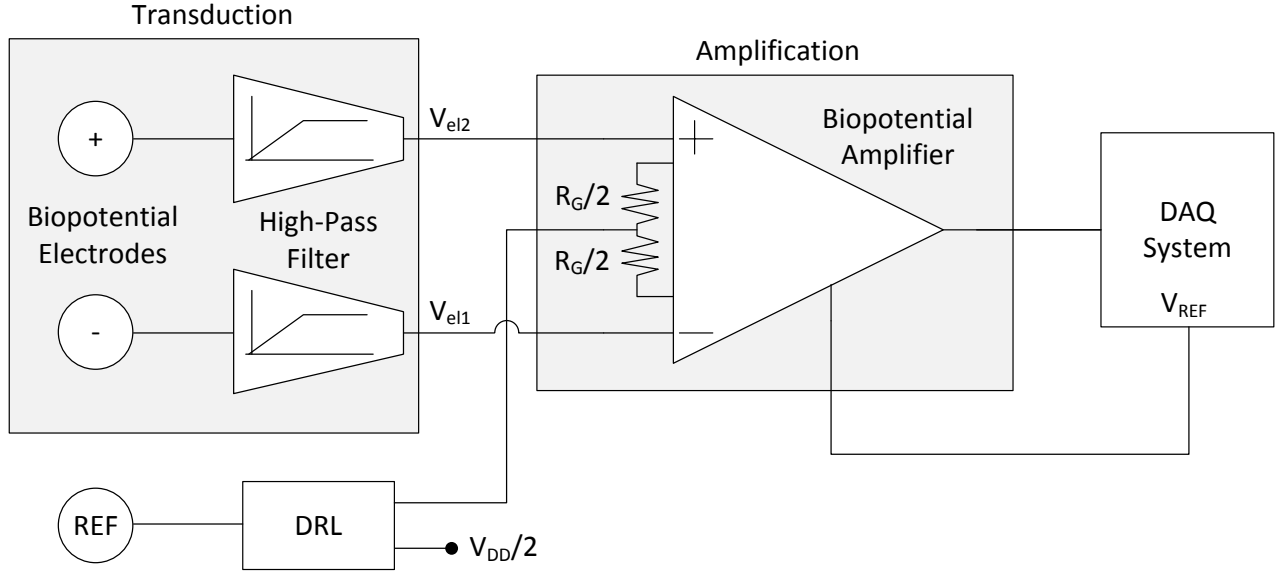


Fig. 1. Block diagram of the biopotential measurement system.

### A. Biopotential Electrode

The proposed biopotential electrode consists of an USA quarter sized printed circuit board (PCB) based active dry electrode, as shown in Fig. 2. The physiological signals on the skin are acquired by the exposed metal plate on the PCB bottom layer. Moreover, the active shield (middle PCB layer) is given by the AC-coupled signal feedback [10]. The power supply and the output signal are provided by a flat flexible cable.

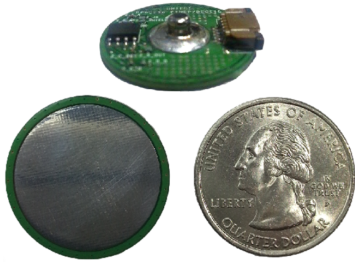


Fig. 2. Proposed biopotential electrode.

The electrode circuit is shown in Fig. 3, in which we have a low offset voltage operational amplifier configured as a buffer and passive components on the top PCB layer. This configuration provides a high-impedance input and a low-impedance output, reducing electromagnetic interference arising from others sources, mainly from 50/60-Hz power line.

Considering that  $2R_F$  resistors are equal and operational amplifier offset voltage is null, we can find

$$V_{el} = \underbrace{\frac{V_{DD}}{2}}_{\text{DC biasing (} V_{EL} \text{)}} + \underbrace{\frac{sR_FC_F}{sR_FC_F + 1} V_{bio}}_{\text{AC signal (} v_{el} = v_{bio} \text{)}}, \quad (1)$$

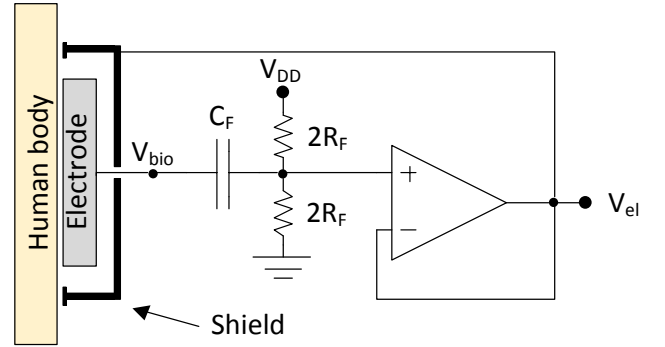


Fig. 3. Proposed active dry electrode circuit.

where  $s$  is the Laplace operator. A high-pass filter with a cutoff frequency enough to eliminate body's offset voltage is able to drive DC bias voltage to  $V_{DD}/2$ . Thus, the proposed electrode keeps DC biasing independently of the human body's potential, preserving only the AC signal  $v_{bio}$ .

### B. Biopotential Amplifier

Based on the active dry electrodes above, a two-opamp biopotential amplifier architecture and a reference driver circuit are proposed as shown in Fig. 4. The reference driver circuit is used to keep the signal baseline constant under the process variation of passive components or even when there are motion artifacts. The DC reference  $V_{REF}$  comes from a data acquisition (DAQ) system, so it can be considered as a constant.

In order to have the voltage excursion of each critical node, we have firstly to find their equations independently. Observing Fig. 4 and considering a low offset voltage operational amplifier, it is straightforward to find (2), (3) and (4).

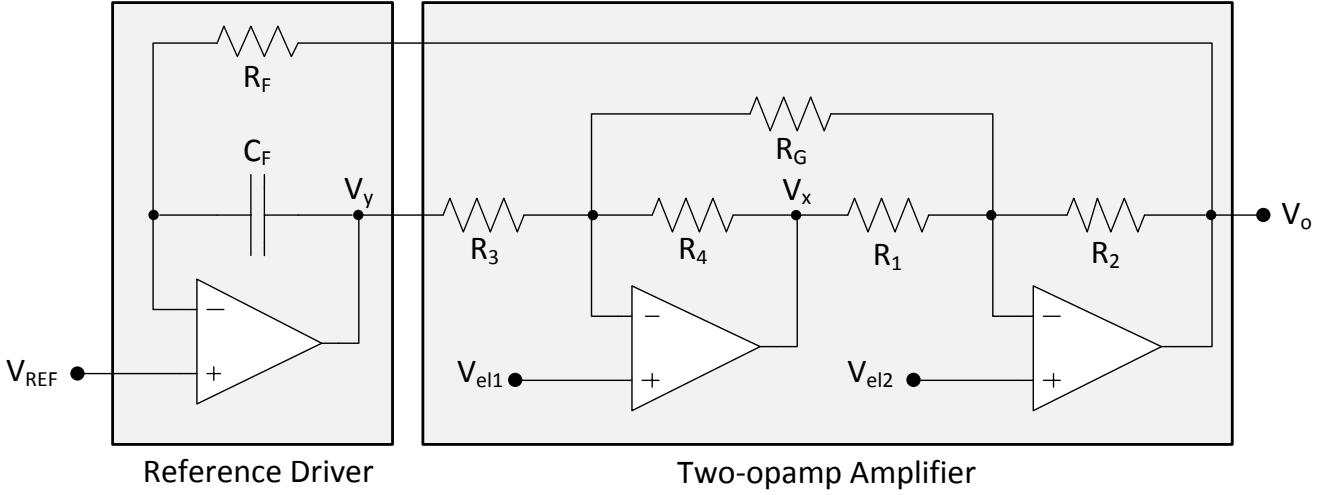


Fig. 4. Biopotential amplifier, including the active DC suppression circuit.

$$sC_F(V_{REF} - V_y) = \frac{V_o - V_{REF}}{R_F} \quad (2)$$

$$\frac{V_y - V_{el1}}{R_3} = \frac{V_{el1} - V_x}{R_4} + \frac{V_{el1} - V_{el2}}{R_G} \quad (3)$$

$$\frac{V_{el2} - V_o}{R_2} = \frac{V_x - V_{el2}}{R_1} + \frac{V_{el1} - V_{el2}}{R_G} \quad (4)$$

Manipulating these equations and remembering that  $V_{REF}$  is a DC voltage, we obtain (5). When  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  and  $R_4$  are equal to  $R_A$ , we have

$$V_o = \underbrace{\frac{sR_FC_F}{1 + sR_FC_F} \left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{AC} (V_{el2} - V_{el1}) + \underbrace{V_{REF}}_{DC} \quad (6)$$

In the AC term, we have a high-pass filter at the same cutoff frequency as the electrode one, resulting in a 40-dB/dec high-pass filter from  $V_{bio}$  point of view, given by

$$V_o = \underbrace{\left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{AC} (v_{bio2} - v_{bio1}) + \underbrace{V_{REF}}_{DC} \quad (7)$$

in which we can define

$$G = 2 + \frac{2R_A}{R_G} \quad (8)$$

as the ideal gain for this topology. It eliminates electrodes' DC voltages, amplifying only AC signals. The second term drives DC output voltage to  $V_{REF}$ .

Thus, the biopotential amplifier topology keeps DC output voltage independently of DC levels coming from both electrodes. On the other hand, to achieve this behavior,  $V_y$  must be able to vary without saturating, since it is an effect of negative feedback. We look for a condition to limit its variation in order to get a yield-oriented design.

### III. YIELD-ORIENTED ANALYSIS

In this point, we are considering that all passive components or voltages in analysis follow a normal distribution, which means

$$X \pm \Delta X \quad (9)$$

where  $X$  is the mean value and  $\Delta X$  is the absolute tolerance value considered to be three standard deviations ( $3\sigma$ ).

#### A. Biopotential Electrode

In this case, when  $2R_F$  resistors are unmatched, DC biasing voltage is around  $V_{DD}/2$ . Considering now that both resistors have the same mean value  $R_B$  and the same absolute tolerance value  $\Delta R_B$ , we can calculate the propagation of uncertainty, based on Kline and McClintock's method [11], which is given by

$$\frac{\Delta V_{EL}}{V_{DD}} = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} \right) \quad (10)$$

We can note that the relative variation of  $V_{EL}$  is directly proportional to the relative tolerance value of  $R_B$ , keeping its mean value in  $V_{DD}/2$ .

#### B. Biopotential Amplifier

As we said in Section II-B,  $V_y$  must be able to vary without saturation. Similarly to (5), manipulating (2), (3) and (4) and remembering that  $V_{REF}$  is a DC potential, we obtain (11). When  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  and  $R_4$  are equal to  $R_A$ , we have

$$V_y = \underbrace{\frac{1}{1 + sR_FC_F} \left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{DC \text{ biasing}} (V_{el1} - V_{el2}) + V_{REF} \quad (12)$$

We can verify that  $V_y$  is always a DC voltage, since we have a low-pass filter that eliminates AC levels, amplifying the DC potential difference between  $V_{EL1}$  and  $V_{EL2}$ . Therefore, we have

$$V_o = \frac{sR_F C_F}{1 + s \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} R_F C_F} \left[ \left( \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_G} + \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} + \frac{R_1 R_3}{R_4 R_G} \right) V_{el2} - \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} + \frac{R_3}{R_G} + \frac{R_1 R_3}{R_4 R_G} \right) V_{el1} \right] + V_{REF} \quad (5)$$

$$V_y = \frac{\frac{R_1 R_3}{R_2 R_4}}{1 + s \frac{R_1 R_3}{R_2 R_4} R_F C_F} \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{el1} - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_G} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_G} \right) V_{el2} \right] + V_{REF} \quad (11)$$

$$V_Y = \underbrace{\left( 2 + \frac{2R_A}{R_G} \right)}_{\text{DC biasing}} (V_{EL1} - V_{EL2}) + V_{REF} \quad (13)$$

In this case, when  $R_A$  resistors are unmatched,  $V_Y$  is around  $V_{REF}$ , since the difference between  $V_{EL1}$  and  $V_{EL2}$  is around zero. Considering now that resistors  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  and  $R_4$  have the same mean value  $R_A$  and the same absolute tolerance value  $\Delta R_A$ , we can calculate firstly the propagation of uncertainty caused by all resistors of our biopotential amplifier. Thus, based on Kline and McClintock's method, we have

$$\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} = \frac{\Delta R_A}{R_A} \quad (14)$$

We can note that relative variation of  $V_Y$  is directly proportional to the relative tolerance value of  $R_A$ , keeping its mean value in  $V_{REF}$ . We can also note that  $\Delta V_Y$  does not depend on  $R_G$  value, since it has the same influence in both  $V_{el1}$  and  $V_{el2}$  voltages.

In order to calculate the variation of  $V_Y$  caused by signals coming from both electrodes, we assume that resistors  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  and  $R_4$  have the same mean value  $R_A$  and the absolute variation of  $V_{EL}$  can be calculated by (10). Thus, based on Kline and McClintock's method, we have

$$\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} = \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right) \frac{\Delta R_B}{R_B} \quad (15)$$

Assuming that all resistors' relative tolerances are equal to  $\Delta R/R$ , we can now calculate the final variation caused by both electrode signals and resistor values, given by the root mean square of (14) and (15), resulting in

$$\frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} = \sqrt{1 + \left( 1 + \frac{R_A}{R_G} \right)^2} \left( \frac{\Delta R}{R} \right) \quad (16)$$

Therefore, we can calculate a condition for the gain resistor  $R_G$  value that guarantees the maximum variation for  $V_Y$ , which is

$$R_G \geq \frac{R_A}{\sqrt{\left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)^2 \left( \frac{\Delta R}{R} \right)^{-2} - 1 - 1}} \quad (17)$$

In other words, we can write

$$G \leq 2 \sqrt{\left( \frac{\Delta V_Y}{V_{DD}} \right)^2 \left( \frac{\Delta R}{R} \right)^{-2} - 1} \quad (18)$$

Therefore, we can calculate a gain value that limits the variation of  $V_Y$  and certifies that approximately 99.7-% ( $\pm 3\sigma$ ) of data will be within the expected limits, assuring a constant DC output voltage in a yield-oriented design. We can note that it depends on the resistors' relative tolerance, the supply voltage and the desired absolute variation  $\Delta V_Y$ .

#### IV. SIMULATIONS

In order to evaluate our results, a DC Monte-Carlo statistical analysis was performed. All operational amplifiers are the LMP7701, by Texas Instruments [12], supplied with 3.3-V and all resistors' relative tolerances are equal to  $\pm 1$ -%. We are considering  $R_A = 100$ -k $\Omega$ ,  $R_B = 2$ -M $\Omega$  and  $V_{REF} = 1.65$ -V.

In this case, we want to limit the  $\Delta V_Y$  in  $\pm 1$ -V. Having all values in hand, we can determine the minimum value for  $R_G$  using (17), which is  $R_G = 3.41$ -k $\Omega$  ( $G = 60.6$ ). Fig. 5 shows the DC Monte-Carlo simulation for  $V_Y$ . The number of runs is set to 10000.

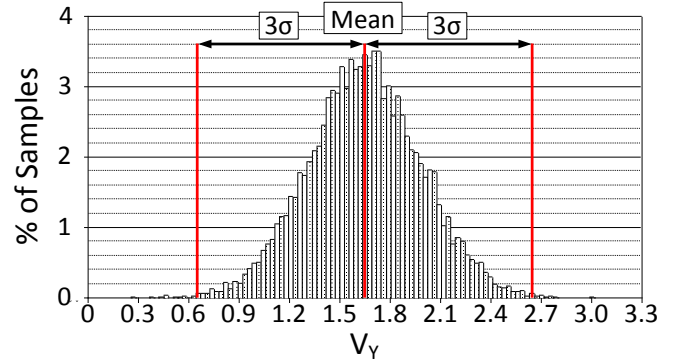


Fig. 5. DC Monte Carlo simulation for  $V_Y$ .

We can note that the mean value is practically 1.65-V. The value of three standard deviations is practically equal to the desired variation ( $\Delta V_Y(3\sigma) = 1.008$ -V), which means 99.7-% of data were within the expected limits. Since  $V_y$  voltage could vary without saturating, it is expected a constant  $V_O$  equals to  $V_{REF}$ , as it can be verified in Fig. 6.

We can note that the value of three standard deviations of  $V_O$  is lower than 1- $\mu$ V, showing that the tolerance of all components has been rejected and keeping  $V_O$  constant at 1.65-V.

#### V. EXPERIMENTAL RESULTS

A simplified test was performed to analyze the proposed system and measure the patient's heartbeat. All operational amplifiers are the LMP7701 supplied with 3.3-V and all relative tolerances are equal to  $\pm 1$ -%. We are considering  $R_A$

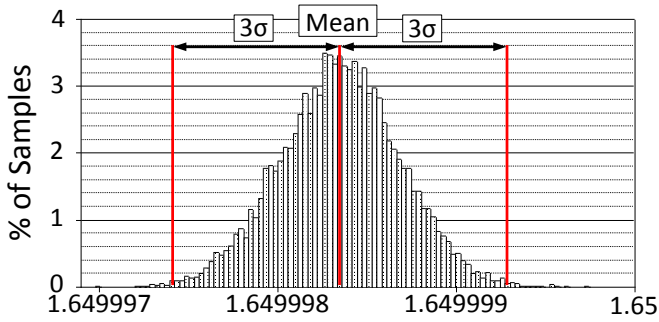


Fig. 6. DC Monte Carlo simulation for  $V_O$ .

= 100-k $\Omega$ ,  $R_B = 2$ -M $\Omega$  and  $V_{REF} = 1.65$ -V. Assuming that output voltage swing high and low for the operational amplifier are equal to 100-mV, the worst case must be a  $\Delta V_Y = 1.55$ -V. Having all values in hand, we can determine the minimum value for  $R_G$  using (17), which is  $R_G = 2.18$ -k $\Omega$  ( $G = 94$ ).

For monitoring applications, the bandwidth is 0.5 to 50-Hz [13]. Thus, we chose  $R_F = 1$ -M $\Omega$  and  $C_F = 47$ - $\mu$ F, resulting in a cutoff frequency of 0.003-Hz. In order to reduce interferences, a passive low-pass filter is used to limit the upper frequency and a classical DRL circuit is used to reduce common mode voltage, as shown in Fig. 1.

Fig. 7 shows the patient's cardiac signal acquired by our proposed system from a DII lead measurement. Oscilloscope's reference terminal is connected to  $V_{REF}$ . The system consumed about 11-mW.

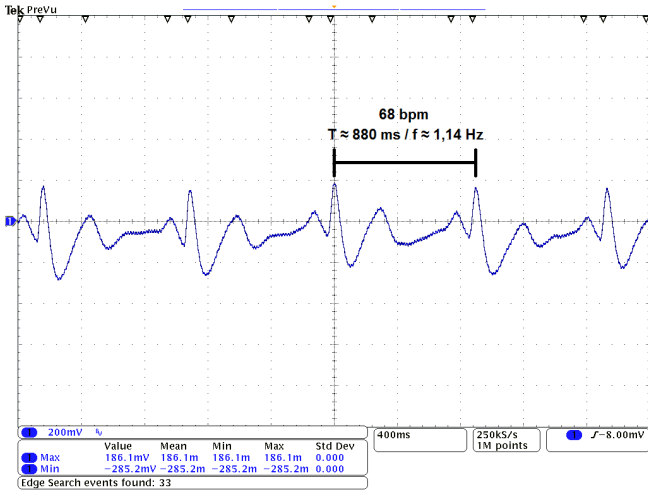


Fig. 7. Heartbeat frequency from a DII lead measurement. Time interval from two consecutive R-waves is used to measure the heartbeat frequency.

The heartbeat frequency is calculated by measuring the time interval of two consecutive R-waves, as shown in Fig. 7. We can verify a constant baseline in our signal, given by  $V_{REF}$  as foreseen by the theory. In this case, we have a time interval of about 880-ms, resulting in a heartbeat frequency of 68 beats per minute (bpm).

A 12-bit resolution DAQ system (4096 discrete levels), based on an off-the-shelf microcontroller supplied with 3.3-V can ideally deal with voltage differences as small as 0.8-mV,

being sufficiently enough to display, record or transmit.

## VI. CONCLUSION

In this paper, we presented a yield-oriented biopotential amplifier design for PCB-based active dry electrodes, in which we verified the variation of DC levels of critical nodes. Considering the tolerance of all components, we obtained a condition for the gain resistor  $R_G$ . For an arbitrary  $\Delta V_Y$ , and considering all relative tolerances are equal, we can determine the condition that limits  $V_Y$  excursion, guaranteeing that  $V_O$  is constant.

A DC Monte Carlo simulation has proved the effectiveness of our equation.  $3\sigma$  value was practically equal to the desired value of  $\Delta V_Y$ . Furthermore, the proposed system was also tested for heartbeat frequency measurements. The experimental results showed that it is possible to calculate this frequency, even when small gain is used, but the DAQ system must have high resolution.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank CAPES and CNPq for the financial support provided to those involved in this work. This work was supported in part by the FINEP under Grant 01.13.0387.00.

## REFERENCES

- [1] G. Gargiulo, P. Bifulco, R. Calvo, M. Cesarelli, C. Jin, and A. van Schaik, "Mobile biomedical sensing with dry electrodes," in *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, 2008. ISSNIP 2008. International Conference on*, Dec 2008, pp. 261–266.
- [2] M. R. Neuman, "Biopotential electrodes," in *Medical Instrumentation: Application and Design*, 4th ed., J. G. Webster, Ed. John Wiley and Sons, 2009.
- [3] J. Yoo and H.-J. Yoo, "Fabric circuit board-based dry electrode and its characteristics for long-term physiological signal recording," in *Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE*, Aug 2011, pp. 2497–2500.
- [4] N. Meziane, J. G. Webster, M. Attari, and A. J. Nimunkar, "Dry electrodes for electrocardiography," *Physiological Measurement*, vol. 34, no. 9, p. R47, 2013.
- [5] S. Nishimura, Y. Tomita, and T. Horiuchi, "Clinical application of an active electrode using an operational amplifier," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 10, pp. 1096–1099, Oct 1992.
- [6] Y. Chi and G. Cauwenberghs, "Wireless non-contact eeg/ecg electrodes for body sensor networks," in *Body Sensor Networks (BSN), 2010 International Conference on*, June 2010, pp. 297–301.
- [7] J. H. Nagel, "Biopotential amplifiers," in *The Biomedical Engineering Handbook*, 2nd ed., J. G. Webster, Ed. Joseph D. Bronzino, 2000.
- [8] C. V. H. R. F. Yazicioglu and R. Puers, *Biopotential Readout Circuits for Portable Acquisition Systems*, 1st ed., 2008.
- [9] E. Spinelli, R. Pallas-Areny, and M. Mayosky, "AC-coupled front-end for biopotential measurements," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 391–395, March 2003.
- [10] Y. Chi, T.-P. Jung, and G. Cauwenberghs, "Dry-contact and noncontact biopotential electrodes: Methodological review," *Biomedical Engineering, IEEE Reviews in*, vol. 3, pp. 106–119, 2010.
- [11] S. J. Kline and F. A. McClintock, "Describing uncertainties in single sample experiments," vol. 75, pp. 3–8, 1953.
- [12] *LMP7701/LMP7702/LMP7704 Precision, CMOS Input, RRIO, Wide Supply Range Amplifiers*, Texas Instruments, 3 2013.
- [13] W. J. Tompkins, *Biomedical Digital Signal Processing - C-Language and Laboratory Experiments for The IBM PC*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2000.